

а 10811 *

КОНСТРУИРАНЕ,
ТЕХНОЛОГИЯ
и НАДЕЖДНОСТ
на РАДИО-
и СЪОБЩИТЕЛНА
АПАРАТУРА

ен

948.621.396-13
6(075c8) А 83

В учебника са разгледани някои възлови въпроси на конструирането, технологията и надеждността на РСА. Изложени са основните принципи на конструктивното проектиране с използване на системния подход и автоматизирани системи, а така също методите за осигуряване на нормален топлинен режим и електромагнитна съвместимост на разработваната апаратура. Дадени са технически данни за най-често използваните в РСА дискретни пасивни елементи и инженерни методики за тяхното конструктивно оразмеряване. Направена е обща характеристика на технологията за изготвяне на РСА, като е отделено специално място на технологията на печатните платки и повърхностния монтаж. Представени са показателите на надеждност на радиоелектронни изделия и методите за оценка, изпитване, прогнозиране и осигуряване на тяхната надеждност.

Учебникът е написан по учебната програма на едноименната дисциплина, която се чете на студентите от факултета по комуникационна техника и технологии на Техническия университет – София. Той може да бъде полезен както за студенти, изучаващи конструирането, технологията на производство и надеждността на радиоелектронни изделия, така и на широк кръг специалисти в тези области на техниката.

Изб № 303/994

БИБЛИОТЕКА
ПРИ ВМЕИ „ЛЕНИН“
София

28

28

Бела

ISBN 954-438-079-5

Технически университет – София

© Лидия Тоткова Йорданова, 1994

СЪДЪРЖАНИЕ

Предговор	5
Глава първа. Общи сведения за конструирането и технологията на РСА	7
1.1. Класификация на РСА. Етапи на разработка на РСА. Основни понятия и определения, свързани с конструирането и технологията на РСА	7
1.2. Условия за експлоатация и изисквания към РСА	10
1.3. Конструктивни и технологични показатели на качеството на апаратурите	13
1.4. Стадии на разработка на РСА. Единна система конструкторска и технологична документация	16
Глава втора. Методи за конструиране на РСА	22
2.1. Общ преглед на методите за конструиране	22
2.2. Системен подход при конструиране на РСА	28
2.3. Математически модели на проектируеми обекти	31
2.3.1. Същност на математическото моделиране и класификация на математическите модели	31
2.3.2. Представяне на функционални модели на микро-, макро- и метаниво	34
2.3.3. Математически модели на електронни схеми	38
2.4. Автоматизация на конструктивното проектиране	41
Глава трета. Топлинен режим при конструиране на РСА	47
3.1. Влияние на температурния режим върху работата на РСА	47
3.2. Топлообмен в РСА	51
3.2.1. Пренасяне на топлинната енергия чрез топлопроводимост	51
3.2.2. Топлоотвеждане чрез конвекция	54
3.2.3. Топлоотвеждане чрез изпарение	56
3.3. Определяне на топлинния режим на РСА	58
3.4. Начини за осигуряване на топлинния режим на РСА	65
3.5. Охлаждане с радиатори и топлинни тръби	67
3.6. Термоелектрическо охлаждане	70
Глава четвърта. Конструктивно-технологични методи за осигуряване на електромагнитната съвместимост на РСА	72
4.1. Общи сведения за електромагнитната съвместимост	72
4.2. Паразитни връзки между източника и рецептора на смущения	74
4.3. Екраниране	78
4.3.1. Екраниране на електромагнитни полета	79
4.3.2. Магнитни екрани	82
4.3.3. Електростатични екрани	86
4.3.4. Многослойно екраниране	89
4.3.5. Екраниране на проводници	91
4.4. Филтрация	94
4.5. Принципи на построяване на системата за заземяване в РСА	100
4.6. Конструиране на електрическите връзки с отчитане на изискванията за електромагнитна съвместимост	102
4.6.1. Собствени и взаимни електрически параметри на свързващите линии	102
4.6.2. Смущения в единични свързващи линии	107
4.6.3. Методи за намаляване на индукираните смущения при електрическа и магнитна връзка между свързващите линии	110
4.6.4. Конструиране на многослойни печатни платки с отчитане на изискванията за вътрешноапаратурна електромагнитна съвместимост	113

<i>Глава пета. Технология на изготвяне на РСА</i>	117
5.1. Анализ на точността при производство на РСА	117
5.1.1. Основни понятия и определения	117
5.1.2. Оценка на качеството на технологичния процес чрез параметрите на разпределение на производствените грешки	119
5.1.3. Методи за анализ на производствените грешки	123
5.2. Обща характеристика на технологичните процеси при производство на РСА	127
5.2.1. Технологичен контрол	127
5.2.2. Технологична тренировка	131
5.2.3. Електрически монтаж	133
5.2.4. Защита на РСА от въздействието на околната среда	144
5.2.5. Настройка на радиоелектронни изделия	151
5.2.6. Изпитвания на радиоелектронни изделия	153
5.3. Технология за производство на печатни платки	155
5.3.1. Общи сведения	155
5.3.2. Основни принципи при конструиране на печатни платки	157
5.3.3. Механична обработка и предварителна подготовка на печатните платки	161
5.3.4. Методи за нанасяне на защитни маски	163
5.3.5. Методи за получаване на проводящата схема	167
5.3.6. Електрически монтаж на печатни платки	173
5.4. Технология на повърхностния монтаж	176
5.4.1. Кратко въведение в технологията на повърхностния монтаж	176
5.4.2. Елементи и комутационни платки за повърхностен монтаж	177
5.4.3. Методи за повърхностен монтаж	180
<i>Глава шеста. Дискретни пасивни елементи на РСА</i>	184
6.1. Състав на елементната база на РСА	184
6.2. Резистори	187
6.2.1. Връзка между електрическите и конструктивни параметри на резистори	187
6.2.2. Класификация и обща характеристика на резисторите	194
6.3. Кондензатори	203
6.3.1. Връзка между електрическите и конструктивни параметри на кондензатори	203
6.3.2. Класификация и характеристика на различните типове кондензатори	209
6.4. Индуктивни бобини	220
6.4.1. Класификация и параметри на индуктивните бобини	220
6.4.2. Конструктивно проектиране на индуктивни бобини и технология за тяхното изготвяне	233
6.5. Трансформатори	239
6.5.1. Класификация, принцип на действие и параметри на трансформаторите	239
6.5.2. Основни зависимости между конструктивните и електромагнитните параметри на маломощни мрежови трансформатори	243
6.5.3. Конструктивно-технологични особености на широколентовите съгласуващи трансформатори	251
6.5.4. Основни принципи при конструиране на импулсни трансформатори	258
<i>Глава седма. Надеждност на РСА</i>	265
7.1. Основни термини и определения	265
7.2. Показатели на надеждност	267
7.3. Оценка на надеждността при проектиране на РСА	274
7.4. Изпитване на надеждност на радиоелектронни изделия	282
7.5. Прогнозиране на надеждността	293
7.6. Общи принципи при осигуряване на надеждността на РСА	298
<i>Литература</i>	302

ПРЕДГОВОР

Качеството и надеждността на разработваната радио- и съобщителна апаратура (РСА) зависи съществено от нейната конструкция и технология на изготвяне.

При конструирането се определя структурата на бъдещото изделие, като при това се решава сложен комплекс от задачи, свързани с осигуряване на електромагнитна и топлинна съвместимост, защита от климатични и механични въздействия, ергономичност и естетика. Всестранно отчитане на влиянието на различни фактори върху конструкцията на РСА е възможно само на базата на системния подход, което налага при конструктивното проектиране да се използват автоматизирани системи.

Технологията на изготвяне на РСА представлява сложен комплекс от взаимносвързани действия на изпълнители и оборудване, целящи преобразуване на изходните материали и комплектоваци елементи в готови изделия. Определящи за постигане на необходимата точност, надеждност и икономичност на произвежданата апаратура са технологичните операции на монтаж, настройка, контрол и изпитване. Както при конструирането, за анализ и синтез на технологичния процес за производство на РСА се използва системният подход и автоматизираните системи за технологично проектиране.

За осигуряване на работоспособността на апаратурата през целия експлоатационен период, характеризиращ се с въздействието на различни дестабилизации фактори (изменение на захранващото напрежение, на температурата, налягането и т.н.), е необходимо тя да притежава висока надеждност. Ето защо при конструирането и изготвянето на РСА се отделя особено място на методите за оценка, прогнозиране и осигуряване на зададена надеждност.

Следователно процесът на реализиране на РСА е сложен и многообразен и изисква достатъчни познания от различни научни области: математическо моделиране, програмиране, термодинамика, електродинамика, схемотехника, физико-химия, математическа статистика и т.н. Поради това не е възможно в рамките на една книга да бъдат обхванати всички въпроси, свързани с конструирането, технологията на изготвяне и надеждността на такива апаратури. Ето защо настоящият учебник има скромната задача да осигури минимума познания, необходими на специалиста, за разработка и производство на РСА. Той е написан по учебната програма на едноименната дисциплина, която се чете на студентите от факултета по "Комуникационна техника и технологии" на Техническия университет – София.

Авторът изказва благодарност на своите рецензенти, чиито ценни препоръки съдействаха за подобряване на ръкописа.

Авторът

ГЛАВА ПЪРВА

ОБЩИ СВЕДЕНИЯ ЗА КОНСТРУИРАНЕТО И ТЕХНОЛОГИЯТА НА РАДИО- И СЪОБЩИТЕЛНА АПАРАТУРА

1.1. КЛАСИФИКАЦИЯ НА РСА. ЕТАПИ НА РАЗРАБОТКА НА РСА. ОСНОВНИ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ, СВЪРЗАНИ С КОНСТРУИРАНЕТО И ТЕХНОЛОГИЯТА НА РСА

РСА се използва за предаване, приемане, преобразуване, изобразяване и съхраняване на информация.

Еволюцията на конструкциите на РСА до днес преминава през пет поколения. В апаратурите от първо поколение са използвани електровакуумни лампи, дискретни радиоелементи и проводникови електрически връзки. РСА от второ поколение се характеризират с конструкции на печатни платки и използване на дискретни полупроводникови прибори, а в тези от трето поколение се появяват и интегралните схеми с малка степен на интеграция. Четвъртото поколение РСА се отличават с внедряването на големи интегрални схеми, многослойни и гъвкави печатни платки и микролентови линии. Апаратурите от пето поколение използват прибори на функционалната микроелектроника.

Създаването на нови конструкции е свързано с разширяване на работния честотен обхват на апаратурите (усвояване на СВЧ и оптичния обхват), използването на различни физични ефекти в твърдото тяло (магнитни, квантови, плазмени и др.) и нови материали, а така също и с разширяване на областта на приложение на апаратурите. Усъвършенстването на конструкциите на РСА и на методите за конструиране са в неразрывна връзка с успехите в областта на технологията на производство, между които се открояват с особена важност усвояването на технологията на печатните платки, интегралната полупроводниковая и хибридна технологии за производство на интегрални схеми, приборите на функционалната електроника и др. В това отношение е съществена и ролята на внедряването на ЕИМ в процесите на конструиране и технология.

РСА могат да се класифицират по следните признания:

функционално предназначение на системата (радиорелейни, радиолокационни и радионавигационни системи, системи за контрол и управление на технологичните процеси и др.);

функционално предназначение на отделните устройства (приемник, предавател, индикатор на радиолокационна станция и др.);

тип на апаратурата (наземна, която може да бъде стационарна или подвижна и бордова, работеща в космоса или в акваториите на морета и океани);

характер на използваните сигнали (аналогова и цифрова);
честотен обхват на сигналите (нискочестотна, високочестотна и свръхвисокочестотна);
конструктивна сложност (интегрална схема, платка, блок, стойка);
тип на производство (единично, серийно, масово).

Конструирането и технологията са етапи от общия процес на разработка на изделията, който включва:

Системотехническо (структурно) проектиране, при което се определя структурата на системата и се разделя наземната и бордовата ѝ части.

Схемотехническо проектиране, целящо разработка на принципна схема на изделието и разделянето му на възли.

Конструктивно проектиране – при него се осъществява разделяне на елементите на апаратурата по структурни нива, разместване на елементите и трасиране на електрическите връзки между тях на всяко структурно ниво и разработка на конструкторска документация.

Технологично проектиране, при което се указва последователността на операциите по изготвяне на апаратурата, режимите на работа, използваното технологично оборудване и инструментална екипировка, редът на монтаж, методите за настройка и изпитвания и др.

Производство.

По-долу ще бъдат дадени определения на някои възлови понятия, които се използват при конструирането и технологията на РСА.

Под *конструкция* се разбира съвкупност от материали и елементи с различни физически свойства, намиращи се в определена физическа връзка (електромагнитна, топлинна, механическа), която обезпечава изпълнението на зададени функции с необходимата точност и надеждност при влияние на външни и вътрешни въздействия и възпроизведима в условията на производство.

Конструкцията определя взаимното разположение на елементите в пространството, начините им на свръзване, характера на взаимодействията между тях, а така също материалите, от които те се изготвят.

Конструкциите на РСА се отличават от останалите конструкции със следните особености:

иерархична структура, т.е. последователно обединяване на по-простите в по-сложни елементи;

доминираща роля на електрическите и електромагнитните връзки;

наличие на нееднородности в електрическите съединения, които водят до изкривяване и затихване на сигналите, а така също и на паразитни връзки, предизвикващи смущения;

наличие на паразитни топлинни връзки, което налага да се приемат мерки за защита на термочувствителните елементи;

слаба връзка между вътрешната структура на конструкцията и нейното външно оформяне.

Структурният модел на съвременните РСА включва пет йерархични нива. На нулево ниво се намират отделните дискретни електронни елементи и интегрални схеми, които представляват конструктивно неделими единици. На първо йерархично ниво конструктивно неделимите елементи се свързват по определена електрическа схема, и образуват конструктивни единици, които нямат самостоятелна употреба, наречени модули или унифицирани възли (резонансен кръг, филтър, смесител и др.). Второ йерархично ниво включва елементите от първо ниво, които са свързани електрически и механически помежду си, като образуват блокове (честотен преобразувател, модем, нискочестотен усилвател, канално-разделително устройство и др.). Блоковете се използват самостоятелно и могат да бъдат електронни, електромеханични и механични. Трето ниво от конструктивната йерархия се реализира във вид на устройства-апаратури и обединява конструктивните единици от второ ниво (радиоприемник, телевизор, стойка на радиорелейна апаратура и др.). На четвърто ниво от конструктивната йерархия се намират електронните системи. Например една радиолокационна система включва в състава си приемо-предавателна апаратура, антенно-фидерен тракт, електронноизчислителна машина и индикаторно устройство.

Конструирането представлява прогнозиране на някаква бъдеща структура на базата на съществуващи данни, намиране и изобразяване на връзките между елементите на конструкцията в конструкторската документация и внедряване в производство. Най-трудният и творчески етап на конструирането е компоновката, която се свежда до избор на рационално пространствено разместване на елементите на конструкцията и трасиране (прокарване) на електрическите връзки между тях. В процеса на компоновка трябва да се съблюдават следните изисквания:

между отделните елементи, възли и блокове да не съществуват зависими електромагнитни, топлинни и механични влияния;

размерите и масата на изделието да бъдат минимални (последните зависят в значителна степен от приетите схемни решения, използваната елементна база, общата дължина на трасираните електрически връзки и др.);

взаимното разположение на елементите на конструкцията трябва да обезпечи технологичност на монтажните операции с отчитане на възможностите за използване на автомати, а така също лесен достъп до тях при профилактичен контрол и ремонтни работи;

разположението и конструкцията на органите за управление и отчитащите устройства трябва да обезпечи максимална простота и удобство за обслужване от оператора;

осигуряване на изискванията за стандартизация, унификация и технологичност на конструкцията.

Компоновката на едно електронно изделие може да бъде *графична* (изпълнява се върху лист хартия чрез изчертаване на контурите на компонованите елементи), *натурна* (използва реални елементи), *моделна* (използва модели на елементите във вид на прости обемни геометрични фигури – паралелепипеди, цилиндри, призми, обемът на които

е равен на този на моделирания элемент), апликационна (с модели на елементите във вид на плоски фигури с прости форми – квадрати, правоъгълници, кръгове, чиято площ съответства на тази на моделирания элемент) и машинна, при която се използват математическите модели на елементите.

Технологията на изготвяне на РСА представлява сложен комплекс от действия на изпълнителите и оборудването, при който се осъществява преобразуване на изходните материали и комплектоваци елементи в готово изделие. Тя се базира на следните типови технологични процеси:

Входен контрол и технологична тренировка на комплектовациите електронни елементи и възли с цел бракуване на онези от тях, които проявяват явни или скрити дефекти.

Електрически и механичен монтаж и технически контрол на качеството на монтажните работи.

Настройка (регулировка) на изделията, при която без изменение на схемата и конструкцията с помощта на различни настройващи елементи (променливи резистори и кондензатори, сърцевини на индуктивни бобини и др.) се цели получаване на зададените параметри.

Зашита на РСА от въздействието на климатични фактори (в частност от вредното влияние на влагата) чрез импрегниране, заливане, използване на метални и лакови покрития и герметизация.

Технологична тренировка на изделията, при която последните се оставят да работят за известно време при определени условия (обикновено "напрегнати режими") с цел проявяване и отстраняване на отказите, които биха възникнали в началния (детския) период на тяхната експлоатация в резултат на откази на комплектовациите елементи, схемно-конструктивни, технологични и производствени грешки.

Изпитване, чието провеждане изяснява съответствието между зададените и получените параметри на изделието при въздействие на различни климатични и механични дестабилизиращи фактори.

Изходен контрол на РСА с цел установяване на годността на продукцията за експлоатация.

По-подробно запознаване с типовите технологични процеси при производството на РСА ще бъде направено в пета глава.

Трябва да се подчертвае, че технологията представлява само част от *производствения процес*, който освен изготвяне на изделия включващо подготовкa на производството, материално-техническото снабдяване, ремонт на оборудването, цеховия и вътрешнозаводски транспорт и др.

1.2. УСЛОВИЯ ЗА ЕКСПЛОАТАЦИЯ И ИЗИСКВАНИЯ КЪМ РСА

Експлоатационните условия характеризират дестабилизиращите фактори, които въздействат върху апаратурите и влияят в различна степен върху тяхната работа. Тези фактори могат да бъдат обединени в три основни групи: климатични, механични и радиационни.

Към климатичните фактори се отнасят температурата на окръжащата среда, топлинният удар, атмосферното налягане, влажността, плесните и гъбните образувания, прахът и пясъка, а така също активните вещества и озонът в атмосферата и др.

Повишаването на температурата предизвика увеличаване на съпротивлението на проводниковите материали, намаляване на изолационното съпротивление на диелектриците (което предизвика поява на утечни токове в схемите, увеличаване на диелектричните загуби и като следствие от това намаляване на качествения фактор на кръговете) и на тяхната електрическа якост (последица от което е възникването на пробиви в схемите и пълен отказ на апаратурите). Изменението на температурата води до промяна на диелектричната проницаемост на диелектриците и от там до разстройка на кръговете, а при използване в конструкциите на материали с различни коефициенти на линейно разширение могат да възникнат и механични разрушения.

Най-опасно температурно въздействие е температурният удар, който възниква в апаратури, монтирани на самолети, спътници и др. и се характеризира с рязко изменение на температурата (до няколко десетки градуса) в течение на кратък интервал от време (до няколко минути).

При работа на апаратурата на голяма височина, където атмосферното налягане е значително по-ниско от нормалното (101,3 kPa), се наблюдава намаляване на електрическата якост и влошаване на топлоотдаването.

Влагата предизвика корозия на металите, рязко понижаване на изолационното съпротивление и електрическата якост на диелектриците и изменение на тяхната диелектрична проницаемост. Високата влажност (80–100%) на сравнително топлия ($25 \div 35^{\circ}\text{C}$) и неподвижен въздух съдейства за развитието на плесни и гъби, които не само че влошават електрическите и механични характеристики на органичните материали, но и могат да ги разрушат.

Прахът и дребните частици от пясък оказват абразивно действие върху движещите се механизми и намаляват точността на тяхната работа. При наслояване могат да прекъснат нормалната работа на реле, превключватели и други електромеханични устройства. Прахът е хигроскопичен и предизвика нарушаване на нормалния температурен режим на апаратурите.

Активните вещества в атмосферата (киселини, основи, соли), чиято концентрация е особено висока в индустриалните райони, предизвикват разрушаващо действие на апаратурата, а озонът ускорява процесите на нейното стареене.

Към механичните фактори се отнасят вибрациите, механичните и акустични удари и линейните ускорения. На такива механични въздействия са подложени всички апаратури, работещи на подвижни обекти.

Вибрациите представляват периодични механични колебания, които се характеризират с честота и ускорение. В зависимост от мястото на апаратурата (автомобил, самолет и др.) честотата на вибрациите може да достигне до 500 Hz, а ускорението до 10 g. Особено опасни са

вибрациите, чиято честота съвпада със собствената резонансна честота на конструкцията, при което вследствие на резонанс апаратурата може да бъде разрушена.

Механичният удар се характеризира с рязко изменение на ускорението (от десетки до хиляди g) за много кратко време (от части до десетки милисекунди).

Акустичният удар представляват механично въздействие, което възниква в летателни апарати, поради шума на техните двигатели.

Линейното ускорение е също механичен фактор, оказващ влияние върху работата на апаратури, които са монтирани на борда на самолети, спътници и ракети.

Изброените механични въздействия предизвикват деформация на отделните части на конструкцията, в резултат на което настъпва изменение на параметрите на апаратурата или нейното пълно разрушаване.

Към радиационните фактори се отнасят естествените (Слънцето, излъчването на Галактиката, природните радиоактивни вещества и др.) и изкуствени (термоядрени реактори, ядрени взрывове и др.) ионизиращи лъчения. Тези излъчвания водят до структурни изменения на материалите, поради ионизация, прегряване и появя на индуктирана радиоактивност. В зависимост от дозата на облъчване тези изменения на материалите могат да бъдат обратими (изчезват след премахване на облъчването) и необратими (запазват се и след прекратяване на облъчването).

Както стана ясно и трите групи фактори дестабилизират работата на РСА. Това налага при нейното конструиране и технология на изготвяне да бъдат предвидени такива решения, които гарантират, че в определени граници на изменение на дестабилизиращия фактор отклоненията на параметрите на апаратурата няма да излязат извън зададения допуск, т.е. тя ще продължава да изпълнява нормално своите функции. Ефективността на методите, осигуряващи защита на РСА от въздействието на дестабилизации фактори се проверява по време на провежданите климатични и механични изпитвания. При неизпълнение на изискванията за студо- и топлоустойчивост, за влагоустойчивост или виброустойчивост и т.н. апаратурата се връща за доработка.

Условията за експлоатация на РСА определят предявяваните към тях изисквания, които могат да се обхватят в следните четири групи:

Тактико-технически изисквания. Тези изисквания включват основните характеристики на апаратурата, които трябва да се осигурят в процеса на нейното създаване. Към тях се отнасят показатели, свързани с предназначението на апаратурата (мощност, усиливане, чувствителност, избирателност, скорост на предаване на информацията, коефициент на стояща вълна, ширина на главния лист на диаграмата на насоченост на антена и т.н.); изисквания към конструкцията (наименование, брой и предназначение на отделните части на конструкцията, ма-са и размери, изисквания за взаимозаменяемост, унификация, типизация, стандартизация) и изисквания, свързани с условията за експлоатация (вид на обекта, нива на климатичните, механични и радиационни

въздействия, квалификация на обслужващия персонал и др.).

Тактико-техническите изисквания се формулират от заявителя и служат за изготвяне на техническото задание.

Конструктивно-технологични изисквания. Тази група изисквания включва:

Конструктивна приемственост, изразяваща се в използване в бъдещата конструкция на предварително разработени възли и блокове с потвърдени характеристики, които са включени в експлоатирани апаратури. Конструктивна приемственост се постига чрез използване на типизацията (изразява се в свеждане на многообразието от конструктивни решения до минимален брой такива), унификацията (означава използване на едни и същи конструкции за създаване на апаратури с различно предназначение), нормализацията и стандартизацията, т.е. включване в създаваната апаратура на максимален брой стандартизиращи и нормализирани изделия.

Ремонтопригодност или изискване за осигуряване на условия за бързо откриване и отстраняване на възникнали в апаратурата откази.

Технологичност на конструкцията, проявяваща се в това, че последната може да бъде изготвена с минимални разходи в необходимото количество за зададено време, като при това отговаря напълно на поставените към изделието изисквания. Обобщен показател на технологичността на една конструкция е нейната трудоемкост.

Серийнопригодност или изискване към апаратурата да съдържа максимален брой стандартизиранi възли и детайли, да може да бъде изготвяна на базата на типови технологични процеси с минимални материалини разходи за разработка и усвояване в производство.

Експлоатационни изисквания. С тези изисквания са тясно свързани условията, осигуряващи нормална работа на оператора и технологията обслужващ персонал. РСА трябва да бъде конструирана така, че да осигурява изискванията за безопасност на работата и охрана на окръжаващата среда, за шумозащитеност, ергономичност и естетика. Основно експлоатационно изискване е изискването за надеждност.

Икономически изисквания. Тук се включват разходите на труд, материали, време и енергия, необходими за разработката и производството на дадена апаратура. Основен икономически показател на изделието е неговата себестойност.

1.3. КОНСТРУКТИВНИ И ТЕХНОЛОГИЧНИ ПОКАЗАТЕЛИ НА КАЧЕСТВОТО НА АПАРАТУРИТЕ

Всяко изделие се характеризира с качество, което се определя от съвкупността от неговите електрически, магнитни, топлинни, конструктивни, технологични и ергономични характеристики, а така също от способността му да работи в условия на външни смущения. Качеството на РСА може да бъде оценено чрез сравнение на нейните функционални, конструктивни, технологични и експлоатационни показатели на качеството. Поради различното предназначение и условия на експлоатация на апаратурите главните показатели на качеството на една

апаратура могат да се окажат несъществени или даже неприемливи за друга.

Конструктивни показатели на качеството на РСА. Към тези показатели се отнасят:

Вероятност за безотказна работа. Този показател оценява вероятността за това, че в границите на зададена отработка (период от време) отказ в апаратурата няма да настъпи и ще бъде разгледан по-подробно в седма глава.

Сложност на изделието С, която се определя от израза:

$$C = k_1(k_2N + k_3M),$$

където N е броят на елементите в изделието;

M – броят на монтажните връзки;

k_1 – мащабен коефициент;

k_2 и k_3 – тегловни коефициенти.

Обем на изделието V. Този показател се изчислява от:

$$V = V_N + V_M + V_H,$$

където V_N е полезен обем, заеман от елементите на конструкцията;

V_M – обем, който се губи за монтажа;

V_H – обем на носещата конструкция.

За оценка на компактността на конструкцията се използва показателят плътност на компоновката на елементите в зададения обем на изделието $\gamma_v = N/V$ или плътност на опаковката на елементите на зададена площ $\gamma_s = N/S$.

Маса на изделието m, зависеща от неговия обем и специфична маса m_s , т.е. $m = m_s V$.

Консумирана мощност от изделието P_к, за определянето на която се отчита допустимата мощност на съставящите го конструктивно-технологични единици P_i и техния брой n , т.е. $P_k = \sum_{i=1}^n P_i$.

За оценка на разсейната от изделието мощност в околното пространство се използва показателят *специфична разсейна мощност* $P_{ps} = k_p P_k / V$, където $k_p = (0,8 \div 0,9)$.

Собствена резонансна честота на конструкцията f₀, която зависи от масата на изделието m и от един коефициент k_{α} , оценяващ якостта на конструкцията и се определя от израза:

$$f_0 = \sqrt{\frac{2\pi k_{\alpha}}{m}}.$$

Ефективността на защита на конструкцията от вибрации и удари се оценява с *коекциенти на виброизолация и удароизолация* (за апаратури, в които са използвани амортизиращи устройства) и *коекциенти на динамичност за ниските и високи честоти от диапазона на механичното натоваряване* (за неамортизируеми апаратури).

Степен на херметичност на конструкцията D, определяща се от количеството на изтегляя от обема Й V газ (което се оценява по изменението на налягането Δp на газа в блока) за определено време t, т.е. $D = V \Delta p / t$.

Най-общо качеството на конструкцията на създадена апаратура може да се оцени чрез използване на един комплексен критерий на качеството, който е равен на сумата от частните показатели:

$$K = \varphi_m m_0 + \varphi_V V_0 + \varphi_P P_0 + \varphi_C C_0 + \varphi_{\lambda} \Delta_0,$$

където $\varphi_m, \varphi_V, \varphi_P, \varphi_C$ и φ_{λ} са тегловни коефициенти (коекциенти на значимост) на масата, обема, консумираната мощност, сложността и интензивността на отказите на конкретната апаратура. В израза частните показатели на качеството фигурират със своите нормирани стойности, което е означено с индекса "0".

Технологични показатели на качеството. Тези показатели дават количествена (коекциентна) оценка на технологичността на конструкцията. Най-важните от тях са:

Коефициент на конструктивна приемственост k_{pr} , чрез който се оценява степента на използване в новосъздадената конструкция на елементи (детайли и възли), взаимствани от други апаратури:

$$k_{pr} = \frac{N_{вз}}{N - N_{кноп}},$$

където N е общият брой на елементите на конструкцията (оригинални, взаимствани, нормализирани и стандартизираны);

$N_{вз}$ – брой на взаимстваните елементи;

$N_{кноп}$ – брой нормализирани крепежни елементи.

Коефициент на нормализация $k_{нор}$; определящ се от израза:

$$k_{нор} = \frac{N_{нор}}{N - N_{кноп}},$$

където $N_{нор}$ е брой на нормализираните и стандартизираны елементи в конструкцията.

Коефициент на повторяемост k_n , отразяващ степента на унификация на съставящите конструкцията елементи:

$$k_n = N/N_t,$$

където N_t е брой на различните типове елементи в изделието.

Коефициент на технологичност на конструкцията k_t :

$$k_t = C_p / C_{пл},$$

където C_p и $C_{пл}$ са съответно реалната и планирана себестойност на изделието.

Кофициент на използваните материали k_m , който характеризира многообразието на материалите, вложени в конструкцията:

$$k_m = N/N_m ,$$

където N_m е брой на марките използвани материали.

Кофициент на използваемост на материалите k_i , оценяващ икономичността при производството на детайли:

$$k_i = m_d/m_z ,$$

където m_d и m_z са маси на детайла и на неговата заготовка.

При разработка на микроелектронни апаратури се използват допълнителни оценъчни кофициенти, които отчитат предимствата на такива апаратури чрез съпоставянето им с техните функционални аналоги, изпълнени с дискретни полупроводникови елементи. По-важните от тях са: кофициентите на намаляване на размерите $k_p = V_i/V_d$ и на масата $k_m = m_i/m_d$ на изделието и кофициентът на увеличаване на показателите му на надеждност $k_n = \Pi_i/\Pi_d$. Индексите "и" и "д" означават, че изделието е в интегрално изпълнение или е реализирано чрез дискретни полупроводникови елементи.

1.4. СТАДИИ НА РАЗРАБОТКА НА РСА. ЕДИНА СИСТЕМА КОНСТРУКТОРСКА И ТЕХНОЛОГИЧНА ДОКУМЕНТАЦИЯ

Процесът на разработка на изделията преминава през следните етапи: научно-исследователска работа (НИР), опитно-конструкторска разработка (ОКР) и технологична разработка (ТР). В хода на изпълнение на работите, включени в различните етапи, се уточняват приетите решения и се намира оптималното. При това се отстраняват грешки, които могат да бъдат допуснати както от ръководителите (грешки при планиране и др.), така и от изпълнителите (неправилен избор на технологичните решения, грешки в конструкторската документация и др.).

Разработката на едно изделие изисква тясно взаимодействие между конструктори и технологии. Това позволява още в началото да се решат успешно въпросите, свързани с конструктивната и технологична приемственост на изделието, да се отделят оригиналните елементи и да се обоснове необходимостта от разработка на нови технологични процеси. В хода на това взаимодействие се решават въпроси на компоновката с отчитане на изискванията за удобство при монтаж, ремонт и контрол; съгласуват се параметрите, подлежащи на контрол и техните допустими отклонения и др. В зависимост от технологичните изисквания в много случаи може да се наложи корекция на конструкцията (компоновка, стойности на параметрите и допуските, използвани материали). Изготвянето на дадена конструкция от своя страна може да наложи допълнителна разработка на използваните технологични процеси (повишаване на тяхната стабилност или разрешаваща способност, разработка или усвояване на нови за даденото предприятие технологични процеси).

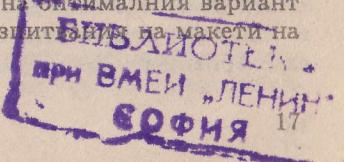
НИР включва следните видове работи: 1) патентна справка; 2) разработка и съгласуване с възложителя на техническо задание и регистрация на НИР; 3) подготвителен етап, включващ избор на направлението на изследване, разработка, съгласуване и утвърждаване на частни технически задания за основните части на НИР; 4) основен етап, при който се провеждат теоретични и експериментални изследвания и обработка на получените резултати се оформя техническа документация; 5) заключителен етап, включващ обобщаване на резултатите и регистрация на НИР; 6) приемане на НИР, обсъждане и съгласуване на задачата за провеждане на ОКР.

Опитно-конструкторската разработка се извършва на базата на резултатите, получени от НИР и е процес на тяхното реализиране в конкретна електрическа схема и конструкция на разработваното изделие. Основни стадии на ОКР са:

Техническо задание (ТЗ). Съдържа наименованието на изделието, основното му предназначение – област на приложение, основанието за разработка, източниците за разработка, тактико-технически изисквания (електрически параметри с допустимите им отклонения, размери, степен на унификация, типизация, стандартизация и др.), експлоатационни изисквания (показатели на надеждност, ergonomични и естетични изисквания и др.), икономически изисквания (себестойност) към изделието, етапи (с конкретно указаната работа за всеки етап) и срокове за разработка, реда за контрол и приемане на изделието.

Проектно задание (П). На този стадий се прави проучване и сравнителна оценка на възможните варианти за реализиране на изделието и се предлага оптимален (оптимални), като се прави обосновка на принципната възможност за създаване на базата на този вариант (варианти) на изделие, чиито характеристики отговарят на заложените в ТЗ и се набелязват основни технически и организационни решения за изпълнението на ТЗ.

Идеен проект (И). Представлява комплект от документи, съдържащи принципни (схемни, конструктивни и др.) решения, даващи общ представа за изделието, а също данни, определящи възможността за използването му по предназначение и неговите основни параметри. На този стадий се извършва проверка на приетите принципни решения преди разработката на работния проект, като за целта предложените в предния стадий варианти на възможни решения за изготвяне на изделието се сравняват по отношение на това в каква степен всеки от тях конкурира показателите, определени от техническото и от проектното задание и се избира оптималният. При този избор са решаващи не само функционалните параметри на изделието, но така също неговата технологичност (оценяваща се с кофициентите на унификация, стандартизация и приемственост), ergonomичност, естетичен вид и др. За приемка на техническото равнище и качеството на оптималния вариант преди изчислителната работа се провеждат изпитвания на макети на отделните части или на цялото изделие.



Работен проект (Р). Представлява комплект от конструктивни документи, съдържащи окончателни технически решения по схемата и конструкцията, които дават пълна представа за изделието и са база за разработка на работна документация. На този етап се провеждат пълни изчисления на принципната схема, изделието се разделя на блокове, правят се чертежи и по тях се изготвя конструктивен макет, който се подлага на всестранни изпитвания с цел отстраняване на грешки в схемата и конструкцията. След утвърждаване на работния проект се пристъпва към разработка на работна документация на опитния образец.

Работната документация представлява съвкупност от конструкторски документи, определящи устройството и състава на изделието и съдържащи необходимите данни за неговото изработка, приемане, експлоатация и ремонт. Разработката на работна документация минава през три етапа:

Опитен образец (О). На този етап се комплектоват всички конструкторски документи, необходими за изработка и изпитване на опитните образци. След изпитване на опитните образци с цел установяване на съответствието им с ТЗ се извършва корекция на конструкторската документация и ѝ се присвоява буква O_1 . След доработка на опитните образци и следващо изпитване и корекция на документацията последната получава букви O_2 , O_3 и т.н.

При задоволителни резултати от изпитването документацията се предава за подготовкa на пробната серия.

Пробна серия (А). След изработка и изпитване на пробната серия се извършва корекция на конструкторската и технологична документация, а така също на технологичното оборудване и инструментална екипировка. На коригирания комплект конструкторска документация за изработка и изпитване на пробната серия се присвоява буква А.

Редовна контролна серия; редовно производство (Б). На този етап се извършват следните видове работи:

изработка и изпитване на редовна контролна серия в условията на установлен и напълно обзаведен технологичен процес и обработени и проверени в производството конструктивни документи;

корекция на конструкторската документация по резултатите от проведените контролни и типови изпитвания на изделието.

Коригираната конструкторска документация за изработка на редовна контролна серия и нейното изпитване, на която се присвоява буква Б, се използва за започване на редовно производство.

Работната документация се изготвя на базата на Единната система конструкторска документация (ЕСКД), която представлява комплект от стандарти, установяващи правилата и реда на разработка, оформяне и обмен на техническа документация. Към нея се причисляват графични и текстови документи, най-важните от които (съгласно БДС 2.109-80) са изброени по-долу с указане в скоби на съответстващите им шифри.

Чертеж на детайл (няма шифър) – документ, съдържащ изображение на детайла и други данни, определящи еднозначно неговите функционални свойства при постъпването му за сглобяване или за самостоятелно използване.

Чертеж сборен (ЧС) – документ, съдържащ пълно или опростено изображение на слобената единица и други данни, определящи еднозначно функционалните й свойства, получени в резултат на сглобяването.

Чертеж на общия вид (ЧВ) – документ, съдържащ изображение на слобената единица и други данни, определящи конструкцията й, изявяващи взаимодействието на нейните съставни части и принцип на работа.

Чертеж габаритен (ЧГ) – документ, съдържащ опростено контурно изображение на изделието и неговите габаритни размери.

Чертеж монтажен (ЧМ) – документ, съдържащ опростено контурно изображение на изделието и данни, необходими за неговия монтаж и мястото за експлоатация.

Схема (шифърът зависи от вида и типа на схемата) – документ, съдържащ символи на съставните елементи и части на изделието и връзките им.

Според вида си схемите се делят на електрически, кинематични, хидравлични, оптични и т.н. В зависимост от основното им предназначение те се разделят на следните типове: структурна схема (съдържа основните функционални части на изделието и техните връзки, представени чрез прости геометрични фигури и линии); функционална схема (дава представа за определени процеси, протичащи в отделните функционални части на изделието или в изделието като цяло); принципна схема (определя пълния състав от елементи и връзките между тях и дава подробна информация за принципите на работа на изделието); схема на съединенията (показва връзките между съставните части на изделието, а също така местата на свързване и входовете) и схема на включване (показва външните връзки на изделието).

Спецификации (без шифър) – документи, определящи състава на изделието и разработената за него конструкторска документация.

Записка обясnitелна (ЗО) – документ, съдържащ описание на устройството и принципа му на действие, а така също обосновка на избрани технически и технико-икономически решения.

Записка изчислителна (ЗИ) – документ, включващ всичките видове изчисления за конструкцията, експлоатацията, техническата безопасност и др. на изделието и на неговите съставни части.

Документ стандартизиран (без шифър) – съдържа изискванията към изделието, към неговото доставяне, приемане и контрол. За изделия, за които няма стандарти или други нормативни документи или има повишени изисквания, непредвидени в съществуващия стандарт, се изготвят технически условия (ТУ).

Методика и програма за изпитване (МП) – документ, който съдържа показателите, подлежащи на проверка или изпитване и изисквани-

ята към тях, а така също реда и методите за контрола им.

Таблици (ТБ) – документи, които включват данни, оформени в таблица.

Формуляр патентен (ФП) – документ, съдържащ данни за патентната чистота на изделието, а така също за създадените и използвани национални изобретения при неговата разработка.

Документ експлоатационен (без шифър) – дава информация за изделиято и правилата за неговата експлоатация (използване, техническо обслужване, текущ ремонт, транспортиране и съхраняване).

Документ ремонтен (без шифър) – включва данни, необходими за подготовката и осъществяване на ремонта, както и за контрол на изделието след ремонт.

Списък на спецификациите (СС) на съставните части на изделието.

Списък на притежателите на оригинални (СО), в който се изброяват предприятията, съхраняващи оригиналната документация на дадено изделие.

Списък на документите, на които се прави позоваване (СП) в конструкторската документация.

Списък на съставните части на изделието (ССЧ), в който се изброяват онези съставни части, които се прилагат в изделието като стандартизирани (нормализирани) и се взаимстват от други изделия или се закупуват.

Списък за съгласуване на използването на закупени изделия (СИ) – включва изделията, които трябва да бъдат закупени след предварително съгласуване.

Списък на чертежите (СЧ) – документ, съдържащ списък на всички чертежи, които влизат в работната документация.

Списък на документите (СД) – включва всички документи, влизащи в комплекта конструкторска документация при различни стадии на разработка.

Технологичната разработка включва следните видове работи:

1) Избор на вида на технологичния процес (ТП). Обикновено се препоръчва използването на унифицирани технологични процеси, което позволява, вместо разработката на нови, да се подберат действащи ТП и оборудване и да се приложат с незначителна доработка за изгответяне на изделието.

2) Избор на вида на изходната заготовка и метода за нейното получаване. Този избор се определя от възможността на материала на детайла да бъде подложен на определен вид обработка, от конструктивната форма и размери на детайла, необходимата точност на формиране на неговите физични параметри и др.

3) Предварително определяне на операциите, схемите за установка на заготовките и последователността на изпълнение на операциите (маршрута на операциите).

4) Определяне на технологичното оборудване и екипировка, а така също и на средствата за механизация и автоматизация на производствения процес. Уточняване на съдържанието на операциите.

5) Уточняване на режимите на работа, нормиране на преходите и операциите на ТП, определяне на квалификацията на изпълнителите.

6) Проектиране на производствените участъци, съставяне на планове за разместяване на оборудването и разработка на операции по разместяване на изделието.

7) Определяне на вътрешноцеховите подемно-транспортни средства.

8) Оформяне на работна технологична документация на ТП.

При разработката на ТП се използва три вида изходна информация: базова, съдържаща се в конструкторската документация на изделието (работни чертежи и технически условия); ръководеща, към която се отнасят данни, включени в стандартите и технологичните инструкции на предприятието и справочна, намираща се в справочници и каталоги, описващи действащи унифицирани технологични процеси.

Съществена особеност на ТП е, че окончателното решение на задачите се намира паралелно чрез метода на последователните приближения.

Видът на технологичните документи, които включват резултатите от разработка на технологичния процес и се използват при неговата реализация се установява от държавни стандарти, включени в Едината система технологична документация (ЕСТД).

Основни документи, които се изготвят на етап технологична разработка са **технологичните карти**. Съгласно БДС 3.1102-76 при производството на РСА се използват следните основни технологични карти:

Маршрутна карта (МК) – документ, определящ последователността на технологичните операции по изгответяне на изделието с посочване на данни за оборудването, екипировката, материалните и трудови ресурси.

Карта на технологичен процес (КТП) – включва последователността на обработката на детайла или възел по операции и преходи. В тези карти се съдържат още данни за технологичната екипировка, режима на работа, методите за настройка (регулиране) и контрол, материални и трудови норми.

Операционна карта (ОК) – документ, съдържащ описание на отделна технологична операция с разделянето ѝ на преходи, подробни данни за режимите на работа, методите за технически контрол, геометрични и други параметри, начини за измерване и изпитване и други сведения, необходими за работника и за извършващия качествен контрол.

За да може да се отрази спецификата на цялото многообразие от технологични процеси при производството на РСА в стандарта са посочени и други документи, по-важните от които са:

Технологична инструкция. В този документ се описват основни физико-химични явления, които се използват в различните етапи на ТП, специфични методи на работа, методите за контрол на ТП, правилата за използване на технологичното оборудване и измервателна апаратура.

Карта на скициите, съдържаща скици, схеми и таблици, поясняващи ТП (и неговите отделни операции) за изгответяне на изделието.

ГЛАВА ВТОРА

МЕТОДИ ЗА КОНСТРУИРАНЕ НА РСА

2.1. ОБЩ ПРЕГЛЕД НА МЕТОДИТЕ ЗА КОНСТРУИРАНЕ

В първите години на създаване на сравнително несложни РСА, те са се реализирали като единна монолитна конструкция – моноблок. С нарастване на сложността на апаратурата се преминава към нейното конструктивно разделяне на части, изгълняващи самостоятелни функции – блокове. *Блоковият метод* е позволил да се унифицира производството, благодарение на специализация и паралелна работа на отделни участъци. По-нататъшното развитие на методите за конструиране се характеризира с разделяне на апаратурата на още по-малки части – функционални възли. Същността на *функционално-възловия метод за конструиране* се състои в това, че разработваната конструкция се разделя на функционално завършени възли, които могат да бъдат поотделно конструирани, настроени и изпитани преди обединяването им в готово изделие. Това позволява да се скъси съществено времето за разработка и изготвяне на апаратурата, да се повиши нейната надеждност и ремонтопригодност, да се осъществи автоматизация на процесите на монтаж и слобяване и др. В зависимост от физическата природа на процесите, протичащи в тези възли, те могат да бъдат разделени на електронни, оптични, електромеханични, механични и др.

Разновидност на функционално-възловия метод е *модулният метод за конструиране*, при който в качеството на основни (базови) конструктивни единици на апаратурата се използват унифицирани по отношение на своята конструкция, технология на изготвяне и захранващо напрежение функционални възли, наречени *модули*. В зависимост от начина на разполагане на элементите и конструктивното изпълнение, модули те се класифицират в три групи: 1) плоски, при които електронните елементи са разположени върху плоскостта на диелектрична платка; 2) обемни, при които електронните елементи са разположени между две диелектрични платки и 3) обемно-плоски с разположение на елементите върху плоскостта на платки, които след това се обединяват в обемна конструкция. Всеки модул притежава монтажни и електрически (плоски или обемни) изводи за включването му в състава на конструктивна единица от по-високо йерархично нива (блок). Електронните модули трябва да притежават конструктивна, електрическа, електромагнитна, информационна и програмна съвместимост.

Под *конструктивна съвместимост* се разбира свойство на модулите, което се определя от техните геометрични размери и форма и обезпечава съвместното им използване и взаимозаменяемост в апаратурата.

Електрическата съвместимост е свойство на модулите, определящо се от параметрите на техните входни и изходни сигнали и захранващи напрежения и обезпечаващо възможност за съвместната им работа

при електрическо включване. Такава параметрична съвместимост дава възможност за използване на минимален брой захранващи източници и устройства за съгласуване на електронните модули при съвместната им работа в изделието.

Електромагнитната съвместимост е свойство на модулите, което определя тяхната устойчивост към смущения и осигурява съвместното им използване при допустими взаимни електромагнитни смущения.

Информационната съвместимост е свойство на модулите, което се определя от унификацията на системата за кодиране и времево взаимодействие и гарантира възможността за съвместно използване на тези модули в едно изделие.

Програмната съвместимост е свойство на модулите, което се определя от програмно-апаратната организация и унификацията на системата команди и осигурява възможност за изпълнение на еднакви програми от различни електронни модули.

Изброените изисквания към електронните модули се постигат чрез широко използване на стандартизацията.

Използването на модулния метод за конструиране ускорява и опростява процесът на проектиране на изделията, тъй като конструкторът оперира не с отделни електронни елементи, а с готови модули. Изготвените изделия притежават по-висока надеждност, гаранция за което е предварителната прецизна разработка, настройка, изпитване и тренировка на отделните модули преди тяхното включване в изделието. Изменя се и характерът на производството, което може да бъде механизирано и автоматизирано. За сметка на еднотипността на конструкциите и технологията се съкращават сроковете за подготовкa и внедряване на новото изделие в производство.

В процеса на своето развитие модулният метод за конструиране е претърпял изменения, съответстващи на усъвършенстването на елементната база. С появата на микроелементите в качеството на базови конструктивни единици на апаратурите започват да се използват *микромодулите*, които в зависимост от своята конструкция могат да бъдат плоски или етажеръчни. При последните микроелементите се разполагат върху диелектрични подложки със стандартни размери, които се слобяват във вид на етажерки и се свързват помежду си с вертикални проводници в съответствие със схемата. Готовата конструкция се херметизира чрез заливане с компаунд. По този начин конструкцията на микромодулите осигурява тяхната висока механична якост и добра защита от въздействията на окръжаващата среда. Всеки микромодул представлява функционално и конструктивно завършена единица, чието включване в състава на конструктивна единица от по-високо ниво не изисква никакви допълнителни доработки.

Независимо от очевидните различия между моноблоковите, блоковите, модулните и микромодулните конструкции, всичките те притежават една общая особеност – съставени са от дискретни елементи. Използването на дискретни елементи позволява да се постигне пътност

на запълване на обема на модула до 20 елементи на cm^2 , което при съвременната сложност на апаратурите не е достатъчно. По-нататъшното развитие на модулния метод е свързано с прехода от дискретни елементи към интегрални схеми, които изпълняват функциите на базови конструктивни единици за изграждане на апаратурите. В този случай се говори вече не за миниатюризация, а за микроминиатюризация на апаратурата, при което степента на интеграция се движи от 10 до стотици хиляди елементи в една схема. В зависимост от технологията на изготвяне интегралните схеми се делят на три основни групи: 1) **слойни**, в които елементите и връзките между тях се реализират във вид на слоеве с различна конфигурация върху повърхността на диелектрична подложка; 2) **полупроводникови**, при които всички елементи и междуелементни връзки се изпълняват в обема и на повърхността на полупроводник и 3) **хиbridни**, в които освен слойни елементи и съединения между тях върху диелектричната основа се разполагат и отделни дискретни елементи и схеми, изгответи отделно по методите на полупроводниковата технология.

Важно значение за усъвършенстване на модулния метод за конструиране има появата на големите интегрални схеми и особено на микропроцесорите. Последните позволяват: да се постигне значително изменение на характеристиките на апаратурата само с промяна на управляващата микропроцесорна програма, без каквито и да са изменения в монтажа и в платките; да се намали обемът и цената на изделието, тъй като микропроцесорът заменя обикновено от 75 до 200 интегрални схеми с малка и средна степен на интеграция и има по-малко връзки; да се съкрати времето за разработка на изделието и да се увеличи неговата надеждност.

Както беше вече изтъкнато в първа глава, структурата на PCA се характеризира с наличието на конструктивна йерархия, изразяваща се в създаване на конструктивно завършени единици от по-старши нива чрез обединяване на конструктивни единици от по-младши нива. Йерархичната подчиненост на конструктивните нива на една PCA е демонстрирана на фиг. 2.1, където от модули във вид на унифицирани печатни платки (a), включващи модули от по-ниско йерархично ниво (интегрални схеми) е компонован блок (б), влизаш в състава на стойката или пулта за управление (в).

Основна задача при конструктивното проектиране е реализирането на схемата на изделието чрез набор от функционално завършени модули, възли или блокове. Важен етап при това е функционалното разделяне на принципната електрическа схема на изделието на подсхеми, при което се спазва следната последователност от действия:

1. *Ориентировъчно определяне на броя на модулите, от които се състои проектируемото изделие.* За тази цел е необходимо да се знае сумарната площ, заемана от всичките включени в схемата на изделието електронни елементи $S = k_s \sum_{i=1}^N S_{m_i}$, където k_s е коефициент,



Фиг. 2.1

възсещ от предназначението и условията на експлоатация на изделието ($N = 1 \div 3$), а S_{m_i} е площта на монтажната площа на i -тия елемент. След това известни размери на изделието, посочени в техническото задание, се определя ориентировъчно типоразмера на печатни платки на модулите (желателно е да използва унифицирания ред от разменяеми печатни платки). Чрез разделяне на сумарната площ на елементите S на площта на печатната платка с избрания типоразмер се получава броят на модулите, от които ще бъде компоновано изделието.

Трябва да се отбележи, че такъв подход има само оценъчен характер и броят на модулите може да бъде коригиран след отчитане на условията за експлоатация, предназначението на изделието, състава на основата функционална схема, използвания технологичен процес за изграждане и т.н. Освен това част от електрическите елементи, например тройства за управление и индикация, входни и изходни елементи за електрическа комутация, не се монтират върху печатна платка, а върху предварително или задния панел на изделието. Поради това при функционалното разделяне на електрическата схема на изделието за тези елементи трябва да бъде предвидена отделна подсхема.

2. *Разделяне на принципната електрическа схема на изделието на подсхеми, съответстващи на отделните модули.* Задачата на този етап е разделяне на електрическата схема на части с минимален брой връзки между си. Тази задача се решава с помощта на теорията на графите и трябва да бъде пояснена в изложението по-долу.

При компоновката на всеки модул от конструктивната йерархия на изделие се цели да се постигне максимален коефициент на запълване на неговия обем (повърхност) с единовременно отчитане на изисквания за предотвратяване на появата на паразитни връзки и смущения, за

осигуряване на нормален топлинен режим, на необходимите кофициенти на стандартизация, унификация и технологичност на конструкцията, а така също на удобство при ремонт и експлоатация. За целта решават следните по-важни задачи: 1) избор на унифициран вариант на базова носеща конструкция на модулите; 2) избор на типа на електрическия монтаж, който се определя от използваната елементна база работния честотен обхват, условията на експлоатация и т.н.; 3) избор на методи за защита от вътрешни и външни електромагнитни смущения (уточняване на начина на разместяване на елементите на схемите на монтажните проводници с цел намаляване на паразитните връзки между тях, оценка на ефективността от използване на различни конструктивни варианти на елементи за екраниране и заземяване, а така също на необходимостта от усложняване на схемата чрез въвеждане на радиочестотни филтри за отстраняване на смущения, проникващи по захранващата мрежа); 4) избор на устройства за охлаждане на отделните модули и на апаратурата като цяло (определение на типа на радиаторите, вида и разположението на топлинните екрани, избор на конструктивни решения за топлоотвеждащи шини, за типа и разположението на вентилационните отвори и т.н.); 5) избор на методи за защита от климатични и механични въздействия (определение на необходимостта от използване на пълна или частична герметизация на цялата апаратура с помощта на корпус, герметизация на отделни модули и елементи чрез заливане, импрегниране, опресоване, или защита помошта на метални, лакови и др. покрития; оценка на възможности за защита от механични въздействия чрез извеждане на собствената резонансна честота на конструкцията на модулите и на цялата апаратура над тази на смущаващото трептение, чрез използване на вибропогълщащи материали, на локална или пълна амортизация и т.н.)

Приложение на стандартизацията при конструирането на РСА.

По определение на Международната организация по стандартизация, стандартизацията е процес на установяване и прилагане на правила с цел да се въведе ред в дейността в определена област в полза и при участието на всички заинтересовани страни, като при това се постига всеобща оптимална икономия със съблудаване на функционални условия и изисквания за безопасност.

Чрез стандартизацията се постига: 1) въвеждане на единна терминология и означения (буквени и графични); 2) регламентиране на единиците за измерване и на методите и средствата за измерване; 3) определяне, типизиране и унифициране на основните параметри и характеристики на изделията, полуфабрикатите и технологичната екипировка; 4) установяване на изискванията към качествените показатели на продукцията; 5) унифициране на методите за изпитване на продукцията; 6) намаляване на номенклатурата на продукцията до икономически и лесъобразния минимум; 7) унифициране на техническите условия за изготвяне, опаковане, маркировка, съхраняване и транспортиране на продукцията; 8) установяване на общите правила за оформяне на техническата (конструкторска, технологична и др.) документация.

Един от най-важните обекти на стандартизацията са конструктивните системи на РСА, представляващи съвкупност от препоръчани нови носещи конструкции.

Носещата конструкция е предназначена за разместяване на конструктивните единици на апаратурата и осигуряване на нейното функциониране при реални условия. Използването на носещи конструкции позволява да се подобри компоновката, охлажддането, екранирането и заземяването, а така също да се повиши надеждността и технологичността на съставните части и на изделието като цяло.

Размерите на базовите носещи конструкции са стандартизириани чрез използване на определени редове от стойности.

По аналогия със структурата на РСА и нейните носещи конструкции се създават по йерархичен принцип, изразяващ се във възможността за включване на корпусите на модули от младши нива в корпусите на по-стари нива. Използванието в РСА базови носещи конструкции могат да бъдат разделени на четири нива. На първо ниво се създават корпусите на диоди, транзистори, и интегрални схеми; на второ ниво са носещите конструкции на печатни платки, които освен елементи за електрически контакт имат и такива за фиксация и закрепване на платата към носещи конструкции от по-високо ниво. Намиращите се на трето ниво от конструктивната йерархия блокови носещи конструкции съдържат елементи за закрепване на носещите конструкции на платки на захранващите устройства, а така също елементи за осъществяване на вътрешноблоковото и междублоковото електрическо свързване. Освен това в тях могат да бъдат предвидени възможности за включване на индикаторни и сигнализационни елементи, на механични или електромеханични устройства за управление. Базовите носещи конструкции на четвърто ниво се реализират във вид на стойки, шкафове, пултове за управление.

Носещите конструкции от по-високи йерархични нива се различават помежду си по един съществен признак – условията за експлоатация на РСА. Едни са изискванията на стандартите за носещите конструкции на стационарни и работещи в закрити помещения апаратури, а съвсем други за тези, монтирани на борда на спътник.

Масово използваният електронни елементи са също стандартизириани по видове и типове и по основни електрически параметри с цел използването им в апаратури с различно предназначение. Така например, съгласно препоръките на Международната електротехническа комисия (МЕК), номиналните стойности на съпротивленията и капацитетите на произвежданите резистори и кондензатори се образуват от параметричните редове E6, E12, E24, E48 и т.н. По аналогия съществуват параметрични редове за номиналните мощности, напрежения и т.н.

Различните видове дейности при конструиране и производство на РСА, свързани с изготвяне на работна документация, настройване, измерване, изпитване, приемане на готовата продукция и т.н. се извършват на базата на създадени за целта стандарти.

Според обсега на своето действие стандартите могат да бъдат международни (например стандартът за размерите на вълноводи, предназначени за различни честотни обхвати); национални – за България (Българският държавен стандарт (БДС) (например Единната система конструкторска документация); отраслови (например отраслов нормала за РРА в обхват 8 GHz) и заводски (заводските нормали създават за обекти произвеждани и използвани само от една стопанска организация).

Изменението на методите за конструиране на съвременна РСА сравнение с апаратурите от първите поколения се характеризира: 1) по-широко използване на системния подход, което увеличава ролята на конструктора и технologа на всичките етапи от проектирането на едно изделие; 2) намаляване на продължителността на цикъла и на трудоемкостта на конструкторските работи благодарение на широкото използване на методите на автоматизираното конструктивно проектиране; 3) по-широко използване на стандартизацията.

2.2. СИСТЕМЕН ПОДХОД ПРИ КОНСТРУИРАНЕ НА РСА

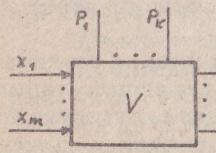
Конструкцията на РСА може да се разгледа като система, отличаваща се със следните особености: 1) висока сложност (състои се от голям брой възли и блокове); 2) връзка с външната среда (в това числo с човека-оператор); 3) иерархична структура.

Най-общо въздействието на външната среда върху системата са наричат входни X , а тези на системата върху средата – изходни Y .

Обобщен системен модел на конструкцията на РСА е представен на фиг. 2.2. Всяка конструкция може да се представи като система, състояща се от изменяеми фактори X , неизменяеми фактори (ограничения) P , показатели на качеството V и връзки Y между факторите и показателите на качеството. В случая с X , P , V и Y са маркирани многомерните вектори на изброените въздействия и връзки между тях.

Към изменяемите в процеса на конструиране фактори се отнасят марките използвани материали, формата и размерите на елементите на конструкцията и тяхното взаимно разположение, видът на електрическите връзки, начините за топлоотвеждане, за герметизация и др.

Ограниченията са фактори, които не могат да бъдат изменени от конструктора и към тях спадат: 1) ресурсни ограничения (материали, енергия, време, труд); 2) системотехнически ограничения (тип на апаратурата – аналогова или цифрова, наземна или бордова и др.); 3) схемотехнически ограничения, които се задават от електрическата схема (елементна база, брой и тип на функционалните възли, изисквания към взаимното им разположение); 4) конструкторски ограничения (маса и размери, препоръчани типове базови носещи конструкции, методи за



Фиг. 2.2

реализиране на електрическите връзки, изисквания към външния вид на изделието и др.); 5) технологични ограничения (изисквания за приемственост на конструкцията, тип на производството, вид на използвани технологии и процеси и др.); 6) експлоатационни ограничения (климатични, механични, радиационни и електромагнитни въздействия, изисквания за ергономичност и квалификация на обслужващия персонал и др.).

Показатели на качеството на РСА са: честотен обхват, бързодействие, чувствителност, маса, размери, енергопотребление, точност, електромагнитна съвместимост, влагоустойчивост, виброустойчивост, ниво на унификация, стандартизация и миниатюризация, технологичност, безопасност, себестойност и др.

Същността на системния подход се състои в намиране на оптимално решение за изучавания, проектиращ или изготвяния обект, представен като система, при едновременно отчитане на няколко различни групи фактори и ограничения, които са се отчитали на различни етапи от проектирането (структурно, схемотехническо, конструктивно или технологично).

Намирането на оптимално решение (вариант) за конструкцията на РСА се свежда до определяне на екстремума на т. нар. целева функция, която представлява обобщен показател на качеството, характеризиращ най-пълно изделието.

Системният подход е широко разпространен при проектирането на цифрови устройства. За проектиране на аналогови устройства, които се отличават с по-малка регулярност на структурата, с по-голямо разнообразие на изпълняваните функции (генератор, модулатор, компаратор и др.) и по-широк диапазон на мощността и честотата на сигналите, неговото използване е затруднено.

При създаването на една конструкция най-важна е творческата част от работата, при която се решават две задачи: 1) *анализ*, при който се изучава поведението на система със зададена структура, т.е. изучава се зависимостта на показателите на качество от отделните фактори и на техните взаимни връзки и 2) *синтез*, при който се определя оптимална структура на системата (конструкцията) при зададени показатели на качеството и ограничения. При анализа се търси зависимостта $V = \varphi(X, P)$ при $V = \text{const}$. В резултат на анализа се определят целите и задачите на конструирането, съществуващите решения, възможните пътища за достигане на поставената цел и се избира най-перспективният от тях. При синтеза се търси функция от вида $V = \psi(X, P, Y)$, при което се осъществява генерация на нови варианти на конструкцията. Всеки вариант се оценява по отношение на това дали бъдещата конструкция ще обезпечи зададеното качество. Ако вариантът е неприемлив се осъществява синтез на нов вариант и се провежда неговата оценка и така след няколко итерации се достига до оптимално (приемливо) решение за конструкцията. Синтезът е най-творческият етап на конструирането, при който се проявява в най-голяма степен интуицията, опитът и творческите способности на конструктора.

Математическият модел (ММ) представлява съвкупност от математически обекти (числа, променливи, матрици, множества и т.н.) и връзките между тях, която отразява адекватно свойствата на разработвания технически обект. Използваните в проектните процедури ММ се делят на функционални и структурни.

Функционалните модели отразяват закономерностите на процесите на функциониране на системата, като дават правилото на преобразуване на входните сигнали X в изходни Y . В най-общия случай функционалният математически модел може да се представи във вида $Y = M\{X\}$, където $M\{\dots\}$ е оператор, който може да представлява съвкупност от математически или логически операции, установяващи връзките между X и Y . Типичният функционален модел представлява система от уравнения, описващи или електрически, топлинни, механически процеси, или процеси на преобразуване на информацията. За решаване на тази система уравнения трябва да бъдат зададени началните и гранични условия, числените стойности на кофициентите в уравненията и др. Вариайки с тях, може да се извърши детайлно изучаване на физическите процеси в изделието, изобразено с избрания ММ, да се изяснят основни закономерности, влиянието на различни фактори и др., т.е. да се получи информация, аналогична на тази от физическия експеримент. В този случай вместо експериментална установка се използва ЕИМ и проведеното изследване представлява изчислителен експеримент.

Функционалните модели се използват в проектни процедури, свързани с функционалните аспекти на проектирането. Те могат да бъдат детерминирани или вероятностни. Първите характеризират наличието на еднозначна аналитична връзка между входните и изходни параметри на системата, а вторите предполагат известни зависимости между законите на разпределение на входните и изходни величини, които се разглеждат като случаи. И двата модела от своя страна могат да бъдат статични (неизменни във времето) или динамични (изменящи се във времето).

В процедури, които се отнасят до конструктивния аспект на проектирането се използват преобладаващо ММ, отразяващи само структурата на обекта, например геометрична форма, размери, взаимно разположение на елементите. Такива модели се наричат структурни. Структурните модели се представят най-често във вид на графи, матрици, списъци и т.н.

При редица конструкторски задачи използването на функционални модели не е оправдано, тъй като необходимите резултати могат да бъдат получени с помощта на по-простите структурни модели. Функционалните модели се предпочитат в заключителните етапи от верификацията на описаните обекти, синтезирани предварително с помощта на структурни модели.

Йерархичният подход при конструирането на РСА предполага и йерархичен принцип при построяването на нейния математически модел. Делението на моделите по йерархични нива се извършва според

степента на детализация на описаните свойства и процеси, противоположни на обекта. При това на всяко йерархично ниво понятието "система" "елемент" имат различна интерпретация, т.е. системата от k -то ниво се разглежда като елемент на системата от $(k+1)$ -во ниво.

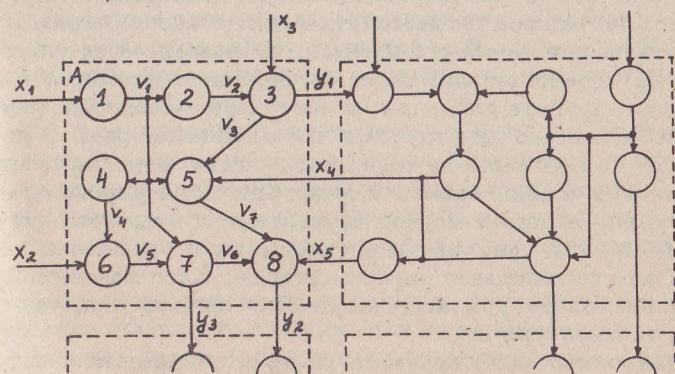
За поясняване на принципите на построяване на функционалния модел на един обект ще бъде използвана фиг. 2.4, на която е представена неговата структура във вид на множество от елементи и връзки между тях. В съответствие с йерархичния подход в структурата на обекта се отделят (с пунктирани линии) подмножества от елементи (блокове) и приема, че състоянието на всяка връзка се характеризира с една от трите фазови променливи x_k , y_j или v_i . В случая v_i се отнася за вътрешните връзки между елементите на дадения блок, а x_k и y_j – за неговите входове и изходи. Пълният модел на блока се състои от моделите на включените в него елементи с отчитане на междуелементните връзки. Моделите на елементите на блока А представляват уравнения, извързващи входните и изходните за дадения елемент променливи:

$$(2.5) \quad \begin{aligned} f_1(x_1, v_1) &= 0 & f_5(x_4, v_1, v_9, v_7) &= 0 \\ f_2(v_1, v_2) &= 0 & f_6(x_2, v_4, v_5) &= 0 \\ f_3(x_3, v_2, v_3, y_1) &= 0 & f_7(v_1, v_5, v_6, y_3) &= 0 \\ f_4(v_1, v_4) &= 0 & f_8(x_5, v_6, v_7, y_2) &= 0 \end{aligned}$$

Пълният модел на блока е системата от уравнения:

$$(2.6) \quad F(V, X) = 0, \quad Y = \Psi(V, X),$$

където X , V и Y са вектори на входните, вътрешните и изходни фазови променливи на блока.



Фиг. 2.4

При переход към по-високо йерархично ниво от пълния модел на блока се изключва векторът на вътрешните променливи V и по този пределени физически процеси: електрически, топлинни, механически т.н. Като правило за описание на състоянието на една подсистема е достатъчно да се използват фазови променливи от два типа – потенциал и поток I . В зависимост от разглежданата подсистема тези фазови променливи имат различен характер: в електрическата подсистема те

научният начин се получава т.нр. макромодел на блока А:

$$(2.7) \quad \varphi(Y, X) = 0,$$

които вече не описва процесите вътре в него, а характеризира взаимодействието му с останалите блокове.

На следващото по-високо ниво от конструктивната йерархия ($k+1$) блокът A се разглежда като елемент и неговият макромодел става модел на элемента A . От модели от типа (2.7) може да бъде съставен пълният модел на обекта на ($k+1$)-во ниво.

2.3.2. Представяне на функционални модели на микро-, макро- и метаниво

В зависимост от сложността на обекта при неговото проектиране се използват различен брой нива на абстракция. Чрез обединяване на нивата, използвачи един и същи математически апарат, в йерархията на функционалните модели на большинството проектируеми обекти могат да се отделят три окръпнени нива: микро-, макро- и метаниво.

На **микрониво** се използват математически модели, които описват физическото състояние и процесите, протичащи в техническия обект при неговото функциониране. На всеки тип физически процес (електрически, магнитен, топлинен, механичен, оптичен и т.н.) съответства математическия модел някаква подсистема, базираща се на определени уравнения на математическата физика, например уравненията на електродинамиката, на топлопроводимостта и др. Тези уравнения описват изменението на фазовите променливи, които на микрониво представляват електрически потенциали, напрежнатост на полето, концентрации на частици, температура, механични напрежения и деформации и т.д. в пространството и времето. В качеството на оператори F и Ψ в уравненията (2.6) фигурират диференциални и интегрални оператори.

Докато на микрониво математическите модели отразяват вътрешни по отношение на обекта процеси, на **макрониво** те описват онези свойства на проектируемия обект, които характеризират взаимодействието му с другите елементи на изследваната система (електронна схема или механична конструкция) и с външната среда. В качеството на елементи на системата на това ниво участват отделни детайли, дискретни електро- и радиоелементи, участъци от полупроводникови кристали. Функционалните модели на макрониво представляват системи от алгебрични или обикновени диференциални уравнения, за решаването на които се използват численi методи. Като фазови променливи в тези уравнения фигурират електрически напрежения, токове, силни скорости, температури и т.н.

На **метаниво** моделируемата система се представя като съвкупност от физически единородни подсистеми, всяка от които описва

математическият модел на една подсистема се състои от математическите модели на включёните в нея елементи (ММЕ), представени чрез нар. компонентни уравнения и уравнения, които отразяват начина на свързване на тези елементи, наречени топологични.

За компонентните уравнения е характерно това, че те свързват разнотипни фазови променливи, отнасящи се до един и същ елемент. Пример за такива уравнения са математическите модели на елементите от електрически тип: резистивен, капацитивен и индуктивен тип:

$$(2.8) \quad U = RI; \quad C \frac{dU}{dt} = I; \quad L \frac{dI}{dt} = U,$$

където R , C и L са параметри на елементите, чийто физически смисъл зависи от подсистемата, в която са включени разглежданите елементи. Електрическата подсистема R , C и L съответстват на електрическо противление, капацитет и индуктивност; в механичната – на механично съпротивление, маса и еластичност, в топлинната – на топлинно съпротивление, топлоемкост, за L отсъства аналог и т.н.

Математическите модели (2.8) описват прости елементи на системата. Сложните елементи, към които се причисляват транзистори, диоди и трансформатори, се описват като за целта се използват техните еквивалентни схеми.

Особеност на топологичните уравнения е това, че всяко от тях свързва еднотипни фазови променливи, отнасящи се към различни елементи на системата. Пример за такива уравнения са законите на Кирхоф, които се записват или по отношение на токовете, или по отношение на напреженията във веригите.

Наред с традиционните математически езици за представяне на математическите модели на макрониво се използват и алгоритмични езици, а така същи графични изображения, които улесняват възприятието на модела. Графичното представяне на модела се извършва в аналогочна или друга схемна форма, например във вид на еквивалентна схема, графи и др.

На метаниво на базата на по-нататъчно абстрагиране от характера на физическите процеси се цели да се получи приемливо описание на информационните процеси, протичащи в проектируемите обекти (аналогови или цифрови апаратури). Поради извънредно голямата размерност на задачите на това ниво, съставянето на ММ се извършва след

въвеждане на редица опростявания и допускания, по-важните от които за аналогови апаратури са: 1) еднопосочност на сигналите, т.е. предаване на сигналите през элемента само от входа към изхода, с което се пренебрегва влиянието на изходните променливи върху състоянието на входните вериги; 2) отсъствие на влияние на товара върху параметрите и състоянието на моделируемите системи; 3) използване вместо на фазови променливи от два типа (напрежение и ток) на променливи само от един тип, наречени сигнали (при това компонентното уравнение на элемента свързва сигналите на неговите входове и изходи); 4) линейност на моделите на инерционните elementи.

При моделирането на цифрови апаратури допълнително към тези опростявания се прибавя и допускането за дискретизация на променливите, чиито стойности могат да принадлежат само на зададено крайно множество, например двоичното множество (0,1).

Както беше вече споменато, ММ на една система се състои от ММ на включените в нея elementи. Като примери на ММЕ на аналогов апаратура ще бъдат приведени моделите на едностъпален RC-усилвател, на автогенератор и амплитуден модулатор.

Математическият модел на усилвателното стъпало се представя чрез неговата характеристика на предаване, която в зависимост от това дали анализът се провежда в честотната или времевата област с изразява чрез преобразуванието на Фурье $K(j\omega)$ или на Лаплас $K(p)$

$$(2.9) \quad K(j\omega) = \frac{K_0}{(1 + j\omega\tau_B)\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_H}\right)} \quad \text{или}$$

$$K(p) = \frac{K_0}{(1 + p\tau_B)\left(1 + \frac{1}{p\tau_H}\right)},$$

където K_0 е коефициент на усилване на стъпалото за средните честоти τ_B и τ_H – времеконстанти на стъпалото за високите и ниските честоти.

За автогенератора в качеството на модел се използва описаните на формата на генерираните трептения, така че в случай на генератор на гармонично трептение може да се запише:

$$(2.10) \quad U(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi),$$

където $U(t)$, U_m , ω и φ са напрежение, амплитуда, честота и фаза на генерираното трептение.

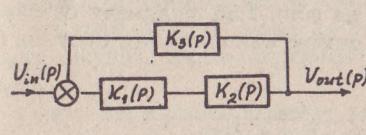
При функционалното моделиране на един амплитуден модулатор се използва модел от вида:

$$(2.11) \quad U_{out}(t) = U_m[1 + mU_{in}(t)] \sin(\omega t + \varphi),$$

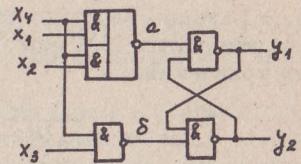
където U_{out} и U_{in} са напрежения на модулираните и на модулиращите трептения; m – коефициент на модулацията; U_m , ω и φ – амплитуда, честота и фаза на носещото трептение.

Математическият модел на една аналогова апаратура може да се състави чрез математическо описание на свързването на ММ на нейните elementи. Така например за електронен усилвател, състоящ се от две стъпала и верига за обратна връзка с предавателни характеристики $K_1(p)$, $K_2(p)$ и $K_3(p)$ (фиг. 2.5a), ММ може да се представи във вида:

$$(2.12) \quad K(p) = \frac{U_{out}(p)}{U_{in}(p)} = \frac{K_1(p)K_2(p)}{1 - K_1(p)K_2(p)K_3(p)}$$



a)



Фиг. 2.5

b)

За изследване на линейни системи на базата на модел от типа (2.12) във времевата област могат да се използват правилата на операционното смятане (което изисква над входните и изходните сигнали да се извърши съответно право и обратно преобразувание на Лаплас), или моделът да се представи във вид на система от обикновени диференциални уравнения, която се решава чрез числено интегриране.

Моделирането на цифрови апаратури е възможно с различна степен на детализация. На логическо ниво от функционално-логическото проектиране в качеството на elementи на апаратурата се използват прости схеми тип вентил (схеми И-НЕ, ИЛИ-НЕ, тригери), на следващото – регистрово ниво elementите са съчетания от прости схеми, например регистри, броячи, дешифратори, суматори, аритметично-логични устройства и т.н.

Математическите модели на elementите на цифрови апаратури се описват с използване на алгоритмични езици. Като пример за ММЕ на логическо ниво ще бъде посочен моделът на тривходова схема И-НЕ:

$$(2.13) \quad y(t + t_3) = \overline{x_1(t) \& x_2(t) \& x_3(t)},$$

който позволява при зададено състояние на входовете x_i в момента от време t да се определи състоянието на изхода на схемата в момента $(t + t_3)$, където t_3 отчита закъснението на сигналите. Символът $\&$ означава логическа операция конюнкция.

При съставяне на ММ на еднобитови elementи на паметта трябва да се вземе под внимание, че изходните променливи y_i (състоянието

на изходите) на элемента зависят както от входните x_i , така и от вътрешните v_k променливи. Ако с V се означи векторът на вътрешните променливи, които отразяват състоянието на элемента (състоянието на неговата памет), ММ на един J-K тригер може да се запише във вида:

$$(2.14) \quad V = V_0 \& \bar{J} \& \bar{K} + \bar{V}_0 \& J \& K + J \& \bar{K},$$

където V_0 съответства на изходното състояние на тригера в предидущия такт, а "+" е символ за логическата операция дизюнкция.

Обединяването на elementите в общ математически модел на системата се извършва чрез отвъждествяване на променливите на техните входове и изходи. За представения на фиг. 2.5б фрагмент от схема на цифрово устройство MM може да се опише със следната система от логически уравнения:

$$(2.15) \quad \begin{aligned} a &= \overline{x_4 \& (x_1 + x_2)}; & b &= \overline{x_4 \& x_3}; \\ y_1 &= \overline{a \& y_2}; & y_2 &= \overline{b \& y_1}. \end{aligned}$$

2.3.3. Математически модели на електронни схеми

При конструктивното проектиране се използват предимно структурни MM на схемите (структурни, функционални, електрически), на монтажното пространство и на самите конструкции. В тези модели elementите на схемите и конструкциите могат да се представят като точки, а връзките между тях – като линии. Такова представяне на проектируемия обект се отличава с голяма нагледност, позволява вниманието на конструктора да се съсредоточи върху най-съществените връзки и да се намери оптимално решение на задачата за конструиране. За разработка на алгоритмите на конструкторското проектиране в този случай се използва теорията на графите. Някои по-важни определения и правила от общата теория на графите, необходими за съставяне на MM на схемите и монтажното пространство, ще бъдат дадени по-долу.

Обект, състоящ се от две множества (множество на точките и множество на линиите), между които съществува някаква връзка, се нарича *граф*. Множеството на точките на графа се означава с $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ и се нарича *множество на върховете*. Множеството от линии, свързващи двойката върхове (x_i, x_j) , се нарича *множество на ребрата или дъгите* и се означава с $R = \{r_1, r_2, \dots, r_m\}$. Тогава графът $G(X, R)$ представлява множество от върхове X , връзките между които се определят от множеството ребра или дъги R .

Реброто представлява съединение, за което не е важен редът (последователността) на свързване на върховете. Когато този ред е от значение, такова съединение се означава със стрелка и се нарича *дъга*.

Граф, чийто върхове са свързани с ребра се нарича *неориентиран*, а такъв, чийто върхове са свързани с дъги – *ориентиран*.

Ребра, свързващи една и съща двойка върхове се наричат *кратни*.

Когато реброто (дъгата) r_k на графа $G(X, R)$ свързва върхове x_i и x_j се казва, че това ребро (дъга) е *инцидентно* на тези върхове и обратно – върховете x_i и x_j са *инцидентни* на ребро (дъга) r_k .

Броят на ребрата (дъгите), инцидентни на даден връх x_i , определя *степента на върха* x_i на графа.

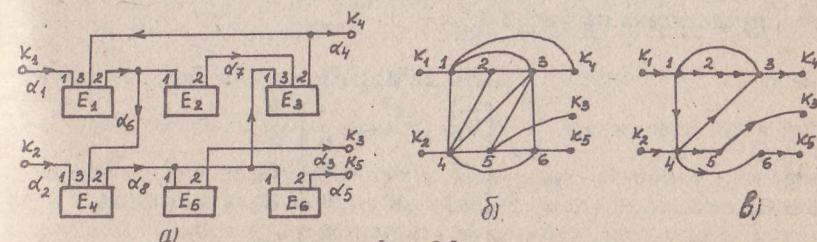
Част от графа $G(X, R)$, съдържаща някакво множество от върхове X_1 и множество от ребра (дъги) R_1 , инцидентни на elementите на множеството X_1 , се нарича *подграф* $G_1(X_1, R_1)$.

Два графа, които имат еднакъв брой върхове и на всяка двойка върхове, съединени с определен брой ребра (дъги) от единия граф съответства точно такава двойка върхове, свързани по същия начин в другия граф, се наричат *изоморфни*.

Всеки граф $G(X, R)$ може да се зададе по два начина – в геометричен (чрез рисунка) или в матричен (чрез цифрови матрици от специален тип) вид.

На фиг. 2.6 е даден пример за представяне на фрагмент от електронна схема на някакво устройство чрез неориентиран и ориентиран графи, изобразени в геометричен вид. В представената схема (фиг. 2.6a) са приети следните означения: E_1, \dots, E_6 – влизачи в схемата elementи; k_1, \dots, k_5 – входове и изходи на схемата; 1, 2 и 3 – изводи на elementите; $\alpha_1, \dots, \alpha_8$ – електрически вериги, свързващи elementите. Посоките на преминаване на сигналите в схемата са указаны със стрелки. На фиг. 2.6b е даден неориентираният граф $G(X, R)$, интерпретиращ тази схема, върховете на който $X = \{x_1, \dots, x_n\}$ съответстват на elementите на схемата, а ребрата му $R = \{r_1, \dots, r_k\}$ – на връзките между тях. В ориентириания граф (2.6b) всеки връх се отвъждествява с element на схемата, а дъгите с електрическите вериги $\alpha_1, \dots, \alpha_8$.

Геометричното описание на графа се използва за нагледност и полесно възприемане на структурата на модела. За представяне на графа във форма, удобна за обработка от ЕИМ, се предпочита неговият математически запис. Най-широко разпространение за тази цел има записът на графа $G(X, R)$ чрез неговата матрица на преходите. Матрица на преходите на граф с k върха се нарича квадратната матрица $A = [a_{ij}]_{k \times k}$ от k -ти порядък, броят на редовете и стълбовете на която са равни на броя на върховете на графа, а elementите ѝ a_{ij} съответстват на кратните ребра, свързващи върховете i и j .



Фиг. 2.6

Моделите на изследваната схема, дадени на фиг. 2.6, биха отразя-
вали изчерпателно харектера на електрическите връзки само ако входо-
вете на елементите са инвариантни (равнозначни). В действителност
при описанието на електронна схема трябва да има данни за това, към
кой конкретен извод V_j на елемента E_i е свързана електрическата вери-
га α_k . Следователно налага се да се установи връзка между три множе-
ства: множеството на елементите $E\{E_1, \dots, E_n\}$, множеството на из-
водите на тези елементи $V = \{V_1, \dots, V_p\}$ и множеството на електриче-
ските вериги $\alpha = \{\alpha_1, \dots, \alpha_q\}$. Това изиска използването на други форми
за представяне на структурния модел на обекта (електронната схема),
например чрез цифрова матрица или чрез списъци.

При матрично описание на схемата в качеството на елементи на
матрицата могат да бъдат избрани елементите на едно от трите множе-
ства.

Най-широко разпространение при матричното представяне на
структурните модели на схеми има матрицата, съставена от елементите
на множеството на електрическите вериги, тъй като тя заема най-ма-
льк обем в паметта на ЕИМ. В този случай ММ на една схема може да
се представи най-общо във вида:

$$(2.16) \quad \begin{array}{c} V_1 \dots V_j \dots V_p \\ \hline \left[\begin{array}{c} \alpha_{11} \dots \alpha_{1j} \dots \alpha_{1p} \\ \dots \\ \alpha_{i1} \dots \alpha_{ij} \dots \alpha_{ip} \\ \dots \\ \alpha_{n1} \dots \alpha_{nj} \dots \alpha_{np} \end{array} \right] E_1 \\ \vdots \\ E_i = [\alpha_{ij}] \\ \vdots \\ E_n \end{array}$$

където елементът α_{ij} представлява номерът на електрическата верига,
която свързва j -ти извод на i -ти елемент на схемата.

За да се различават входните и изходните за даден елемент E_i вери-
ги, изходната верига се маркира със звезда ** . Всяка верига, която
освен изводи на елементи на схемата свързва и непринадлежащи на
тези елементи изводи (например входове и изходи на схемата), се отбе-
лязва с минус $^{-}$.

На базата на изложените правила може да се състави ММ на схема-
та, представена на фиг. 2.6:

$$(2.17) \quad M_I = \begin{array}{c|ccc} v_1 & v_2 & v_3 & \\ \hline -1 & 6^* & -4 & E_1 \\ 6 & 7^* & 0 & E_2 \\ 8 & -4^* & 7 & E_3 \\ -2 & 8^* & 6 & E_4 \\ 8 & -3^* & 0 & E_5 \\ 8 & -5^* & 0 & E_6 \end{array}$$

По аналогия се представят и структурните модели на една схема
чрез използване на матрица, която включва или множеството на елек-
тронните елементи – $M_{II} = [E_{kj}]$ или това на изводите – $M_{III} = [V_{ik}]$.
Елементът E_{kj} на матрица M_{II} съответства на номера на електронния
елемент, чийто j -ти извод е свързан с електрическа верига номер k , а
елементът V_{ik} на матрица M_{III} е номерът на извода на i -тия елемент,
който е свързан към електрическа верига номер k .

Обикновено споменатите матрици съдържат значителен брой ну-
леви елементи, които заемат излишни клетки от паметта на ЕИМ. За-
да се намали обемът от паметта на ЕИМ, необходим за съхраняване на
информацията за една схема, се използва представяне на нейния ММ
чрез списъци.

2.4. АВТОМАТИЗАЦИЯ НА КОНСТРУКТИВНОТО ПРОЕКТИРАНЕ

Автоматизацията на проектирането предвижда представяне на
електронните изделия във вид на математически модели, което по-
делива, на базата на провеждания с тях изчислителен експеримент, да
съкрати рязко продължителността на цикъла на разработка и да
подобри нейното качество. Най-широко разпространение при авто-
матизацията на конструктивното проектиране имат последователните
методи за анализ и синтез. Те се свеждат до насочена генерация на
множество от варианти на проектни решения и избор на най-добрия
по пътя на последователното отсъединение на неперспективните варианти.
На настоящия раздел ще бъде разгледано накратко формирането на по-
следователни алгоритми за решаване на основните задачи на конструк-
тивното проектиране на електронни изделия: задачите за компоновка,
разместяване и трасиране.

Както е известно, при йерархичната организация на конструкция-
на РСА компоновката се свежда до определяне на състава на типови
елементи на конструкцията (модули) на всяко ниво. Тази задача се
решава обикновено отдолу-нагоре, т.е. представлява съставяне на модули
от i -то структурно ниво чрез използване на вече готови модули
от $(i-1)$ -во ниво. В качеството на критерии за оптималност при решава-
не на задачите за компоновка обикновено се използва или критерият
за минимален сумарен брой на типовете модули, използвани на i -то йе-
рархично ниво $N_i = \sum_j x_{ij}$, където x_{ij} е брой на модулите от j -ти тип,

вклучени в i -то ниво, или критерият за минимален брой на връзките ме-
жду модулите, съставящи i -то ниво $R_i = 0,5 \sum_{k=1}^{N_i} R_{ik}$, където R_{ik} е брой
на външните връзки на k -тия модул от i -то ниво. Първият критерий
е свързан с минимизиране на броя на типовете модули, необходими за
реализиране на схемата и той допринася за подобряване на конструкти-
вните характеристики на апаратурата, нейната технологичност и цена.

Вторият критерий осигурява повишаване на надеждността на конструкцията: при намаляване на броя на връзките между отделните блокове надеждността расте поради намаляване на смущенията и закъснението на сигналите.

При автоматизацията на конструктивното проектиране на апаратури широко приложение има теорията на графите. Решаването на задачата за компоновка изисква при известен граф $G(X, R)$, интерпретиращ схемата на проектируемото изделие, да се определят подграфи $G_j(X_j, R_j)$, съответстващи на различните типове модули, които се използват за реализиране на схемата при спазване на изискванията на един от споменатите критерии.

Изискванията на първия критерий за компоновка при използване на графи могат да бъдат дефинирани по следния начин: от граф $G(X, R)$, съответстващ на схемата на изделието, да се отдели максималният брой изоморфни подграфи $G_j(X_j, R_j)$, съответстващи на j -ти модул. Решаването на тази задача се постига чрез използва най-често последователни алгоритми.

За илюстрация тук ще бъде разгледан принципът на построяване на последователни алгоритми при компоновка по критерия за минимален брой външни връзки. Идеята на алгоритъма се свежда до следното. Първоначално на базата на схемотехнически съображения се избира изходен (начален) елемент (модул) на схемата. Той се включва заедно с всички свързани с него елементи в първия компонован възел. Ако полученият брой на елементите е равен на зададения максимален допустим брой елементи в първия възел, то с това компоновката приключи. Когато включените във възела елементи са повече, излишните се отстраняват, като изборът на последните се извършва по критерии да имат минимален брой връзки с оставащите извън възела елементи. Ако включените във възела елементи са по-малко от максималното допустимото, тогава се добавят недостигащи елементи, като от некомпонованите се избират такива, които имат най-голям брой връзки с елементите, влезли вече в състава на компонования възел. Формираният възел се отделя от схемата и по същия начин продължава компоновката на нови възли. Процесът се повтаря докато схемата бъде разрязана на необходимия брой възли.

При представяне на схемата на изделието чрез графа $G(X, R)$ иложението алгоритъм може да се формулира по следния начин. Първоначално се задава броят l на подграфите G_1, G_2, \dots, G_l , на които трябва да бъде разрязан графът G и допустимият брой на върховете във всички подграфи n_1, n_2, \dots, n_l . След това в графа G се определя върхът x_i с най-голяма локална степен (локалната степен на един връх е равна на броя на инцидентните на този връх ребра). При наличието на няколко такива върха се избира онзи от тях, който притежава най-голям брой кратни ребра. Върхът x_i и всички свързани с него върхове се включват в графа G_1 . Нека с M_{x_i} се означи множеството от върховете, включени в G_1 . Тогава са възможни три случая: а) $|M_{x_i}| = n_1$, което означава че подграфът G_1 е съставен; б) $|M_{x_i}| > n_1$ – условие, което налага

да се отделят върховете, свързани с оставащите върхове на графа с най-малък брой ребра; в) $|M_{x_i}| < n_1$ – в такъв случай трябва да извърши избор на върхове, непринадлежащи на множеството M_{x_i} , които са свързани с върховете на графа G_1 с максимален брой ребра. Съставеният подграф G_1 се изключва от изходния и в получения граф (X^*, R^*) се избира връх с най-голяма локална степен, около който се изложения алгоритъм се формира подграф G_2 . Процесът се повтаря като графът G бъде разрязан на зададения брой подграфи.

В резултат от решаване на задачата за компоновка конструкторът заполага с n на брой модули, които трябва да бъдат разместени в монтираното пространство на типовата конструкция с отчитане на зададените конструктивно-технологични ограничения. Разместването представлява втори етап от процеса на конструктивно проектиране и се състои в определяне на най-удачното монтажно място на модулите от 1-во конструктивно ниво в конструкцията на модулите от по-високо i -то ниво. Основна цел на разместването е създаване на най-добри условия за трасиране на електрическите връзки при отчитане на изискванията за обезпечаване на нормален топлинен режим и електро-магнитна съвместимост на модулите. Независимо от съществуването на олим брой критерии за разместване (минимален брой пресичания, минимална сумарна дължина на трасираните връзки, максимална близост между модулите с най-голям брой връзки помежду си и т.н.), главното, което трябва да се постигне при разместването е максимално опростяване на процеса на трасиране на връзките между модулите, което означава обезпечаване на минимален брой непрокарани трасета. Известно е че при разместване на n модули в регулярно монтажно пространство с p позиции, общият брой на разместванията $N(n, p) = p!/(p - n)!$. Това означава, че търсенето на оптимално разместване чрез проиграване на всички възможни варианти е нецелесъобразно при $n > 15$. Ето защо и при решаването на тази задача на конструктивното проектиране налага разработката на последователни алгоритми. Основна идея на тези алгоритми е идеята за подреждане на модулите по определени признаки. Първоначално се установява някаква последователност на модулите, след което за всеки от тях се определя най-добрата му позиция по избран критерии, например минимална сумарна дължина на връзките с вече размествените модули. Казаното означава, че ако по избран критерий трябва да се определи мястото на k -тия модул при вече размествени m на брой модули е необходимо да се търси минимума на сумарната дължина $L_k = \sum_{i=1}^m a_{ki} d_{ki}$, където a_{ki} са елементи на матрицата на преходите на графа $G(X, R)$, чрез който се описва схемата на изделието, а d_{ki} представлява координатна дължина между възможни $(p - m)$ монтажни позиции на k -тия модул и монтажните позиции на вече размествените m на брой модули. След определяне на мястото на k -тия модул процесът се повтаря за останалите модули и свободни позиции.

Най-трудоемката част на конструктивното проектиране е негоят трети етап – **трасирането** на електрически връзки. На този етап се определя конкретната геометрия на печатния монтаж, реализира връзките между елементите на схемата. Изходни данни за трасирането са списъците на веригите, матричните параметри и топологични свойства на типовата конструкция и на нейните елементи, а така също получените при решаване на задачата за разместяване координати изводите на елементите. Цел на трасирането е координатите на изводите да бъдат свързани така, че да се осигури минимум на: сумарна дължина на всички трасета, броя на техните пресичания и чупки дължината на трасетата между отделните модули. Освен това е необходимо печатните проводници да бъдат разместени равномерно в монтажното пространство. Тъй като изброените изисквания са противоречиви, техният приоритет се установява в зависимост от поставена практическа задача.

Повечето известни алгоритми за трасиране се основават на **вълни алгоритъм** (алгоритъм на Ли). Основните принципи на този алгоритъм се свеждат до следното. Монтажното пространство се разбива на квадратни площиадки, чийто размери са кратни на стъпката на координатната мрежа. Част от тези площиадки могат да са заети от различни печатни елементи и през тях не могат да се прокарват трасета. На всяка площиадка се присвоява стойност p_i на тегловната функция следното правило: ако теглото на площиадка k е p_k , то теглото на следващата $(k+1)$ площиадка е $p_{k+1} = p_k + 1$. Теглото на площиадката, която започва разпространението на вълната се приема за нула. Възможността за ортогонално свързване на две площиадки, например A и B , се отъждествява с възможността за разпространение между тях на вълна. Работата на алгоритъма на Ли се реализира по следния начин. От източника A се моделира разпространението на вълна, чийто фронт трябва да достигне точката B (тази част на алгоритъма се нарича разпространение на вълна). След това се прокарва трасето, започвайки от крайната точка B , като движението към A се извършва по такъв начин, че при преминаване от една площиадка към друга тегловният

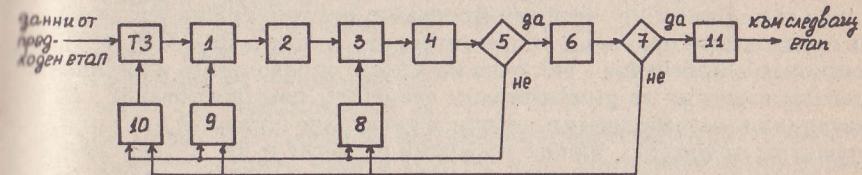
коefficient p_k да намалява монотонно. Изложеното е демонстрирано в фиг. 2.7, където цифрите в квадрати съответстват на теглото на всяка площиадка, заетите от печатни елементи площиадки са заштриховани, а построеното трасе е показано с плътна линия. За да се отстрани неопределеността в посоката на движение при наличието на съседни площиадки с еднакви тегловни коefficientи, се въвеждат направляващи координати. Те означават, че движението в направление

8	9	10	11	10	11	8	12	13
7		9	8	9	10	11	12	
6		8	7	8	9	10	11	
5		5	6	7				
4	3	4	5	6	7		9	
3	2	3	4	5	6	7	8	
2	1				5	6	7	
1	0	A	1	2	3	4	5	6

Фиг. 2.7

е предпочтита пред това в направление 2 и направление 3 е приоритетно спрямо 4.

Автоматизацията на проектирането на различни етапи от създаването на едно изделие (функционално, конструктивно и технологично проектиране) се осъществява чрез използване на системи за автоматизирано проектиране (САПР). Алгоритъмът, по който се извършва проектирането на всеки етап от разработката, е представен на фиг. 2.8. Съдържанието на отделните операции, маркирани на фигураната с цифри, е следното: 1 – синтез на структура; 2 – съставяне на математически модел; 3 – въвеждане на данни; 4 – решаване на математическия модел; 5 – проверка за изпълнение на техническото задание (ТЗ); 6 – статистически анализ; 7 – проверка за изпълнение на ТЗ; 8 – оптимизация; 9 – изменение на структурата; 10 – изменение на техническото задание; 11 – оформяне на техническа документация. За да се изпълни този алгоритъм е необходимо да се въведат изискванията на ТЗ и необходимите данни от предходен етап на проектирането.



Фиг. 2.8

На всеки етап проектирането започва с решаване на задачата за синтез, т.е. приемане на техническо решение за началния вариант на структурата на изделието, след което този вариант се оценява в каква степен удовлетворява изискванията на ТЗ. За оценка на всеки вариант се съставя неговият математически модел $Y = F(X, P)$ и след въвеждане на стойностите на ограниченията P и на изменяемите фактори X той се решава, след което получените показатели на качеството Y се сравняват със зададените в ТЗ. Блокове от 1 до 5 съставят клона на детерминираното проектиране. Ако изискванията на ТЗ не са удовлетворени е необходимо да се извърши параметрична оптимизация (блок 8), или да се избере друга структура на проектираното изделие (блок 9), или в краен случай да се изменят изискванията към изходните параметри на изделието, включени в ТЗ (блок 10). Последното е нежелателно, тъй като изисква задължително съгласуване с възложителя.

След като в резултат на детерминираното проектиране се постигнат задоволителни номинални стойности на изходните параметри на изделието, се извършва статистически анализ и оптимизация с цел намаляване на негодните изделия при производство. При статистическия анализ се отчитат реалните статистически разпределения на параметрите на материалите и градивните елементи и съществуващите корелационни връзки между параметрите на елементите. Статистическият клон на схемата на процеса на проектиране също има три вериги

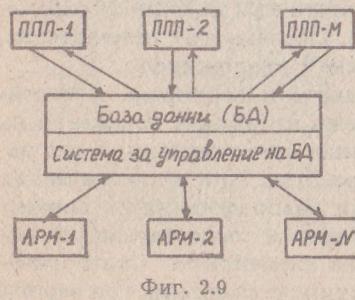
на обратна връзка. При положителни резултати от изчисленията се преминава към оформяне на техническа документация, необходима за следващия етап на проектиране (ако разглежданият етап не е последен), или се подготвя информация на машинни носители за технологичното контролно-измервателно оборудване, което се използва при производство на изделието.

Всяка система за автоматизирано проектиране включва: 1) Приложно програмно обезпечение, което позволява: да се проектира алгоритъмът на функциониране и структурната, електрическата, топологичната схема на изделието; да се синтезират контролиращи тестове за функционален контрол и информацията да се подгответи на машинни носители за програмно управление на технологичното оборудване. 2) Техническо обезпечение – включва ЕИМ и периферни устройства за изобразяване, редактиране и документиране на буквено-цифрова и графична информация, обединени по юерархичен или мрежов принцип в единен комплекс. 3) Общосистемно програмно обезпечение – представлява съвкупност от системни програми, организиращи изпълнението на приложните програми от техническите средства на САПР. 4) Информационно обезпечение – включва каталоги, справочници и библиотеки, даващи сведения за унифицирани елементи, комплектовани изделия, материали, математически модели, а така също описание на стандартни проектни процедури, типове проектни решения и др. 5) Лингвистично обезпечение – съдържа алгоритмични езици от високо ниво (Фортран, ПЛ-1, Паскал, СИ и др.), входни и изходни езици, езици на системите за управление на база данни. 6) Методично обезпечение – представлява съвкупност от документи, описващи маршрута на проектиране на апаратурата и правилата за използване на програмното обезпечение. 7) Организационно обезпечение – представлява организацията на работа на САПР.

Най-голямо разпространение при проектиране на изделия на електронната техника имат интегрираните САПР, чиято структура е представена на фиг. 2.9. Пакетите приложни програми (ППП) обезпечават системното, електрическото, конструктивното и топологичното проектиране на изделияята. Автоматизираното работно място (АРМ) позволява на оператора да се намесва на различни етапи от проектирането.

Така например при проектиране на печатни платки, след като са трасирани известен брой електрически връзки в автоматичен режим, операторът може да оцени и коригира резултата, като промени разместяването и повтори трасирането.

Първите промишлени САПР са били ориентирани към решаване на задачите за проектиране на печатни платки, чиято трудоемкост произтича от големия брой и разнообразие на разместяваните върху платката елементи, изискванията за



46

голяма плътност на монтажа, използването на няколко метализирани слоя и т.н. Маршрутът, по който извършва проектирането на печатна платка с използване на САПР, даден на фиг. 2.10, в която цифрите имат следното съдържание: 1 – данни за проектиране; 2 – контрол на данните за проектиране; 3(3*) – автоматична (ръчна) компоновка; 4(4*) – автоматично (ръчно) разместяване; 5(5*) – автоматично (ръчно) трасиране; 6 – контрол на резултатите от проектирането; 7 – получаване на фотошаблони и чертежи, които се подават в цеха за производство на печатни платки 8.

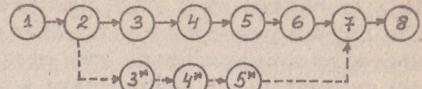
САПР може да се използва самостоително, или като съставна част (подсистема) на по-сложна система (фиг. 2.11), позволяваща да осъществи автоматизация на научните изследвания (АСНИ), на проектно-конструкторските работи (САПР) и на управлението на производството на ниво предприятие (АСУП). Автоматизираната система за управление на производството (АСУП) включва автоматизирана система за технологична подготовка на производството (АСТПП) и автоматизирана система за управление на технологичния процес (АСУТП). Управлението на трите подсистеми се извършва от автоматизирана система за управление на ниво отрасъл (АСУ). Чрез интегриране на АСУ и АСУП се получават гъвкави автоматизирани производства (ГАП), а интегрирането на САПР с ГАП позволява да се създадат интегрирани компютериизирани производства (ИКП).

ГЛАВА ТРЕТА

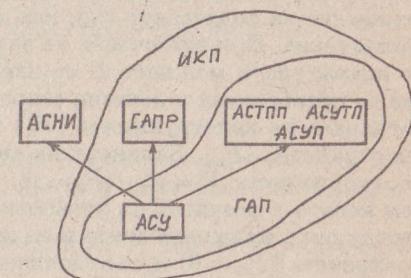
ТОПЛИНЕН РЕЖИМ ПРИ КОНСТРУИРАНЕ НА РСА

3.1. ВЛИЯНИЕ НА ТЕМПЕРАТУРНИЯ РЕЖИМ ВЪРХУ РАБОТАТА НА РСА

Топлинният режим се характеризира със съвкупността от температурите на всички елементи, влизащи в състава на апаратурата, т.е. с разпределението на температурното поле в апаратурата. Основни параметри на топлинния режим са неговата *напрегнатост* и *стационарност*. Напрегнатостта на топлинния режим се определя чрез плътността на топлинния поток: когато тя не превиши 5 mW/cm^2 (прегряването на повърхността на апаратурата спрямо околното пространство



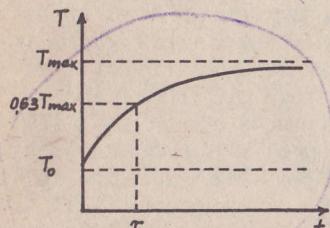
Фиг. 2.10



Фиг. 2.11

не е по-голямо от $0,5^{\circ}\text{C}$), режимът се счита за ненапрегнат, в противен случай режимът е напрегнат и това налага да се вземат мерки за неговото нормализиране чрез ефективно използване на механизмите на топлоотдаване от апаратурата в околното пространство. Когато температурното поле е неизменно във времето се говори за стационарен топлинен режим, в противен случай режимът е нестационарен. Нестационарен топлинен режим възниква в апаратурата при скокообразно изменение на подаваната към нея мощност, например при включване и изключване. При включване на захранващия източник консумираната от апаратурата мощност P се изразходва по следния начин: част от нея се преобразува в полезна енергия (P_n), друга част се изразходва за нагряване на конструкцията (P_h) и останалата се разсеява в околното пространство (P_p). Балансът на енергията в този случай се описва със съотношението: $P = P_n + P_h + P_p$. Топлинният режим става стационарен когато в резултат на установилото се термодинамично равновесие между окръжаващата среда и изделието, нагряването на последното се прекратява ($P_h = 0$) и съотношението за баланса на енергиите придобива вида: $P = P_n + P_p$.

Нарастването на температурата на апаратурата след включване на захранващия източник се извършва по експоненциален закон (фиг. 3.1), който се описва от израза:



Фиг. 3.1

$$(3.1) \quad T - T_0 = \Delta T_{\max} \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right) \right],$$

където T – температура на нагряване на апаратурата след изтичане на време t от момента на включването ѝ;
 T_0 – температура на околната среда;

ΔT_{\max} – разлика между температурата на апаратурата и тази на околното пространство при настъпване на топлинно равновесие.

Времеконстантата на нагряване на апаратурата τ е равна на времето, за което нейната температура достига 63% от ΔT_{\max} . Времеконстантата τ зависи от коефициента на топлоотдаване на апаратурата α , големината на нейната топлоотдаваща повърхност S и маса m и от коефициента на специфична топлина на топлоносителя C .

Температурното поле в произволна точка i на апаратурата се описва чрез т. нар. *топлинна характеристика*, която представлява зависимост на прегреването на тази точка спрямо околната среда от мощността, разсейана в същата точка P_i :

$$(3.2)$$

$$T_i - T_0 = f(P_i).$$

При анализа на топлинния режим на една РСА се съставят топлинните характеристики на всяко ниво от нейната конструктивна йерархия (стойка, блок, модул, елемент), като за целта се използват основни принципи за пресмятане на температурни полета в сложни системи обекти. Използваните топлинни и математически модели описват процесите на топлообмен на отделните конструктивни нива с различен степен на детайлация: от определяне на средните температури на блоковете до пресмятане на тримерните температурни полета в макросхеми. Така например топлинната характеристика на блок на РСА може да се представи най-общо във вида:

$$T_k - T_0 = f(P, P^*),$$

където T_k е средната температура на корпуса на блока (приема се, че околната повърхност на блока представлява изотермична повърхност);

P – мощност, отделена в обема на блока от всичките включени в състава му елементи;

P^* – топлинна мощност, отделяна от вътрешността на блока в околното пространство.

Топлинната характеристика на елемент, разположен върху печатна платка в блока, може да се представи като се използва принципът на суперпозиция, който дава възможност при определяне на температурното поле в мястото на включване на елемента да се вземе предвид влиянието на останалите елементи в блока. За целта се приема, че съществуват n източници на топлина и m канала за отделяне на топлината от вътрешността на блока в околното пространство. В такъв случай топлинната характеристика на елемента може да се запише най-общо вида:

$$T_i - T_0 = \sum_{k=1}^n F_{ki} P_k - \sum_{l=1}^m F_{li} P_l^*,$$

където P_k е мощност отделена от k -тия източник;

P_l^* – мощност, разсейана в околното пространство през l -тия канал;

F_{ki} – топлинен коефициент, отразяващ каква част от P_k се пада на разглеждания елемент

F_{li} – топлинен коефициент, който показва каква част от топлината на елемента се разсеява в околното пространство през l -тия канал.

В процеса на експлоатация апаратурата е подложена на въздействието на положителни и отрицателни температури, дължащи се на влиянието на околната среда, на обекта, върху който е монтирана и топлоотдаването на самата апаратура. Ако в конструкцията на апаратурата не са предвидени мерки за намаляване на напрегнатостта на

топлинния ѝ режим, това би довело до недопустимо повишаване на ната температура и от там на интензивността на отказите Λ . Темптурната зависимост на Λ може да се определи от израза:

$$(3.5) \quad \Lambda(T) = \Lambda(T_0) \cdot A^{(T-T_0)/10},$$

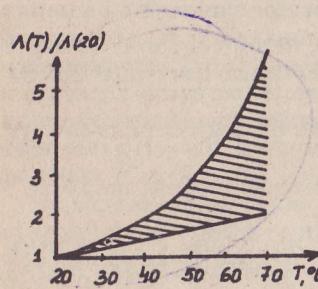
където $\Lambda(T_0)$ е интензивността на отказите при нормална (стайна) температура;

A – множител, който показва колко пъти нараства интензивността на отказите за даден тип изделие при всяко увеличение на температурата с 10°C .

За илюстрация на фиг. 3.2 е представена зависимостта на интензивността на отказите от температурата за радиоелектронен блок въздушно охлаждане (зашрихованата област съответства на разсейването на параметрите). Както се вижда от фигурата, при изменение на температурата от 40 до 70°C интензивността на отказите нараства от 2 до 6 пъти.

Отказите, причинени от температурните въздействия, могат да бъдат постепени и внезапни. Причините за постепени откази са: понижаване на изолационните свойства на материалите, увеличаване на утечните токове, понижаване на пробивното напрежение, изменение на параметрите на магнитни сърцевини, изменение на капацитета и увеличаване на загубите на кондензатори, изменение на съпротивлението на резистори, изменение на коефициента на усиливане и на обратния ток на транзистори, увеличаване на топлинните шумове на резистори и транзистори и т.н. Изброените явления могат да доведат до силно изкривяване на сигналите, при което нормалното функциониране на апаратура става невъзможно. Внезапните откази, причинени от температурни изменения, се дължат на: нарушаване на цялостта на елементите и конструкцията вследствие на различния коефициент на линейно разширение на материалите; кондензация налага, което води до появяване на утечки и на електрохимична корозия; втвърдяване или размекване на гумата, с което се понижава качеството на гumenите уплътнителни амортизиращи устройства; старееене на припоите и др.

Електронните elementи и механичните части на конструкции се характеризират със своята термоустойчивост, изразяваща се в способността на материалите и елементите да издържат кратковременно въздействие на високи и ниски температури. Термоустойчивостта се определя от температурата, при която настъпват съществени променения на свойствата на материалите или параметрите на елементите, предизвикани от различни физико-химични процеси. Като имат предвид изискванията за надеждност и допустима нестабилност на параметрите на материали и електронни elementи, за тях се задават



Фиг. 3.2

максимално допустими температури, при които могат да работят. Така например максимално допустимата температура на германиев $p-n$ переход е $85 \div 110^{\circ}\text{C}$, на силициев – $125 \div 150^{\circ}\text{C}$, на стъклотекстолит – 150°C и т.н. Това означава, че разпределението на температурното поле в апаратурата трябва да бъде такова, че нейните elementи да работят при температура по-ниска от тяхната максимално допустима.

Следователно нормалното функциониране на РСА е възможно само при условие, че температурата на нейните elementи се поддържа в определени граници. Изменението на топлинния режим оказва влияние върху параметрите на elementите и може да ги повреди. При това стабилизиращи топлинни въздействия са разсейваните при работата на elementите мощности, изменението на температурата на околната среда и топлинните потоци от окръжаващите възли и блокове. Промяната на параметрите на elementите е причина за изменение на издаваните характеристики на изделията, в които те са включени. При известни температурни зависимости на електрическите параметри на elementите $x_i(T)$ може да се определи изменението на всяка изходна характеристика на изделието с температурата $Y(T)$, като за целта се използва аналитичната зависимост:

$$(3.6) \quad Y(T) = f[x_1(T), x_2(T), \dots, x_n(T)].$$

Така например ако обект на изследването е RC -усилвател, в качеството на изходен параметър на изделието Y се използва коефициентът на усиливане K , а в качеството на параметри на elementите – съпротивленията R_i , капацитетите C_i и h – параметрите на съставящите резистори, кондензатори и транзистори. Температурните зависимости на параметрите на пасивни elementи (резистори, кондензатори и т.н.) се описват с прости линейни зависимости от вида:

$$(3.7) \quad R(T) = R(T_0)[1 \pm \alpha_R(T - T_0)],$$

където $R(T_0)$ е стойността на съпротивлението при нормална температура, примерно 20°C , а α_R – температурен коефициент на съпротивлението. По-сложно е описание на температурните зависимости на параметрите на активни elementи, поради необходимостта за отчитане на нелинейността на техните волтамперни характеристики.

3.2. ТОПЛООБМЕН В РСА

3.2.1. Пренасяне на топлинната енергия чрез топлопроводимост

Топлинният поток P_i , който се пренася между две изотермични повърхности от обема на едно тяло S_i и S_j , разположени перпендикулярно на посоката на потока и нагрети до температури T_i и T_j , се получава от израза:

$$(3.8) \quad T_i - T_j = F_{ij} P_i.$$

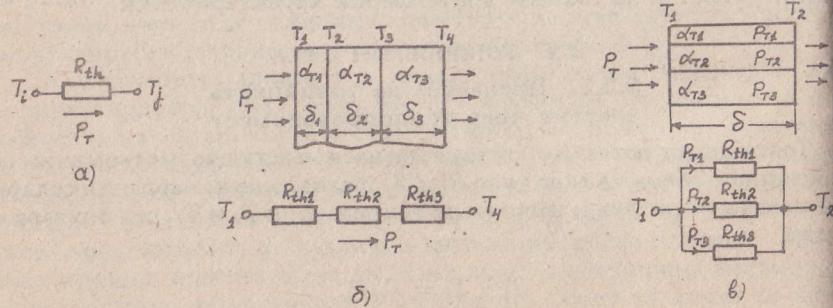
Определянето на топлинния коефициент F_{ij} може да стане от кона на Фурие, който описва процеса на пренасяне на топлинната енергия в обема на едно тяло чрез топлопроводимост. За еднородно тяло с единомерно топлинно поле, в което посоката на разпространение на топлинния поток съвпада с оста x , F_{ij} се определя от израза:

$$(3.9) \quad F_{ij} = \frac{1}{P_i} \int_{x_i}^{x_j} \frac{P(x)}{\alpha_t S(x)} dx,$$

където $P(x)$ и $S(x)$ – аналитични зависимости на топлинния поток и на площта на изотермичната повърхност от координатата x ; x_i и x_j – координати на изотермичните повърхности S_i и S_j ; α_t – коефициент на топлопроводимост на материала, от който е направено тялото, $W/(m \cdot ^\circ C)$.

Когато между двете изотермични повърхнини няма топлинни точници или канали за изтичане на топлината в околното пространство, т.е $P_i = P_j = P_t$ ($P(x) = \text{const}$), съществува аналогия между процесите на пренасяне на топлина в едно тяло и на електрическа енергия във верига, като в този случай топлинният коефициент F_{ij} предсказва топлинно съпротивление R_{th} . На базата на тази електротоплинна аналогия е съставен топлинният модел на процеса на пренасяне на топлината чрез топлопроводимост, даден на фиг. 3.3a. Топлинният поток P_t е еквивалентен на тока I в електрическа верига, температурите на изотермичните повърхнини T_i и T_j – на потенциалите в краищата на резистор, а топлинното съпротивление R_{th} се определя от израз, подобен на закона на Ом: $R_{th} = (T_i - T_j)/P_t$, $^\circ C/W$.

Определянето на топлинното съпротивление в случаите, когато пътят на топлинния поток са разположени плоска, цилиндрична и сферична стени, се извършва чрез използване на израз (3.9), в който функционалната зависимост $S(x)$ за всеки от случаите има следния вид: $S(x) = \text{const} = S$ – за плоска; $S(x) = 2\pi x H$ (H е височина на цилиндъра) – за цилиндрична и $S(x) = 4\pi x^2$ – за сферична повърхност. За определянето на R_{th} са получени следните формули:



Фиг. 3.3

(3.10)

$$R_{th} = \frac{\delta}{\alpha_t S}$$

за плоска стена

(3.11)

$$R_{th} = \frac{1}{\alpha_t 2\pi H} \ln \frac{R}{r}$$

за цилиндрична стена

(3.12)

$$R_{th} = \frac{1}{\alpha_t 4\pi} \left(\frac{1}{r} - \frac{1}{R} \right)$$

за сферична стена,

където δ е дебелина на плоската стена, а R и r – радиуси на външната и вътрешна повърхност на цилиндричната или сферичната стени.

На базата на електротоплинната аналогия може да се определи топлинното съпротивление на обекти с нееднородна структура, като за целта се използват известните от електротехниката изрази за последователно и паралелно включване на резистори. На фигури 3.3б и 3.3в са представени трислойни плоски стени, включващи слоеве, изработени от материали с различна топлопроводимост, които са разположени съответно напречно и по направление на топлинния поток. Топлинните модели на тези структури, дадени на същите фигури, представляват три последователно или паралелно включени топлинни съпротивления R_{thi} . Еквивалентното топлинно съпротивление на първия модел може да се изчисли от:

(3.13)

$$R_{the} = \sum_{i=1}^3 \frac{\delta_i}{\alpha_{Ti} S},$$

а на втория от:

(3.14)

$$R_{the} = \sum_{i=1}^3 \frac{\delta}{\alpha_{Ti} S_i}.$$

Стойностите на α_t на някои най-често използвани материали са дадени в таблица 3.1.

Таблица 3.1

Материал	$\alpha_t, W/m \cdot ^\circ C$	Материал	$\alpha_t, W/m \cdot ^\circ C$
Сребро	416...425	Берилиева керамика	60...209
Мед	259...400	Поликор	25...42
Алуминиеви сплави	160...180	Ситал	1,2...4
Стомана	45...92	Стъклотекстолит	0,34...0,74
Силиций	83...105	Въздух	0,025

За повишаване на топлоотвеждането чрез топлопроводимост в конструкциите на РСА се използват материали с висока топлопроводимост (мед, алюминий, поликор, керамика, топлопроводящи лепила, например силиконови и т.н.) и се предприемат мерки за намаляване на контактното топлинно съпротивление R_{thk} в мястото на контактуване на нагряващите се елементи и възли. За намаляване на R_{thk} е необходимо да се увеличи площта на топлинния контакт, контактиращите повърхности да се шлайфат за намаляване на техните микронеравности и всички въздушни процепи в местата на топлинни контакти да се запълват с топлопроводящи материали. Топлоотвеждането от модули, разположени върху печатни платки, се осъществява с помощта на топлоотвеждащи шини, разположени непосредствено под корпуса на интегралните схеми и свързани с рамката на печатната платка.

3.2.2. Топлоотвеждане чрез конвекция

Количеството топлина P_k , която се отдава от едно тяло на свободно движещата се около него среда (газ или течност) за единица време, е свързана с температурата на прегряване на повърхността на тялото спрямо околната среда ($T - T_0$) чрез закона на Нютон:

$$(3.15) \quad P_k = \alpha_k S(T - T_0),$$

където α_k е коефициент на топлоотдаване чрез конвекция, $W/(m^2 \cdot ^\circ C)$, който зависи от топлофизичните свойства на топлоносителя (въздух или течност) и характера на неговото движение, от температурната разлика между нагрятото тяло и топлоносителя и в по-слаба степен от геометричната форма и размери на нагрятото тяло; S – големина на топлоотдаващата повърхност на нагрятото тяло.

На базата на електротоплинната аналогия и в този случай топлинният модел на процеса топлоотвеждане чрез конвекция може да се представи чрез топлинното съпротивление между нагрятата повърхност и средата $R_k = \frac{1}{\alpha_k S} \cdot ^\circ C/W$ по начин, показан на фиг. 3.3а.

В зависимост от характера на движение на топлоносителя съществуват четири режима на топлоотвеждане чрез конвекция. При свободно движение на средата за сметка на различната плътност на нейната гореща и студена област съществува режим на естествена конвекция, когато движението на топлоносителя се извършва за сметка на външни сили, конвекцията е принудителна.

При режим на естествена конвекция на повърхността на обекта се образува почти неподвижен слой въздух или течност, поради което топлообменът се извършва основно за сметка на топлопроводимостта на средата. Този режим е характерен за тела с плавни очертания и слабо прегряване спрямо средата.

Съществуват три режима на принудителна конвекция. При ламинарно движение на топлоносителя, характерно за охлаждането на

тънки и дълги цилиндрични тела с диаметър d (проводници), коефициентът на топлоотдаване чрез конвекция α_k се определя от закона на "1/8 степен":

$$(3.16)$$

$$\alpha_k = A_1 \left(\frac{T - T_0}{d^5} \right)^{1/8},$$

За плоски и цилиндрични повърхнини режимът на топлообмен се определя от неравенството:

$$(3.17)$$

$$T - T_0 \leq \left(\frac{840}{L} \right)^3,$$

където L е определящ размер на топлоотдаващата повърхност: при вертикално ориентиране на повърхността определяща е нейната височина, а при хоризонтално – размерът на по-малката ѝ страна.

Ако неравенството е изпълнено, движението на топлоносителя се характеризира като интензивно ламинарно и въртеливо и α_k се определя от закона на "1/4 степен":

$$(3.18)$$

$$\alpha_k = k A_2 \left(\frac{T - T_0}{L} \right)^{1/4},$$

където стойността на коефициента k зависи от ориентацията на топлоотдаващата повърхност: когато тя е разположена вертикално $k = 1$; за обръната нагоре хоризонтално ориентирана повърхност $k = 1,3$, а ако нагрятата хоризонтална повърхност е обръната надолу, поради влошаване на топлоотдаването, $k = 0,7$.

При неизпълнение на неравенство (3.17) движението на топлоносителя е вихрово и тогава е в сила законът на "1/3 степен":

$$(3.19)$$

$$\alpha_k = k A_3 (T - T_0)^{1/3}.$$

Коефициентите A_1 , A_2 и A_3 зависят от физичните свойства и температурата на топлоносителя. При нормално охлаждане, когато в качеството на топлоносител се използва въздухът, техните числени стойности могат да се определят от таблица 3.2.

Таблица 3.2

$T_0, ^\circ C$	20°	40°	60°	80°	100°
A_1	0,295	0,30	0,306	0,31	0,315
A_2	1,38	1,34	1,31	1,29	1,27
A_3	1,61	1,53	1,45	1,39	1,33

При понижаване на атмосферното налягане се влошава топлоотвеждането чрез конвекция, като в състояние на безтегловност естествената конвекция отсъства. Влиянието на налягането може да се отчете от израза:

(3.20)

$$\alpha_{kp} = \alpha_{kpo} \left(\frac{p}{p_0} \right)^{2n},$$

където p е атмосферното налягане, при което работи апаратурата;

p_0 – нормалното атмосферно налягане;

n – показател, който в зависимост от характера на движение на топлоносителя може да има стойност $1/4$ или $1/3$.

За повишаване на топлоотвеждането чрез конвекция трябва да се намали конвективното топлинно съпротивление R_k . Това се постига чрез увеличаване на топлоотдаващата повърхнина S и на коефициента на топлоотдаване чрез конвекция α_k . За целта могат да се използват радиатори; охлаждащи ребра върху корпуса на апаратурата; течни топлоносители, които се отличават от газообразните с по-добрите си топлофизични параметри; различни средства за интензифициране на движението на топлоносителя във вътрешността на апаратурата (например отвори, перфорирани в горната и долната ѝ стени, вентилатори и др.).

3.2.3. Топлоотвеждане чрез излъчване

Всяко нагрятото тяло отдава част от отделената в него топлина във вид на лъчиста енергия. При излъчването на топлинна енергия се разпространяват електромагнитни вълни, чиято дължина на вълната се намира в границите от $0,3$ до $10 \mu\text{m}$. Количество топлинна енергия, отдeleno чрез излъчване, е пропорционално на четвъртата степен на температурата на тялото. Тъй като работните температури на повечето радиоелектронни елементи и възли не са високи, често пъти преенасянето на топлина чрез излъчване (при наличие на топлоотдаване чрез конвекция и топлопроводимост) може да се пренебрегне. Подобно изключване на механизма на топлоотдаване чрез излъчване за апаратури, работещи върху космически обекти е недопустимо.

Способността на нагрятото тяло да излъчува топлина се характеризира с неговата степен на чернота ϵ , която се определя като отношение на мощностите, излъчени от разглежданото (P) и от абсолютно черно тяло (P_0) при условие, че двете тела имат еднаква форма, размери и температура на нагряване, т.e. $\epsilon = P/P_0 < 1$ (за абсолютно черно тяло $\epsilon = 1$).

Количество топлина, което се излъчува от нагрятата до температура T_1 повърхност S_1 на тяло 1 към друго тяло в пространството 2 с температура T_2 , може да се определи от:

(3.21)

$$P_l = \alpha_l S_1 (T_1 - T_2),$$

където P_l е излъчената топлинна мощност, а α_l – коефициент на топлоотдаване чрез излъчване, $\text{W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$.

За определяне на α_l се използва следният израз:

$$(3.22) \quad \alpha_l = \epsilon_{pr} \varphi_{12} C_0 10^{-8} \frac{T_1^4 - T_2^4}{T_1 - T_2},$$

където ϵ_{pr} е приведена степен на чернота на повърхността на двойката тела;

φ_{12} – коефициент на облъченост на тяло 2 от тяло 1, който показва каква част P_{12} от излъчената от тяло 1 топлинна мощност P_1 попада върху тяло 2, т.e. $\varphi_{12} = P_{12}/P_1$;

$C_0 = 5,67 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K}^4)$ – коефициент на излъчване на абсолютно черно тяло;

T_1 и T_2 – абсолютно температури на двете тела, К.

Приведената степен на чернота зависи от степента на чернота ϵ_1 и ϵ_2 на взаимодействащите повърхнини, тяхната конфигурация и размери. В случай на топлообмен между нагрято тяло и свободното пространство $\epsilon_{pr} = \epsilon$. Ако топлообменът се извършва между две паралелни плоскости, чиито размери превишават многократно разстоянието между тях, ϵ_{pr} се изчислява от:

$$(3.23) \quad \epsilon_{pr} = \left[\frac{1}{\epsilon_1} + \frac{1}{\epsilon_2} - 1 \right]^{-1}; \quad (\varphi_{12} = \varphi_{21} = 1).$$

Приведената степен на чернота на две тела, едното от които (1) е затворено в обема на другото (2) и техните коефициенти на облъченост φ_{12} и φ_{21} могат да се определят от:

$$(3.24) \quad \epsilon_{pr} = \left[\frac{1}{\epsilon_1} + \left(\frac{1}{\epsilon_2} - 1 \right) \frac{S_1}{S_2} \right]^{-1}; \quad \varphi_{12} = 1 \text{ и } \varphi_{21} = \frac{S_1}{S_2},$$

където S_1 и S_2 са площи на топлоотдаващите повърхнини на тела 1 и 2.

В таблица 3.3 са дадени данни за степента на чернота на най-често използвани в РСА материали.

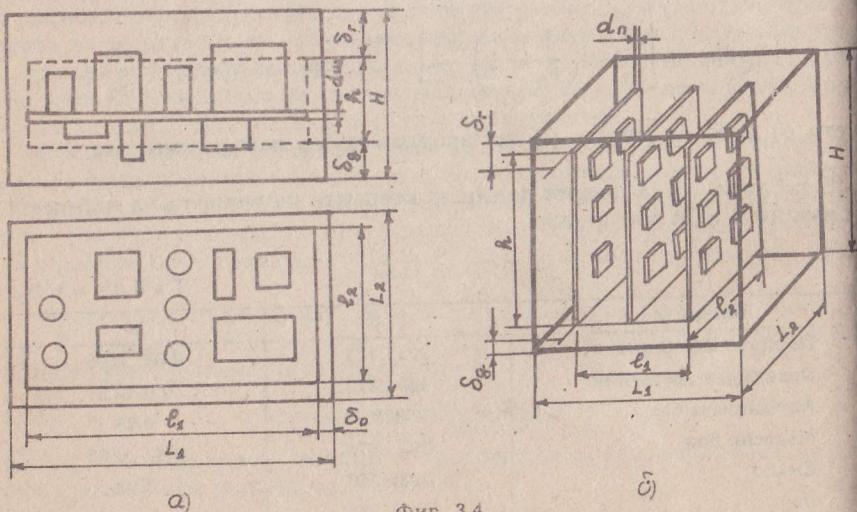
Таблица 3.3

Материал	T, K	ϵ
Полиран алуминий	323...773	0,04...0,06
Оксидиран алуминий	323...773	0,6...0,3
Алуминиева боя	373	0,28
Маслени бои	293...373	0,89...0,93
Емайл	293...373	0,92
Лак	313...373	0,88

По аналогия с другите два разгледани механизми на топлоотдаване тук се въвежда топлинно съпротивление на излъчване $R_L = 1/(\alpha_{Ld})$ чрез което може да се представи топлинният модел на процеса топлоотдаване чрез излъчване. За интензифициране на процеса на топлоотдаване това съпротивление трябва да се намали, което се постига чрез увеличаване на топлоотдаващата повърхност (например чрез използване на радиатор) и на коефициента на топлоотдаване чрез излъчване. За повишаване на излъчващата способност на изделията (увеличаване на α_L) трябва да се оцветяват в тъмни тонове и повърхността им да не бъде полирана. Елементи и възли, които трябва да се защитят от топлинното излъчване на намиращи се в съседство силно нагрявани модули, се правят със светла полирана повърхност. Допълнителна защита се постига чрез топлинни ёкрани, които се изработват от материали с висока топлопроводимост (алуминий), имат светла и добре полирана повърхност и минимално топлинно съпротивление в мястото на контактуване с шасито.

5. 3.3. ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ТОПЛИННИЯ РЕЖИМ НА PCA

Конструктивните единици от второ (блокове) и по-високи йерархични нива от структурата на PCA представляват сложни системи с топлинни източници, чието топлинно поле се поддава трудно на точни аналитично описание. Поради това при определяне на топлинния режим се използват приблизителни методи, които позволяват да се изчисли с достатъчна точност температурата на нагрятата зона и на средата в непосредствена близост до повърхността на елементите и на базата, като получените резултати да се направи оценка на надеждността на изделието.



Фиг. 3.4

При определяне на топлинния режим апаратурата се заменя с ней физически топлинен модел, в който нагрятата зона се представя като паралелепипед, чиято повърхност се приема за изотермична. На фиг. 3.4а е представен топлинен модел на блок на PCA и са нанесени размерите на неговия корпус (L_1, L_2 и H), на нагрятата зона (l_1, l_2 и h) и на въздушните процепи между горната, долната и околната стени на корпуса и нагрятата зона (δ_r, δ_d и δ_o). За размери на нагрятата зона са приети размерите на шасито l_1 и l_2 и височина h , която може да се определи от формулата:

$$h = d_{\text{ш}} + h_1 + h_2 ,$$

където $d_{\text{ш}}$ е дебелина на шасито;

h_1 и h_2 – части от височината на нагрятата зона, разположени в двете полупространства, на които шасито дели блока.

Размерите h_1 и h_2 се определят от израза:

$$h_j = \frac{\sum_{i=1}^{n_j} V_i}{l_1 l_2} ,$$

където $j = 1, 2$ – номера на полупространствата на блока;

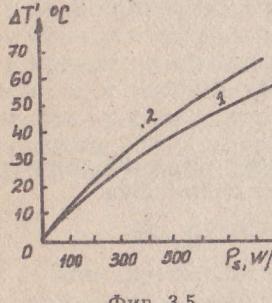
V_i – обем на i -тия елемент в j -то пространство;

n_j – брой на елементите в j -то полупространство.

По-голямата част от PCA е съставена от блокове с плътна компоновка, чиито топлинен модел е представен на фиг. 3.4б. При изчисляване на топлинния режим на този блок се използва методът на поетапно моделиране. Същността на този метод (по аналогия с йерархичният принцип на проектиране на PCA) се свежда до поетапно моделиране на топлинния режим от по-високо йерархично ниво, включващо група от възли, към по-ниско, състояща се от конструктивно неделими единици. Това означава, че първоначално се разглежда цялата система с описание на топлинните процеси с минимална степен на детализация и получаване на осреднени характеристики за топлинните полета. Следващите етапи се свеждат до отделяне от системата на части, за които се прави по-детайлно описание на техните топлинни полета.

Изчисляването на топлинния режим на блока, чийто физически топлинен модел е даден на фиг. 3.4б, може да се раздели условно на три типа: 1) определяне на температурата на корпуса T_k ; 2) определяне на средноповърхностната температура на нагрятата зона T_z и 3) определяне на температурата на повърхността на елементите (електронни компоненти и интегрални схеми) T_e . Както беше споменато по-горе, за целите на конструирането задоволителна точност при определяне на топлинния режим се постига чрез използване на приблизителни методи.

За изпълнение на първите два етапа от изчислението на топлинни режим са необходими следните изходни данни: размери на корпуса, на нагрятата зона и на въздушните процеси между стените на корпуса и зоната; мощност, която блокът разсейва във вид на топлина P_k ; мощност, разсейвана от елементите, разположени непосредствено върху корпуса P_e^* ; сумарна площ на перфорираните в корпуса вентилационни отвори S_n ; температура и налягане на околната среда T_0 и p ; топлофизични параметри на средата и на материалите на конструкцията.



Фиг. 3.5

Определяне на температурата на корпуса T_k . Корпусът отделя топлинната мощност P_k в околното пространство чрез конвекция и излъчване. За определяне на неговата температура се спазва следната последователност на действия:

Определяне на прегряването на корпуса спрямо околната среда в първо приближение $\Delta T'_k$. За целта се използва дадената на фиг. 3.5 зависимост на $\Delta T'_k$ от специфичната повърхностна мощност на корпуса $P_{ks} = P_k/S_k$ (където $S_k = 2(L_1 L_2 + L_1 H + L_2 H)$ е площта на външната повърхност на корпуса).

Изчисляване на топлинната проводимост между повърхността на корпуса и околната среда G_k , за което се използва изразът:

$$(3.27) \quad G_k = (\alpha_{kd} + \alpha_{ld}) S_d + (\alpha_{kg} + \alpha_{lg}) S_g + (\alpha_{ko} + \alpha_{lo}) S_o = \sum (\alpha_{ki} + \alpha_{ni}) S_i,$$

където α_{ki} и α_{ni} са коефициенти на топлообмен чрез конвекция и излъчване на долната, горната и околната повърхнини на корпуса, а S_i – площи на съответните повърхнини. Определянето на коефициенти α_{ki} и α_{ni} се извършва по известни от предидущото изложение формули

$$(3.28) \quad \alpha_{ki} = k A_2 \left(\frac{\Delta T'_k}{L_i} \right)^{1/4} \quad \text{и} \quad \alpha_{ki} = k A_3 (\Delta T'_k)^{1/3},$$

където L_i са определящи размери на долната, горната или околната повърхнина на корпуса, а стойностите на коефициентите k , A_2 и A_3 са дадени в параграф 3.2.2 и

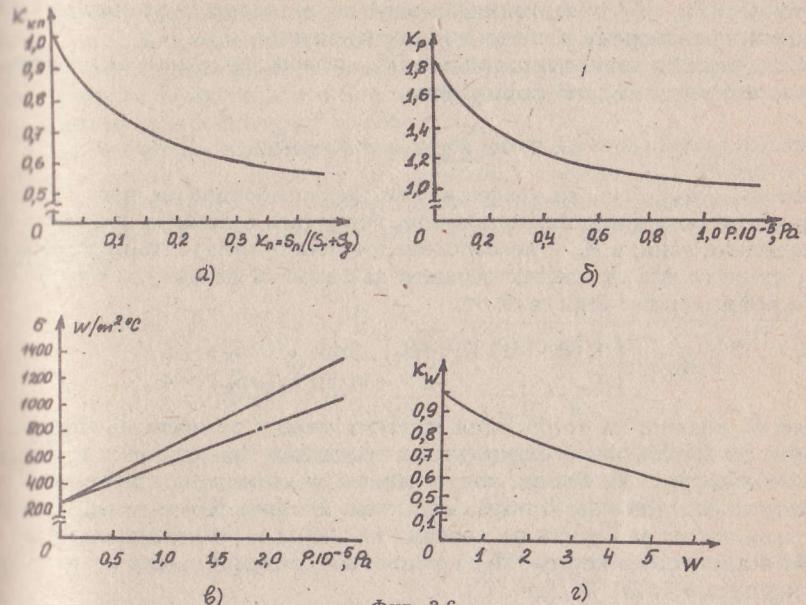
$$(3.29) \quad \alpha_{ni} = \varepsilon_i 5,67 \cdot 10^{-8} \frac{(T_0 + \Delta T'_k + 273)^4 - (T_0 + 273)^4}{\Delta T'_k},$$

където ε_i са степени на чернота на долната, горната и околната повърхнини на корпуса.

Изчисляване на прегряването на корпуса на блока във второ приближение $\Delta T''_k$:

$$(3.30) \quad \Delta T''_k = \frac{P_k}{G_k} K_{kp} K_p,$$

където K_{kp} е коефициент, отчитащ коефициента на перфорация на корпуса на блока $k_p = S_n/(S_d + S_g)$, а K_p – коефициент, който зависи от налягането на околната среда. Определянето на тези коефициенти се извършва с помощта на известни в литературата зависимости, чийто вид е представен на фиг. 3.6a и фиг. 3.6b.



Фиг. 3.6

Определяне на грешката при изчисляване на температурата на прегряване на корпуса по отношение на околната среда γ :

$$(3.31) \quad \gamma = \frac{|\Delta T''_k - \Delta T'_k|}{\Delta T''_k} \leq 0,1.$$

Ако $\gamma \geq 0,1$, пресмятането за температурата на прегряване на корпуса се повтаря за друга стойност на $\Delta T'_k$, коригирана в посока към $\Delta T''_k$.

Изчисляване на температурата на корпуса: $T_k = T_0 + \Delta T''_k$.

Определяне на средноповърхностната температура на нагрятата зона T_3 . Топлообменът между нагрятата зона и корпуса се извършва чрез излъчване, конвекция и топлопроводимост. Порядъкът на изчисление на T_3 е същият, както при определяне на температурата на корпуса. И тук първоначално се определя прегряването на нагрятата зона спрямо окръжаващата блока среда в първо приближение $\Delta T'_3$. За целта се използва графика (2) на фиг. 3.5, която отразява връзката между $\Delta T'_3$

и специфичната повърхностна мощност на зоната

$$(3.32) \quad P_{ss} = \frac{P_s}{1,82(l_1 l_2 + l_1 h + l_2 h)},$$

където $P_s = P_k - P_e^*$ представлява мощност, разсейана от всички елементи, които са затворени в обема на нагрятата зона.

След това се изчислява топлинната проводимост между нагрятата зона и корпуса G_{zk} по формулата:

$$(3.33) \quad G_{zk} = K_\sigma \sum (\alpha_{zk,i} + \alpha_{zli}) S_i,$$

където $\alpha_{zk,i}$, α_{zli} и S_i са коефициенти на топлоотдаване чрез конвекция и излъчване и площи на долната, горната и околната повърхности на нагрятата зона, а K_σ е коефициент, отчитащ кондуктивния топлообмен, произтичащ от контактуването на рамката на модула с корпуса. Този коефициент се определя от:

$$(3.34) \quad K_\sigma = \begin{cases} 1,63 - 0,157/(\sigma S_t) & \text{при } 1/(\sigma S_t) \leq 4 \\ 1 & \text{при } 1/(\sigma S_t) > 4, \end{cases}$$

където S_t е площ на топлинния контакт между рамката на модула и корпуса на блока, а σ – специфична топлинна проводимост от модулите към корпуса на блока, която зависи от силата на притискане на рамката на модула към корпуса на блока. На фиг. 3.6e е даден вид на тази зависимост за случай на контакт на медна (1) и на алуминиева (2) рамки с алуминиев корпус. При отсъствие на притискане на рамката към корпуса $\sigma = 240 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot ^\circ\text{C})$.

Коефициентите на топлообмен чрез излъчване на отделните повърхности на нагрятата зона се изчисляват от:

$$(3.35) \quad \alpha_{zli} = \varepsilon_{pri} 5,67 \cdot 10^{-8} \frac{(T_0 + \Delta T'_s + 273)^4 - (T_k + 273)^4}{\Delta T'_s - \Delta T''_k},$$

където приведената степен на чернота на i -тата повърхност на нагрятата зона се определя от:

$$(3.36) \quad \varepsilon_{pri} = \left[\frac{1}{\varepsilon_{zi}} + \left(\frac{1}{\varepsilon_{ki}} - 1 \right) \frac{S_{zi}}{S_{ki}} \right]^{-1}.$$

Прегреването на нагрятата зона спрямо T_0 във второ приближение може да се изчисли по формулата:

$$(3.37) \quad \Delta T''_s = \Delta T''_k + \frac{P_s}{G_{zk}} K_{kp} K_p K_w,$$

където K_w е коефициент, отчитащ кратността на обмен на въздуха в блока w , която зависи от производителността на използвания вентилатор. За определяне на K_w се използват зависимости от вида, показан на фиг. 3.6g.

След оценка на грешката от изчислението $\gamma = |\Delta T''_s - \Delta T'_s|/\Delta T''_s$ определя средноповърхностната температура на нагрятата зона $T = T_0 + \Delta T''_s$.

Определяне на температурата на повърхността на елементите. Определата от елементите топлина се разсеява в околното пространство чрез топлопроводимост, конвекция и излъчване. За да се получи картина на разпределение на температурното поле във вътрешността на блока е необходимо да се определи температурата на повърхността на всеки един от включените в блока елементи. Това се извършва на няколко етапа, по-важните от които са:

Определяне на еквивалентния коефициент на топлопроводимост на модула, в който е разположен разглежданият елемент α_{te} . В най-общия случай на модул, представляващ печатна платка с разположени върху повърхността й топлоотвеждащи шини, α_{te} може да се изчисли по формулата:

$$(3.38) \quad \alpha_{te} = \alpha_{tp} (1 - A) \left[1 - \frac{V_{sh}}{V_{pi}} + \frac{1}{(V_{sh}/V_{pi})(\alpha_{tp}/\alpha_{tp}) + 1 - V_{sh}/V_{pi}} \right]^{-1} + A \frac{\alpha_{tp}}{2} \left[1 + \frac{\alpha_{tp} V_{sh}}{\alpha_{tp} V_{pi}} + \frac{1}{1 - V_{sh}/V_{pi}} \right],$$

където α_{tp} и α_{sh} са коефициенти на топлопроводимост на материалите на печатната платка и на топлоотвеждащите шини – за стъклотекстолита $\alpha_t = 0,24 \dots 0,34 \text{ W}/(\text{m} \cdot ^\circ\text{C})$, а за алуминия $\alpha_t = 208 \text{ W}/(\text{m} \cdot ^\circ\text{C})$;

V_{pi} – обем на печатната платка (с отчитане и на обема на шините);

V_{sh} – обем на топлоотвеждащите шини;

$A = S_{sh}/S_{pi}$ – повърхностен коефициент на запълване на печатната платка от шините. При отсъствие на топлоотвеждащи шини върху повърхността на платката $\alpha_{te} = \alpha_{tp}$.

Определяне на коефициента на разпространение на топлинния поток, за което се използва изразът:

$$(3.39) \quad m = \left(\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{\alpha_{te} \cdot d_{pi}} \right)^{1/2},$$

където α_1 и α_2 са коефициенти на топлоотдаване на страна спойки и страна елементи на печатната платка – при естествена конвекция $\alpha_1 + \alpha_2 = 17 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot ^\circ\text{C})$, а d_{pi} е дебелина на печатната платка.

Определяне на прегреването на повърхността на елемента по отношение на температурата на окръжаващата блока среда ΔT_e . За j -тия елемент на печатната платка прегреването може да се определи от израза:

$$(3.40) \quad \Delta T_{ej} = \Delta T_{cp} + k T_j + \sum_{i=1}^N T_{ij},$$

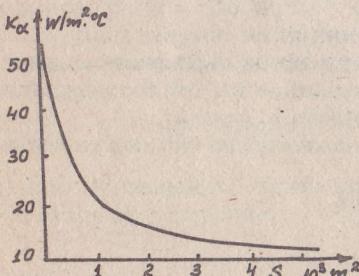
където $\Delta T_{cp} = 0,5(\Delta T''_k + \Delta T''_z)$ представлява среднообемното прегряване на въздуха в блока; k е коефициент, зависещ от разстоянието на центъра на j -тия елемент до краищата на печатната платка: когато това разстояние е по-малко от $3R$ ($R = (S_o/\pi)^{1/2}$ е еквивалентен радиус на корпуса на элемента, а S_o – площ на неговата основа), $k = 1,14$, а за отстоящите на по-голямо разстояние елементи $k = 1$; T_j е член, отчитащ собственото топлинно поле на j -тия елемент; T_{ij} – член, който отчита влиянието на топлинното поле на i -тия елемент, разположен на разстояние $r_i \leq 10/m$ от разглеждания елемент. За определяне на T_j и T_{ij} в случай, че печатната платка е реализирана с интегрални схеми, се използват формулите:

$$T_j = P_j \cdot \left\{ k_{\alpha_j} (S_j - S_{oj}) + \left[\frac{d_{mj}}{\alpha_{tmj} \pi R_j^2} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{B_j + M \pi R_j \alpha_{te} d_{pi} m K_1(mR_j) / K_0(mR_j)} \right]^{-1} \right\}^{-1} \quad (3.41)$$

$$T_{ij} = P_i \frac{K_0(mr_i)}{K_0(mR_i)} \cdot \left\{ k_{\alpha_i} (S_i - S_{oi}) \left[1 + \left(\frac{d_{mi}}{\alpha_{tmj} \pi R_i^2} + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + \frac{1}{k_{\alpha_i} (S_i - S_{oi})} \right) (B_i + M \pi R_i \alpha_{te} d_{pi} m K_1(mR_i) / K_0(mR_i)) \right]^{-1} \right\},$$

където P_j е мощност, разсейана от съответната интегрална схема; $k_{\alpha_{j,i}}$ и $(S_{j,i} - S_{oj,i})$ – коефициент на топлоотдаване и големина на топлоотдаващата повърхност на корпуса на интегралната схема (k_α може да се определи от графиката на фиг. 3.7);

$d_{mj,i}$ и $\alpha_{tmj,i}$ – големина на междината между интегралната схема и печатната платка и коефициент на топлопроводимост на материала, запълващ тази междина;



Фиг. 3.7

$B_{j,i} = 8,5 \pi R_{j,i}^2$ и $M = 2$ – за едностранина и $B_{j,i} = 0$ и $M = 1$ – за двустранна печатна платка;

K_0 и K_1 – модифицирани Беселови функции от нулев и първи ред

N – брой на интегралните схеми, чийто температурни полета участват при формиране на температурното поле на разглежданата интегрална схема.

Температурата на повърхността на j -тия елемент от печатната платка е $T_{ej} = T_0 + \Delta T_{ej}$.

3.4. НАЧИНИ ЗА ОСИГУРЯВАНЕ НА ТОПЛИННИЯ РЕЖИМ НА PCA

За осигуряване на нормален температурен режим на PCA се използват различни системи, чиято структура се определя от: 1) режима на работата на системата, който зависи от съотношението на температурите външната среда и на апаратурата и може да бъде режим на нагряване, охлаждане или термостатиране; 2) характера на връзката между топлоносителя и външната среда (непосредствена връзка на топлоносителя със средата, изолиране на топлоносителя от средата и комбинирана система); 3) режима на работа на PCA (непрекъснат, периодичен); механизма на пренасяне на топлината (за сметка на топлопроводимост, конвекция, излъчване, термоелектрически ефект и т.н.); 5) начина на попълзване на отделената топлина (за сметка на термоакумулиращи свойства на средата и материалите на конструкцията, на термоелектрическия ефект и т.н.); 6) условията, при които работи апаратурата на Земята, в Космоса, в закрити помещения или на подвижни обекти и т.н.); 7) вида на апаратурата (мощен СВЧ прибор, бързодействаща

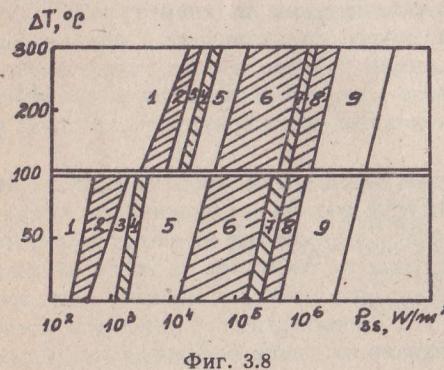
Когато средната температура на окръжаващата среда е близка до нормалната за апаратурата, системата за осигуряване на нейния температурен режим трябва да изключва влиянието на бързи изменения на температурата на средата. Това се постига чрез използване на пасивни активни системи за термостатиране.

Ако средната температура на средата се отличава съществено от нормалната за PCA, се използват системи за намаляване на тази разлика чрез допълнително нагряване или охлаждане на апаратурата. Системите, работещи в режим на нагряване, се използват в апаратури, разположени в северни и високопланински райони, а така също на бордови летателни апарати. Работещите в режим на охлаждане системи са предназначени за разсейване на отделената в обема на апаратурата топлина в окръжаващото пространство.

За осигуряване на такъв топлинен режим, при който се изключват прегревания на елементите във вътрешността на апаратурата, се използват две възможности: понижаване на общата средна температура на нагряване на апаратурата и отвеждане на топлината от най-силно нагряващи се участъци в нейния обем. Начините за добиване на топлоотвеждането от нагряващите се конструктивни елементи на апаратурата чрез използване на трите основни механизми на топлоотдаване (чрез топлопроводимост, конвекция и излъчване) са описаны в раздел 3.2.

Особено място при проектиране на охлаждането на PCA заемат системите за конвекционен топлообмен. Такива системи, в които в каналите на топлоносителя се използва въздушът, намират приложение в 95% от наземните PCA (в бордовите апаратури тяхното приложение е ограничено поради големите им размери и ниската плътност на

въздуха при височина над 12 km). В системите за въздушен конвективен топлообмен за интензифициране на охлаждането широко се ползват топлообменници с развита повърхност (радиатори); естествена вентилация, при която охлажддащият въздух циркулира през обема апаратурата чрез вентилационни отвори в горната и долната стена на нейния корпус, а така също вентилатори. В бордовите PCA се използва предимно течни конвекционни системи за охлаждане (използването на течни системи в наземни апаратури е ограничено поради тяхната сложност и висока цена). Ефективността на тези системи произтича от по-високия коефициент на топлоотдаване на течностите (по-голям им специфична топлоемкост и плътност) в сравнение с този на въздуха. Топлоносителят в течните системи може да бъде изолиран, охлаждданите елементи и транспортиран до тях с помощта на тръби или да охлажда непосредствено нагретите елементи. Охлажддащата течност, в която са потопени елементите, трябва да бъде химически инертна по отношение на металите и диелектриците; да притежава малка и сравнително стабилна в целия работен температурен обхват диелектрична проницаемост $\epsilon = 1,6 - 1,9$, малки загуби ($\tan \delta < 2 \cdot 10^{-3}$) в широкия обхват до 500 MHz и висока електрическа якост (до 200 kV/cm при температурите на кипене и т.н.). Тези изисквания се удовлетворяват от фреоните, но по екологични съображения тяхното приложение се ограничава. В системите с изолиран течен топлоносител се използва вода, амоняк, етилов спирт и по-рядко етиленгликол. Специално място сред системите за конвекционно охлаждане заемат изпарително-кондензационните системи, които ще бъдат разгледани в следващия раздел.



Фиг. 3.8

генераторни лампи, магнетрони, дросели и др. В диаграмата има области, за всяко от които се препоръчва определен тип охлаждане: област 1 – естествено въздушно охлаждане; за 2 – естествено и принудително въздушно охлаждане; за 3 – принудително въздушно охлаждане; за 4 – принудително охлаждане с въздух и течност; за 5 – охлаждане с течност и чрез естествено изпаряване; за 6 – охлаждане с течност и чрез естествено и принудително изпаряване; за 7 – охлаждане с течност и чрез принудително изпаряване; за 8 – охлаждане чрез естествено и принудително изпаряване. За зададените области на диаграмата, в които е възможно използването на двета вида охлаждане, съществуват допълнителни графични зависимости, които позволяват да се отчете вероятността, с която избраният метод за охлаждане удовлетворява изискванията за осигуряване на нормален топлинен режим на апаратурата.

3.5. ОХЛАЖДАНЕ С РАДИАТОРИ И ТОПЛИННИ ТРЪБИ

Радиаторите се използват за отвеждане на топлината от силно нагрявани се полупроводникови прибори (обикновено със средна и голяма разсейвана мощност) в окръжаващото пространство.

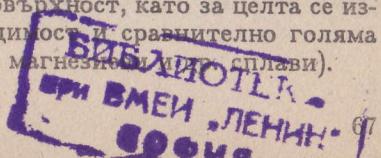
Проектирането на охлаждането с радиатори се свежда до определяне на конструкцията и размерите на радиатора така, че той да обезпечи зададена (или допустимата) температура на чипа на полупроводниковия элемент T_j при известна разсейана от прибора мощност P и зададена температура на окръжаващата среда T_0 . Температурата на $p-n$ прехода на полупроводниковите елементи е най-същественият показател, който определя надеждността на тяхната работа и тя не трябва да превиши зададената в каталозите допустима стойност $T_{j,\max}$ (ориентирано за германеви полупроводникови елементи $T_{j,\max}$ е 70°C , а за кремниеви – 150°C).

Ако се разгледа изолиран полупроводников прибор, в който източник на топлина е разсейната в неговата структура мощност P , температурата на чипа може да се определи от:

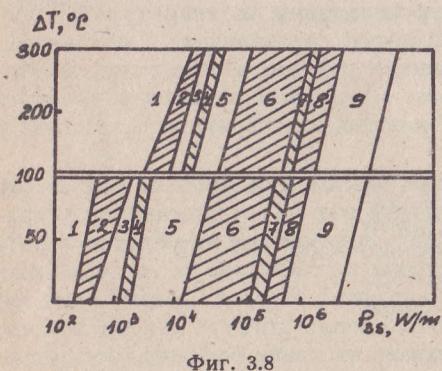
$$T_j = T_0 + P(R_{thj-c} + R_{thc-r} + R_{thr-0}),$$

където R_{thj-c} е топлинно съпротивление между чипа и корпуса, което се навсяка в каталожните данни на прибора; R_{thc-r} – топлинно съпротивление между корпуса и радиатора, което зависи от качеството на контактния контакт между двете повърхности (за намаляване на това съпротивление е необходимо да се осигури голяма контактна повърхност, като за премахване на микронеравностите двете повърхности се използват от мек топлопроводящ материал, например мед, или специални топлопроводящи, например силиконови, пасти); R_{thr-0} – топлинно съпротивление между радиатора и околната среда, което зависи от големината на повърхността на радиатора и нейното състояние.

Известно е, че радиаторът отделя топлината в околното пространство чрез конвекция (около 70%), излъчване (около 20%) и топлопроводен метод. За намаляване на R_{thr-0} радиаторите се изготвят с монолитна конструкция и голяма топлоотдаваща повърхност, като за целта се използват материали с добра топлопроводимост и сравнително голяма абсорбция на чернота (оксидиран алуминий, магнезиево-алюминиев сплав).



въздуха при височина над 12 km). В системите за въздушен конвективен топлообмен за интензифициране на охлаждането широко се ползват топлообменници с развита повърхност (радиатори); естествена вентилация, при която охлаждащият въздух циркулира през обема на апаратурата чрез вентилационни отвори в горната и долната стена на нейния корпус, а така също вентилатори. В бордовите РСА се използват предимно течни конвекционни системи за охлаждане (използването на течни системи в наземни апаратури е ограничено поради тяхната опасност и висока цена). Ефективността на тези системи произтича от по-високия коефициент на топлоотдаване на течностите (по-голямата им специфична топлоемкост и плътност) в сравнение с този на въздуха. Топлоносителят в течните системи може да бъде изолиран от охлажданите елементи и транспортиран до тях с помощта на тръби или да охлажда непосредствено нагретите елементи. Охлаждащата течност, в която са потопени елементите, трябва да бъде химически инертна по отношение на металите и диелектриците; да притежава малка и сравнително стабилна в целия работен температурен обхват диелектрична проницаемост $\epsilon = 1,6 - 1,9$, малки загуби ($\operatorname{tg} \delta < 2 \cdot 10^{-3}$) в широкия обхват до 500 MHz и висока електрическа якост (до 200 kV/mm при температурите на кипене и т.н.). Тези изисквания се удовлетворяват от фреоните, но по екологични съображения тяхното приложение се ограничава. В системите с изолиран течен топлоносител се използва вода, амоняк, етилов спирт и по-рядко етиленгликол. Специално място сред системите за конвекционно охлаждане заемат изпарително-кондензационните системи, които ще бъдат разгледани в следващия раздел.



Фиг. 3.8

генераторни лампи, магнетрони, дросели и др. В диаграмата има области, за всяко от които се препоръчва определен тип охлаждане: област 1 – естествено въздушно охлаждане; за 2 – естествено и принудително въздушно охлаждане; за 3 – принудително въздушно охлаждане; за 4 – принудително охлаждане с въздух и течност; за 5 – охлаждане с течност и чрез естествено изпаряване; за 6 – охлаждане с течност и чрез естествено и принудително изпаряване; за 7 – охлаждане с течност и чрез принудително изпаряване; за 8 – охлаждане чрез естествено и принудително изпаряване. За зададените области на диаграмата, в които е възможно използването на различните видове охлаждане, съществуват допълнителни графични зависимости, които позволяват да се отчете вероятността, с която избраният метод за охлаждане удовлетворява изискванията за осигуряване на нормален режим на апаратурата.

3.5. ОХЛАЖДАНЕ С РАДИATORI И ТОПЛИНИ ТРЪБИ

Радиаторите се използват за отвеждане на топлината от силно нагрявани се полупроводникови прибори (обикновено със средна и голяма разсейвана мощност) в окръжаващото пространство.

Проектирането на охлаждането с радиатори се свежда до определяне на конструкцията и размерите на радиатора така, че той да обезпечи зададена (или допустимата) температура на чипа на полупроводниковия элемент T_j при известна разсейна от прибора мощност P и зададена температура на окръжаващата среда T_0 . Температурата на $p-n$ прехода на полупроводниковите елементи е най-същественият показател, който определя надеждността на тяхната работа и тя не трябва да превиши зададената в каталозите допустима стойност $T_{j,\max}$ (ориентично за германиеви полупроводникови елементи $T_{j,\max}$ е $70^\circ C$, а за кремниеви – $150^\circ C$).

Ако се разгледа изолиран полупроводников прибор, в който източник на топлина е разсейната в неговата структура мощност P , температурата на чипа може да се определи от:

$$T_j = T_0 + P(R_{th,j-c} + R_{thc-r} + R_{thr-0}),$$

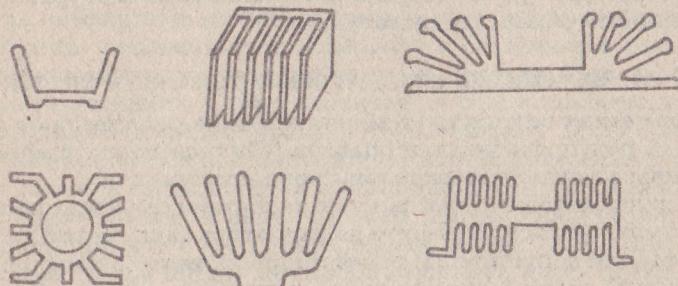
където $R_{th,j-c}$ е топлинно съпротивление между чипа и корпуса, което се посочва в каталожните данни на прибора; R_{thc-r} – топлинно съпротивление между корпуса и радиатора, което зависи от качеството на контактния контакт между двете повърхности (за намаляване на това съпротивление е необходимо да се осигури голяма контактна повърхност, като за премахване на микронеравностите двете повърхности се използват, а така също между корпуса и радиатора се поставят уплътнители от мек топлопроводящ материал, например мед, или специални топлопроводящи, например силиконови, пасти); R_{thr-0} – топлинно съпротивление между радиатора и околната среда, което зависи от големината на повърхността на радиатора и нейното състояние.

Известно е, че радиаторът отделя топлината в околното пространство чрез конвекция (около 70%), излъчване (около 20%) и топлопроводен метод. За намаляване на R_{thr-0} радиаторите се изготвят с монолитна конструкция и голяма топлоотдаваща повърхност, като за целта се използват материали с добра топлопроводимост и сравнително голяма абсорбция на чернота (оксидиран алуминий, магнезиево-алюминиев сплави).

От израз (3.42) може да се определи необходимата стойност на плинното съпротивление на радиатора, което е необходимо за развane на зададената мощност:

$$(3.43) \quad R_{thr-0} \leq \frac{T_j - T_0}{P} - (R_{thc-c} + R_{thc-r}) .$$

Чрез запълване на междината между корпуса и радиатора със силиконова паста стойността на R_{thc-r} може да бъде намалена до $0,5 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ и неговото влияние да се пренебрегне при изчисления.



Фиг. 3.9

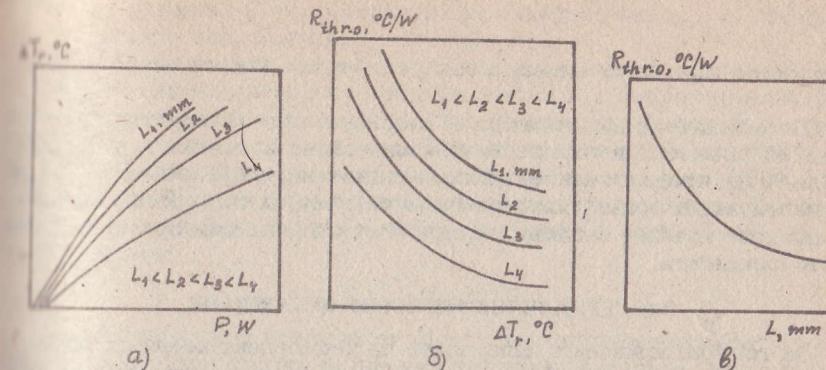
На фиг. 3.9 са показани някои най-често срещани конструкции на радиатори. За най-простия по конструкция радиатор – плоска алюминиева плоча с квадратна или правоъгълна форма, необходимата площ на нейната топлоотдаваща повърхност се определя от формулата:

$$(3.44) \quad S = \frac{10^4}{\alpha R_{thr-0}} = \frac{A}{R_{thr-0}}, \text{ cm}^2,$$

където $A = 10^4 / \alpha$ е коефициент, отчитащ коефициента на топлоотдаване на алюминиевата плоча в зависимост от нейното разположение: $A = 2200$ – за хоризонтален монтаж и $A = 1600$ – за вертикален.

Израз (3.44) може да се използва и за оразмеряване на "П" образни радиатори.

Когато при изчисляването на S се получат недопустимо големи стойности се избира конструкция на радиатор с ребра. У нас е предложен ред от оребрени радиатори за полупроводникови елементи, включващ седем профила, всеки от които с няколко нормализирани дължини. За оразмеряване на всеки профил от тези радиатори в сложниците за тях се дават три основни характеристики, представени на фиг. 3.10. Първата характеристика представлява зависимостта на температурата на прегряване на радиатора по отношение на околната съпротивление на радиатора R_{thr-0} и неговото прегряване ΔT_r , при неизменна дължина на профила L , а третата – връзката между топлинното съпротивление на радиатора R_{thr-0} и неговото прегряване ΔT_r , при неизменна дължина на профила L .

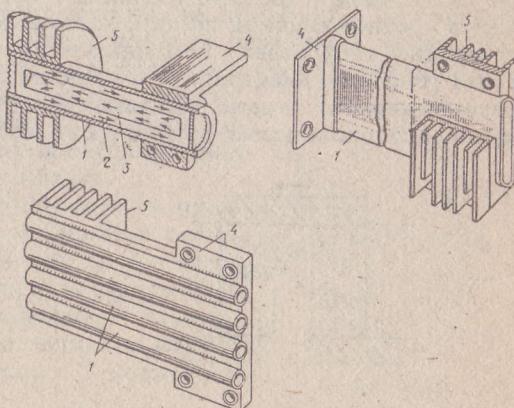
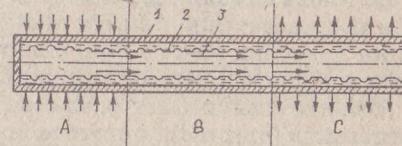


Фиг. 3.10

Съпротивление на радиатора R_{thr-0} и дължината на неговия профил L при неизменни P и ΔT_r .

Топлинните тръби (фиг. 3.11) работят на принципа на затворения изпарително-кондензионен цикъл, при които в зоната на подаване на топлина A течността изпарява (зона на изпарение), след което топлината се пренася от потока пари през адииабатичната зона (B) в зоната на кондензация на парата (C) , където топлината се отделя в околното пространство (например чрез радиатор), а течността се връща в зона на изпарение за сметка на капилярни или гравитационни сили. Над зоната изпарение върху тръбата се монтира площадка за съаждания възел 4 , а над зоната на кондензация се разполага охлаждащият радиатор 5 .

Топлинната тръба представлява затворена вакуумирана камера 1 , трепещата повърхност на която е облицована с капилярно-порест материал 2 , пропит с работна течност (с 3 е означен каналът на парата). Качеството на капилярно-порест материал най-често се използва във вид на мрежи (еднословни или многослойни), като размерът на порите зависи от топлоносителя и е от порядъка на няколко десетки микрона.



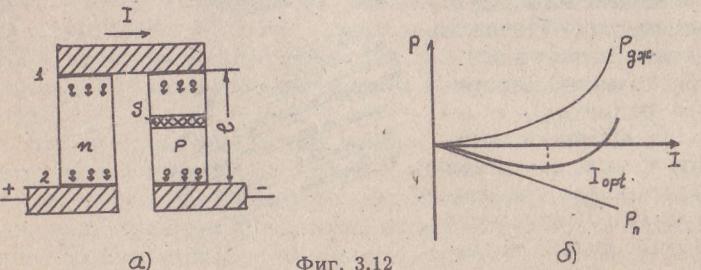
Фиг. 3.11

Като топлоносител се използва вода, спирт, амоняк и вече рядко фреони.

Топлинните тръби могат да се използват при температури от -273°C до $+2700^{\circ}\text{C}$, като при това те имат сравнително малка маса, висок КПД (около 90%), продължителен експлоатационен срок (16 000 часа за тръби, използващи водата като работна течност) и т.н. Недостатък на топлинните тръби е сложността при постигане на повторяемост на техните параметри.

3.6. ТЕРМОЕЛЕКТРИЧЕСКО ОХЛАЖДАНЕ

За топлоотвеждане с използване на термоелектрическия ефект се изготвят термобатерии, съставени от последователно свързани термоелементи. Характерно за конструкцията на термоелемента е съществуването на два клона с различна проводимост (n и p проводимост), които са свързани последователно към постояннотокова електрическа верига чрез метални пластини (фиг. 3.12a). Зоните на електрическата връзка между двата полупроводници се наричат спойки. При работа на термоелемента неговите спойки имат различни температури: едната от тях е топлогълщаща (студена), а другата топлоотдаваща (гореща). Дали спойката ще погълща или отдава топлина зависи от посоката на постоянния ток. При показаната на фигураната посока на тока спойка 1 ще се охлажда (тъй като в спойка 1 електроните и дупките се движат в противоположни посоки, което е симптом на процеса топлинно генерация, съпроводен с погълщането на топлина), а спойка 2 ще се нагрява (тъй като електроните и дупките се движат към тази спойка и рекомбинират отдават топлинна енергия). При пропичане на ток в противоположна посока спойка 1 е гореща, а спойка 2 – студена.



Количеството топлина P_n , което се погълща или отделя в спойките за единица време, се определя от:

$$(3.45) \quad P_n = \pm \Pi_{1,2} I = \pm \alpha_{1,2} I T ,$$

където $\Pi_{1,2}$ е коефициент на Пелтие, а $\alpha_{1,2}$ – коефициент на термоелектродвижещо напрежение или коефициент на Зеебек (ефектът на Зеебек е обратен на ефекта на Пелтие, т.е. при разлика в температурите на спойките във веригата на термоелемента възниква термоелектродвиже-

що напрежение); T е температура на спойка 1 или 2, а I – големина на постоянноток.

При преминаване на ток I през термоелемента от фиг. 3.12a едновременно с погълщането на топлина в спойка 1, в нея се отделя и джаулова топлина, която е пропорционална на квадрата на силата на тока и на съпротивлението на спойката. В първо приближение може да се счита, че съпротивленията на спойки 1 и 2 са равни, т.е. всяко от тях представлява половината от съпротивлението на термоелемента R_T . Тогава джауловата топлина, която се отделя в спойка 1, може да се определи по формулата:

$$(3.46) \quad P_{\text{дж}} = 0,5 I^2 R_T .$$

Освен това като резултат от ефекта на топлопроводимост от горещата към студена спойка се пренася топлинна мощност, която се определя от израза:

$$(3.47) \quad P_T = \frac{\Delta T}{R_{th}} = \frac{\alpha_T S}{l} (T_2 - T_1) ,$$

където α_T е коефициент на топлопроводимост на полупроводниковите клонове на термоелемента, а l и S – дължина и напречно сечение на тези клонове.

Сумарното количество топлина, което се отделя за единица време в студената спойка на термоелемента, $P = P_n + P_{\text{дж}} + P_T$.

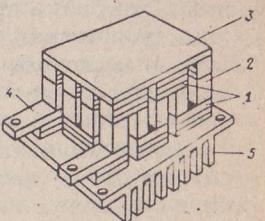
На фиг. 3.12б е представена зависимостта на отделената в термоелемента топлина от тока, която показва, че при $I = I_{\text{opt}}$ се получава максимално понижаване на температурата на студената спойка. Ако токът е по-голям от I_{opt} ефектът на охлаждане може да изчезне, поради съществено нарастване на джауловата топлина.

Най-подходящи материали за термоелементи са твърдите разтвори на базата на бисмутовия телурид (Bi_2Te_3) с легиращи добавки.

За повишаване на ефективността на охлаждането термоелементите се свързват в термобатерии по начин, показан на фиг. 3.13, където 1 са означени топлинните преходи (студените и горещите спойки), с 2 – термоелементите, с 3 – „студената“ площадка, с 4 – изводите за включване в постояннотокова верига и с 5 – охлажддащи радиатор.

Едно от най-важните предимства на термобатерийте е възможността за получаване с тяхна помощ на температури, по-ниски от температурата на окръжаващата среда. Като техни недостатъци трябва да се приемат техния нисък КПД (около 30%), сравнително голяма времеви константа и маса и др.

Всяка термобатерия може да се използва както за охлаждане, така и за нагряване (в зависимост от посоката на тока), което е особено важно при работа в режим на активно терmostатиране.



Фиг. 3.13

ГЛАВА ЧЕТВЪРТА

КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧНИ

МЕТОДИ ЗА ОСИГУРЯВАНЕ НА

6 ЕЛЕКТРОМАГНИТНАТА СЪВМЕСТИМОСТ НА РСА

4.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ ЗА ЕЛЕКТРОМАГНИТНАТА СЪВМЕСТИМОСТ

Електромагнитната съвместимост (EMC) е свойство на радиоелектронните апаратури да функционират с необходимото качество при въздействие на непреднамерени смущения, без да създават при това недопустими смущения за други апаратури. Даденото определение е най-общо и се използва при конструирането на интегрални схеми, функционални възли, блокове и устройства на РСА. Актуалността на проблема за EMC непрекъснато нараства във връзка със следните основни тенденции в развитието на радиоелектрониката: 1) непрекъснато увеличаване на броя на едновременно действащите радиоелектронни устройства, което води до усложняване на електромагнитната обстановка; 2) повишаване на нивото на мощността, излъчена от предавателите, които освен основно имат и странични излъчвания, явяващи се смущения за други устройства (излъчената мощност може да достигне до стотици мегавата); 3) повишаване на чувствителността на приемните устройства, притежаващи освен основен и бити канали за приемане (междиночестотни, огледални, съседни, интермодулационни и др.), по които могат да проникнат смущения (чувствителността на някои апаратури достига до 10^{-16} W); 4) разширяване на работните честотни ленти на апаратурите; 5) пътно запълване на използваните честотни обхвати (радиообхватът се простира от 0 до 3000 GHz); 6) широко използване на електронни средства за управление, контрол, диагностика и т.н. на базата на аналогова и особено цифрова техника (микропроцесори, микрокомпютри), които се явяват източници на смущения и едновременно с това са подложени на тяхното въздействие.

Електромагнитното смущение представлява електромагнитен електрически и (или) магнитен процес в свободното пространство (или) в проводяща среда, създаден от определен източник, който оказва нежелателно влияние върху полезния сигнал при неговото предаване и приемане и преобразуване. *Електромагнитното смущение* в пространството се нарича *излъчено*, а *създаденото в проводяща среда – кондуктивно*.

При оценка на EMC на всяко йерархично ниво на апаратурата необходимо да се разгледат следните три елемента: източник, рецептор и смущение и среда за неговото разпространение.

Електромагнитните смущения могат да имат естествен или изкуствен произход. Към естествените източници на смущения се отнасят Слънцето, звездите, Галактиката, електрическите разряди в атмосферата при гръмотевични бури и др. Изкуствени източници на смущения могат да бъдат както различни радиоелектронни елементи, възл

устройства и системи (радиорелейни, радиолокационни и навигационни системи), така и индустриски съоръжения, например, електропропулси, транспортни средства, ЕИМ, промишлено, медицинско и битово електрооборудване, системи за контрол и управление и т.н.

Рецептор на смущения е всяко техническо устройство, което изменя някои параметри при въздействие на електромагнитно смущение. За характеризиране на рецептора се въвежда параметърът *праг на въздействие*, представляващ максимално допустимото ниво на смущение, при което рецепторът функционира с приемливо качество.

Смущаващият източник може да въздейства на рецептора, както по електромагнитен (чрез своето електромагнитно поле), така и по кондуктивен (галваничен) път (чрез общи за източника и рецептора електрически вериги - захранващи и заземяващи шини, вериги за управление, сигнализация, контрол и т.н.). Както излъчването, така и приемането на електромагнитни смущения, се осъществява основно чрез антените на радиопредавателните устройства, а при по-висока интензивност на излъчването и чрез корпусите, съединителните проводници и елементите на контактните схеми. Степента на влияние на едно смущение върху приемните показатели на апаратурата се определя от неговото ниво, апаратурата и начина на обработка на информацията в нея.

Въздействието на смущения води до изменение на параметрите на източника, параметрите на радиоелектронните елементи или режимите на приема на апаратурите. Например под действие на излъчването на мощни предаватели се изменят електродинамичните параметри на йоносфера, при което се променят условията за разпространение на радиовълни и вследствие на това възникват смущения в приемника. Друг пример на въздействието на различни бордови електротехнически устройства върху рецептора на смущения при изменение на режимите на енергопотребление. При включване на мощн товар, поради изменение на напрежението и възникващите при това преходни процеси се изменят режимите на работа на електронните устройства. Въздействието на мощн смущения (единичен импулс или повтаряща се последователност от импулси, а така също хармоничен или шумов непрекъснат сигнал) може да причини не обратими откази на апаратурата, предизвикани от изменение на структурата на материалите, нелинейни явления като насищане на активни елементи и др. Смущенията с по-малка интензивност действат във веригите на рецептора едновременно с единия сигнал като адитивни смущения.

Нарушаването на EMC на радиоелектронните апаратури се дължи на редица фактори, по-важните от които са: 1) несъвършенство на характеристиките на източника на смущение (например, освен излъчване, радиопредавателят създава и нежелани странични излучвания със значителна мощност); 2) несъвършенство на характеристиките на рецептора на смущения (например, поради малка избирателност на радиоприемното устройство, могат да съществуват и бити

канали за приемане на сигнали); 3) недостатъчно отслабване на смущенията вследствие несъвършено екраниране на апаратури, възли, фидерни трактове и др., а така също вследствие незадоволителна филтрация в сигналните вериги и във веригите за захранване, управление, контрол и комутация; 4) нерационална компоновка на възли и устройства, а така също и на фидерни трактове; 5) грешки при проектиране системата за заземяване и т.н.

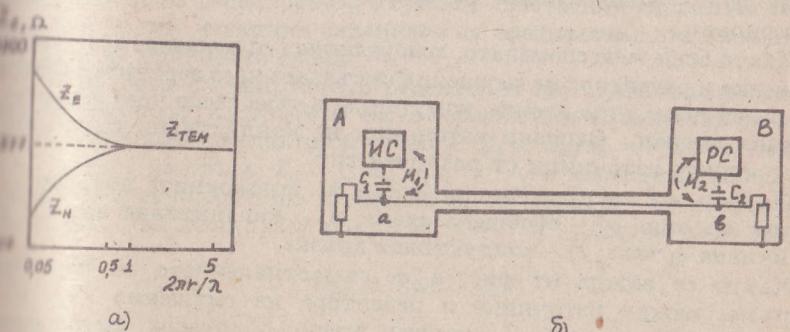
Електромагнитната съвместимост на радиоелектронни възли и устройства се осигурява чрез използване на **системотехнически, съметодехнически и конструктивно-технологични методи**. При аналоговите устройства към системотехническите методи се отнася предаването на аналогова информация в цифров вид и кодирането ѝ чрез кодове за защита от смущения, а съметодехническите методи включват: увеличаване на устойчивостта на схемите към смущения (чрез избягване на необоснованото използване на елементи със завишена работна честота използването на схеми на базата на диференциални усилватели); използване на галванична развръзка между веригите с помощта на трансформатори и оптрони; подтискане на смущенията с помощта на режекторни филтри; използване на малкошумящи елементи и др. Към съметодехническите методи за намаляване на смущенията в цифрови устройства отнася: използването на елементна база с максимална устойчивост към смущения; компенсацията на смущения (например чрез използване на усукани двойки проводници); използването на амплитудно и временно стробиране и т.н. Приложението на системотехнически и съметодехнически методи води до усложняване и осъществяване на апаратурата, при което до тях се прибягва само когато проблемите на EMC не могат да се решат със съществуващите конструктивно-технологични методи.

Най-често използвани конструктивни методи за осигуряване на EMC са: **оптимална компоновка** (оптимално пространствено разместение и ориентиране), **екраниране, филтрация, заземяване и компенсация**. Към технологичните методи се отнася усвояването на производства изделия с подобрени електромагнитни характеристики, намаляване на отклоненията на параметрите на радиоелектронни елементи и устройства, а така също и на нееднородностите на използванието предавателни линии и т.н.

(6) 4.2. ПАРАЗИТНИ ВРЪЗКИ МЕЖДУ ИЗТОЧНИКА И РЕЦЕПТОРА НА СМУШЕНИЯ

Особеност на конструктивното проектиране на РСА е използването на функционални възли, работещи в линеен или нелинеен режим, отличаващи се по честотен обхват, мощност, конструкция и др., което създава предпоставки за възникване на непреднамерени електромагнитни смущения и пренасянето им по електромагнитен или кондуктивен път.

Функционалните възли на радиоелектронните апаратури могат да представят като съвкупност от елементарни електрически и магнитни излъчватели (диполи). Електрически излъчватели са вериги на апаратура с голямо съпротивление (високо напрежение и малък ток), а магнитни - нискоомните вериги (голям ток и малък пад на напрежение). При това излъченото от тях електромагнитно поле има различни електрически свойства в близката и далечната зона. Близката зона на източника на смущение се простира на разстояние r по-малко от пет дължини на вълната λ_{min} на най-високочестотната съставка от спектъра на излъченото смущение, т.е. $r \leq 5\lambda_{min}$. В тази зона електромагнитното поле има квазистационарен характер, поради което отсъства излъчване на енергия. Пренасянето на смущения в близката зона се извършва за сметка на явленията електрическа и магнитна индукция, които обуславят появата на капацитивна и индуктивна паразитна връзка между източника и рецептора на смущения. Интензивността на полетата на електрически и магнитни диполи в тази зона намалява по квадратичен закон с разстоянието. Характеристичните съпротивления на средата (въздуха) за полето на електрически (Z_E) и магнитен (Z_H) диполи са взаимно обратни (фиг. 4.1a): при честота, кояща към нула, Z_E е голямо, а Z_H - нискоомно и на разстояние от дипола по-голямо от честоти по-високи от 3000 Hz тези характеристични съпротивления намаляват към характеристичното съпротивление Z_{TEM} на плоска електромагнитна вълна, за която $Z_{TEM} = 120\pi$.



Фиг. 4.1

високочестотни и импулсни генератори, изходни стъпала на РСА), могат да се разпространяват на големи разстояния, докато функционалните възли на РСА, които не са предназначени за генерация и излъчване на електромагнитна енергия, имат сравнително малък обсег на действие.

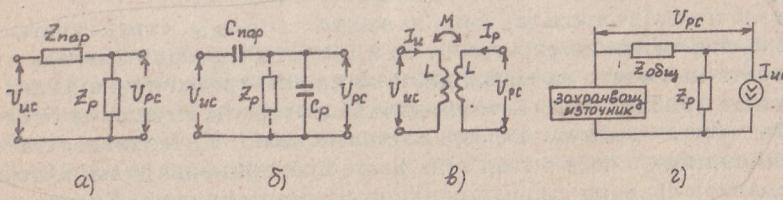
Особено място заема т. нар. **вълноводна връзка**, причинена от електромагнитното поле, възбудено в корпуса на СВЧ устройства. Когато корпуса не са предвидени екраниращи преградки, той може да се разглежда като отрезък от вълновод, по който се разпространяват вълни с дължина λ по-малка от критичната λ_{kp} ($\lambda_{kp} = 2a$, където a е размеждът на по-дългата страна на напречното сечение на корпуса). Това означава, че в рамките на едно устройство между източниците и рецепторите на смущения, работещи с $\lambda < \lambda_{kp}$, са възможни паразитни връзки чрез електромагнитното поле на разпространяващите се във вълновода вълни. По-дългите от критичната вълни не се разпространяват в корпуса, поради бързото им затихване при отдалечаване от източника.

На по-големи разстояния, където изчезва влиянието на излъченото от източника на смущения електромагнитно поле, са възможни паразитни връзки чрез **фидерния тракт**. Пример за подобна връзка е даден на фиг. 4.1б, където екранираният проводник ab , свързващ двата екраниращи блока A и B , няма непосредствена (галванична) връзка с източника (ИС) и рецептора (РС) на смущения. Поради съществуването обаче, на паразитна капацитивна и индуктивна връзка между вътрешния проводник и източника и рецептора на смущения, последните оказват свързани помежду си чрез индуцираното в екранирания проводник поле. Кондуктивни смущения от този тип често се наричат индукирани.

Както беше вече споменато, **кондуктивна (галванична) връзка** между източника и рецептора на смущения се създава чрез веригите за захранване, заземяване, управление, комутация, а така също чрез веригата на полезния сигнал. Основни източници на кондуктивни смущения захранващите източници от различен тип.

На фиг. 4.2 са представени схеми на възможните вътрешни паразитни връзки: а) – обобщена схема; б) – капацитивна връзка; в) – индуктивна връзка; г) – кондуктивна връзка.

Както се вижда от фиг. 4.2а, съпротивлението на паразитната връзка между източника и рецептора на смущения Z_{par} и захранващото съпротивление Z_p , върху което се отделя смущаващото



Фиг. 4.2

напрежение U_{pc} , действащо на рецептора, образуващ делител на напрежение. Ако сигналът (или негова хармонична съставка), създаващ смущение, има хармоничен характер, то независимо от вида на паразитната връзка, U_{pc} може да се определи от:

(4.1)

$$U_{pc} = U_{ic} Z_p / (Z_p + Z_{par}) = U_{ic} K_{par},$$

където U_{ic} е напрежение на източника на смущение, а $K_{par} = Z_p / (Z_p + Z_{par})$ – коефициент на паразитна връзка по напрежение.

При наличие на капацитивна паразитна връзка $Z_{par} = 1 / (\omega C_{par})$, където C_{par} е паразитен капацитет между източника и рецептора на смущения. Тъй като на практика комплексното съпротивление на рецептора $|Z_p| < 1 / (\omega C_{par})$, за смущаващото напрежение във веригата на рецептора може да се запише:

(4.2)

$$U_{pc} = U_{ic} Z_p / (Z_p + 1 / j\omega C_{par}) \approx U_{ic} Z_p j\omega C_{par}.$$

Ако активната компонента на съпротивлението на рецептора е много по-голяма от капацитивната, т.е. $R_p \gg 1 / \omega C_p$, изразът (4.2) придобива вида:

(4.3)

$$U_{pc} = U_{ic} C_{par} / (C_p + C_{par}) = U_{ic} K_C,$$

където $K_C = C_{par} / (C_p + C_{par})$ е коефициент на капацитивна връзка, а капацитетът на рецептора C_p е сума от собствения капацитет на свързващата линия, изходния капацитет на предшестващата и входния капацитет на приемната схема.

В частния случай, когато рецепторът на смущения представлява резонансен кръг, настроен на честота равна или хармонична на честотата на смущаващото електрическо поле, $Z_p \approx Z_c / d_e = 1 / \omega C d_e$, където: C – капацитет на кръга; $Z_c = 1 / \omega C$ и $d_e = 1 / Q$ – характеристично съпротивление и еквивалентно затихване на кръга, а Q – качествен фактор на кръга. Тъй като практически $Z_p \ll 1 / \omega C_{par}$, може да се запише:

(4.4)

$$U_{pc} \approx U_{ic} Q C_{par} / C,$$

което означава, че връзката чрез електрическо поле е толкова по-опасна, колкото по-висок е Q -факторът на използваните кръгове.

Когато паразитната връзка има индуктивен характер (фиг. 4.2в), в кръга на рецептора се индутира е.д.н. $E_{pc} = M di / dt = \omega M i$, където i е променлив ток с кръгова честота ω , противачаш в кръга на източника на смущение; M – коефициент на взаимна индукция между двата кръга; $K_L = M / L_i$ – коефициент на индуктивна връзка и L_i – индуктивност на кръга на източника на смущение. В частния случай на съвпадащи или близки честоти на източника и рецептора на смущения, големината на тока във веригата на рецептора

$I_p = \omega M I_u / r$, където r е активно съпротивление на кръга на рецептора. Тогава смущаващото напрежение, което се отделя върху рецепторния кръг с характеристично съпротивление $Z_c = \omega L$, може да се определи от израза:

$$(4.5) \quad U_{pc} = I_p Z_c = \omega M I_u Q = U_{uc} K_L Q,$$

където $Q = Z_c / r$ е качествен фактор на рецепторния кръг. Тъй като никога U_{pc} е пропорционално на Q – фактора на кръга, индуктивната връзка е особено опасна при използване на кръгове с висока избирателност.

При кондуктивна връзка (фиг. 4.2г) смущенията се отделят върху общото за веригите на източника и рецептора съпротивление $Z_{общ}$, което отчита вътрешното съпротивление на захранващия източник и съпротивлението на захранващите шини. Като се вземе предвид, че практически $Z_{общ} \ll Z_p$, за коефициентът на кондуктивна връзка K_Z може да се запише:

$$(4.6) \quad K_Z = Z_{общ} / (Z_{общ} + Z_p) \approx Z_{общ} / Z_p.$$

Големината на $Z_{общ}$ зависи от честотата на смущаващите сигнали. За постоянен ток и много ниски честоти основни негови съставки са съпротивлението на дроселите на изглаждящия филтър, на изправителните диоди и вътрешното съпротивление на химическите захранващи източници; за звукови честоти – активното съпротивление на захранващите шини и капацитивното съпротивление на кондензаторите на филтъра; за високи честоти – индуктивното съпротивление на захранващите шини и на кондензаторите на филтъра.

Изброените паразитни връзки между източника и рецептора на смущения могат да се намалят чрез използване на традиционните конструктивни методи: екраниране, филтрация, заземяване, компенсация и рационална компоновка.

4.3. ЕКРАНИРАНЕ

Екранирането е конструктивно средство за локализиране на смущаващото електромагнитно поле в граните на определено пространство. То се използва както за отделни елементи, възли и блокове на РСА, така и за цели апаратури, които могат да бъдат източници или рецептори на смущения. В общия случай действието на экрана се характеризира с коefficient на екраниране K_E , който представлява отношение на напрегнатостта на електрическото E_E или магнитното H_E поле в произволна точка на екранираното пространство към напрегнатостта на електрическото E или магнитното H поле в същата точка при отсъствие на экрана, т.е. $K_E = E_E / E$ или $K_E = H_E / H$. На практика е прието действието на экрана да се оценява чрез ефективността на екраниране (екранно затихване) A , dB:

$$(4.7) \quad A = 20 \lg |1/K_E| = 20 \lg |E/E_E| \text{ или } A = 20 \lg |H/H_E|.$$

За електромагнитния экран е в сила принципът на взаимност, съгласно който ефективността на екранирането остава неизменна независимо от това дали смущаващото поле е вътре или извън экрана. Това позволява при определяне ефективността на екраниране да се разглежда само случаят, когато източникът на смущения е в экрана.

Освен че отслабва смущенията, електромагнитният экран оказва въздействие върху параметрите на екранираните обекти. Като се отчете зададената стойност на ефективността на екранирането и допустимите граници на изменение на параметрите на екранираните елементи, може да се определи материалът, размерите на экрана и начинът на разместяване на елементите под него. При това не трябва да се забравя, че наличието на нееднородности в стените на экрана, например процепи, шевове и т.н., намаляват неговата ефективност.

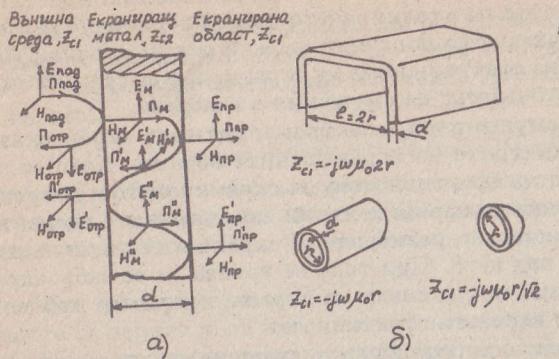
В съответствие със структурата на смущаващото електромагнитно поле в близката и далечната зона екрани, предназначени за неговото отслабване, се делят на електростатични, магнитни и електромагнитни.

При анализ на електромагнитните екрани се използва теорията на полето, основана на решаването на уравненията на Максвел.

Както беше вече споменато, в близката зона съществуват практически отделно електрически и магнитни полета. Функционални възли и елементи на РСА с големи напрежения и малки токове създават в близката зона полета с преобладаваща електрическа съставка, обуславяща наличието на електрическа връзка между източника и рецептора на смущения, за отслабването на която се използват електростатични екрани. Възли и елементи на РСА, през които проптичат силни токове и върху които се получават малки падове на напрежението, създават в близката зона полета с преобладаваща магнитна съставка и затова при тях за отслабване на магнитната връзка между източника и рецептора на смущения се използват магнитни екрани. Особеност на анализа на екрани, предназначени за отслабване на полето в близката зона, е използването на теорията на веригите, което е възможно благодарение на представянето на паразитните връзки чрез взаимни капацитети и индуктивности.

4.3.1. Екраниране на електромагнитни полета

За изясняване на механизмите, на които се дължи екранирането, на фиг. 4.3а е представено преминаването на плоска електромагнитна вълна през метална плоскост с дебелина d . На фигурата с E и H са обозначени векторите на напрегнатостта на електрическото и магнитното поле, а с Π – векторът на Пойнтинг на падащата (пад), отразената (отр) и преминалата (пр) вълни. Част от падащата вълна се отразява от повърхностите, а друга част затихва при разпространение в метала. Общата ефективност на екранирането A на металната плоскост се определя като сума от екранирането за сметка на поглъщане (затихване) на енергията в метала A_Π , за сметка на отражение на енергията на



Фиг. 4.3

границите външна среда (диелектрик) – метал и метал – екранирана област (диелектрик) A_0 и на многократни вътрешни отражения A_m , т.е. $A = A_\Pi + A_0 + A_m$.

Загубите от погълдане в метала (магнитен или немагнитен) нарастват с увеличаване на неговата магнитна проницаемост μ и проводимост σ , а така също и с честотата f и могат да се изчислят в dB от израза:

$$(4.8) \quad A_\Pi = 8,68\alpha d = 8,68d\sqrt{\pi f \mu_0 \mu_r \sigma} = 8,68d/\delta_c,$$

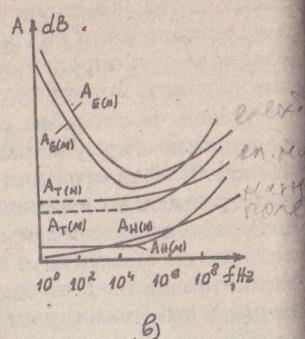
където α е коефициент на затихване на електромагнитното поле в материала, а δ_c – дълбочина на проникване на полето в метала (дебелина на скин-слоя).

Загубите от отражение на границите на две среди са свързани с различните характеристични съпротивления на диелектрика (въздуха) Z_{c1} и на металния экран Z_{c2} . Като се вземе под внимание, че $Z_{c1} \gg Z_{c2}$ и че за плоска електромагнитна вълна характеристичното съпротивление на въздуха $Z_{c1} = 120\pi \approx 377\Omega$, за загубите от отражение, изразени в dB, може да се запише:

$$(4.9) \quad A_0 \approx 20 \lg \left(\frac{Z_{c1}}{4Z_{c2}} \right) = 20 \lg \left(\frac{94,25}{(\pi f \mu_0 \mu_r / \sigma)^{0,5}} \right) = 20 \lg (94,25 \delta_c \sigma).$$

При екраниране на високочестотни електромагнитни полет $A_\Pi > 10$ dB и затова многократните вътрешни отражения не влияят върху общата ефективност на екранирането, която може да се определи от:

$$(4.10) \quad A = A_\Pi + A_0, \text{ dB.}$$



Тази формула се използва за определяне на ефективността на екраниране в високочестотната област (над 10^4 Hz), където екраните работят в електромагнитен режим.

С намаляване на честотата, когато повърхностният ефект е слабо изразен ($\delta_c > d$), затихването на енергията в метала намалява и екраниращият ефект се определя основно от отражението на електромагнитната вълна на границите диелектрик – метал и метал – диелектрик. В такъв случай изразът за ефективност на екранирането придобива вида:

$$(4.11) \quad A = 20 \lg [1 + 0,5(Z_{c1}/Z_{c2} + Z_{c2}/Z_{c1})\alpha d], \text{ dB.}$$

Характеристичното съпротивление на средата Z_{c1} зависи от формата на екрана, която може да бъде плоска, цилиндрична или сферична (фиг. 4.3б).

На фиг. 4.3б са дадени честотни зависимости на ефективността на екраниране на електромагнитно поле (A_T) с използване на немагнитен $A_{T(H)}$ и магнитен $A_{T(M)}$ метал; на електрическо поле (A_E) с немагнитен $A_{E(H)}$ и магнитен $A_{E(M)}$ метал и на магнитно поле (A_H) с немагнитен $A_{H(H)}$ и магнитен $A_{H(M)}$ метал. Анализът показва, че електрическото поле се екранира значително по-добре от магнитното, а полето на плоска електромагнитна вълна – по-добре от магнитното, но по-лошо от електрическото. Ето защо най-трудно е да се обезпечи защита от действието на магнитни полета.

При екраниране на електрически полета екраниращият ефект е равен на безкрайност за $f = 0$ и с нарастване на честотата намалява. Честотността на електростатичното екраниране се свежда до затваряне на електрическото поле на "маса" чрез металния екран.

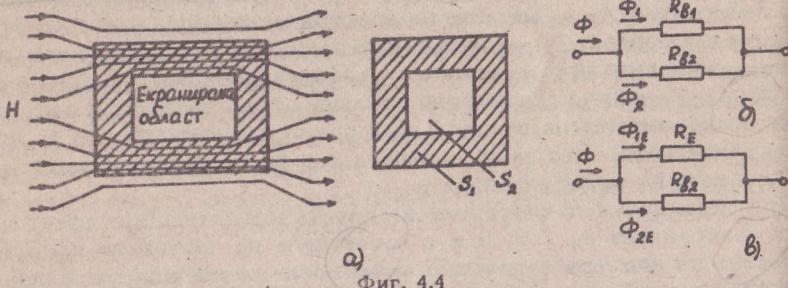
Ако за екраниране на магнитно поле се използва немагнитен екран, то действа в целия честотен диапазон като електромагнитен, т.е. на принципа на погълдане на енергията, дължащо се на вихровите токове в екрана и на отражение на енергията от екрана. Магнитният екран действа в нискочестотната област (от 0 до 3...10 kHz) като магнитостатичен, т.е. на принципа на шунтиране на магнитното поле в екрана сметка на повишенната му магнитна проводимост. С повишаване на честотата нараства ролята на вихровите токове и екранът преминава в електромагнитен режим на работа.

При сравнение на плоска, цилиндрична и сферична конструкция екрани по ефективност на екранирането при равни други условия (радиус r , материал и дебелина d на екрана) се получават следните резултати. В областта на високите честоти коефициентите на екраниране на плосък K_{EP} , цилиндричен K_{EC} и сферичен K_{ES} екран се намират приблизително в следното съотношение: $K_{EC} : K_{EC} : K_{EP} = 3 : 2 : 1$. Съдователно за сметка на по-доброто отражение на електромагнитната енергия, плоският екран има по-висока ефективност от цилиндричния (6 dB) и сферичния (с 9,5 dB) екран. В областта на ниските честоти съотношенията са обратни, т.е. $K_{EC} : K_{ES} : K_{EP} = 1 : 2 : 3$.

При конструиране на екрани на РСА трябва да се отчита възможността за възникване на резонансни явления в тях. Всеки електромагнитен экран представлява обемен резонатор, притежаващ няколко резонансни честоти, които се определят от размерите на экрана и компоновката на разположените в него елементи и възли. Ако честотата на смущащото електромагнитно поле съвпадне с една от собствени резонансни честоти на экрана или е близка до нея, напрегнатостта на полето в екранираната област нараства пропорционално на Q -фактор на экрана и от там ефективността на екранирането рязко спада.

4.3.2. Магнитни екранни

Както беше вече споменато, при екранирането на магнитни полета се използват следните основни методи: 1) магнитостатично екраниране, основано на затваряне (шунтиране) на магнитното поле в магнитни материали на экрана и 2) изтласкане на смущащото магнитно поле от полето на вихровите токове в экрана.



Фиг. 4.4

За определяне на ефективността на магнитостатичното екраниране ще бъде използван известният израз $A = 20 \lg(H/H_E)$, където H и H_E са напрегнатости на магнитното поле в екранираната област преди и след въвеждане на экрана и фиг. 4.4, на която е представен магнитостатичен экран (a) и еквивалентна схема на пространството при отсъствие на экран (b) и при наличие на экран (c). Магнитното съпротивление R_m на материална среда с магнитна проницаемост μ_r , дължина на едината магнитна силова линия в нея l и напречно сечение в направление, перпендикулярно на въздействащия магнитен поток S , може да определи от известната формула $R_m = l/\mu_0 \mu_r S$. Ако тази формула използва за изразяване на магнитното съпротивление на областта пространството с напречно сечение S_1 без экран R_{b1} и с экран R_b на магнитното съпротивление R_{b2} на екранирана област, чието напречно сечение е S_2 и се отчете паралелното включване на тези магнитни съпротивления, за ефективността на екранирането може да се запиши

$$(4.12) \quad A = 20 \lg[(\mu_r S_1 + S_2)/S],$$

където $S = S_1 + S_2$.

Ако экранът е изработен от немагнитен материал, за който $\mu_r = 1$ (бронз, месинг, алуминий), той не влияе върху смущащото поле, тъй като $R_E = R_{b1}$ и ефективността на екранирането е равна на нула. Когато за изработване на экрана се използват феромагнитни материали с големи стойности на μ_r (пермалой, стомана), магнитният поток се увеличава основно в стените на экрана, чието магнитно съпротивление е значително по-малко от това на въздуха. В такъв случай изразът (4.12) може да се опрости и за ефективността на екранирането да се запише:

$$(4.13) \quad A \approx 20 \lg[(\mu_r S_1 + S_2)/S_2] = 20 \lg(1 + \mu_r S_1/S_2).$$

На базата на изложеното могат да се формулират основните изисвания към магнитостатичните екранни:

1) магнитната проницаемост на материалите за екран трябва да бъде възможно най-висока, като за целта са подходящи магнитомеките материали с високи стойности на μ_r , например пермалоят;

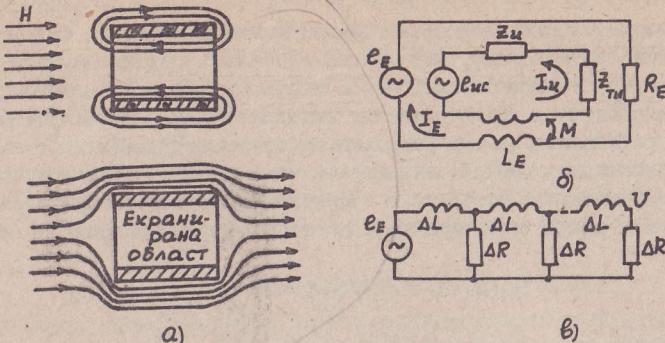
2) за повишаване на ефективността на екранирането е необходимо да се увеличи дебелината на стените на экрана, като при това се отчитат конструктивните ограничения по отношение на маса и размери;

3) всички разрези, шевове и т.н. в экрана трябва да бъдат разположени паралелно на линиите на магнитната индукция B , тъй като ако броените нееднородности са разположени напречно на линиите на B , то води до увеличаване на магнитното съпротивление на экрана и от това до намаляване на неговата ефективност;

4) заземяването на экрана не влияе върху ефективността на магнитното екраниране.

Механизмът на втория метод за магнитно екраниране е пояснен на фиг. 4.5a. Цилиндричният метален экран е поместен в магнитно поле, така че неговата ос съвпада с направлението на магнитните силови линии. Съгласно закона за електромагнитната индукция в экрана се индуцира е.д.н., предизвикващо протичането на вихрови токове, които създават вторично магнитно поле. Във вътрешността на экрана това вторично магнитно поле е противопосочено, а извън экрана – съпосочено създаващото поле, в резултат на което резултантното поле се оказва ослабено във вътрешността на экрана и усилено – извън него, т.е. създава се изтласкане на полето извън экрана.

Както е известно вихровите токове в экрана се разпределят неравномерно по неговото сечение, което е свързано с явлението повърхностен или скрин-ефект. При увеличаване на честотата на смущащото магнитно поле, ефективната дебелина на стените на экрана намалява, което е причина за намаляване на магнитната проводимост на экрана. Това защо при конструирането на по-високочестотни магнитни екранни се предпочитат немагнитните материали, тъй като те не само осигуряват достатъчна ефективност на екранирането, но и внасят в екранираните елементи и възли по-малки загуби от магнитните материали.



Фиг. 4.5

За определяне на ефективността на екраниране на верига, разположена във вътрешността на немагнитен экран в областта на ниски честоти, където дебелината на стените на экрана е много по-малка от ефективната дълбочина на проникване на полето, т.е. $d \ll \delta_c$, екранът се представя във вид на окъсена навивка с индуктивност L_E , активно съпротивление R_E и взаимна индукция с екранираната верига (фиг. 4.5б). За изчисляване на L_E и R_E може да се използват формулите

$$(4.14) \quad L_E = \mu_0 S / l; \quad R_E = 2\pi r / (\sigma d l),$$

където r е радиус на экрана; l – дължина на экрана; $S = \pi r^2$ – площ на напречното сечение на екранираната област в направление, перпендикулярно на линиите на магнитната индукция; d – дебелина на стени на экрана.

Анализът показва, че за определяне на ефективността на магнитно екраниране в този случай може да се използва изразът:

$$(4.15) \quad A = 20 \lg |1 + jQ_E| = 10 \lg [1 + (0,5 \omega \mu_0 \sigma r d)^2],$$

където $Q_E = \omega L_E / R_E$ е качествен фактър на экрана при честота ω .

При $Q_E \ll 1$ ефективността на екранирането е практически равна на нула, а при $Q_E \gg 1$ тя се определя изцяло от качествения факт на экрана. Ако Q_E клони към крайност, извън экрана се обезпечава пълна компенсация на магнитните полета, създадени от тока на екранираната верига I и тока, пропитащ през экрана I_E .

С увеличаване на честотата на смущаващото магнитно поле при $d > \delta_c$, экранът започва да работи в режим, при който трябва да отчита повърхностният ефект. В този случай экранът може да се простира във вид на няколко последователно включени екрани с дебелина на стените Δd , всеки от които образува окъсена навивка, свързана с остатъчния магнитен поток на съседната навивка. Като резултат това големината на остатъчния взаимосързан магнитен поток в екрана намалява от слой в слой, което позволява отделните слоеве на екрана

да се разглеждат като Г-образни звена на филтър (фиг. 4.5б). От това следва, че за определяне ефективността на екраниране на високочестотно магнитно поле трябва да се отчитат както загубите от погълщане A_p съгласно (4.8), така и загубите от отражение или компенсация на полето на вихровите токове в екрана $A_o = 20 \lg [r / (1,414 \mu_r \delta_c m)]$, т.е.:

$$(4.16) \quad A = 8,68 d / \delta_c + 20 \lg [r / (1,414 \mu_r \delta_c m)],$$

където m отчита формата на екрана и има следните стойности: $m = 1$ – за плосък; $m = 2$ – за цилиндричен и $m = 3$ – за сферичен экран.

При изготвяне на екрана от немагнитен метал ($\mu_r = 1$) екраниращият ефект при високи честоти се определя от проводимостта на екрана и честотата на смущаващото магнитно поле. Ако экранът е изготвен от магнитен материал, смущаващото поле индутира в него при равни други условия по-голямо е.д.н., което се обяснява с по-високата концентрация на магнитния поток. Това води до увеличаване на вихровите токове в екрана, а от там и до увеличаване на загубите от погълщане в него, което обуславя и по-добрата му ефективност. Въпреки това използването на магнитни екранни, например такива от стомана, се предпочита само в случаи, когато внесените от тях загуби не оказват влияние върху работоспособността на екранираните елементи и възли.

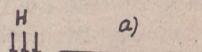
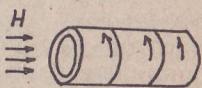
На базата на изложеното могат да се формулират основните изисквания към екраните, действащи на принципа на изтласкване на магнитното поле от полето на вихровите токове в екрана:

1) Дебелината на екрана трябва да се избира по-голяма от еквивалентната дълбочина на проникване на полето в него. Поради малката дебелина на скин-слоя на различните метали в областта на високите честоти, при избора на дебелината на екрана определящи могат да се окажат изискванията за устойчивост на механични въздействия, на корозия, технологичност на конструкцията и др.

2) За изготвяне на високочестотни екранни се предпочитат немагнитни метали (мед, алуминий, месинг). Това се обуславя както от малкото съпротивление, което оказват такива екранни на вихровите токове и от там високата им ефективност, така и от по-малките загуби, които те внасят в екранираните възли на РСА в сравнение с тези на магнитните материали.

3) Сглобките, разрезите и шевовете в екрана трябва да се разполагат по направление на вихровите токове, които текат в плоскост, перпендикулярна на направлението на смущаващото магнитно поле (фиг. 4.6а). При това се обезпечава най-малко съпротивление за вихровите токове и от там най-висока ефективност на екранирането. Ако споменатите нееднородности са паралелни на смущаващото поле, вихровите токове отслабват, като им се налага да ги забикалят (фиг. 4.6б).

4) Заземяването на екран, работещ за сметка на отслабването на вихрови токове, не влияе на ефективността на магнитното екраниране.



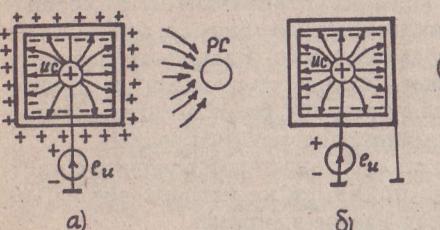
б)

Фиг. 4.6

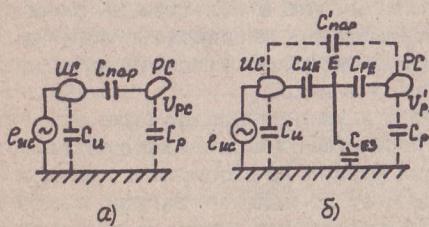
4.3.3. Електростатични екрани

Принципът на електростатичното екраниране се свежда до затваряне на смущаващото електрическо поле чрез метален еcran към корпуса на РСА.

Ако източникът на електростатично или квазиелектростатично поле (ИС) е поместен в метален еcran, то в резултат на електрическата индукция върху вътрешната и външната повърхност на екрана се нарушават заряди с противоположни знаци (фиг. 4.7). При това в стационарен режим във всеки момент от време външната повърхност на екрана се явява носител на заряд със същия знак както и източника. Ако екранът не е заземен, рецепторът на смущения (РС) ще бъде подложен на същото въздействие, както и при отсъствието на екрана.



Фиг. 4.7



Фиг. 4.8

Основна цел на екранирането на електрическо поле е намаляване на капацитивната връзка $C_{\text{пар}}$ между елементите на конструкцията (фиг. 4.8а). На фиг. 4.8б е представена заместваща схема за определяне на нивото на смущения при разделяне на източника и рецептора с екраниращ метален лист. Приетите на фигура означения имат следното съдържание: $C_{\text{пар}}$ и $C'_{\text{пар}}$ – паразитни капацитети между източника и рецептора на смущения преди и след екраниране; $C_{\text{иE}}$ и C_{pE} – капацитети на елементите на ИС и РС спрямо металния лист E; $C_{\text{Еz}}$ – капацитет на металния лист спрямо маса (земя). Смущаващото напрежение, което се подава на рецептора преди (U_{pc}) и след (U'_{pc}) екраниране може да определи от:

$$(4.17) \quad U_{\text{pc}} = e_{\text{ис}} C_{\text{пар}} / (C_{\text{пар}} + C_p)$$

$$(4.18) \quad U'_{\text{pc}} = U_{\text{Ec}} C_{\text{pE}} / (C_{\text{pE}} + C_p),$$

където U_{Ec} представлява напрежение на смущенията върху екрана, чиято големина е равна на:

(4.19)

$$U_{\text{Ec}} = e_{\text{ис}} C_{\text{иE}} / (C_{\text{иE}} + C_{\text{Ec}}).$$

Замествайки израз (4.19) в (4.18) за U'_{pc} се получава:

(4.20)

$$U'_{\text{pc}} = e_{\text{ис}} C_{\text{иE}} C_{\text{pE}} / (C_{\text{иE}} + C_{\text{Ec}})(C_{\text{pE}} + C_p).$$

Ако $C_{\text{Еz}} \ll E_{\text{иE}}$, напрежението на екрана ще бъде равно на е.д.н. на смущаващия източник и следователно:

(4.21)

$$U'_{\text{pc}} \approx e_{\text{ис}} C_{\text{pE}} / (C_{\text{pE}} + C_p).$$

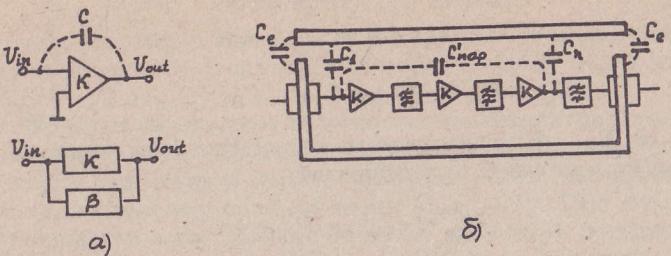
Тъй като капацитетът между екраниращия лист и рецептора на смущения е практически много по-голям от паразитния капацитет между източника и рецептора на смущения при отсъствие на екран, т.е. $C_{\text{pE}} \gg C_{\text{пар}}$, то следва че смущаващото напрежение на рецептора в разглеждана случай нараства в сравнение с това преди установяване на екрана. Очевидно е, че ефективността на екранирането нараства при увеличаване на капацитета на екрана спрямо маса и става максимална при заимяване на екраниращия лист. Това се обяснява с възможността за отвеждане на индукираните в екрана заряди на "маса" и затваряне на електрическата верига на източника на смущения. Ако в случая на заземен екран се пренебрегне остатъчният паразитен капацитет $C_{\text{пар}}$ между източника и рецептора на смущения, тогава $U_{\text{pc}} = 0$. В действителност $C'_{\text{пар}}$, който е много по-малък от паразитния капацитет $C_{\text{пар}}$ между елементите преди разполагане на екрана, т.е. $C'_{\text{пар}} \ll C_{\text{пар}}$, обуславя появата във входа на рецептора на смущаващо напрежение:

$$(4.22) \quad U'_{\text{pc}} = e_{\text{ис}} C'_{\text{пар}} / (C'_{\text{пар}} + C_p + C_{\text{pE}}) \approx e_{\text{ис}} C'_{\text{пар}} / (C_p + C_{\text{pE}}),$$

което е значително по-малко от U_{pc} (виж израз 4.17).

В резюме екраниращият ефект на заземения метален лист се свежда до свързване на по-голяма част от паразитните капацитети между елементите на конструкцията към заземения корпус на прибора.

При екраниране на смущаващото електрическо поле в рамките на усилвателно устройство, ефективността на екранирането зависи от коефициент на усилване K и коефициента на обратна връзка β , които се определят от нежеланата капацитивна обратна връзка от изхода на входа (фиг. 4.9а). Коефициентът на усилване $K_{\text{ов}}$, отчитащ наличието на паразитна капацитивна връзка между изхода и входа на усилвателя, може да се определи от известната формула: $K_{\text{ов}} = K / (1 - \beta K)$. Ако $|1 - \beta K| < 1$ обратната връзка е положителна и усилвателят може да се самовъзбуди, а при $|1 - \beta K| > 1$ тя е отрицателна и коефициентът на усилване на усилвателя намалява. Произведеното βK зависи от честотата, като за едни честоти се наблюдава положителна, а за други – отрицателна обратна връзка.



Фиг. 4.9

При зададена допустима стойност на коефициента на усилване отчитане на обратната връзка $K_{\text{ов доп}}$, допустимата стойност на коефициента на обратна връзка $\beta_{\text{доп}}$ може да се определи от:

$$(4.23) \quad \beta_{\text{доп}} = (1 - K/K_{\text{ов доп}})/K.$$

За определяне на ефективността на екраниране на електрическото поле на смущенията в едно усилвателно устройство може да се използва формулата:

$$(4.24) \quad A = 20 \lg |\beta/\beta_{\text{доп}}| = 20 \lg |\beta K/(1 - K/K_{\text{ов доп}})|.$$

Представеният начин за определяне на ефективността на екраниране може да се използва при проектиране на многостъпални усилватели (високочестотни, междиночестотни, видеоусилватели и т.н.), като засега се вземе предвид, че най-опасна е капацитивната връзка на последното и първото стъпало $C_{\text{пар}1-n}$.

Обикновено в радиоелектрониката за осигуряване на защита от механични и климатични въздействия, апаратурите се разполагат в метални корпуси. Влиянието на металния капак върху работата на устройство ще бъде разгледано за случая на изображения на фиг. 4.9 n – стъпален междиночестотен усилвател. Както беше вече споменато, най-опасна е капацитивната връзка между последното и първото стъпало на усилвателя. Очевидно е, че въвеждането на малък капацитет на обратната връзка за сметка на създаването на допълнителен канал за пренасяне на смущенията, формиран от последователно включените по отношение на капака капацитети на последното C_n и първото C_1 стъпала. Тъй като $C_n C_1 / (C_n + C_1) > C'_{\text{пар}}$, прехвърленият от изход към входа сигнал може да доведе до самовъзбуждане или изкривяване на честотната характеристика на усилвателя. При свързване на капака с корпуса ($C_e = \infty$), двата кондензатора C_1 и C_n се включват като "маса" и екраниращият ефект се обезпечава основно за сметка на значително по-малката стойност на паразитния капацитет $C'_{\text{пар}}$ в сравнение със стойността му $C_{\text{пар}}$ при отсъствие на капака.

Следователно за екраниране на електрическо поле всички метални елементи на конструкцията трябва да бъдат съединени с общия корпус или земята на РСА. Основно внимание при това трябва да се обръща на конструктивното изпълнение на присъединяването на екрана към корпуса на прибора. В това отношение е нежелателно използването на дълги съединителни проводници между екрана и корпуса, особено във високочестотните обхвати, където тяхното индуктивно съпротивление влошава ефективността на екранирането.

В резюме основните изисквания, които се поставят към електростатичните екрани, могат да се формулират по следния начин:

1) Конструкцията на екрана трябва да бъде избрана така, че силовите линии на електрическото поле да завършват на повърхността на екрана, без да излизат зад неговите граници.

2) В областта на ниските честоти (при $d < \delta_c$) ефективността на електростатичното екраниране се определя практически от качеството на електрическия контакт на екрана с корпуса на прибора и зависи слабо от материала на екрана и неговата дебелина.

3) В областта на високите честоти (при $d > \delta_c$) ефективността на екрана, работещ в електромагнитен режим, се определя от неговата дебелина, проводимост и магнитна проницаемост.

4.3.4. Многослойно екраниране

За постигане на висока ефективност на екранирането в широк честотен диапазон, включвайки и областта на ниските честоти, се използват многослойни конструкции на екрани, които състоят от редуващи се немагнитни (мед, алуминий, месинг) и магнитни (стомана, пермалой) слоеве. Беше изяснено, че екраниращото действие на електромагнитния екран се дължи на поглъщане на енергията във вътрешността на метала и на нейното отражение на границите среда-метал и метал-екранирана област, предизвикано от различните характеристики съпротивления, които оказват диелектриците и металите на разпространяващата се в тях електромагнитна вълна. В многослойните екрани се използва ефектът на многократно отражение на електромагнитното поле на границите между отделните метални слоеве, които се избират с различни характеристични съпротивления. Вследствие на това екран, състоящ се от няколко тънки слоеве от различни метали, притежава в нискочестотната област по-голямо екраниращо действие в сравнение с единороден екран със същата дебелина.

Ефективността на екраниране на многослойен екран зависи от използваните материали, тяхното взаимно разположение и дебелина на слоевете. На базата на проведенния анализ на този тип екрани, могат да се дадат следните препоръки за тяхното конструктивно проектиране:

1) За осигуряване на добро екраниране и минимизиране на внесените в екранираните радиоелектронни възли загуби, вътрешните слоеве на многослойните екрани трябва да се изработват от немагнитни метали. Най-добри резултати се получават при използване на екрани,

състоящи се от немагнитни и магнитни слоеве, например мед–стомана–мед. Високата ефективност на екранирането в този случай се дължи на голямата отражателна способност на медта и силното погълщане на електромагнитната енергия в стоманата.

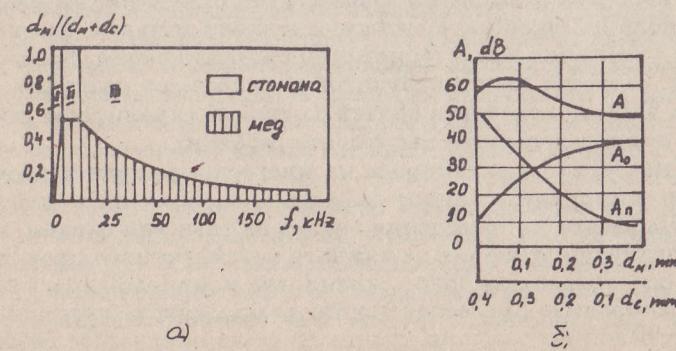
2) Повишаване на ефективността на екранирането може да се постигне като между отделните метални слоеве се разположат диелектрични слоеве, чиято дебелина превишава значително тази на металните слоеве. Такива екрани могат да се използват само тогава, когато условията допускат известно увеличаване на техните размери и маса.

3) Многослойната конструкция на екрани се оказва особено ефективна при екраниране на постоянни и нискочестотни магнитни полета с голяма напрегнатост. В случай на еднослоен магнитен экран при висока напрегнатост на полето материалът на экрана се насища, вследствие на което неговата магнитна проницаемост μ рязко намалява и това води до понижаване на ефективността на екраниране. За изключване влиянието на насищането при използване на двуслоен экран е необходим слоят, обърнат към източника на смущаващо магнитно поле, да се изготви от магнитен материал с ниска μ и високо ниво на насищане или от немагнитен материал, а вторият слой – от материал с висока μ и ниско ниво на насищане. В такъв случай първият слой на экрана намалява напрегнатостта на магнитното поле до стойност, не предизвикваща насищане на втория слой, които осигурява основно екранирането.

4) За избор на оптимално съотношение между дебелината на слоевете на экран от типа мед–стомана, който се използва за осигуряване на най-трудно оствъществимото екраниране на магнитни полета, ще бъдат разгледани следните характерни честотни области (фиг. 4.10a):

а) от 0 до 0,5 kHz. В тази честотна област экранът работи в магнитостатичен режим за сметка на стоманения слой, като екраниращото действие на медния слой е много слабо изразено;

б) от 0,5 до 10 kHz. В тази честотна област медният слой преминава в електромагнитен режим на работа, докато стоманеният – продължава да работи в магнитостатичен режим. Поради това най-голяма ефективност на екранирането се получава при равни дебелини на слоевете;



Фиг. 4.10

в) от 10...20 до 1000 kHz. Медният и стоманеният слоеве работят в електромагнитен режим, като с нарастване на честотата оптималната дебелина на медния слой намалява, а на стоманения – расте, което се обяснява с нарастване ролята на погълщането;

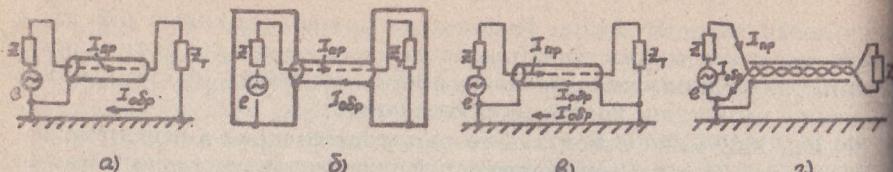
г) над 1000 kHz. Използването на съставен экран е нецелесъобразно, тъй като по-голяма ефективност на екранирането се обезпечава от единороден стоманен экран. Това се обяснява с преобладаващата роля на погълщането в стоманата пред затихването вследствие на отражение на границата среда – меден слой на экрана.

Като пример на фиг. 4.10b е дадена зависимост на ефективността на екранирането A на биметален экран от дебелината на медния d_m и стоманения d_c слоеве за честота 55 kHz и радиус на экрана 17,5 mm. От графиката се вижда, че с увеличаване на d_c затихването от погълщане A_p расте, а затихването от отражение A_0 – намалява. Максимална ефективност на екранирането се получава при използване на тънък меден слой ($d_m = 18\%$) и дебел стоманен слой ($d_c = 82\%$), като тя е по-голяма от тази на единороден стоманен и меден экран със същата дебелина –ответно с 11,3% и 20,9%.

4.3.5. Екраниране на проводници

За да се намали излъчването на съединителни линии, по които преминават информационните сигнали и захранващата енергия на отделните радиоелектронни възли, блокове и устройства, а така също индуктирането на смущения в тях, се налага те да бъдат екранирани. Екраните могат да се изгответят като оплетка от тънки проводници, като цилиндрична спирала от плоски метални ленти или като пътна метална обвивка. Използването на екранирани проводници налага да се спазват определени изисквания при заземяването на екраниращата обвивка.

Когато екраниращата обвивка на проводника не е свързана към корпуса, не се постига екраниращ ефект, тъй като в экрана не могат да възникнат допълнителни токове, чието магнитно поле би намалило полето, създадено от основния ток в проводника и липсват условия за оттичане на електрическите заряди. При свързване на произволна точка от экрана към корпуса, който има нулев потенциал спрямо земя (фиг. 4.11a), капацитетът между екраниращата обвивка и корпуса се окъсява и цялото електрическо поле се концентрира в капацитета проводник – экран, при което външно електрическо поле отсъства. За повишаване на ефективността на экрана, той трябва да се свърже към корпуса с възможно най-къс проводник. Екранираният проводник се заземява в една точка когато неговата дължина $l \leq 0,05\lambda_{min}$, където λ_{min} е дължина на вълната на най-високочестотната съставка от спектъра на сигнала. Такова заземяване изключва влиянието на електрическото поле на смущенията, но не и на магнитното. За подтискане и на магнитното поле на смущенията целият обратен ток $I_{обр}$ на екранираната верига трябва да протече през екраниращата обвивка на



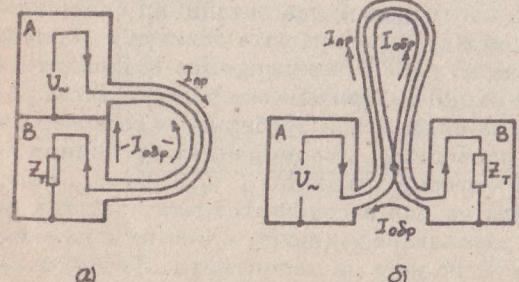
Фиг. 4.11

проводника (фиг. 4.11б). По този начин се постига компенсация на противоположните магнитни полета, създадени от правия $I_{\text{пр}}$ и обратни $I_{\text{обр}}$ токове на екранирания проводник. Пълно екраниране на магнитните поле се постига само когато екранът е единствен проводник за обратния ток, т.е. той не се шунтира от други проводници и корпуса. На практика екраниращата обвивка на монтажни проводници с дължина по-голяма от 100 mm се заземява и в двата края (фиг. 4.11в). При това трябва да се отчита възможността за влошаване на магнитното екраниране поради появата на допълнителна верига на обратния ток с което се нарушива компенсацията на магнитните полета на правия и обратния ток. Освен това екранът и земята образуват кръг, на който могат да въздействат външни магнитни полета и кондуктивни смущения, определящи се от крайното съпротивление на корпуса или шасита. При високи честоти, поради наличието на взаимна индуктивност между екрана и централния проводник, екранът създава за обратния ток верига с по-малко съпротивление от това на заземяващата верига и като резултат от това ефективността на екранирането нараства.

Висока ефективност на екранирането на електрически и магнитни полета се постига при използване на двойни екрани, а така също и усукана двойка проводници (бифиларна линия), поместена в екранираща обвивка (фиг. 4.11г).

Ако корпусите на блокове A и B са свързани помежду си (фиг. 4.12а) или съществува частично окъсяване на екраниращата обвивка на свързващия ги проводник (фиг. 4.12б), екранирането може да се влоши съществено, поради създаване на допълнителна верига за обратния ток $I_{\text{обр}}$.

В този случай магнитните потоци на токовете, пропадащи през проводника и през екрана, се различават по големина, поради което ефективността на магнитното екраниране намалява. Вследствие на повърхностния ефект за честоти над 10 MHz обратният ток пропада основно по вътрешната повърхност на екраниращата обвивка. Колкото



Фиг. 4.12

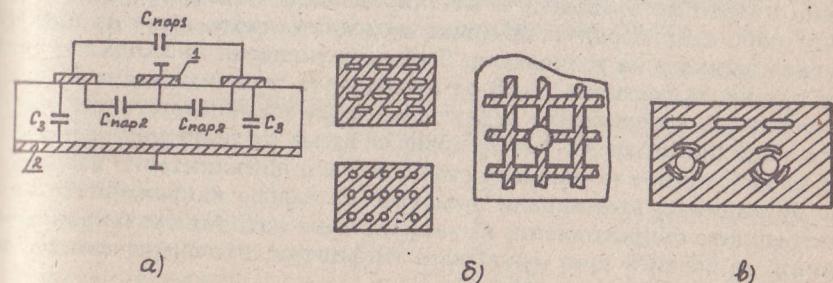
по-висока е честотата, толкова по-малка е дълбочината на проникване на тока в екрана, т.е. толкова по-малка част от тока тече по вътрешната повърхност на екрана, с което се намалява ефектът на наруширане на екранирането при външно късо.

Използването на екранираща обвивка увеличава монтажния капацитет на проводника спрямо корпус, в резултат на което се понижава широколентовостта на стъпалото. Например използването на екраниран проводник във веригата на видеоусилвател води до спад на неговата предавателна характеристика в областта на високите честоти. Изходната характеристика може да се възстанови чрез гъвеждане на коригираща индуктивност, включена последователно с екранирания проводник.

Екранираните проводници са големи, неудобни при монтаж и изискват специални мерки за предотвратяване на случайни къси съединения с други елементи на конструкцията. При това дължината на екранирана участък трябва да бъде по-малка от четвърт дължина на вълната за най-високочестотната съставка от спектъра на предавания сигнал. Ако това условие не е спазено, проводникът се разглежда като линия с разпределени параметри, която трябва да бъде натоварена в двата ѝ края със съпротивления, равни на нейното характеристично съпротивление.

При нежелани електромагнитни връзки между монтажните проводници трябва да се екранират тези от тях, по които преминават сигнали с по-ниска честота, например проводниците на захранващата верига, на веригите за управление и т.н.

За намаляване на взаимното влияние на веригите на печатни платки, включително и многослойни, се използват печатни екрани, които представляват участъци от фолиото, свързани с корпуса или шасита на прибора. Ефективността на екранирането нараства с увеличаване на повърхността на екрана и намаляване на неговото отстояние до екранирана участък от схемата. Пример за екраниране на печатни проводници с помощта на шина с нулев потенциал (1) и на метална екранираща плоскост (2) е даден на фиг. 4.13а. Използваните на фигурата означения имат следното съдържание: $C_{\text{пар}1}$ – паразитен капацитет между



Фиг. 4.13

основните проводници на печатната схема; $C_{\text{пар}2}$ – паразитен капацитет между екранирана и основните проводници; $C_{\text{пар}3}$ – капацитет на основните проводници спрямо екраниращата повърхност. Намаляването на коефициента на паразитна връзка K_C между проводниците при въвеждане между тях на заземен екраниращ проводник се обяснява с намаляване на паразитния капацитет между основните проводници, а във втория случай – с увеличаване на капацитета C_3 на проводниците спрямо екраниращата плоскост.

При изготвяне на печатни екрани във вид на плътни фолиеви слоеве с ширина по-голяма от 5 mm е възможно тяхното отлепване вследствие отделяне на газове от изолационната основа при нагряване (спояване). За предотвратяване на това явление на определени участъци от екраните на вътрешните и външни слоеве на печатните платки се правят прорези (фиг. 4.13б), които могат да имат елиптична, кръгла или мрежовидна форма, а около монтажни отвори, попадащи върху фолирани участъци, се изрязват сектори (фиг. 4.13в).

8.

4.4. ФИЛТРАЦИЯ

Основно средство за подтискане на кондуктивните смущения, които се създават във веригите за захранване, управление, комутация и т.н., е филтрацията. Кондуктивните смущения се обуславят от наличието на паразитни общи съпротивления $Z_{\text{пар}}$ (фиг. 4.2а), влизащи единвременно във веригата на източника и рецептора на смущения. Като такива съпротивления се проявяват активното и индуктивното съпротивления на захранващите шини и шините с нулев потенциал, вътрешното съпротивление на захранващия източник, а така също отделни участъци от шини, общи за няколко вериги.

В PCA се използва обикновено общ захранващ източник за елементи и възли с различна мощност и шумозащитеност и затова най-разпространена в тях е паразитната връзка чрез вътрешното съпротивление на захранващия източник и захранващите шини. Кондуктивното смущение постъпва на входа на транзисторните усилватели обикновен чрез базовия делител. За осигуряване на ефективна защита е необходимо нивото на създадените от захранващия източник смущения да бъде поне един порядък по-ниско от минималното ниво на полезния сигнал на входа на усилителя. Тъй като сигналът на входа на усилителя може да достигне части от микроволта, това изискване би довел до излишно усложняване и оскупяване на захранващото устройство. Ето защо при неговото проектиране се взема предвид допустимото ниво на пулсациите за мощното стъпало, като допълнително изглежда на пулсациите, възникнали вследствие на пад на напрежението върху вътрешното съпротивление на захранващия източник и захранващи шини, се постига чрез използване на филтри, включени към маломощните стъпала.

Ефективността на филтрация се определя от внесеното от филтър затихване:

$$(4.25) \quad A = 20 \lg K_{\text{p}\Phi} = 20 \lg |U_{\text{ic}}/U_{\text{t}}|,$$

където $K_{\text{p}\Phi}$ е коефициент на развръзка на филтъра; U_{ic} – напрежение, постъпващо на входа на филтъра от източника на смущение и U_{t} – напрежение на смущението върху товара, включен след развръзвания филтър.

Филтрите за подтискане на кондуктивни смущения представляват широколентови нискочастотни LC или RC филтри. Анализът показва, че внесеното затихване в dB на индуктивно-капацитивен развръзваш филтър може да се изчисли от:

$$(4.26) \quad A = 20 \lg |(B_{11}Z_{\text{t}} + B_{12} + B_{21}Z_{\text{i}}Z_{\text{t}} + B_{22}Z_{\text{i}})/(Z_{\text{i}} + Z_{\text{t}})|,$$

където B представляват матрични коефициенти, чиите стойности се изразяват чрез импедансите на използваните дросели и кондензатори. За най-често използваните схеми на развръзваващи филтри, представени на фиг. 4.14, матричните коефициенти могат да се определят от таблица 4.1.

Съгласно израз (4.26) ефективността на филтрацията зависи съществено от импедансите на източника и товара. Например като източникът на смущения представлява генератор на напрежение ($Z_{\text{i}} \rightarrow 0$), капацитивният филтър (фиг. 4.14а) е неефективен, така както за източник на смущения във вид на генератор на ток ($Z_{\text{i}} \rightarrow \infty$), неефективен се оказва индуктивният филтър (фиг. 4.14б).

Фиг. 4.14

Таблица 4.1

Тип филтър	B_{11}	B_{12}	B_{21}	B_{22}
Капацитивен	1	0	$1/Z_C$	1
Индуктивен	1	Z_L	0	1
Капацитивно-индуктивен	1	Z_L	$1/Z_C$	$1 + Z_L/Z_C$
Индуктивно-капацитивен	$1 + Z_L/Z_C$	Z_L	$1/Z_C$	1
T-образен (симетричен)	$1 + Z_L/Z_C$	$Z_L^2/Z_C + 2Z_L$	$1/Z_C$	$1 + Z_L/Z_C$
II-образен (симетричен)	$1 + Z_L/Z_C$	Z_L	$2/Z_C + Z_L/Z_C^2$	$1 + Z_L/Z_C$

Във връзка с това структурата на развързвашите филтри се определя от следните препоръки: като първи елемент на филтъра при малко съпротивление на източника се избира индуктивна бобина, а при голямо съпротивление на източника – кондензатор. По аналогичен начин се определя и последният елемент на филтъра, предшестващ товара.

Дадените препоръки са особено важни при проектиране на филтри за подтискане на смущения, възникващи при комутация на електрически вериги. Ако създадените в електрическата верига смущения са свързани с включването на електронен ключ, което е еквивалентно на включването на източник на напрежение, то първи елемент на филтъра по отношение на ключа трябва да бъде индуктивна бобина. Когато тези смущения са породени от изключването на ключ, което е еквивалентно на включването на източник на ток – кондензатор.

На базата на изложените препоръки, израз (4.26) и таблица 4.1 могат да се изведат опростени изрази за определяне ефективността на филтрация на най-често използваните развързваци филтри.

Коефициентът на развързка на капацитивния филтър (фиг. 4.14a) се определя от:

$$(4.27) \quad K_{p\Phi} = \frac{Z_t}{Z_u + Z_t} \left[1 + \frac{Z_u}{Z_C} \left(1 + \frac{Z_C}{Z_t} \right) \right].$$

Този израз може да се опости като се вземат под внимание условията за избор на блокиращия кондензатор, а именно $Z_C \ll Z_u$ и $Z_C \ll Z_t$, които позволяват да се приеме че: $1 + Z_C/Z_t \approx 1$ и $1 + Z_u/Z_C \approx Z_u/Z_C$. Тогава за ефективността на филтрация на разглеждания филтър може да се запише:

$$(4.28) \quad A = 20 \lg \left(\frac{Z_u}{Z_C} \frac{Z_t}{Z_u + Z_t} \right).$$

За индуктивния филтър на фиг. 4.14b изразът за определяне на неговия коефициент на развързка

$$(4.29) \quad K_{p\Phi} = \frac{Z_t + Z_L + Z_u}{Z_u + Z_t} = \frac{Z_t}{Z_u + Z_t} \frac{Z_t + Z_L + Z_u}{Z_t}$$

може да се опости на базата на изискването $Z_L \gg Z_u$ и $Z_L \gg Z_t$, което позволява да се приеме че $(Z_t + Z_L + Z_u)/Z_t = 1 + (Z_L + Z_u)/Z_t \approx (Z_L + Z_u)/Z_t$ и ефективността на филтрацията да се определи от:

$$(4.30) \quad A = 20 \lg \left[\frac{Z_L + Z_u}{Z_u + Z_t} \right].$$

Капацитивно-индуктивният Г-образен филтър на фиг. 4.14c се използва когато съпротивлението на източника на смущение е голямо, а това на товара – малко, т.e. $Z_u/Z_t \gg 1$. Като се имат предвид изискванията, предявявани към елементите на такъв филтър, а именно $Z_C \ll Z_t$

$\gg Z_t$, от които следва че $1 + Z_u/Z_C \approx Z_u/Z_C$; $Z_L + Z_t \approx Z_L$ и $Z_t/Z_C \gg 1$, изразът за неговия коефициент на развързка

$$(4.31) \quad K_{p\Phi} = \frac{Z_t(1 + Z_u/Z_C) + Z_L(1 + Z_u/Z_C) + Z_u}{Z_u + Z_t}$$

може да се опости и за определяне на ефективността на филтрация на капацитивно-индуктивния филтър да се използва приближителната формула:

$$(4.32) \quad A = 20 \lg \left[\frac{Z_L}{Z_C} \frac{Z_u}{Z_u + Z_t} \right].$$

По аналогия при определяне на ефективността на филтрация на индуктивно-капацитивен филтър (фиг. 4.14c), какъвто се използва при малко съпротивление на смущаващия източник и голямо на товара, при опростяване на израза се вземат предвид следните изисквания към елементите на филтъра: $Z_L \gg Z_u$ и $Z_C \ll Z_t$ ($Z_L + Z_u \approx Z_L$; $1 + Z_t/Z_C \approx Z_t/Z_C$ и $Z_L/Z_C \gg 1$), в резултат на което се получава:

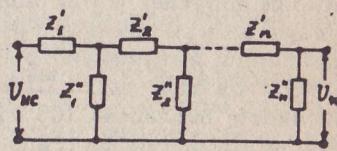
$$(4.33) \quad A = 20 \lg \left[\frac{Z_L}{Z_C} \frac{Z_t}{Z_u + Z_t} \right].$$

Същият подход се използва при определяне на ефективността на филтрация на Т-образен (фиг. 4.14d) и П-образен (фиг. 4.14e) филтри.

Зададена ефективност на филтрацията може да се осигури при различни стойности на индуктивностите и капацитетите на елементите на филтъра. За оптимален избор на тези параметри трябва да се отчита, конструкцията на индуктивните бобини е по-проста, по-евтина и надеждна за малки токове, а конструкцията на кондензаторите – за малки напрежения. Ето защо при голям ток и ниско напрежение във филтрите трябва да се използват бобини с малки индуктивности и кондензатори с големи капацитети, а при високо напрежение и малък ток кондензатори с малки капацитети и бобини с възможно по-големи индуктивности или резистори.

При използване на RC филтри стойностите R_F на включените в последователните им клонове резистори се избират съгласно условието падът на напрежението върху тях да е минимален, т.e. $R_F = (0,05...0,5)E_0/I_0$, където E_0 е е.д.н. на захранващия източник, а I_0 – постоянна съставка на тока във веригата.

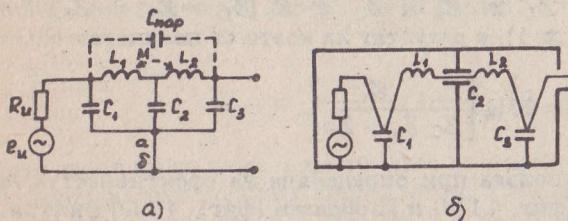
В най-общия случай на n -звенен LC или RC филтър, представен на фиг. 4.15, за определяне на ефективността на филтрация, развързвашата верига се разглежда като съставена от n на брой последователно



Фиг. 4.15

свързани делители на напрежение. В последователните клонове на развързания филтър се включват индуктивни дросели или съпротивления, а в паралелните – кондензатори, като при това за всяко звено приема, че съпротивлението на елемента в паралелния клон Z_i'' е много по-малко от съпротивлението на елемента в последователния клон Z_i' , т.e. $Z_i'' \ll Z_i'$. Ако с U_{ic} се означи постъпващото на входа на филтъра смущаващо напрежение, неговата големина намалява в изхода на първото звено до стойност $U_1 = U_{ic} Z_1' / Z_1''$, в изхода на второто звено – до $U_2 = U_{ic} Z_1'' Z_2' / (Z_1' Z_2'')$ и т.н. Като се отчете, че напрежението на n -то звено на филтъра има стойност $U_n = U_{ic} Z_1'' Z_2'' \dots Z_n'' / (Z_1' Z_2' \dots Z_n')$, за ефективността на филтрацията може да се запише:

$$(4.34) \quad A = 20 \lg \left[\frac{Z_1' Z_2' \dots Z_n'}{Z_1'' Z_2'' \dots Z_n''} \right], \text{ dB.}$$



Фиг. 4.16

$C_1 = C_2 = C_3 = C = 0,05 \mu\text{F}$ и $L_1 = L_2 = L = 100 \mu\text{H}$, включен на изхода на генератор на смущения с вътрешно съпротивление $R_u = 100 \Omega$. Честотата на смущаващия сигнал на входа на филтъра е 6 MHz . Като се има предвид израз (4.34), за теоретичната ефективност на филтрация на разглеждания филтър се получава:

$$(4.35) \quad A = 20 \lg(R_u \omega^5 C^3 L^2) = 200, \text{ dB.}$$

Ако се допусне, че при монтаж на филтъра кондензаторите $C_1 - C_3$ са свързани към шината с нулев потенциал чрез проводник ab с дължина на 30 mm , индуктивното съпротивление на този проводник за честота 6 MHz ще бъде около 1Ω и отделеното върху него напрежение на смущението, отслабено 100 пъти, постъпва чрез кондензатора C_3 директно на изхода на филтъра. По този начин действителната стойност на ефективността на филтрация намалява спрямо теоретичната с 160 dB . За да се избегне това нежелателно явление, изводите на блокиращите кондензатори трябва да се свързват непосредствено към заземяваща шина. Когато за отстраняване на паразитната връзка между двете звена е използван екран, за намаляване на дължината на съединителни проводник на C_2 до екрана се препоръчва включването на проход-

кондензатор (фиг. 4.16б). Проходните кондензатори се препоръчват във всички случаи, когато е необходимо да се отслабят несиметрични смущения, разпространяващи се по пътя проводник – корпус.

При избор на элементите на развързания филтър трябва да се отчитат техните паразитни параметри, които ограничават работната им честотна област.

Всеки кондензатор притежава собствена индуктивност и при честоти по-високи от резонансната той става неефективен, тъй като придобива индуктивно съпротивление, което нараства с честотата. Най-нискочестотни са електролитните кондензатори, които макар че притежават голям капацитет, не трябва да се използват при честоти по-високи от 15 kHz . За ефективно подтискане на по-високочестотни смущения паралелно на електролитния кондензатор се включва слюден или керамичен кондензатор с малък капацитет и собствена индуктивност. При монтаж на кондензаторите дължината на съединителните проводници трябва да е възможно най-малка. Значително увеличаване на резонансната честота на кондензаторите се постига чрез конструкцията на проходните кондензатори, които могат да работят ефективно в сравнително широк честотен диапазон, примерно до 1000 MHz . Проходните кондензатори трябва да се монтират на входа и изхода на филтъра за осигуряване на възможно най-къс път на токовете до корпуса на филтъра. При това трябва да се осигури надежден електрически контакт между корпуса и фланца на кондензатора по целия му периметър.

По аналогия максималната работна честота на индуктивните дросели се ограничава от собствения им капацитет: при честоти по-високи от резонансната тези елементи са неефективни, тъй като имат капацитивно съпротивление. При конструиране на дроселите важно значение има изборът на феромагнитния материал на сърцевината, който обезпечаване на голяма индуктивност не трябва да влиза в режим на насищане. Отчитайки широкия честотен обхват, в който трябва да работи дроселът и възможността за включването му във вериги със значителни токове, подмагнитващи сърцевината, следва да се избират сравнително нископроницаеми феромагнитни материали: никел-цинкови сплави с начална магнитна проницаемост от 100 до 600 и алсифиери. За по-високи честоти се препоръчва използването на магнитодиелектрични сърцевини.

При конструиране и монтаж на развързващи филтри особено внимание трябва да се отдели на отслабването на нежеланите капацитивни, индуктивни и кондуктивни връзки между входа и изхода на филтъра и проводници, по които преминават смущения. За максимална развързка между входа и изхода на филтъра е желателно неговите звена да се компонуват по права линия. Корпусът и капакът на филтъра трябва да представляват плътни екрани, обезпечаващи зададена ефективност. Многозвенният филтър обикновено се разделя на звена, всяко от които разполага в отделна екранирана клетка.

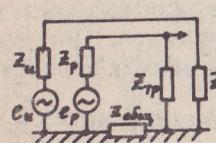
4.5. ПРИНЦИПИ НА ПОСТРОЯВАНЕ НА СИСТЕМАТА ЗА ЗАЗЕМЯВАНЕ В РСА

Системата за заземяване представлява електрическа верига, претекавща минимален потенциал спрямо земята, който се явява опорниво за отчитане на потенциала на всеки елемент в апаратурата. Овен като ефективно средство за отслабване на смущенията, система за заземяване се използва за защита на обслужващия персонал от напреженията на електрическия ток.

Основните изисквания, които се предявяват към системата за заземяване, могат да се формулират по следния начин:

1) минимизация на общия импеданс на земята, което изключва възможността за появя на недопустимо големи смущаващи напрежения породени от протичане на токовете от отделните стъпала, функционални възли и т.н. през общи участъци от заземляващите шини;

2) отсъствие на затворени контури на заземяването, чувствителни към въздействието на магнитни полета.



Фиг. 4.17

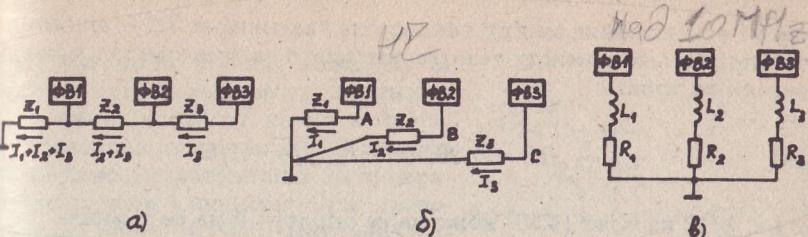
На фиг. 4.17 е представена схема на пренасяне на смущения от веригата на източника във веригата на рециптора на смущения за сметка на общ импеданс на земята $Z_{\text{общ}}$. Съгласно тази схема напрежението на смущенията в товара на рециптора $Z_{\text{тр}}$ ще бъде определено от:

$$(4.36) \quad U_c \approx e_i \frac{Z_{\text{общ}}}{Z_i + Z_{\text{ти}}} \frac{Z_{\text{тр}}}{Z_p + Z_{\text{тр}}}.$$

В РСА се използват обикновено три отделни системи за заземяване: 1) на сигнални вериги с ниски нива на токовете и напреженията; 2) на сигнални вериги с високи нива на консумираната мощност (захранящи източници, изходни стъпала на РСА, схеми за управление на лета, двигатели и т.н.); 3) на корпусни вериги (носещи конструкции, шаси, екрани, капаци на корпуса, метализация). При това системите за заземяване (сигнална, силова и корпусна) трябва да се реализират като отворени контури.

Една система за заземяване може да бъде едноточкова или многощо точкова. При първата електрическите вериги на апаратурата се заземяват в една точка, като свързването им може да бъде последователно (фиг. 4.18a) или паралелно (фиг. 4.18b). В многоточковата система електрическите вериги се заземяват в няколко точки, разположени възможност най-близо до опорната точка на заземяване (фиг. 4.18c).

При анализ на методите за заземяване е необходимо да се отчита крайният импеданс на заземляващите проводници или плоскости, което зависи от честотата, а така също нееднаквият потенциал на разнесени точки на заземяване.



Фиг. 4.18

Най-високо ниво на смущенията възниква в едноточковата схема за заземяване, при която заземляващите шини (Z_1, Z_2 и Z_3) са отделни функционални възли ($\Phi B1, \Phi B2$ и $\Phi B3$) са включени последователно (фиг. 4.18a). В такъв случай потенциалите в точки A, B и C могат да се определят от:

$$(4.37) \quad \begin{aligned} U_A &= (I_1 + I_2 + I_3)Z_1; \\ U_B &= (I_1 + I_2 + I_3)Z_1 + (I_2 + I_3)Z_2 \quad \text{и} \\ U_C &= (I_1 + I_2 + I_3)Z_1 + (I_2 + I_3)Z_2 + I_3Z_3, \end{aligned}$$

където I_1, I_2 и I_3 са токове, противачи в заземляващите шини на $\Phi B1, \Phi B2$ и $\Phi B3$. Следователно колкото по-отдалечена е точката на заземяване от опорната, толкова по-висок е нейният потенциал.

Поради своята проста реализация, последователната схема за заземяване от този тип има широко разпространение в РСА. Тя не се препоръчва за вериги с големи отклонения на консумираната мощност, тъй като мощните функционални възли създават големи токове в заземляващите шини, които могат да влияят на по-маломощните възли. При необходимост най-критичният функционален възел трябва да се включи най-близо до точката на опорното заземяване.

Едноточковата паралелна система за заземяване (фиг. 4.18b) се използва при ниски честоти, тъй като тя предполага употребата на по-дълги съединителни проводници. При високи честоти индуктивността на заземляващите проводници увеличава значително импеданса на земята и между проводниците могат да възникнат нежелани капацитивни и индуктивни връзки. За тази система е характерно, че потенциалите на функционалните възли са независими, като $U_A = I_1Z_2$; $U_B = I_2Z_2$ и $U_C = I_3Z_3$.

При честоти над 10 MHz широкото разпространение има многоточковата система за заземяване (фиг. 4.18c), при която заземяването на функционалните възли се извършва в точки, близки до опорната земя. В качеството на опорна се използва заземляваща повърхност с малък импеданс: метално шаси, слой на многослойна печатна платка и т.н. Електрическото съпротивление между две точки на заземяването, реализирано примерно чрез метален лист, може да се изчисли от:

$$(4.38) \quad Z = R_\sim [1 + |\operatorname{tg}(2\pi l/\lambda)|],$$

където l е разстояние между точките на заземяване; R_{\sim} – високочестотно съпротивление между тези точки, което за всеки метал може да определи от израза:

$$(4.39) \quad R_{\sim} = 0,26 \cdot 10^{-8} \sqrt{\mu_r f / \sigma}, \Omega/\square.$$

Ако $l < \lambda/10$ изразът (4.38) може да се опрости и да се запише:

$$(4.40) \quad Z = R_{\sim} (1 + 2\pi l / \lambda),$$

а при $l < \lambda/20$ се получава $Z \approx R_{\sim}$.

Съпротивлението на заземяващото трасе може да се намали чрез използване на галванично покритие с проводимост, значително по-голяма от тази на основния метал (например, посребряване за медно или месингово шаси), или чрез уплътняване на компоновката на апаратура.

4.6. КОНСТРУИРАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ ВРЪЗКИ С ОТЧИТАНЕ НА ИЗИСКВАНИЯТА ЗА ЕЛЕКТРОМАГНИТНА СЪВМЕСТИМОСТ

4.6.1. Собствени и взаимни електрически параметри на свързващите линии

Конструкцията на електрическите връзки влияе съществено върху качеството на РСА. Изкривяването, затихването и закъснението на сигнала при неговото разпространение по свързваща линия, а така също взаимните смущения между линиите, изменят параметрите на апаратурата и могат да нарушият нормалното ѝ функциониране.

Електрическите връзки в РСА могат да се реализират чрез печатни или обемен монтаж, като в последния случай се използват единични обемни проводници с и без изолация, екранирани проводници, плоски и коаксиални кабели и т.н.

Основни етапи при конструиране на електрическите връзки с отчитане на изискванията за EMC са следните: 1) изчисляване на собствените електрически параметри на свързващите линии; 2) изчисляване на взаимните електрически параметри, определящи електромагнитното взаимодействие между свързващите линии (взаимни електрически параметри); 3) построяване на математически модели на линиите, элементната база, възлите и апаратурата като цяло, подходящи за анализ с помощта на ЕИМ; 4) оценка на шумозащитеността на възлите на базата на данни, получени след определяне на смущенията в свързващите линии, комутационните платки и в междублоковите съединения и съпоставянето с допустимата. Успешно решаване на изброените задачи е възможно само при използване на модели на линиите и на конструкцията на апаратурата, базирани на принципите на електродинамиката.

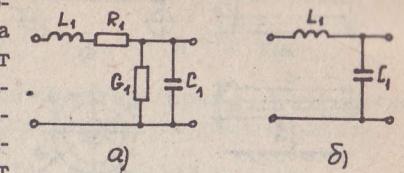
Свързващата линия може да се представи като съставена от елементарни отрезъци, всеки от които включва последователно свързани индуктивност L_1 и активно съпротивление R_1 и паралелно включени капацитет C_1 и проводимост G_1 (фиг. 4.19a). Последователните загуби R_1 в линията се определят от крайната проводимост, а паралелните загуби G_1 – от утечките в нейната изолация.

При използване в състава на линията на диелектрици с много малка проводимост ($G \approx 0$) и пренебрегване на загубите в проводниците, моделът на елементарен отрезък от нея се опростява (фиг. 4.19b). всяка линия без загуби се характеризира с първични параметри (капацитет C_1 и индуктивност L_1 на единица дължина) и вторични параметри, които се определят чрез първичните (характеристично съпротивление Z_1 , фазова скорост v_f и специфично време на закъснение на разпространявания се по линията сигнал $t'_3 = 1/v_f$). Връзките между собствените електрически параметри на свързващи линии могат да се представят най-общо по следния начин:

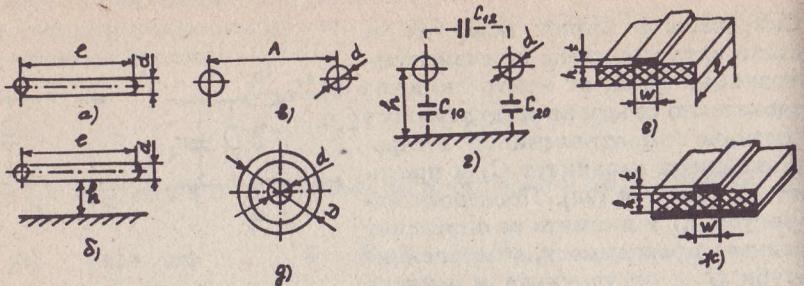
$$(4.41) \quad \begin{aligned} C_1 &= C_0 \epsilon_{ref}, \text{ F/m; } L_1 = 1/v_0^2 C_0, \text{ H/m;} \\ Z_c &= \sqrt{L_1/C_1} = 1/v_0 \sqrt{C_0 C_1} = 1/v_0 C_0 \sqrt{\epsilon_{ref}}, \Omega; \\ v_f &= 1/\sqrt{L_1 C_1} = v_0 \sqrt{C_0/C_1} = v_0 / \sqrt{\epsilon_{ref}}, \text{ m/s;} \\ t'_3 &= \sqrt{L_1 C_1} = \sqrt{C_1/C_0} / v_0 = \sqrt{\epsilon_{ref}} / v_0, \text{ s/m,} \end{aligned}$$

където C_0 е капацитет на линията на единица дължина при замяна на реалната диелектрична среда с еднородна въздушна среда; $v_0 = 1/\sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = 3.10^8 \text{ m/s}$ – скорост на светлината във вакуум; ϵ_{ref} –reffективна относителна диелектрична проницаемост на изолацията на линията.

От приведените изрази се вижда, че за изчисляване на електрическите параметри на свързващи линии е достатъчно да се определи техният капацитет. За целта се използват изрази, получени по метода на конформните преобразования, които гарантират достатъчна за инженерната практика точност. По-долу са дадени формули за определяне на електрическите параметри на най-често срещани в РСА едно- и двупроводни свързващи линии при известни конструктивни параметри на линията (геометрични размери, физически параметри на материали, брой и взаимно разположение на проводниците на линията и т.н.). Тези формули индуктивността на линията се изразява в μH , капацитетът – в pF , характеристичното съпротивление – в Ω и линейните размери – в m .



Фиг. 4.19



Фиг. 4.20

Индуктивността на представения на фиг. 4.20а единичен проводник се изчислява по формулата:

$$(4.42) \quad L = 0,2l[2,3 \lg(4l/d) - 0,75].$$

За единичен проводник, разположен над еcran (фиг. 4.20б), електрическите параметри се определят от изразите:

$$(4.43) \quad L = 0,46l \lg(4h/d); \quad C = \frac{24\epsilon_r}{\lg(4h/d)}; \quad Z_c = 138 \lg(4h/d) / \sqrt{\epsilon_r}.$$

Електрическите параметри на двупроводна линия (фиг. 4.20с) се определят от:

$$(4.44) \quad L = 0,4\mu_r [2,3 \lg(2A/d) + 0,25]l; \quad C = \frac{12,1l\epsilon_{ref}}{\lg(2A/d)},$$

$$Z_c = 276 \lg(2A/d) \sqrt{\epsilon_r}; \quad \epsilon_{ref} \approx 0,8\epsilon_r,$$

а в случай, че линията е разположена над еcran (фиг. 4.20д) от:

$$(4.45) \quad L = 0,4\mu_r [2,3 \lg(2A/d) + 0,25]l; \quad C_1 = 12,1l\epsilon_{ref} / \lg(2A/d),$$

$$C_{10} = C_{20} = 24\epsilon_{ref}l / \lg(4h/d), \quad C = C_{12} + C_{10}/2;$$

$$Z_c = 138 \lg \left[\frac{4h}{d} \sqrt{1 + 4h^2/A^2} \right] / \sqrt{\epsilon_r}.$$

Собствената индуктивност, собствният капацитет и характеристичното съпротивление на коаксиален кабел (екраниран проводник) са свързани с неговите конструктивни параметри и диелектрична проницаемост на изолацията между вътрешния проводник и екранираща обвивка чрез формулите:

$$(4.46) \quad L = 0,46l \lg(D/d); \quad C = \epsilon_r l \cdot 10^{-3} / [41,4 \lg(D/d)];$$

$$Z_c = 138 / [\sqrt{\epsilon_r} \lg(D/d)].$$

Индуктивността на печатен проводник с ширина w , дебелина t и дължина l , нанесен върху диелектрична основа с дебелина h (фиг. 4.20д) може да се изчисли от:

$$(4.47) \quad L = 0,2l[2,3 \lg(4l/d_0) - 0,75], \quad d_0 = 0,67h + 0,567w,$$

когато печатният проводник е разположен над еcran за определяне собствената му индуктивност и капацитет се използват изразите:

$$(4.48) \quad L = 0,46l \lg(4h/d_0); \quad C = 24\epsilon_{ref}l / \lg(4h/d_0).$$

Точността на приведените формули е като следва: 5...10% – за единичен обемен проводник, екраниран проводник и коаксиален кабел; 15...20% – за двойка обемни проводници и 20...30% – за печатни проводници.

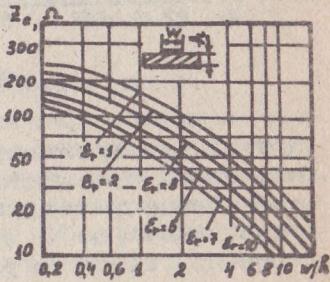
Допълнителни данни за определяне на характеристичното съпротивление на несиметрични свързващи линии на базата на печатни проводници са дадени на фиг. 4.21. От представените зависимости може да се установи, че с нарастващ на диелектричната проницаемост ϵ_r на основата, върху която са нанесени печатните проводници, характеристичното съпротивление на линията намалява $\sqrt{\epsilon_{ref}}$ пъти. Ефективната диелектрична проницаемост ϵ_{ref} е по-малка от ϵ_r , тъй като електрическото поле на линии от този тип се затваря както през диелектрика, така и през въздуха и за нейното определяне се използва известната формула:

$$\epsilon_{ref} = 0,5[(\epsilon_r + 1) + (\epsilon_r - 1)(1 + 10h/w)^{-1/2}].$$

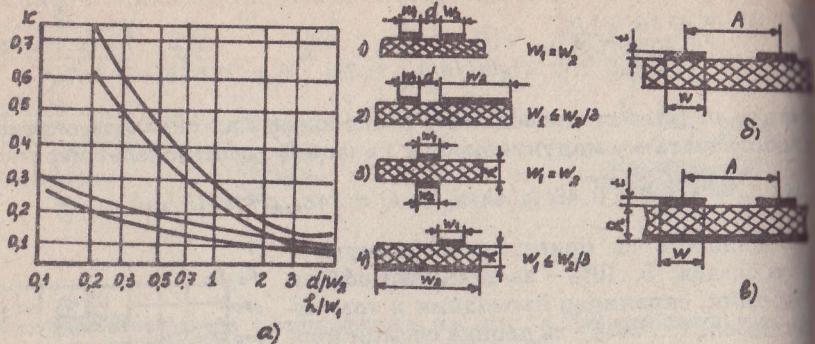
Характеристичното съпротивление на линия, реализирана върху плат без еcran, при равни други условия нараства два пъти.

До тук бяха разгледани собствените електрически параметри на единични свързващи линии. При трасиране на електрическите връзки между елементите на PCA е възможно възникването на паразитни връзки между отделните съединителни линии. Нивото на индуктиранияте мущения в линиите за връзка зависи от техните **взаимни електрически параметри**: взаимен капацитет и взаимна индукция. В литературата съществуват инженерни формули, получени по метода на конформните преобразования, за изчисляване на взаимните електрически параметри най-разпространени в практиката системи от проводници [8]. Тук ще бъде разгледан само случаят на система от два паралелно разположени печатни проводници (фиг. 4.22). Взаимният капацитет C на тези печатни проводници в рF може да се определи от израза:

$$(4.49) \quad C_{12} = 8,85\epsilon_{ref} K l_{12},$$



Фиг. 4.21



Фиг. 4.22

където ϵ_{ref} е ефективна диелектрична проницаемост на средата, пълваща пространството между двета проводника; K – коефициент връзка между двета проводника; l_{12} – дължина на общия за двета проводника участък, см. За определяне на коефициента K , който зависи от ширината и взаимното разположение на печатните проводници, се препоръчва използването на графиките от фиг. 4.22a. При разполагане на проводниците само върху едната страна на печатната платка, силовите линии на електрическото поле преминават частично през въздуха и частично през изолационната основа и затова ефективната диелектрична проницаемост представлява средно аритметичната стойност от ϵ , на въздушния и на изолационната основа, т.е. $\epsilon_{ref} = (1 + \epsilon_r)/2$. Когато двета проводника са разположени върху двете страни на печатната платка, електрическото поле се концентрира в диелектрика на основата и $\epsilon_{ref} = \epsilon_r$.

Както беше вече споменато, взаимният капацитет между два паралелни проводника, разположени върху едната страна на печатната платка, може да се намали чрез поместване между тях на заземен екраниращ проводник.

Между два паралелни печатни проводника съществува и взаимна индукция M , която при разполагане на проводниците по начин, показан на фиг. 4.22б, може да се определи от:

$$(4.50) \quad M = 2l_{12}[\ln(2l_{12}/A) - 1],$$

а в случая, показан на фиг. 4.22б – от:

$$(4.51) \quad M = 2l_{12}[\ln(2h/A) + A/l_{12}],$$

където M е взаимна индукция в нН, A – разстояние между проводниците в см, l_{12} – дължина на участъка на връзката, см и h – дебелина на основата на печатната платка, см.

За удобство при разглеждане на методите за осигуряване на електромагнитната съвместимост, свързвашите линии се разделят на електрически дълги и електрически къси. Дълги са линиите, чиято геометрична дължина е съизмерима с дължината на вълната на най-високочастотната съставка от спектъра на дискретния сигнал. Често разстоянието на линиите се извършва в зависимост от съотношението на времето на закъснение на сигнала в линията t_3 и продължителността на фронта на импулса τ_f : при $t_3 > 0,1\tau_f$ линията се счита за електрически дълга, а при $t_3 < 0,1\tau_f$ – за електрически къса. Тъй като времето на закъснение на сигнала в традиционните свързвани линии на единица дължина $t'_3 = 4\dots 7$ нс/m, при $\tau_f = 1$ нс електрически дълга се явява линия с дължина по-голяма от 14\dots 25 mm.

4.6.2. Смущения в единични свързвани линии

Основни причини за смущенията в единични, в това число екранирани и кабелни, линии за връзка са: 1) капацитивната или индуктивната реактивност на къса линия; 2) разсъгласуването на дълга линия, предизвикващо смущения от отражение; 3) отражението от нееднородности, разпределени по дължината на линията; 4) скрин-ефектът, привеждащ изменения на формата на импулсния сигнал.

За да се изясни влиянието на капацитивния и индуктивният характер на електрически къси линии върху параметрите на сигнала, ще бъде разгледан представението на фиг. 4.23 случай на свързване на две логически схеми с къса линия. Ако схемата D_1 , изработена импулсно напрежение

(t), то поради реактивния характер на линията на входа на елемент D_1 при $R_{вх1} \ll R_{вх2}$ напрежението се изменя по закона:

$$(4.52) \quad U_{вх2} = U_r(t)[1 - \exp(-t/\tau_l)],$$

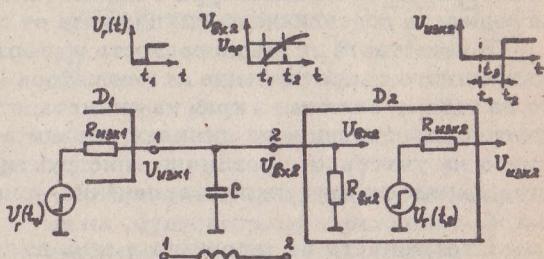
където τ_l е времеконстанта на линията, която се определя от:

$$(4.53) \quad \tau_l = R_{вх1}C \quad \text{при капацитивен характер на линията};$$

$$\tau_l = L/R_{вх2} \quad \text{при индуктивен характер на линията}.$$

Ако се приеме, че прагът на сработване на логическа схема D_2 е $U_{пр} = 0,5U_{вх2}$, времето за достигане на този праг, т.е. времето на закъснение на сигнала t_3 , се определя от:

$$(4.54) \quad t_3 = 0,7\tau_l.$$



Фиг. 4.23

Следователно за намаляване на закъснението на сигнала при разпространението му по линията е необходимо да се снижи τ_L за сметка на собствения капацитет или индуктивност на линията. Тъй като $LC = \tau_L \cdot \tau_T$, намаляването на капацитета на линията при неизменни параметри на средата води до увеличаване на нейната индуктивност. Ето защо при избора на конструктивен подход за намаляване на τ_L е необходимо да отчитат особеностите на използвани схеми. Например за схема със структура метал-диелектрик-полупроводник при малки управляващи токове и достатъчно високи напрежения стремежът е да се намали капацитетът на линията.

Повишаването на бързодействието на елементите води до увеличаване на броя на дългите свързващи линии в конструкциите на РСА. А такива линии не са съгласувани с генератора и товара или по тяхната дължина има нееднородности, се наблюдава отражение на сигнали. Смущенията, породени от отражение, предизвикват изкривяване на сигнала и снижават бързодействието на апаратурата. При съгласуване на линиите смущенията от отражение се свеждат до минимум, но при това се влошават рязко енергетичните показатели на апаратурата се понижава нивото на информационните сигнали. Поради това при конструирането на апаратури е необходимо внимателно да се подбират методите за подтискане на смущенията от отражение в дългите линии.

В качеството на нееднородности в свързващите линии се проявява вътрешното съпротивление на генератора на сигнали; съпротивлението на товара, включен в края на линията; отклонения на характеристичното съпротивление на линията, поради технологични грешки; наличието на участъци с различно конструктивно-технологично изпълнение (линии от друг тип, разклонения, контакт на съединител и др.) и т.н.

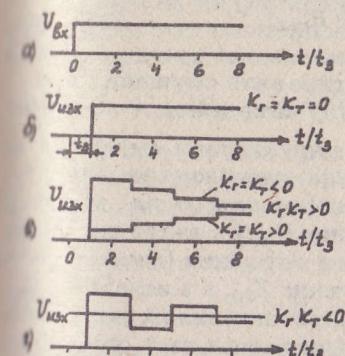
Отражението на енергията в една дълга линия се характеризира чрез коефициент на отражение по напрежение (K_U) или коефициент на отражение по ток (K_I):

$$(4.55) \quad K_U = (Z - Z_c)/(Z + Z_c); \quad K_I = (Z_c - Z)/(Z_c + Z),$$

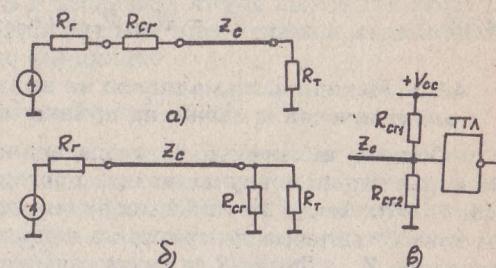
където Z е съпротивление на включената в линията нееднородност. Амплитудата на отразения сигнал може да се определи от съотношението $U_{\text{отр}} = K_U U_{\text{пад}}$ и $I_{\text{отр}} = K_I I_{\text{пад}}$.

Влиянието на разсъгласуването във входа и изхода на свързващия линия върху импулсен сигнал при предаването му по дълга линия е представено на фиг. 4.24. Ако линията е съгласувана с генератора и товара, то импулсният сигнал $U_{\text{вх}}$, подаден на входа (фиг. 4.24a), достига до края на линията след време t_3 , без да измени своята форма (фиг. 4.24b). Когато линията е разсъгласувана в двата си края, сигналът претърпява няколократни отражения от товара и генератора. Характера на изкривяване на импулсния сигнал зависи от знаците на коефициентите на отражение от генератора K_g и от товара K_t и може да бъде апериодичен (фиг. 4.24c) или колебателен (фиг. 4.24d). Апериодичен преход

процес при установяване на амплитудата на изходния сигнал се наблюдава при еднакви знаци на коефициентите на отражение от генератора и товара, т.е. при $K_g K_t > 0$, а колебателен – при различни знаци, т.е. при $K_g K_t < 0$. Когато преходният процес има апериодичен характер, бързодействието на цифровите възли намалява (нараства времето за постигане на амплитудата на изходния сигнал до номиналната ѝ стойност), което налага намаляване на честотата на тактовата импульсна средица. При апериодичен преходен процес са възможни лъжливи сработвания на логическите елементи, поради отскочи на амплитудата на изходния сигнал над прага на сработване на използвани елементи. Очен това тези отскочи на напрежението могат да доведат до пробив на р-п преходите на полупроводникови прибори или до насищане на транзисторите на логически елементи на ЕСЛ.



Фиг. 4.24



Фиг. 4.25

Ефективно средство за отстраняване на смущенията от отражение в свързващите линии е съгласуването с помощта на съгласувавщи резистори $R_{\text{сг}}$, посредством което се постига изравняване на генератора R_g с характеристичното съпротивление Z_c на линията. На фиг. 4.25 са показани най-често използвани схеми за съгласуване на генератора (a) и товара (b) и (c) със свързваща линия. Като се вземе предвид, че изходното съпротивление на генератора е по правило по-малко от характеристичното съпротивление на линията, съпротивлението на съгласувящия резистор се определя от:

$$R_{\text{сг}} = Z_c - R_g.$$

На фиг. 4.25б е показан най-прост начин за съгласуване на товара със свързващата линия, при който, поради значително по-голямата стойност на товарното съпротивление спрямо характеристичното съпротивление на линията, съгласуваният резистор се включва паралелно към товара, като стойността му се избира съгласно израза:

$$R_{\text{сг}} = Z_c R_t / (R_t - Z_c).$$

При $R_t \gg Z_c$, $R_{cr} = Z_c$.

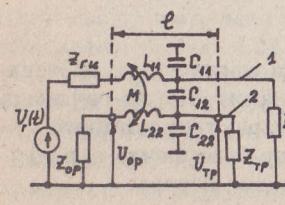
Както беше вече споменато, съгласуването води до значително намаляване на нивата на установилите се в линията напрежения, което обуславя допълнителни енергийни загуби. При това пониженото ниво на напрежението трябва да превишава прага на сработване на включенната като товар логическа схема и да осигури нормален входен ток. Използването на паралелно съгласуване в изхода, например за стандартни ТТЛ схеми, не може да обезпечи в изхода на линията на ниво логически "1". Поради това е необходимо да се използват по-сложни съгласуващи схеми, например показаната на фиг. 4.25e. Тя съдържа резистивен делител R_{cr1} и R_{cr2} , единият от резисторите на който е включен към захранващата шина и линията, а другият – между линията и "земя". Ако входното съпротивление на логическата схема е значително по-голямо от R_{cr1} и R_{cr2} , съпротивлението на товара се определя от паралелните включени резистори:

$$(4.58) \quad R_t = R_{cr1}R_{cr2}/(R_{cr1} + R_{cr2}).$$

4.6.3. Методи за намаляване на индукираните смущения при електрическа и магнитна връзка между свързвашите линии

Общият механизъм на създаване на индуцирани смущения ще бъде разгледан за случая на два проводника, раз положени над екран (фиг. 4.26). Линия 1 е източник на смущения (активна линия), във входа на която е включен генератор на напрежение $U_g(t)$ с вътрешно съпротивление Z_{gi} . Линия 2 се явява рецептор на смущения (пасивна линия), и тя е натоварена във входа със съпротивление Z_{op} , а в изхода – с Z_{tp} , съответстващи на изходното и входното съпротивления на включени към линията устройства. При работа на генератора част от неговата енергия се прехвърля по електромагнитен път в рецептора на смущения и върху товарите във входа и изхода на пасивната линия възникват напрежения на индуцираните смущения U_{op} и U_{tp} . Източникът рецепторът могат да бъдат заменени със собствените им електрически параметри L_{11} , C_{11} и L_{22} , C_{22} , а електромагнитната връзка между тях – чрез взаимната индукция M и взаимният капацитет C_{12} .

Съгласно принципа на суперпозиция индуцираното в краищата на пасивната линия напрежение е сума от индуктивна и капацитивна съставка:



Фиг. 4.26

$$(4.59) \quad U_{op} = U_{opL} + U_{opC}; \\ U_{tp} = U_{tpL} + U_{tpC},$$

където U_{opL} и U_{tpL} са индуктивни съставки на смущенията в началото и края на пасивната линия, а U_{opC} и U_{tpC} – капацитивни съставки на смущенията в началото и края на пасивната линия.

В редица случаи една от съставките на индуцираните смущения може да се пренебрегне. Ако

$$(4.60) \quad (Z_{ti}/Z_{ip})(Z_{tp}/Z_{ri}) \ll 1,$$

то в U_{op} преобладаваща е индуктивната съставка, а ако

$$(4.61) \quad (Z_{ti}/Z_{ip})(Z_{Op}/Z_{ri}) \ll 1,$$

индуктивната съставка преобладава в U_{tp} . При обратен знак на неравенствата (4.60) и (4.61) преобладаваща е капацитивната съставка. Участниците в неравенствата характеристично съпротивление на активната линия в присъствие на пасивната Z_{ip} и на пасивната линия в присъствие на активната Z_{ri} могат да се определят от:

$$(4.62) \quad Z_{ip} = \sqrt{L_{11}/(C_{11} + C_{12})}; \quad Z_{ri} = \sqrt{L_{22}/(C_{22} + C_{12})}.$$

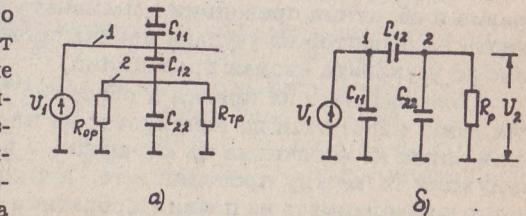
Нивото на индуцираните в пасивната линия смущения може да определи при известни кофициенти на индуктивна и капацитивна връзка, които се изчисляват по формулите:

$$(4.63) \quad K_L = M/\sqrt{L_{11}L_{22}} \quad K_C = C_{12}/\sqrt{C_{11}C_{22}}.$$

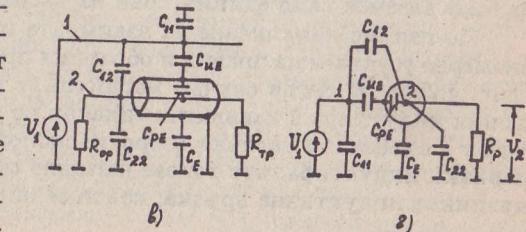
При капацитивна връзка между свързвашите линии източникът действа върху рецептора на смущения чрез своето електрическо поле. При неекранирани проводници (фиг. 4.27a) напрежението на индуцираните смущения в пасивната линия 2 може да се определи от еквивалентната схема на фиг. 4.27б с помощта на израза:

$$(4.64) \quad U_2 = U_1 C_{12}/(C_{12} + C_{22}).$$

Този израз е в сила при $R_p \gg 1/j\omega(C_{12} + C_{22})$, където $R_p = R_{op}R_{tp}/(R_{op} + R_{tp})$. От това следва, че за намаляване на нивото на индуцирани смущения могат да се използват следните конструктивни подходи: 1) раздалечаване на проводниците на активната и пасивната линии; 2) намаляване на диелектричната проницаемост на средата между проводниците на активната и пасивната линии; 3) намаляване на разстоянието между проводниците и екрана; 4) увеличаване на диелектричната проницаемост на средата



a)



b)

Фиг. 4.27

между проводниците и экрана. Първите два подхода водят до намаляване на взаимният капацитет между проводниците, а подходи 3 и 4 – до увеличаване на собствения капацитет на проводниците спрямо "земя".

Най-ефективно средство за намаляване на капацитивната съставка на индуцираните смущения е екранирането. Схемата за анализа на индуцираните смущения при екраниран рецептор е представена на фиг. 4.27 α , а нейната еквивалентна схема – на фиг. 4.27 β , където C_{12} е капацитет между източника на смущения и экрана; C_{pE} – капацитет между рецептора и экрана; C_E – капацитет на экрана спрямо "земя". Ако экранът е заземен, нивото на индуцираните смущения се определя от израза:

$$(4.65) \quad U_2 = U_1 C_{12} / (C_{12} + C_{22} + C_{pE}).$$

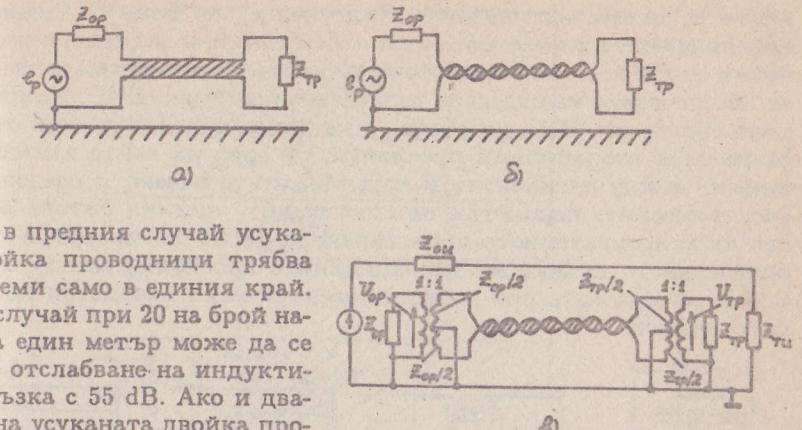
Капацитетът C_{12} зависи от дължината на участъка от проводника на рецептора, незащищен с экран. Затова за намаляване на нивото на индуцираните смущения е необходимо да се намали дължината на неекранираните участъци от проводниците и экранът да се заземи надеждно. Заземяването в една точка дава добър ефект при дължина на кабела, не превишаваща $1/20$ от минималната дължина на вълната спектъра на сигнала. За по-дълги кабели може да се използва заземяване в няколко точки.

Анализът на индуцираните смущения при магнитна връзка между активната и пасивната линии е значително по-сложен отколкото при електрическа връзка, поради което тук няма да бъде разглеждан. За определяне на нивото на индуцираните смущения в пасивната линия при хармоничен или импулсен характер на сигнала в активната линия се препоръчва използването на [8].

Намаляване на индуктивната съставка на индуцираните смущения се постига чрез използване на следните подходи: 1) сближаване на правия и обратния проводник в пасивната линия; 2) използване в качеството на рецептор на усукана двойка проводници; 3) балансно включване на усуканата двойка проводници.

Сближаването на правия и обратния проводник на пасивната линия (фиг. 4.28 α) води до намаляване на площта, пронизвана от магнитния поток на източника на смущения, с което се намалява взаимната индукция M между проводниците. Минимална площ се постига при допир на изолацията на правия и обратния проводник. При това трябва да бъде заземен само единия край на пасивната линия.

По-голямо намаляване на взаимната индукция се постига при равномерно усукване на правия и обратния проводник на пасивната линия (фиг. 4.28 β). В такъв случай магнитният поток на източника на смущения индуцира в навивките еднакви по големина токове, които притчат в съседните навивки в противоположни посоки. При четен брой навивки индуцираните токове напълно се компенсират, а при нечетен възниква индуктивна връзка, която се определя само от една навивка.



Фиг. 4.28

Както и в предния случай усуканата двойка проводници трябва да се заземи само в единия край. Такъв случай при 20 на брой навивки на един метър може да се постигне отслабване на индуктивната връзка с 55 dB. Ако и двата края на усуканата двойка проводници се заземят, отслабването на индуктивната връзка намалява до 13 dB.

Допълнително снижаване на нивото на индуцираните смущения постига чрез балансно включване на усуканата двойка проводници (фиг. 4.28 γ), при което освен намаляване на индуктивната съставка на смущенията се намалява и тяхната капацитивна съставка. За неговата реализация се използва трансформатор с изводи от средната точка на мотките или специални операционни усилватели.

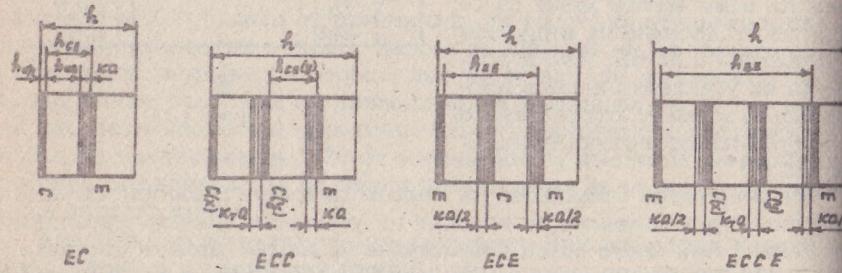
4.6.4. Конструиране на многослойни печатни платки с отчитане на изискванията за вътрешноапаратурна електромагнитна свързимост

От гледна точка на електромагнитната свързимост многослойни печатни платки (МПП) притежават следните предимства: стабилност на електрическите параметри на реализираните в тях свързващи линии; възможност за обезпечаване на необходимото характеристично съпротивление на линиите по конструктивен път; достатъчна степен на екраниране на сигналните проводници, лежащи във вътрешните слоеве на платката.

Решаването на проблемите на ЕМС при конструиране на МПП се вежда до: 1) осигуряване на зададени електрически параметри на свързващите линии в платката (собствен капацитет и характеристично съпротивление) и 2) осигуряване на минимално възможното характеристично съпротивление на захранващите шини с цел снижаване на нивото на комутационните смущения в тях. Тези въпроси се решават чрез рационален избор на функционалното предназначение на слоевете на платката и на размерите на конструктивните елементи.

Всяка МПП се състои от *сигнални слоеве* (C), предназначени за раздаване на сигналните проводници и *потенциални слоеве* (E), върху

които се разместват шините "Захранване" и "Земя". Сигналните потенциални слоеве формират симетрични и несиметрични линии чиито електрически параметри трябва да отговарят на изискванията за обезпечаване на зададена вътрешноапаратурна EMC. Между отделните слоеве на МПП, изготвена с метализирани свързващи отвори, разполагат изолационни прослойки, от броя на които зависи разстоянието между сигналните и потенциалните слоеве, а следователно електрическите параметри на свързващите линии. Затова и основният цели на конструктивното проектиране на МПП по параметри на EMC определят броя на изолационните прослойки между отделните слоеве на платката при зададени електрически параметри на свързващите линии.



Фиг. 4.29

При конструиране на МПП се използват няколко базови сигнално-потенциални звена (фиг. 4.29), представляващи съвкупност от сигнални и потенциални слоеве. При ортогонално разположение на сигналните проводници в два слоя, проводниците в слой $C(x)$ са ориентирани по оста x , а тези в слой $C(y)$ – по оста y . Базовите сигнално-потенциални звена от тип EC и ECC формират несиметрична свързваща линия, а тези от тип ECE и ECCE – симетрична. За изчисляване на конструктивните параметри на тези звена – брой на изолационните прослойки k и дебелина на звено h – могат да се използват следните формули:

за базово сигнално-потенциално звено (БСПЗ) тип EC

$$(4.66) \quad k = (h_{CE} - h_{iz})/a; \quad h = 2(h_{iz} + h_{\phi}) + ka$$

за БСПЗ тип ECC

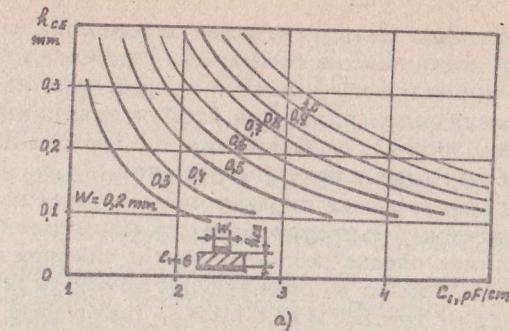
$$(4.67) \quad k = [h_{CE}(y) - h_{iz}]/a; \quad h = 3(h_{iz} + h_{\phi}) + a(k_t + k)$$

за БСПЗ тип ECE

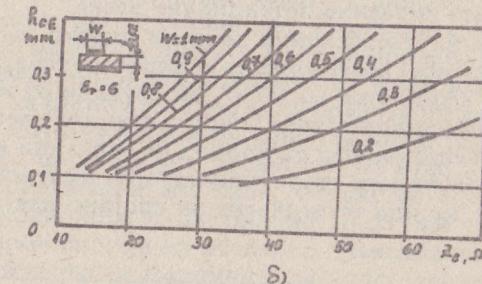
$$(4.68) \quad k = (h_{EE} - h_{\phi} - 2h_{iz})/a; \quad h = 3(h_{iz} + h_{\phi}) + ka$$

за БСПЗ тип ECCE

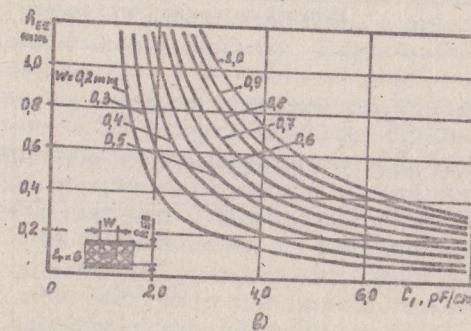
$$(4.69) \quad k = (h_{EE} - 3h_{iz} - 2h_{\phi} - k_t a)/a; \\ h = 4(h_{iz} + h_{\phi}) + a(k_t + k),$$



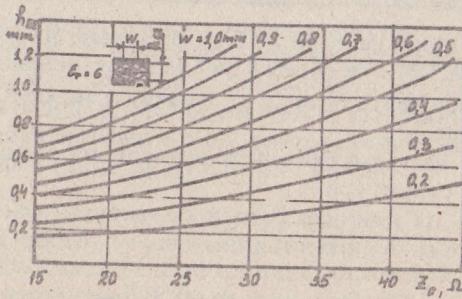
a)



b)



c)



d)

Фиг. 4.30

където h_{CE} – разстояние между сигнален и потенциален слой; h_{EE} – разстояние между потенциални слоеве; $h_{из}$ – дебелина на изолационната основа; h_f – дебелина на фолиото; a – дебелина на изолационни прослойки определени по технологични съобразжения; k – брой на изолационни прослойки между сигнален и потенциален слой.

При известни електрически параметри (капацитет на единица дължина и характеристично съпротивление) на формирани от сигналните и потенциалните слоеве несиметрични и симетрични линии, графиките на фиг. 4.30 могат да се определят конструктивните параметри h_{CE} (за звената от тип EC и ECC) и h_{EE} (за звената от тип ECE и ECCE) на различните сигнално-потенциални звена.

За реализиране на многослойни печатни платки със зададен брой сигнални и потенциални слоеве може да се използва таблица 4.2, в която са дадени базовите структури на МПП, образувани от комбинации базови сигнално-потенциални звена. Непопълнените клетки в таблицата съответстват на неприемливи съчетания на сигнални и потенциални слоеве. Дадените в таблицата структури на МПП имат минимален брой слоеве, необходими за удовлетворяване на поставените изисквания EMC.

Таблица 4

Брой на сигналните слоеве	Брой на потенциалните слоеве				
	1	2	3	4	5
1	CE	ECE			
2	CCE	ECCE	ECE-EC	ECE-ECE	
3		CCE-EC	ECE-ECC	CE-ECE-EC	ECE-ECE-EC
4		CCE-ECC	ECCE-ECC	CE-ECE-ECC	ECE-ECE-EC
5				CE-ECCE-ECC	ECCE-ECCE-EC
				CCE-ECE-ECC	

В резюме конструирането на МПП с отчитане на изискванията вътрешноапаратурна EMC се свежда до следните основни етапи:

- 1) Избор на базова структура на платката по зададен брой сигнални и потенциални слоеве.
- 2) Изчисляване на геометричните размери на звената, влизащи в състава на базовата структура.
- 3) При наличие на няколко базови структури, съответстващи на зададен брой сигнални и потенциални слоеве, избор на структура с най-малка дебелина.
- 4) Проверка на реализуемостта на МПП чрез съпоставяне на нейната дебелина (която е сума от дебелините на отделните звена) с технологичните възможности.

ГЛАВА ПЕТА

ТЕХНОЛОГИЯ НА ИЗГОТВЯНЕ НА РСА

5.1. АНАЛИЗ НА ТОЧНОСТТА ПРИ ПРОИЗВОДСТВО НА РСА

5.1.1. Основни понятия и определения

При изготвянето на радиоелектронни изделия техните изходни параметри (геометрични, електрически, механични, топлинни и др.) обикновено се отклоняват от номиналната стойност. Причините за тези отклонения могат да се дължат на: 1) определени, поддаващи се на математическо описание процеси (детерминирани процеси); 2) вероятностни процеси, чиято закономерност се установява след статистическа обработка на резултатите от голям брой наблюдения на изследвания параметър; 3) случаен процеси, които не могат да се прогнозират.

Точността на изходния параметър на едно изделие (електронен компонент, функционален възел, блок, устройство) се задава чрез неговия допуск, който представлява максимално допустимото отклонение на параметъра от номиналната му стойност. Максималната и минималната допустими стойности на изходния параметър ограничават неговото поле на допуск. Полето на допуска се задава в относителни единици по отношение на номиналната стойност. Различават се функционална и технологична точност.

Функционалната точност представлява необходимата за нормално функциониране на апаратурата, съгласно техническите условия, точност. Тя се определя от предназначението на апаратурата, условията и продължителността на нейната експлоатация и др. и се задава чрез номиналната стойност и полето на допуска на съответния параметър на изделието. Изчисляването на функционалната точност на радиоелектронни апаратури се основава на представянето на изходните параметри на апаратурата като функция на параметрите на влизащи в състава ѝ елементи с използване на необходимия математически инструмент: математически анализ, математическа статистика, теория на вероятностите и др. В най-общия случай функционалната зависимост на изходния параметър y (например коефициент на усиливане) на изделието от параметрите x_i (съпротивления, капацитети, h -параметри на използвани транзистори и т.н.) на градивните му елементи (възли, блокове) може да се запише по следния начин:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n).$$

Като изискванията към изходните параметри на апаратурата се дават предварително (в ТУ), задачата за осигуряване на зададена функционална точност δ_y се свежда практически до определяне на функционалната точност на съставящите елементи (възли, блокове) δ_{xi} , като

при това трябва да се спази условието:

$$(5.2) \quad \delta_{y\text{ПУ}} \leq \delta_y, \quad \delta_y = f(\delta_{x1}, \delta_{x2}, \dots, \delta_{xn}),$$

където δ_y е половината от полето на допуска на изходния параметър на изделието: $\delta_y = (y_n - y_{min})/y_n = (y_{max} - y_n)/y_n$, като y_n , y_{min} и y_{max} – номинална, минимална и максимална допустими стойности на параметъра y ; δ_{xi} – половината от полето на допуска на изходния параметър i -тия елемент (възел, блок): $\delta_{xi} = (x_{in} - x_{imin})/x_{in} = (x_{imax} - x_{in})/x_{in}$, като x_{in} , x_{imin} и x_{imax} са номинална, минимална и максимална допустими стойности на параметъра x_i . Както се вижда от израз (5.2), в който $\delta_{x1}, \delta_{x2}, \dots, \delta_{xn}$ са неизвестни, решаването на задачата за обпечаване на зададена функционална точност е нееднозначно, тъй като съществуват безкрайно множество от варианти на решения, при които неравенството ще бъде удовлетворено. При определянето на оптимален вариант трябва да се отчитат условията на конкретното производство така че избраните стойности на δ_{xi} да могат да се реализират най-построено и икономично.

Необходимо е да се отбележи, че сумарният допуск δ_y отчита как влиянието на производствените, така и на експлоатационните отклонения на параметрите (грешки) на изделието. Първите включват всички отклонения, предизвикани от неточност на параметрите на градивните елементи и детайли, а така също отклоненията на параметрите на технологичния процес. Експлоатационните отклонения на параметрите на изделията се проявяват през експлоатационния им период и дължат на влиянието на климатични (температура, влажност) и механични фактори, на стареене при продължителна работа и т.н. Влиянието на всеки от изброените фактори може да се опише най-общо с следните зависимости:

$$(5.3) \quad \begin{aligned} \delta_{y\text{ПР}} &= f_1(\delta_{x1\text{ПР}}, \delta_{x2\text{ПР}}, \dots, \delta_{xn\text{ПР}}) \\ \delta_{y\text{T}} &= f_2(\delta_{x1\text{T}}, \delta_{x2\text{T}}, \dots, \delta_{xn\text{T}}) \\ \dots & \\ \delta_{y\text{СТ}} &= f_k(\delta_{x1\text{СТ}}, \delta_{x2\text{СТ}}, \dots, \delta_{xn\text{СТ}}), \end{aligned}$$

където $\delta_{y\text{ПР}}, \delta_{x1\text{ПР}}, \dots, \delta_{xn\text{ПР}}$ са половината от полето на производствените допуски (за нормални условия) на изходните параметри на апаратура и нейните елементи (възли, блокове); $\delta_{y\text{T}}, \delta_{x1\text{T}}, \dots, \delta_{xn\text{T}}$ – половината от полето на температурните допуски на изходните параметри на апаратурата и градивните елементи; $\delta_{y\text{СТ}}, \delta_{x1\text{СТ}}, \dots, \delta_{xn\text{СТ}}$ – половината от полето на допуските на изходните параметри на апаратура и градивните елементи, отчитащи стареенето.

Технологичната точност представлява реално постигнатата точност при производството на едно изделие по избрана технология, зависи от точността на процеса на изготвяне на изделието и от точността на комплектованието го елементи. Технологичната точност се определя от параметрите на разпределението на производствените грешки

Анализът на точността при производството на РСА се свежда до изучаване на причините за възникване на производствени грешки и методите за тяхното изследване и количествена оценка с цел намаляване на отстраняване.

5.1.2. Оценка на качеството на технологичния процес чрез параметрите на разпределение на производствените грешки

Производствените грешки са следствие от неточност и нестабилност на технологичните процеси, които се използват за изготвяне на радиоелектронни изделия. Най-общо те могат да се разделят на систематични и случаини.

Систематични грешки са тези, които имат постоянна стойност и се при всяко измерване на изследвания параметър, или се изменят известен закон. Причини за тяхното възникване могат да бъдат неточността на избрания метод за измерване и на техническите средства или субективните особености на работника. Макар че причините за възникване на тези грешки често са известни, тяхното отстраняване е много неоправдано разходи на средства и труд.

Случайните грешки имат непостоянни по знак и големина стойности и са причинени от случаини фактори. Затова за тяхната количествена оценка се използва математическият апарат на теорията на вероятностите и математическата статистика.

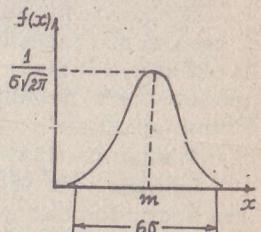
Най-пълна оценка на производствените грешки може да се извърши чрез известна функция (закона) на тяхното разпределение. За измиранието на този закон е необходимо да се проведат многократни измервания (наблюдения) на изследвания параметър и получените резултати да се обработят статистически.

Най-масово приложение при анализа на производствените отклонения на параметрите на радиоелектронни изделия има законът на Гаус, който се нарича още закон за нормално разпределение (фиг. 5.1) и се представя математически по следния начин:

$$(5.4) \quad f(x) = \frac{1}{\sigma(2\pi)^{1/2}} \exp \left[-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right],$$

където $f(x)$ е плътност на разпределение на случаината величина x (разглеждана изходен параметър на изделието); m – математическо очакване; σ – средноквадратично отклонение и σ^2 – дисперсия.

Този закон се използва за описание на производствени грешки, отвързани на следните условия: 1) причина за възникване на грешките действието на голям брой случаини и известен брой систематични фактори; 2) броят на случаините фактори и предизвиканите от тях грешки са неизменни във времето; 3) грешките, породени от случаини фактори са от един и същ порядък, т.е. няма доминиращи фактори;



Фиг. 5.1

4) всички случайни фактори са взаимно независими, което е характерно за автоматизираните производства, където работникът не може да влияе непосредствено на технологичното оборудване; 5) броят на систематичните фактори и големината на предизвиканите от тях грешки са еднакви за всички изделия.

Законът на разпределение на производствените грешки се явява индикаторна диаграма на технологичния процес, която позволява да се даде обективна оценка за неговото качество, т.е. да се определи точността и устойчивостта на технологичния процес, да се фиксират негови нарушения и в редица случаи да се установят причините за тях, така също да се получи информация за влиянието на технологичните изменения. Освен това с използване на кривата на разпределение на грешките може да се определи обемът на възможния брак и съответствието между зададения допуск и възможностите на избрания технологичен процес.

За обезпечаване на зададен допуск в условията на производство е необходимо полето на разсейване, на производствените грешки или т.напр. размах на разпределението на производствените грешки да не излиза извън полето на допуска $2\delta_x$ на изследвания параметър x , тъй като в противен случай част от изделията трябва да се бракуват. За дефиниране на размаха на разпределението се използва правилото на шест сигма, според което вероятността всички стойности на случайната величина x да попаднат в интервала $6\sigma_x$, симетрично разположен около математическото очакване m , е равна на 0,997. От това произтича основното изискване към настройката на технологичното оборудване – максимумът на кривата на разпределение на производствените грешки трябва да е разположен възможно най-близко до средата на полето на допуска, която съвпада с номиналната стойност x_n на изследвания параметър.

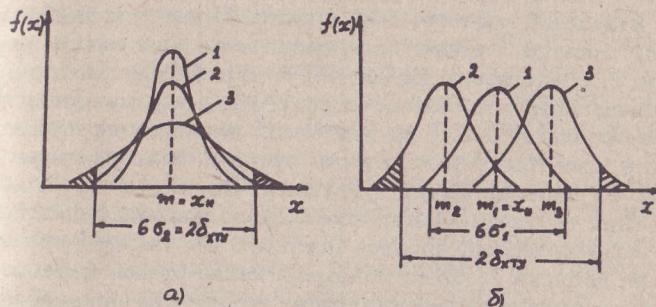
Следователно анализът на точността на един технологичен процес се свежда до сравнение на параметрите на функцията на разпределение на производствените грешки – математическо очакване и размах на разпределението, дефиниращи технологичната точност, с параметрите функционалната точност – номинална стойност и поле на допуска – разглеждания параметър.

Поради това че изходните параметри на радиоелектронните изделия представляват дискретни величини, за оценка на качеството на технологичния процес като основни количествени показатели на разпределението на грешките вместо математическото очакване и средноквадратичното отклонение се използват техните статистически оценки – средноаритметична стойност \bar{x} и стандартно отклонение S_x , които определят от формулите:

$$(5.5) \quad \bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i; \quad S_x = \left(\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \right)^{1/2},$$

то x , са измерените стойности на изследвания параметър, а n – брой проведените измервания.

Основни показатели на качеството на технологичния процес са номинална точност и устойчивост. Колкото и точен да е един технологичен процес, неговата неустойчивост го превръща в практически нецелесъобразен. Неустойчивостта на технологичния процес се дължи на недостатъчната настройка на технологичните средства (оборудване, прибори, приспособления и др.) при продължителната им експлоатация без провеждане на необходимите профилактични и ремонтни работи.



Фиг. 5.2

Идеално (максимално) устойчив технологичен процес е този, при който максимумът на кривата на разпределение на производствените грешки съвпада с центъра на полето на допуска на изследвания параметър. Пример за такива процеси е даден на фиг. 5.2a, където са представени характеристиките на разпределение на наблюдавания параметър x за три технологични процеса, различаващи се помежду си по номинална точност. За сравнение на трите технологични процеса на същата фигура са маркирани номиналната стойност x_n и полето на допуска на параметъра x . Максимумите и на трите криви на разпределение съвпадат с центъра (средата) на полето на допуска, т.е. $m = x_n$, което показва, че тези процеси са идеално устойчиви. Докато за зависимостта на разсейването на изследвания параметър попада в границите на зададения допуск, при технологичния процес, представен със зависимост 3, съществуват изделия, чийто изходен параметър излиза извън полето на допуска и те трябва да се бракуват. За оценка на точността на технологичните процеси се използва т.напр. коефициент на относително разсейване T , който представлява отношение на размаха на разпределението и полето на допуска:

$$(5.6) \quad T = kS_x/\delta_x,$$

където коефициентът k зависи от типа на разпределението, като за нормално разпределение $k = 3$.

5.1.3. Методи за анализ на производствените грешки

За анализ на производствените грешки се използват два основни метода: статистически и аналитичен.

При **статистическия метод** за анализ на точността се провежда подробно изследване на извадка от основната съвкупност от обекти (процеси) и получените при това данни се използват за описание на основните характеристики на цялата съвкупност. Тъй като извадката е избрана случайно, нейните числени характеристики представляват случайни величини със свой закон на разпределение, намирането на което е цел на провеждания анализ.

Статистическият анализ се провежда на два етапа. Първият етап съвежда до конкретен анализ на изследвания процес, а вторият – до определяне на обектите на изследване (изходни параметри, които ще се измерят), определяне на обема на експериментите (колкото по-голям е броят на измерванията, толкова по-точен е методът) и на методите и техническите средства за контрол. Точността на измервателните уреди трябва да бъде такава, че отношението на граничните грешки от измерването към зададеното поле на допуск на наблюдавания параметър да бъде от порядъка 1:10 и даже 1:20. Непосредствено след изброяните подготвени работи следва провеждане на експеримента и проверка на резултатите за изключване на рязко отличаващите се по стойност, след което се извършва статистическа обработка на данните с цел разкриване на характера на разпределение на производствените отклонения и намиране на неговите параметри. Получените от измерването голям брой статистически данни могат да се подредят по възходящ ред на стойностите, което се образува т. нар. *вариационен ред*. Интервалът, ограничен от минималната и максимална стойности на изследвания параметър, се назовава *размах на вариацията* $R = x_{\max} - x_{\min}$. Вариационният ред отдава закономерността на изследвания процес и представен графично позволява да се оцени приближително функцията на разпределение на наблюдавания параметър.

За определяне на параметрите на разпределение на производствените грешки по-просто и удобно е използването на *интервален ред*, в който стойностите на измерените параметри се групират в интервали. Броят на интервалите N се избира така, че във всеки интервал да попаднат не по-малко от 10 стойности от общия брой на измерванията n , $N = 0,1n$, при което ширината на един интервал $\Delta x = R/(0,1n - 1)$. Границите на интервалния ред се избират обикновено с един интервал по-големи от размаха на разпределението R , като за долната граница приема стойността $x_{\min} - 0,5\Delta x$, а за горна – $x_{\max} + 0,5\Delta x$. За представяне на статистическата информация най-подходящо е използването на таблица от вида 5.1, в която са използвани следните означения: j – номер на интервала; x_j – среда на интервала; m_j – брой на стойностите на изследвания параметър, попаднали в j -тия интервал (често на попадения в интервала); $p_j = m_j/n$ – статистическа вероятност за

Точността на технологичния процес е достатъчна и удовлетворява изискванията на статистическия контрол когато е изпълнено условието $0,6 \leq T \leq 0,85$. Ако $T \leq 0,6$, точността на избрания технологичен процес е пракалено голяма за зададения допуск и може да бъде намалена. При $T > 0,85$ технологичният процес не е точен и в такъв случае е необходимо или да се увеличи точността на техническите средства, съществуващи технологичния процес, или да се разширят граници (ако това е възможно) на полето на допуска на изследвания параметър.

Изместването на кривата на разпределение на параметъра x по изменение на средата на полето на допуска е свидетелство за неустойчивост на избрания технологичен процес. Пример за неустойчиви технологични процеси е даден чрез кривите на разпределение 2 и 3 на параметъра x , представени на фиг. 5.2б. В този случай размахът и трите разпределения е по-малък от полето на допуска на параметъра. Но характеристиките 2 и 3 са изместени така, че част от изделията реализирани чрез тези технологични процеси, излизат извън установления допуск и трябва да бъдат бракувани. За оценка на устойчивостта на изследвания технологичен процес се използва **коefficientът на относително изместване на процеса** (изследвания параметър) от средата на полето на допуска I , който показва в каква степен математическото очакване се различава от номиналната стойност на параметъра x :

$$(5.7) \quad I = (\bar{x} - x_n)/\delta_x t_u .$$

Коefficientът на относително разсейване T отчита влиянието на случаини фактори, а коefficientът на относително изместване I – на систематични фактори (при отсъствието на такива $I = 0$), като по хната големина може да се съди за вероятния процент брак, характеризиращ даден технологичен процес.

Степента на устойчивост на технологичния процес се отчита чрез коefficientа G :

$$(5.8) \quad G = \sigma_0/\sigma ,$$

където σ_0 е текущото (моментното) средноквадратично отклонение на параметъра, а σ – общото средноквадратично отклонение. Процесът приема за устойчив (спрямо центъра на настройка) при $G \rightarrow 0$.

Допълнителна характеристика за устойчивост на един технологичен процес представлява броят на донастройките N за наблюдавания период от време t , която се оценява чрез коefficientа на продължителност на периода между провежданите донастройки на процеса R :

$$(5.9) \quad R = N/t .$$

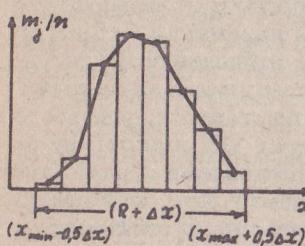
Стойността на коefficientа R характеризира способността на избрания технологичен процес да функционира нормално за определен период време без необходимост от допълнителни донастройки.

попадения на изследвания параметър в j -тия интервал. Правилното попълване на колоните на таблицата може да се провери чрез следните съотношения:

$$(5.10) \quad \sum_{j=1}^N m_j = n; \quad \sum_{j=1}^N m_j/n = 1.$$

Т а б л и ц а

№ на и-ла	Граници на интервала	x_j	m_j	m_j/n
1	$(x_{\min} - 0,5\Delta x) \div (x_{\min} + 0,5\Delta x)$	x_{\min}	m_1	m_1/n
2	$(x_{\min} + 0,5\Delta x) \div (x_{\min} + 1,5\Delta x)$	$x_{\min} + \Delta x$	m_2	m_2/n
...
N	$(x_{\max} - 0,5\Delta x) \div (x_{\max} + 0,5\Delta x)$	x_{\max}	m_N	m_N/n



Фиг. 5.3

За по-голяма нагледност интервалният ред на разпределение на изследвания параметър може да се представи графично във вид на хистограма и полигон (фиг. 5.3). Построяването на хистограмата се основава на допускането, че статистическата вероятност p , остава постоянна в рамките на интервала Δx_j и се изменя скокообразно само на неговите граници. Приетото допускане изкривява реалния характер на разпределение на грешките на изследвания параметър при това толкова по-силно, колкото по-голяма е ширината на интервала.

По-точно и близко до реалното разпределение има полигонът, при постояването на който се допуска, че изменението на статистическата вероятност на наблюдавания параметър при прехода от интервал към интервал е равномерно. Това допускане позволява полигонът на разпределение да се получи чрез свързване на средите на интервалите начупена линия.

На базата на хистограмата и полигона на разпределение могат да се определят количествените оценки на производствените грешки – среднодвоаритметичната стойност \bar{x} и стандартното отклонение S_x на интервалния ред:

$$(5.11) \quad \bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^N x_j m_j; \quad S_x = \left(\frac{1}{n} \sum_{j=1}^N (x_j - \bar{x})^2 m_j \right)^{1/2}$$

Така определените статистически величини се явяват параметри на практическите (реално наблюдаваните) криви на разпределението на изследвания параметър. За оценка на качеството на избрани-

технологичен процес е необходимо те да се сравнят с изискванията на техническите условия на изделието, т.е. с номиналната стойност x_n и допуската $2\delta_x$ на параметъра x . За целта първоначално се проверява дали върху технологичния процес оказват влияние систематични доминиращи случайни фактори, като се използва неравенството:

$$(5.12) \quad (\bar{x} - x_n) \leq \frac{t S_x}{n^{1/2}},$$

където при нормален закон на разпределение се приема $t = 3$. Изпълнението на това неравенство е свидетелство за отсъствието на систематични и доминиращи случайни фактори, които да влияят върху технологичния процес. В противен случай се прави оценка на влиянието на тези фактори, като се изчислят стойностите на коефициентите на относително известване (I) и относително разсейване (T) на процеса.

Изложената последователност на етапите при анализ на точността използване на статистически методи изисква да се познава теоретичната функция, която апроксимира най-точно полученото експериментално разпределение на производствените отклонения. За оценка на степента на съответствие на предполагаемото теоретично разпределение с експерименталното най-често се използва критерият за съгласие χ^2 (ки-квадрат) на Пирсон.

При аналитичните методи за анализ на точността се предполага, че известна функционалната зависимост на изследвания изходен параметър на изделието y и параметрите на съставящите го градивни елементи x_i ($i = 1, 2, \dots, n$) и тя може да бъде записана най-общо във вид (5.1). При аналитичните методи най-често за установяване на връзките между отклоненията на изходните параметри на изделието и тези съставящите го елементи се използват правилата на диференциално смятане. За тази цел се приема, че производствените грешки на изделието са сума от случайните и систематичните грешки на неговите елементи, между-случайните грешки няма доминиращи, параметрите са независими и функцията $f(x_1, \dots, x_n)$ – непрекъсната. На базата на тези предположения пълният диференциал на разглеждания параметър y може да се запише във вида:

$$(5.13) \quad dy = \frac{\partial y}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial y}{\partial x_2} dx_2 + \dots + \frac{\partial y}{\partial x_n} dx_n,$$

където dy и dx_i съответстват на производствените грешки на изделието и неговите елементи. Ако се премине от диференциали към крайни разстъпици, т.е. приемайки че $dx_i \approx \Delta x_i$, което е възможно при малки стойности на Δx_i и двете страни на уравнението се разделят на номиналната стойност на разглеждания изходен параметър на изделието y_n , определяне на относителната грешка на y се получава изразът:

$$(5.14) \quad \frac{\Delta y}{y_n} = \frac{\partial y}{\partial x_1} \frac{x_{1n}}{y_n} \frac{\Delta x_1}{x_{1n}} + \dots + \frac{\partial y}{\partial x_n} \frac{x_{nn}}{y_n} \frac{\Delta x_n}{x_{nn}} = \sum_{i=1}^n Q_i \frac{\Delta x_i}{x_{in}},$$

където $\Delta x_i / x_{ih}$ е относителна грешка на изходния параметър на i -тия елемент, а Q_i – коефициент на влияние на параметъра на i -тия елемент върху изходния параметър на изделието, който може да се изчисли от

$$(5.15) \quad Q_i = \left(\frac{\partial y}{\partial x_i} \right)_{ih} \frac{x_{ih}}{y_{ih}}.$$

Индексът "н" означава, че за определяне на коефициентите на влияние на отделните елементи в (5.15) трябва да се заместят номиналните стойности на техните изходни параметри x_i .

Освен аналитично, коефициентите на влияние могат да се определят и експериментално, като за целта се използва примерно методът на малките нараствания. При този метод се изработва лабораторен модел на изделието, чито елементи са с променливи параметри. За определяне на коефициента на влияние Q_i се задава малко изменение Δx_i ; само i -тия параметър (Δx_i трябва да е по-малко от половината от полето на допуск на i -тия параметър), а останалите параметри са със стойности равни на номиналните и се измерва изменението на изходния параметър на изделието Δy . Коефициентът на влияние на i -тия параметър се изчислява от израза:

$$(5.16) \quad Q_i = \frac{\Delta y}{y_{ih}} \left(\frac{\Delta x_i}{x_{ih}} \right)^{-1}.$$

Производствените отклонения на изходните параметри на изделието и на съставящите го елементи са случаи величини, които имат свой закон на разпределение (най-често нормален) с определени параметри – математическо очакване и поле на разсейване на разглеждани параметър. За определяне на математическото очакване на производствената грешка на изходния параметър y на изделието при известни математически очаквания на грешките на градивните му елементи може да се използва формулата:

$$(5.17) \quad m \left(\frac{\Delta y}{y_{ih}} \right) = \sum_{i=1}^n Q_i m \left(\frac{\Delta x_i}{x_{ih}} \right),$$

а половината от полето на разсейване δ_y на параметъра на изделието с отчитане на възможността за съществуване на корелационна връзка между параметрите на k -тия и p -тия елемент се определя от:

$$(5.18) \quad \delta_y = \left(\sum_{i=1}^n Q_i^2 T_i^2 \delta_{xi}^2 + 2 \sum_{k,p} Q_k T_k \delta_{xk} Q_p T_p \delta_{xp} r_k r_p \right)^{1/2},$$

където Q_i , Q_k и Q_p са коефициенти на влияние на параметрите x_i , x_k и x_p ; T_i , T_k и T_p – коефициенти на относително разсейване на параметрите x_i , x_k и x_p , които се определят от израза $T = 3\sigma_x / \delta_{xt}$, където σ_x е средноквадратично отклонение на съответния параметър, а δ_{xt} – половината от полето на неговия допуск, зададен в ТУ; δ_{xi} , δ_{xk} и δ_{xp} – коефициенти, отчитащи корелационната връзка между параметрите x_k и x_p (при отсъствие на корелационна връзка тези коефициенти са равни на нула).

Макар че формулатите за определяне на $m(\Delta y / y_{ih})$ и δ_y са приблизителни, тяхната точност е достатъчна за практиката при изпълнение на следните условия: 1) законите на разпределение на изходните параметри на изделието и градивните му елементи да могат да се апроксимират с нормалния закон; 2) отклоненията на параметъра y да бъдат линейна функция на параметрите x_i ; при изменение на последните в интервала $x_{ih} \pm \delta_{xi}$ и 3) в границите на интервала $(x_{ih} - \delta_{xi}, x_{ih} + \delta_{xi})$ коефициентите на влияние да се запазят постоянни.

5.2. ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ТЕХНОЛОГИЧНИТЕ ПРОЦЕСИ ПРИ ПРОИЗВОДСТВО НА РСА

Процесът на изготвяне на РСА се състои от взаимно свързани типови технологични процеси, определящи качеството на изделието и в частност точността и надеждността на неговите изходни параметри. Последователността на типовите технологични процеси, формиращи работоспособността на радиоелектронните изделия, е следната: 1) входен контрол на комплектовящите радиоелектронни и механични елементи и възли; 2) технологична тренировка на комплектовящите елементи и възли; 3) електрически и механичен монтаж на изделието; 4) технически контрол на качеството на монтажните работи; 5) настройка (регулиране); 6) защита на изделието от въздействието на външната среда (технологична герметизация); 7) технологична тренировка на готовите изделия; 8) изпитване; 9) изходен контрол на готовата продукция.

5.2.1. Технологичен контрол

Контролът на качеството на радиоелектронните изделия (елементи, функционални възли, апаратури) се извършва с цел: 1) определяне на работоспособността на произвежданите изделия и съответствието на техните параметри с изискванията на съществуващите стандарти, нормали и технически условия; 2) оценка на надеждността на изделието при експлоатация, съхраняване и транспортиране; 3) откриване и анализиране на причините за съществуването на брак и на незадоволителна надеждност; 4) изработка на предложения за корекция на конструкцията или на технологията за производство на изделието с цел повишаване на тяхното качество чрез събиране и обработка на статистическа информация за брака и надеждността им.

В зависимост от това на кой етап от технологичния процес се извршва контролът, той може да бъде входен, операционен и изходен.

Входният контрол представлява проверка на доставяните от производителя материали, електронни и механични елементи и възли преди включването им в производство за съответствие на техните параметри с изискванията на съществуващите стандарти, нормали и технически условия. Той се налага поради възможността за понижено качество на тези елементи вследствие на недостатъчен контрол от страна на производителя, а така също вследствие въздействието на различни фактори при транспортиране и съхраняване. Информацията, получена при входни контрол, постъпва в общата система за управление на качеството на произвежданата от предприятието продукция.

При входния контрол комплектовани електронни елементи и възли се подлагат на изпитвания, чито обем и условия на провеждане не зависят от типа на изделиято. Технологичният маршрут на входни контрол включва следните видове работи: 1) проверка на външния вид; 2) извадков (подборен) контрол на габаритните и монтажните размери; 3) проверка на технологичните свойства (например споемост); 4) провеждане на електротермотренировка в продължение на 168 часа при повишена работна температура на средата; 5) проверка на статичните електрически параметри при нормални климатични условия, при понижена и повищена работна температура на средата; 6) проверка на динамичните параметри при нормални климатични условия; 7) функционален контрол при нормални климатични условия и при повишенаРаботна температура.

За оценка на качеството на партида от N изделия, в която са открити x дефектни изделия, се използва **коefficientът на дефектност**, който се определя по формулата:

$$(5.19) \quad q = x/N .$$

Качеството на съвкупност от партиди се характеризира с функцията на разпределение на броя на дефектните изделия $f(x)$ или с функцията на разпределение на коefициента на дефектност $f(q)$. За по-точна оценка на качеството на k на брой партиди може да се използва дисперсията на дефектните изделия S_x^2 или дисперсията на дефектността S_q^2 , която се изчислява с помощта на израза:

$$(5.20) \quad S_q^2 = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k (q_i - \bar{q})^2 ,$$

където \bar{q} е математическото очакване на дефектността. При постоянен обем на партидите N , дисперсииите S_x^2 и S_q^2 са свързани помежду си с зависимостта $S_x^2 = N^2 S_q^2$.

Входният контрол на доставяните изделия може да бъде 100%- или извадков (подборен), като обемът на контролираната извадка се определя по формулата:

$$(5.21) \quad n = t_p \sigma^2 / \varepsilon ,$$

където t_p е коefициент, зависещ от приетата вероятност за годност на партидата P ; σ – средноквадратично отклонение на изследвания входен параметър, което за нормално разпределение е $\sigma = \Delta A / 6$, където ΔA е разлика между горната и долната гранични стойности на контролирания параметър, дадени в ТУ; ε – зададена точност на изчисленията. Често се използва следното правило: ако при извадковия контрол се извадят подлежащи на бракуване елементи и техният брой превишива приемания, на контрол се подлага извадка с удвоен обем; ако при проверка на удвоения брой изделия се откриват бракови и един за бракуване, тогава извршва 100%-ов контрол на партидата.

Сравнителният анализ на стойността на разходите за провеждане на контролни операции и за замяна на бракувани елементи, попаднали в електронната апаратура, позволява да се оцени целесъобразността и се избере видът на входния контрол. Пълната стойност на работите по осигуряване на качеството на готови изделия C се определя по формулите:

при отсъствие на входен контрол

$$(5.22) \quad C_0 = PNC_R ;$$

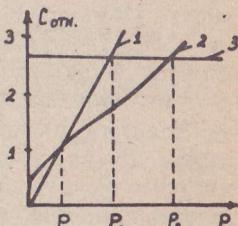
при стопроцентов контрол

$$(5.23) \quad C_{100} = NC_K + K_1 PNC_R ;$$

при извадков контрол

$$(5.24) \quad C_{\text{изв}} = P_A [nC_K + (N-n)PC_R + nK_2 PC_R] + nC_K (1-P_A)/P_A ,$$

където P е гарантираната от производителя вероятност за брак на попълвани елементи и възли; N – общ брой на изделията в доставяната партида; C_R – разходи за намиране и замяна на неизправен елемент; C_K – стойност на контрола на един елемент; K_1 – дял на брака, допуснат при 100%-ов контрол; P_A – вероятност за приемане на партидата; n – брой на изделията в извадката; K_2 – дял на брака, допуснат при извадковия контрол. С помощта на тези уравнения могат да се построят графични зависимости на разходите за контрол и замяна на дефектни изделия като функция от качеството на дадена партида, характеризиращо се с гарантираната от производителя вероятност за брак P (фиг. 5.4). Както се вижда от фигурата, графиката на пълната стойност



Фиг. 5.4

на разходите при липса на входен контрол представлява наклонена права линия, преминаваща през началото на координатната система (1), докато при използване на 100%-ов контрол тази зависимост е почти хоризонтална права (3), а при извадков контрол тя е нелинейна (2). Избор на оптимален по стойност вариант на контрол върху абцисната ос са маркирани три характерни точки на вероятността за брак P_1 , и P_3 . Когато вероятността за брак на доставяната партида P е по-малка от P_1 се препоръчва да не се провежда контрол, при $P_1 < P < P_2$ – препоръчва извадков контрол, а при $P > P_3$ – 100%-ов контрол.

Основни изисквания, които се поставят пред универсалната и специализирана измервателна апаратура за провеждане на входен контрол са: максимална достоверност на измерванията, висока производителност, възможност за оперативна пренастройка при контрол на нови елементи и др. За контрол на резистори, кондензатори, транзистори, интегрални схеми, печатни платки са разработени тестери с програмно управление на режима на контрол, които позволяват не само да се измерят параметрите на изброените елементи, но и те да се сортират в групи.

Операционният контрол представлява проверка за правилното и вършване на някои по-отговорни операции по време на технологичния процес. За целта е необходимо да се направи анализ на технологичния процес и операционният контрол да се въведе там, където стойността на вложението на ръкотворен труд и материали, а така също вероятността за брак, са на големи. Провеждането на операционен контрол позволява своевременно да се отстранят грешки, дължащи се на нарушаване на технологичния режим, износване на инструментите, невнимание на работниците и др. Макар че по-ранното откриване на грешки в технологичния процес способства за бързото им и лесно отстраняване, не е целесъобразно въвеждането на контрол след всяка технологична операция, тъй като това би осъщелило излишно изделието. При това общият икономически ефект от операционния контрол трябва да бъде по-голям от допълнителните разходи за неговото въвеждане. Следователно необходимостта от въвеждането на контрол по време на технологичния процес, подобно на входния контрол, се определя от неговата икономическа целесъобразност. Обикновено операционният контрол се извършва по време или непосредствено след настройка на основни възли на апаратурата, като може да бъде както 100%-ов, така и извадков.

Изходният контрол е заключителна операция за определен етап от технологичния процес, чрез която се проверява годността на продукцията. Докато въвеждането на входен и операционен контрол зависи от икономическата целесъобразност, изходният контрол е задължителен за всяко изделие, включено в номенклатурата на производителя.

Както беше вече споменато, за оценка на качеството на произведените изделия може да се използва коефициентът на дефектност q (изделията от една партида) или параметрите на закона на разпределение $f(q)$ на дела на дефектните изделия (за съвкупност от партиди).

При изходния контрол готовата продукция се подлага на т. нар. производствени и типови изпитвания. Производствените изпитвания, които се провеждат в самия цех, включват контрол на най-съществени (определящите) параметри на изделието и през тях преминава цялата произведена продукция. На типови изпитвания се подлага само извадка от продукцията, за която се извършва проверка на всички включени ТУ параметри на изделието. Тези изпитвания са по-продължителни и се провеждат в специално обзаведени с прецизна и специализирана апаратура лаборатории за технически контрол. Ако при типовите изпитвания се окаже, че броят на изделиета, чийто параметри не отговарят на изискванията на ТУ, превиши зададено число, обемът на извадката се удвоява и проверката се повтаря. При откриване на недостатък в некачествени изделия в новата извадка, цялата партида се бракува.

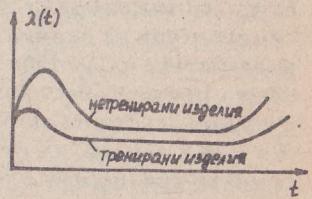
От съществено значение за правилното вземане на решение за годност на продукцията при извадковия контрол е правилният избор на място на контролираните изделия и на критериите за годност на партидата. Една партида се счита за годна, когато броят да откритите в нея дефектни изделия е по-малък от едно критично число, получено на базата на изчисления. В противен случай партидата се бракува. Бракуваната партида може да бъде подложена на 100%-ов контрол с цел сортиране на годните и дефектните изделия.

5.2.2. Технологична тренировка

Технологичната тренировка представлява изпитвания на изделията, при които те работят в определени условия с цел проявяване и отстраняване на откази, възникващи в началния период на тяхната работа.

От теорията на надеждността е известно, че процесът на експлоатация на едно изделие може да се раздели на три периода: начален период, характеризиращ се с повишена интензивност на отказите λ ; период на нормална експлоатация, за който $\lambda \approx \text{const}$ и период на износване (стареене), отличаващ се с бързо нарастване на λ (фиг. 5.5). През началния период от работата на изделията се проявяват техните скрити дефекти, предизвикани от нарушение на технологичния процес, от неправилно съхраняване или транспортиране, които не са открити при техническия контрол на параметрите на изделието.

В зависимост от надеждността, количеството и типа на електронните елементи, а така също от технологията и културата на производство, продължителността на началния период на работа на апаратурата е в границите от 10 до 200 часа. Възникналите през началния период откази могат да се разделят на базата на пораждащите ги причини



Фиг. 5.5

на: откази на комплектовашите елементи, схемно-конструктивни, технологични и производствени откази. *Отказите на комплектовашите елементи* се обясняват със случаини нарушения, възникващи в процеса на тяхното изготвяне, транспортиране и съхраняване, които водят до скрити дефекти, трудно откривани при контрол. *Схемно-конструктивните откази* се обясняват с несъвършенство на апаратурата, което се изразява в критичност на схемата и конструкцията към въздействието на дестабилизиращи фактори в началния период на работа на апаратурата. *Технологичните откази* са следствие от несъвършенство в технологичния процес, а *производствените* – резултат на случаини нарушения на технологичния процес.

За намаляване на честите откази, неизбежно съпътстващи началния период от експлоатацията на едно радиоелектронно изделие, се изисква не само въвеждане на технологична тренировка, но и правилно определяне на нейната продължителност. Ако времето за технологична тренировка е недостатъчно, в партидата остават значителен процент дефекти на изделия, а ако то е по-голямо от необходимото се губи неоправдано време и средства и се скъсява периода на нормална работа на изделията. При правилен избор на времето за технологична тренировка средната отработка до отказ на апаратурата в периода на нейната експлоатация се увеличава 2...3 пъти. Определянето на продължителността на началния период от работата на едно изделие може да се извърши чрез използване на аналитичен или графичен методи. Аналитичният метод изиска да бъде събрана предварително информация за отказите на апаратурата на етап производство и експлоатация. Графичният метод свежда до построяване на експериментално снетите зависимости на изменението на потока на отказите от времето на работа на апаратурата.

За скъсяване на времето за технологична тренировка може да се използва *методът на съвместни технологични изпитвания*, при който изделията се подлагат на едновременното въздействие на вибрации, студ, на максимално допустимо захранващо напрежение и повишена температура на околната среда и т.н. По този начин чрез едновременно въздействие на дестабилизиращите фактори се ускоряват физико-химичните процеси, настъпващи в материалите при тяхната експлоатация и проявяването на скрити дефекти на използвани елементи и възл

След замяна на отказалите (дефектирайалите) по време на технологичната тренировка елементи и възли апаратурата е готова за редовна експлоатация.

При проектиране на технологичната тренировка трябва да се определи: 1) времето за провеждане на тренировката; 2) последователността на технологичните изпитвания; 3) периодичността на проверка на параметрите на изделието; 4) обемът на контролираните параметри.

Когато в приемо-предавателните изпитвания на апаратурата са предвидени изпитвания на климатични и механични въздействия, определена продължителност, времето за провеждане на технологичната тренировка се намалява.

Последователността на технологичните изпитвания трябва да бъде такава, че с времето постепенно да се намалява напрегнатостта на режима. Това дава възможност "придобитите" дефекти да се проявят в следващите видове изпитвания, които са по-малко разрушителни. Такава последователност позволява по-точно да се определи моментът на приключване на началния период и по този начин да се избегне необоснован разход на време и труд. Особено внимание трябва да бърне на избора на режима на "тежките" видове изпитвания – термодинамичен удар, циклично въздействие на температурата и др., които могат не само да отделят "слабите", но и да влошат качеството на "нормалните" елементи. След приключване на "тежките" технологични изпитвания апаратурата трябва да поработи в нормални условия за време, превишаващо това на изпитванията.

Важен въпрос при провеждане на технологичната тренировка е правилното определяне на периодичността на проверка на контролираните параметри, която трябва да бъде такава, че загубите на работното време да са минимални. Препоръчва се контролът на параметрите да се извърши преди и след провеждане на изпитване.

При технологичната тренировка се препоръчва контролиране само на основните параметри на изделието, като за целта се използват системи за автоматичен контрол.

5.2.3. Електрически монтаж

Електрическият монтаж представлява технологичен процес, при който елементите и възлите на едно изделие се свързват помежду си в съответствие с принципната електрическа или електромонтажната схема. За тази цел могат да се използват постоянни и подвижни (разгъбяеми) контактни съединения. Първите се осъществяват най-често чрез свързване, заваряване и залепване, а вторите – с помощта на щепселни съединители и посредством пластична деформация на контактуващите повърхности. Изборът на метод за контактуване зависи от предназначението на елементите; видът и материала на техните изводи; температурната устойчивост на платката и разположените върху нея елементи; климатичните фактори и механичните натоварвания, на които ще бъде подложена апаратурата и др. Тъй като броят на контактните точки в едно електронно изделие е много голям (може да достигне десетки хиляди), от качеството на контактуването зависи до голяма степен надеждността на това изделие. Резултатите от експерименталните изследвания показват, че 50...80% от всички откази в апаратурата се дължат на некачествени електрически контакти. За осигуряване на необходимото качество на електрическите контакти те трябва да притежават: 1) висока надежност и дълготрайност; 2) минимално омично съпротивление, стабилно при различни климатични въздействия; 3) максимална механична якост; 4) възможност за свързване на разнообразни съчетания на материали и типоразмери; 5) устойчивост към термоциклиране;

6) корозионна устойчивост; 7) възможност за контрол на качеството на съединенията с прости и надеждни средства; 8) икономична ефективност и производителност на процеса.

Основни методи за изпълнение на електрическите съединения РСА са: запояване, заваряване, залепване с токопроводящи лепила, свързване чрез еластична и пластична деформация. Поддолу ще бъде направена кратка характеристика на тези методи, като по-голямо внимание ще бъде отделено на запояването, поради най-широкото приложение в технологията на електрическия монтаж на РСА.

Запояването е процес на съединяване на метали в твърдо състояние чрез въвеждане в процепа между тях на разтопен припой, който взаимодейства с основния метал и образува течна метална прослой след кристализирането на която се създава спояващ шев. За създаване на качествена спойка е необходимо: 1) подготовка на повърхнините, и то ще се запояват; 2) активиране на съединяваните метали и припоя; 3) осигуряване на взаимодействие на границата "основен метал-припой"; 4) създаване на условия за кристализация на течната метална прослойка.

Подготовката на повърхностите включва отделяне на замърсяния от органичен и минерален произход и на окисни филми, които притежават умокрянето на повърхностите от разтопения припой, а в някои случаи нанасяне на покрития, подобряващи условията за спояване или повишаващи механичната и корозионна устойчивост на спойката.

Нагряването на основния метал и разтопяването на припоя води към намаляване на тяхната активност вследствие на взаимодействие с кислорода от въздуха и образуване на окисни филми. За активиране на металните повърхности и припоя (отделяне на образувалите се в процеса на запояване окисни слоеве и защита на повърхностите от по-нататъшно окисляване) се използват флюси, газови среди, самофлюсиращи припой или различни физико-механични взаимодействия (механични събаряния, ултразвукови трептения и др.).

Най-разпространено и общодостъпно е запояването с флюси, тък като то се реализира в обикновени атмосферни условия и без използване на скъпо оборудване. Разтопеният флюс умокря основния метал припой и взаимодейства с тях, в резултат на което се отделят окисни филми. При това се образува активна междуфазова граница метал-флюс, която в последствие се извества от разтопения припой, с която практически се изключва взаимодействието на атмосферата. Остатъци от флюса и продукти от неговото взаимодействие с окисните филми могат да образуват в споения шев шлакови включения, които снижават механичната якост, корозионната устойчивост и херметичността на съединението. Този недостатък може да се избегне чрез използване на безфлюсово запояване, което се осъществява в специални газови среди или във вакуум.

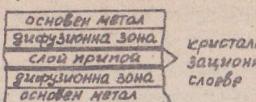
Газовите среди, в които се извършва запояването, се разделят на неутрални и активни. Неутралната газова среда (азот, аргон, хелий, криптон) се използва за защита на спояваните метал и припой.

Съединяване, а активната газова среда (водород, въглероден окис, азот-водородна смес и др.) освен за защита се използва и за отделяне на тяхната повърхност на вече образувани окисни филми. В същото време активните газови среди могат да взаимодействат с метала и призоват образувайки нежелателни продукти (хидриди, нитриди, карбиди), които влошават физико-механичните свойства на съединението.

Същността на физико-механичните методи за отделяне на окисни филми от запояваните метални повърхности се свежда до тяхното разрушаване под слоя разтопен припой с помощта на ултразвук, триене на детайлите, с използване на режещ или абразивен инструмент, при което припоя защитава повърхностите на спояваните метали от кислорода на въздуха и встъпва с тях във физически контакт. Тези методи за активиране на повърхността са характеризират с ниска производителност, неравномерност при отделянето на окисните филми и включване последните, а така също и на частици от абразива, в спойката.

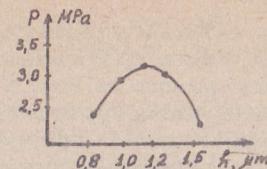
Самофлюсиращите се припой съдържат компоненти, които реагират активно с окисните филми на спояваните метали и припоя, обрачайки при това леснотопими шлаки, защитаващи повърхността на основния метал и припоя от по-нататъшно окисляване. При тези припоя с висока активност притежават не само флюсиращите компоненти, и техните окиси. По състав и характер на действие самофлюсиращите се припой се разделят в четири групи: припой с алкални метали (K), с бор, с фосфор и с няколко компоненти.

За да се осъществи взаимодействие на границата "основен метал-припой" е необходимо металите да се загреят в мястото на запояване до температура, при която техните атоми достигат до необходимото ниво на енергия за активиране. Тази температура е обикновено по-висока от температурата на топене на припоя. Взаимодействието на границата "метал-течен припой" се осъществява на два етапа. Първоначално разтопеният припой умокря повърхността на основния метал, при което вследствие сближаване на металните атоми на разстояние по-малко от 100 pm, в повърхностните слоеве на взаимодействищите метали се създават връзки, чиято природа е квантова. Качеството умокряемост на разтопения припой характеризира способността на неговите атоми да съвързват с атомите на спояваните повърхности и определя до голяма степен механичната якост и корозионна устойчивост на спойката. Следващият етап от взаимодействието се изразява в разливане на припоя по повърхността на спояваните метали и запълване на междината между тях. Способността на разтопения припой да запълва междината между спояваните детайли се нарича капилярност, която се измерва в mm и за различните видове припой и споявани метали се изменя в интервалите 30..120 mm. В процеса на разливане се осъществява взаимодействие на течната фаза на припоя с основния метал, проявяващо се в твърдяване и дифузия на металите. Скоростта и дълбочината на тези процеси зависят от природата на взаимодействищите метали, температурата, скоростта и времето на нагряване. В резултат на твърдяването и дифузията се образува структура на споения шев, показана на фиг. 5.6a.



a)

Фиг. 5.6



б)

Ширината на дифузионната зона h оказва съществено влияние върху якостта на спойката (фиг. 5.6б) и затова във всеки конкретен случай условията за запояване трябва да бъдат подбрани така, че ширината на дифузионната зона да бъде в границите 0,9...1,2 μm .

След отстраняване на източника на топлинна енергия настъпва стадият на кристализация на металната прослойка, в резултат на коя се образува спояващият шев. Качеството на спойката зависи съществено от формата на образувалите се при охлаждане кристали, върху които оказват влияние големината на процепа между спояваните повърхности, определящ температурният градиент на спойката и скоростта на снижаване на температурата.

Върху качеството на спойките, освен технологичните условия за запояване, оказва влияние и правилният избор на материалите: флюси, припои и почистващи течности.

Флюсите образуват течна и газообразна защитна зона, чрез която предпазват повърхностите на металите и разтопения припой от окисляване; разтварят и отделят съществуващите окисни филми и замърсявания от повърхностите; подобряват умокрянето на метала с припоя и разливането на последния. Те трябва да се разливат бързо и равномерно върху повърхността на спояваните метали, добре да проникнат в процепите и да се отделят от тях, лесно да се изтласкат от разтопения припой, да бъдат термично стабилни, да не отделят вредни здравено газове, да не предизвикват корозия на спояваните метали, бъдат икономични. Изборът на флюс се извършва така, че неговата химическа активност да бъде максимална в температурния интервал, който се ограничава от температурата на разтапяне на припоя и температурата на запояване. В зависимост от температурния интервал активността на флюсите се разделят на ниско- и високотемпературни. Електромонтажни съединения се използват основно нискотемпературни флюси, които в зависимост от корозионното си действие се обединяват в пет групи: 1) некорозионни неактивирани; 2) некорозионни слабоактивирани; 3) слабокорозионни активирани; 4) корозионни активирани; 5) корозионни високоактивни. По своя състав флюсите се разделят на две групи. Към първата се отнасят флюсите на базата на колофон и полиефирни флюсиращи смоли. Те притежават слаба химическа активност и са предназначени за запояване на печатни платки. Колофоновите

флюси, активирани с 2...3,5% органични киселини, притежават повишена активност и се използват при групово и ръчно запояване на многослойни печатни платки. Влиянието на тези флюси върху изолационното съпротивление на диелектриците и предизвикването на корозия на проводниците изисква след запояване остатъкът от тях да се отмива търпливо. Във втората група се включват корозионно активни флюси, съдържащи смола.

За припои се използват различни цветни метали и техни сплави, притежаващи по-ниска температура на стапяне от тази на свързваните якори. Според температурата на стапяне припоите се делят на ниско-, средно- и високотемпературни. При запояване в PCA се използват димно ниско- и среднотемпературни припои ($T_{ct} \leq 450^\circ\text{C}$). Основни компоненти на тези припои са калаят и оловото, към които за получаване на специални свойства се добавят антимон, сребро, бисмут, кадмий, никел и антимонът повишават, а бисмутът и кадмият понижават температурата на стопяване и втвърдяване на припоя. Освен това среброто съдейства за поддържане на механичната якост на спойката при пресене и намалява окисляването на калая. Антимонът също повишава якостта на съединенията, но в същото време ги прави крехки и влошава разливането на припоя върху мед. Механичната якост на спойката се праства с увеличаване съдържанието на калай, но при това нараства съпротивлението на припоя, тъй като оловото е приблизително 20 пъти по-евтино от калая.

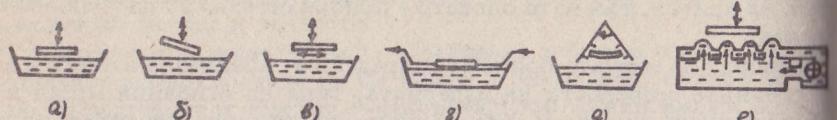
Изборът на марката припой се определя от предназначението и конструктивните особености на изделията, типа на основния метал и на технологичното покритие, максимално допустимата температура при запояване на радиоелектронните елементи, а също от предявяваните от припоя технико-икономически (механична якост и пластичност, пропроводимост, корозионна устойчивост, коефициент на термично разширение близък до този на спояваните метали) и технологични (допустима умокряемост на свързваните метали, високи капилярни свойства, малък температурен интервал за кристализация с цел изключване на разширяване на пори и пукнатини в спойките и др.) изисквания.

С появата на технологията на повърхностния монтаж започна усилено разработване на пастообразни припои. Те представляват еднородна суспензия от прах на леснотопим припой (с диаметър на частиците 25 μm), флюс (обикновено колофон), активатор, разтворител и други добавки. Качеството на спояващите пасти се определя от размера на частиците и степента на еднородност на състава: колкото по-малки частиците на припоя, толкова по-точно може да бъде нанесена през тощаблена пастата върху контактните площи на платката.

Почистващите течности са предназначени за отмиване на остатъците от флюса върху запояните повърхности. Колофоновите флюси са индивидуално запояване се промиват с етилов спирт, а при групова запойка се използва ултразвуково почистване или почистване с четки в керпто-бензинова смес, ацетон, хлорирани въглеводороди.

В зависимост от типа на производство запояването може да се върши индивидуално или чрез използване на различни групови методи. Индивидуалното запояване е ефективно при монтаж на печатни платки в условията на единично или дребносерийно производство, обемен монтаж, при ремонтни и регулировъчни работи и др. Основният предимство на груповото запояване са: строго поддържане на технологията, повишаване на производителността и надеждността на изделията, възможност за автоматизация на процеса. Едновременно с това, обаче, нарастват изискванията за еднородност и качествена подготовка на повърхностите, възниква необходимостта от предприемане на мерки за предотвратяване на прегреването на термочувствителни елементи и за избягване на характерни дефекти (образуване на висулки, окъсяване на писти и др.).

Най-разпространени групови методи за запояване на конвенционални печатни платки са методът с потапяне и методът с вълна на припой. Освен това за групово запояване се използват и методи с летящ топлоносител, при които източникът на топлинна енергия може да е горещ газ или парите на течност и методи с концентриран поток на енергия (ултразвукова, високочестотна, инфрачервена, лазерна и др.). Тези методи се използват в технологията на повърхностния монтаж при монтаж на кабели, жгутове, различни контактни елементи и др.

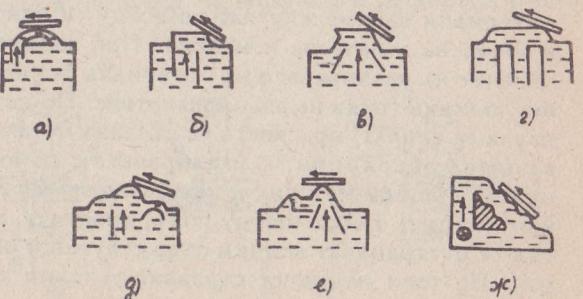


Фиг. 5.7

Различни варианти на метода на запояване чрез потапяне са показани на фиг. 5.7. При първия (a) покритата с флюс печатна платка с подредените върху нея елементи се потапя за 2...4 s в разтопения припой на дълбочина, съставляща обикновено 2/3 от дебелината на нейната изолационна основа, при което вследствие на капилярните сили припоят прониква и запълва монтажните отвори. Едновременното въздействие на температурата върху цялата повърхност на платката при този вариант води до нейното прегреване, което ограничава максималния размер на платките до 150 mm със съотношение на страните 1:2. За да се ограничи зоната на действие на припоя, откъм монтажната страна на платката се нанася специална защитна маска (хартиена, епоксидна), в която са предвидени отвори само под контактните площиадки. Със същата цел температурата на спояване се избира по-ниска, което води и към намаляване на загубите на припой вследствие на окисляване. Продуктите от окисляване се натрупват на повърхността на разтопения припой и трябва да се отстраняват преди всяко ново запояване. При този вариант парите на разтворителя на флюса излитат трудно, което може да доведе до некачествени спойки, а върху повърхността на платка

натрупва припой и образува висулки. За избягване на тези недостатъци се използва вариантът на запояване с потапяне на платката под наклон от 5...8° (b) или вариантът, при които на платката се подават синхронни колебания с честота 50...200 Hz и амплитуда 0,5...1 mm (c). Съвършен начин за реализиране на запояването чрез потапяне е с изглеждане (d), при който печатната платка се закрепва в държател под наклон около 5°, потапя се във ваната и се изтегля по повърхността на разтопения припой. Пред държателя се поставя дезокислител, който гарантира повърхността на припоя. Недостатък на този вариант е по-дължителното време за запояване, което достига до 10 s. Начинът на потапяне с движение тип "махало" (e) позволява да се намали значително разтопливото натоварване на платката, но този метод не се препоръчва за масово производство, поради затруднено надеждно закрепване на елементите върху платката. Селективното запояване (f) обезпечава избирателно подаване на припоя към спояваните контакти през специална маска, изгответа от неръждаема стомана. В процеса на запояване припоят се изтласква с помощта на бутало през отворите на маската, върху която е притисната плътно печатната платка. При този метод се ограничава значително температурата на платката и на разположените върху нея елементи, тъй като металната маска поема термичния удар, така също и разходът на припой. Селективното запояване се препоръчва за големи серии от един и същ вид платки, където изготвянето на специална маска е икономически изгодно.

Запояването с вълна на припоя е най-разпространен метод за групово запояване. При него флюсираната печатна платка с подредените върху нея елементи се премества праволинейно през гребена на вълна на припоя, която се създава чрез изтласкване на последния през дюза. По този начин се скъсява съществено времето на въздействие на припоя върху платката, с което се избяга нейното и на елементите прегреване. Освен това благодарение на постоянното движение на припоя вълната остава свободна от окиси и с постоянна температура, което подобрява качеството на спойките. Важни за качеството на спойките са също вълната на допир на платката с вълната и формата на самата вълна. На фиг. 5.8 са показани най-често използваниятите при запояване по този метод профили на вълната: дъгова вълна (a); пръста-вълна (b); отравена вълна (c); плоска вълна (d); ламбда-вълна (e); вторична вълна (f); и каскадна вълна (g). Установено е, че при наклон на платката с 5...10° и движение сре-ди припоя запояването



Фиг. 5.8

е най-качествено. Отразената и делта-вълната са най-подходящи за появяване на платки с висока плътност на монтажа. Плоската въчица то ширината достига 70...90 μm и може да се регулира чрез отвора на дюзата, осигурява по-голяма площ на контактуване между припоя и платката, като по този начин се увеличава скоростта на запояване и повишаване на температурата. Използването на ламбда-вълна на припоя позволява да се проведе качествено запояване на многослойни платки с голяма плътност на монтажа. С използване на втора вълна на припоя се създават условия за разтопяване на образувани висулки върху спойките. За създаване на каскадна вълна припоя направлява по наклонена профилирана плоскост, при което се формират няколко гребена на вълната.

При запояване със "спойка вълна" най-често се използват карбон-оловни припой тип ПОК 60-64, като запояването се извършва при температура от 240 до 270°C, а времето за запояване е 1...7 s.

Съвременните линии за запояване на платки са предназначени за комплексно изпълнение на операциите флюсиране, изсушаване и проварително загряване, запояване, почистване на остатъците от флюс и изсушаване.

Заваряването е процес, при който се получава съединение между материалите под действие на активиращата енергия на топлинно и механически деформации, ултразвукови колебания или техни съчетания. Условията за този процес може да се раздели на четири стадия: 1) създаване на механически контакт между повърхностите на материалите; 2) активиране на контактните повърхности; 3) обемно развитие на взаимодействие; 4) кристализация. На първия стадий материалите се сближават до разстояние от порядъка на 10...100 μm , при което между частиците се появява физическо взаимодействие, обусловено от силите на Ван-Ваалс. За активиране на контактните повърхности е необходимо да се подаде допълнителна енергия: топлинна, ултразвукова, механическа и т.н., при което на повърхността на по-твърдия от свързаните метали се образува активни в химическо отношение центрове. От този момент започва третият стадий на заваряването, при който съединяваният материал взаимодействува помежду си както на повърхността, така и в обема на зоната на контакта. При заваряване чрез стопяване благодарение на разливането на материала се увеличава площта на контакта около всяка точка на взаимодействие. По-нататък отдалните контакти се сливат, при което се създава метална връзка между контактиращите повърхнини. Активирането с помощта на енергия на пластичната деформация при твърдофазно заваряване води до увеличаване на контактните точки между повърхностите, като едновременно с това се отстраняват всички съществуващи окисни и абсорбционни форми. По този начин се създават условия за химично взаимодействие между повърхностните слоеве, в резултат на което възникват достатъчно здрави връзки.

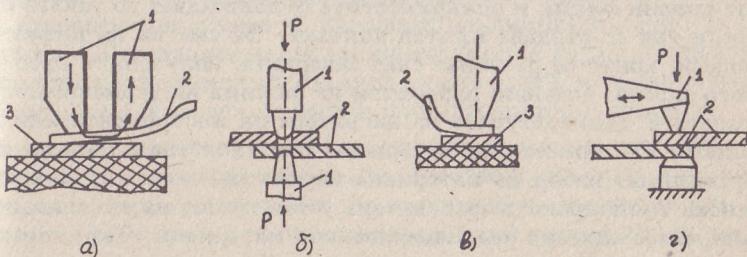
Характерна особеност на кристализацията на заварено съединение е образуването на зонална структура, състояща се от ядро, преходна и неизменна зона на основата. При заваряване чрез разтопяване създадено е представлява кристализирана течна фаза. Структурата на ядрото определя качеството и надеждността на съединенията и затова при контактуването е необходимо да се реализира идеално хомогенен кристален преход. Това може да се постигне чрез подбор на материали с подходящи физико-механични свойства, строеж на кристалната решетка и електронна структура, или на такива, които могат да образуват твърди възвиши в широк диапазон на изменение на концентрацията. В преходната зона, която в зависимост от метода на заваряване се колебае в широки граници, се осъществява дифузионно легиране на основата.

В сравнение със спойката заварката има следните предимства: по-висока механична якост на получените съединения; отсъствие на свързващ материал (припой); незначително топлинно натоварване на електронните елементи; възможност за намаляване на разстоянието между контакти. Като основни недостатъци на метода се считат: критичността при избор на съчетанията на заваряваните материали; увеличаването на преходното съпротивление на съединенията; невъзможността на групово заваряване на изводите; сложността на ремонта.

Тук ще бъдат разгледани накратко най-често прилагани методи за заваряване в електрониката.

Точковото електродъгово заваряване се осъществява чрез кратко временно запалване на електрическа дъга между волфрамов електрод и детайла, при което се постига разтопяване и сплавяване на заваряваниите повърхности. Подобен е и принципът на заваряване с електронен лъч или с лазерен лъч, при което се постига голяма чистота на заварката, малки размери на петното, възможност за заваряване на най-трудното-достъпни метали, на детайли с големи разлики в дебелината и др.

Широко разпространение за получаване на контактни съединения имат планарни изводи на интегрални схеми и електронни елементи с контактните площици на платки, а така също на лентови проводници с изводите на печатни съединители има заваряването с двоен електрод (фиг. 5.9a). Електродът (1) е изготвен от волфрам или молибден във



Фиг. 5.9

вид на две токопроводящи части, разделени с междуна 0,02...0,25 mm зависеща от дебелината или диаметъра на заваряваните изводи. Методът е основан на принципа на загряване на проводника (2) от противоположния ток, чийто път е U-образен. Заваряването се извършва с един или няколко импулса с регулируема продължителност, мощност и периода на повторение. Това осигурява предварително нагряване на зоната на заварка без рязко повишаване на температурата в началото на цикъла, което би се отразило неблагоприятно върху качеството на елементите. При достигане на максималната температура електродът притиска проводника към контактната площадка (3) докато се преустанови действието на импулса. За да се получи качествена заварка е необходимо температурата на топене на заваряваните метали да е близка до стойност, което налага медните контактни площиадки и изводи на интегрални схеми да се покриват по електрохимически път със слой никел или злато (поради високата си топло- и електропроводимост медта на заварява трудно).

За герметизиране на корпуси на полупроводникови елементи се използва методът на студено заваряване (5.9б), при който детайлите (2) се притискат силно с пуансон (1) и в резултат на предизвиканата пластична деформация на повърхностите им, между тях започват да действат междуатомни сили на сцепление. Чрез студено заваряване се съединяват достатъчно добре металите, притежаващи голяма пластичност – алюминий, мед и техните сплави, а така също балгородните метали, чиито повърхности практически не се окисляват.

Средно положение между точковото и студеното заваряване е зама термокомпресионното заваряване, при което необходимата енергия за активиране на контактните повърхнини се получава в резултат на съвместното действие на налягането и температурата. Пример за реализиране на термокомпресионно заваряване с използване на работен инструмент с клинообразна форма е показан на фиг. 5.9в. След загряване на работния инструмент (1) до температура, при която проводникът (2) преминава в пластично състояние, към него се подава налягане. Вследствие на това проводниковият материал се разлива върху повърхността на контактната площиадка (3), мястото на свързване се очиства от окисни филми и повърхностите се сближават до такава степен, че между тях се създава плътен контакт. За сметка на дифузионните процеси, които се развиват след заварката, получените съединения са много здрави. Основни параметри на режима на термокомпресия са налягането p , температурата на нагряване на инструмента или на съединението T и времето на задържане под налягане t . Важен факт е и правилният избор на материала на инструмента, който трябва да има ниска топлопроводимост, висока устойчивост на окисляване и износване, слаба адхезия към заваряваните материали. Тези изисквания се удовлетворяват от твърдите сплави (волфрамов и титанов карбид), берилеевата и алумокисната керамика.

Термокомпресионното заваряване се използва за свързване на тънки и меки проводници или за присъединяването им към тънки метални ленти, например на изводите към полупроводниковия кристал, за свързване на жилата на плоски кабели към изводите на съединители ($T = 250\ldots400^\circ\text{C}$, $p = 40\ldots100 \text{ MPa}$, $t = 1\ldots10 \text{ s}$).

При заваряването с ултразвук (фиг. 5.9г) детайлите (2) се притискат към необходимата място, след което с ултразвуков инструмент (1) в зоната на контакта се създават механични трептения с ултразвукова честота (пиковено 22, 44, 66 и 88 kHz). В резултат на интензивното трептене на съединяваните повърхнини (предизвикано от ултразвуковите трептения) те се нагряват и размекват, а вследствие на приложеното налягане между тях настъпва пластична деформация, която е причина за създаване на тройни връзки, подобни на тези при студеното заваряване. При този метод на заваряване температурата на нагряване в зоната на контакта не превишава 30...50% от температурата на изгаряне на съединяваните материали, което позволява ултразвуково заваряване да се използа за заварка на термоустойчиви детайли. Материалът за изготвяне на ултразвуковия инструмент трябва да отговаря на следните изисквания: да бъде износостойчив, да притежава значителни акустични загуби, малка склонност към адхезия със заваряваните материали, висока якост и др. Най-пълно тези изисквания са удовлетворяват от волфрамовия карбид.

Залепването с електропроводящи лепила (контактоли) се използва в случаи, когато другите методи за създаване на електрическо съединение са неефективни: в труднодостъпни места, при ремонт на полупроводникови прибори, при ниска термоустойчивост на компонентите. Получените по този метод съединения, за разлика от спойката и заварката, не предизвикват изменения на структурата на съединяваните материали, тъй като процесът протича при нормални температури.

Контактолите се изготвят на базата на епоксидни смоли, полиуретан, силикон и др. и пълнител във вид на прах ($1\ldots2 \mu\text{m}$) от злато, сребро, паладий, никел, мед, алюминий, графит. Техните свойства зависят не само от вида на пълнителя, но и от неговата концентрация – увеличаване на количеството на пълнителя нараства проводимостта, но едновременно с това се влошават механичните свойства на съединението. Точното нанасяне на контактолите върху предварително очистените повърхнини на съединяваните детайли се извършва чрез интопеч или с помощта на ръчни или автоматични дозатори.

В масовото производство този метод за създаване на електрически съединения не е получил широко разпространение поради по-ниската проводимост, термоустойчивост и надеждност на съединенията. Основното му приложение е в технологията на изготвяне на хиbridни интегрални схеми, микромодули и за присъединяване на техните подложки към корпусите на микроблоковете.

5.2.4. Защита на РСА от въздействието на околната среда

Радиоелектронната апаратура се експлоатира в различни климатични условия, поради което върху нейната работа оказват влияние такива параметри на средата като температура, влажност, наличие на микроорганизми, прах, радиация. За защита на апаратурата от климатични въздействия, между които първостепенно значение има вредното влияние на влагата, широко се използва **херметизацията** на отделни и елементи, възли и на изделиято като цяло. По този начин се постига стабилизация на процесите, протичащи на повърхността или в обема на изделиято, а следователно и на неговите параметри при изменение на състоянието на окръжаващата среда. Методите за херметизация могат да се разделят условно на две групи: безкорпусна и корпусна херметизация. Към първата група се отнасят покриването и импрегнирането, а втората група включва заливане, опресоване, капсулиране и херметизация в корпуси от неорганични материали. Независимо от метода херметизация за обезпечаване на нейното качество и ефективност е необходимо да се изпълнят следните условия: 1) преди защита изделията трябва добре да се почисти от всякакъв вид замърсявания и да се отдели напълно проникналата в него влага; 2) при избор на херметизиращите материали трябва да се предпочитат тези, които притежават висока химическа чистота, добра адхезия към защитаваните изделия, ниска влагопроницаемост и висока топлоустойчивост; 3) температурните кофициенти на линейно разширение на херметизиращите материали и материалите за корпуси и електрически изводи да са максимално близки по стойност; 4) режимът на втвърдяване на херметизиращите материали да се избере в зависимост от допустимата температура на нагряване на електронните елементи и възли; 5) в процеса на експлоатация на херметизирани изделия не трябва да се отделят летливи вещества, трябва да бъде осигурен нормален температурен режим на работа.

Основната част от материалите, използвани за херметизация, представляват органични полимери и техни композиции: термопластични (полиетилен, полистирол, тефлон, полиамиди и др.) и термореактивни (фенолформалдехидни, епоксидни, полиефирни смоли, полиуретани, каучуци и др.). Термопластичните материали се отличават с добри електрически и механични качества, а термореактивните притежават по-висока топлоустойчивост. Според вида си херметизиращите полимерни материали се разделят на лакове, емайли и компаунди. Се използват за защита на изделията чрез покриване, импрегниране, заливане и опресоване в монолитни корпуси.

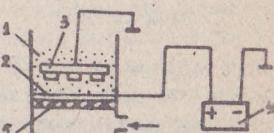
За херметизация се използват и неорганични материали, които практически не абсорбират влагата, притежават висока топлинна и механична устойчивост, не отделят летливи съединения. От тях се получават защитни покрития и корпуси (метални, стъклени, керамични), в които се помещават различни електронни изделия. Изборът на таки корпуси усложнява монтажа и херметизацията на изделията, води до повишен разход на материали и затруднява механизацията на процеса.

При това те се предпочитат за херметизация на изделия, към които предявяват особено строги изисквания.

Безкорпусната херметизация може да се осъществи чрез нанасяне на различни методи на покрития от неорганични и органични материали. Покритията от неорганични материали имат малка дебелина, значителна пористост и ниска механична якост и затова изпълняват основно защитно-пасивиращи функции, т.е. подтискат химическата активност на повърхностите при контакт с окръжаващата среда. Поради тази чистота на тези материали и възможността за стабилизация на параметрите на елементите, тези покрития се използват като мясточко слоеве преди нанасяне на допълнителни полимерни покрития преди херметизация в корпуси. Нанасянето на слоеве от неорганични материали се извършва чрез изпарение в вакуум, а при изделия, изпускащи нагряване до висока температура – чрез термични методи. Често използваните неорганични защитни покрития се реализират в слоеве от Al_2O_3 , SiO_2 , силан (Si_3N_4), стъкло, метали (Ni, Cr, Cd, и др.).

Полимерните покрития се използват за защита от влага на печатни платки, дискретни елементи, безкорпусни полупроводникови прибори и микросхеми. За получаване на полимерни покрития широко разпространение в масовото производство има методът на потапяне на изделията в течен лак или компаунд с последващото му втвърдяване. За това се използват вани, които са снабдени с автоматични устройства за разбъркване на полимера, за потапяне и изваждане на изделията със зададена скорост и вибрация в потопено състояние. За получаване на достатъчно дебели покрития (1...3 mm) потапянето се извършва многочесто с интервали от няколко минути и междувременно изсушаване. При това на печатни платки се предявяват повишени изисквания към равнинността на защитното покритие, която може да се подобри чрез трофугиране. Съществуват и други икономични и производителни методи за херметизация на изделията чрез тънки лакови покрития: с вала, валик, чрез пулверизация.

Напоследък течните полимерни състави все по-често се използват от по-технологичните хрообразни херметизиращи вещества. Перспективен метод за получаване на полимерни покрития от хрообразни композиции е **вихърно разпращаване в електростатично поле** (5.10). Процесът протича в камера 1, където са поместени анодът 2, реализиран като метална мрежа и катодът 3, върху който се разполагат изделията. При приложение на висок потенциал (от порядъка на 90 kV) от генератора 4 между електродите възниква коронен разряд, вследствие на което частиците на полимера се зареждат положително и започват да се движат към катода. За ускоряване на процеса на отлагане на полимерния слой химичните частици се завихрат от сгъстен въздух, постъпващ през дъното на камерата 5. Нанесеният слой се разтапя в специална



Фиг. 5.10

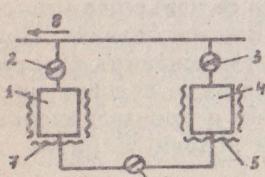
пещ, чийто температурен режим зависи от материала и топлинна устойчивост на изделията. В зависимост от времето на разпращане на слоя, неговата дебелина може да бъде от 0,05 до 0,2 mm.

Свръхтънки (1...5 μm) полимерни покрития се получават чрез полимеризация или поликондензация на мономери от газова фаза, действието на тлеещ разряд, по физико-химични методи и др. По този начин се създават пълни или селективни покрития върху интегрални схеми, печатни платки, феритни сърцевини и др. от такива материали които не съществуват под формата на лакове и компаунди.

Безкорпусната херметизация на хигроскопични изделия се осъществява чрез импрегниране, при което порите, капилярите, въздушните процепи се запълват с лак или компаунд. Едновременно с това се стига увеличаване на електрическата и механична якост и се повишава топлопроводимостта на изделията. Най-широко разпространение на технологична операция е намерила при защита от влага на намотки на трансформатори, електродвигатели и др. Импрегнирането може да се проведе при нормално атмосферно налягане, във вакуум, чрез разващащо се понижаване и повишаване на налягането (циклиично импрегниране), под действието на центробежни сили и на ултразвуково поле.

При импрегнирането при нормално налягане предварително изследваните изделия се потапят във вана с подгрят лак и се задържат във водата до прекратяване на отделянето на въздух от тях. В резултат на това на повърхността на изделията се образува покривен слой, който предпазва от проникването на влага и увеличава тяхната механична якост.

По-високо качество притежава вакуумно импрегниране, при което предварителното изследване и импрегнирането са обединени в един технологичен цикъл. Разреждането на въздуха при този метод спомага от детайлите да се създадат както влагата, така и въздухът и по този начин се облекчава проникването на лака във въздушните пори и капиляри. На фиг. 5.11 е дадена схема на технологичната инсталация за вакуумно импрегниране, чиято работа се осъществява по следния начин. В автоклав 1 се налива импрегниращ лак, а в автоклав 4 се зареждат подлежащите на импрегниране изделия. След това се включват нагреватели 5 и 7 и при достигане на желаната температура автоклав 4 се свързва чрез вентил 3 към магистралата за налягане 8, при което се извършва вакуумното изсушаване на изделията. Чрез отваряне на вентил 6 от автоклав 1 към автоклав 4 се определяено количество импрегниращ лак, след което вентилът се затваря. В автоклав 4 при остатъчно налягане 1,33...2,66 kPa се извършва импрегниране в течение на 5...10 min, като процесът приключва нормално атмосферно налягане. В автоклав 1 се зарежда нова партида изделия, чието вакуумно изсушаване се извършва при отворен вентил 6 и целият процес се повтаря.



Фиг. 5.11

по следния начин. В автоклав 1 се налива импрегниращ лак, а в автоклав 4 се зареждат подлежащите на импрегниране изделия. След това се включват нагреватели 5 и 7 и при достигане на желаната температура автоклав 4 се свързва чрез вентил 3 към магистралата за налягане 8, при което се извършва вакуумното изсушаване на изделията. Чрез отваряне на вентил 6 от автоклав 1 към автоклав 4 се определяено количество импрегниращ лак, след което вентилът се затваря. В автоклав 4 при остатъчно налягане 1,33...2,66 kPa се извършва импрегниране в течение на 5...10 min, като процесът приключва нормално атмосферно налягане. В автоклав 1 се зарежда нова партида изделия, чието вакуумно изсушаване се извършва при отворен вентил 6 и целият процес се повтаря.

Когато импрегниращият лак или компаунд имат висок висково-еднократното вакуумно импрегниране се оказва недостатъчно за запълване на порите на изделието. В такъв случай се използва циклично импрегниране, при което периодите на обработка във вакуум се комбинират с обработка при високо (300...500 kPa) налягане в продължение на 10 min.

Импрегнирането под действие на центробежни сили се прилага основно за защита на намотките на стъпкови електродвигатели. За целта изделията се фиксираят в центрофуга, в която има известно количество импрегниращ лак. При въртене на центрофугата се осигурява равномерно проникване на течния лак в дълбочината на намотката и тепленото му втвърдяване. За ускоряване на полимеризацията на лака по време на импрегнирането изделията се подгряват с инфрачервен излъчване или чрез пропускане на ток през намотката. Процесът поддава лесно на автоматизация, като продължителността на един цикъл на импрегниране е 5...10 min.

Ултразвуково импрегниране се извършва чрез възбуждане в импрегниращ лак на надлъжни акустични вълни, при което под действието на кавитационни явления се осъществява ефективно запълване на порите и капилярите с лак. Времето за импрегниране се съкрашава значително, но този метод изисква сложно технологично оборудване.

Корпусната херметизация се използва в случаите, когато трябва да се осигури надеждна защита на изделията от въздействието на външни химични фактори. За изготвяне на корпуси се използват разнообразни полимерни и неорганични материали.

Херметизацията в монолитни пластмасови корпуси се осъществява най-често чрез заливане с течни компаунди и чрез опресоване в прахообразни композиции. Този вид защита е икономичен, но се използва само при експлоатация на изделията в неотежнени условия, в противен случай се налага изделията да бъдат поместени в херметични корпуси, отвън от неорганични материали.

Заливането е процес на запълване на пространството между изделията и стените на корпуса или между изделията и специална снемаема форма с лакове, смоли или компаунди. Материалът на формата в последния случай се избира така, че да осигури лесно отделение на изделието при втвърдяване на компаунда. С тази цел стените на формата се покриват и хромират или се покриват с тънък слой тефлон, а в по-редки случаи – с подходящи смазки.

В зависимост от конструкцията на изделието и технологичните свойства на материала, заливането се провежда във вакуум (остатъчно налягане 4...6,5 kPa), при нормално и при повишено налягане. Технологичният процес включва фиксация на изделието в подготвената форма, заливане с обезгазена еднородна смес чрез дозиращо устройство и втвърдяване при стаяна или повишена температура в продължение на няколко часа. За подобряване на качеството на херметизацията заливането се провежда от импрегниране.

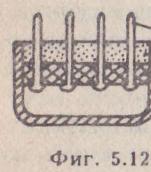
Едно от приложенията на метода на заливане е при герметизация на оптоелектронни прибори (фотодиоди, фототранзистори, цифри индикатори), където за целта се използват прозрачни епоксидни смеси, които се вдържват при 90...125°C в течение на 8...12 часа.

Опресоването на изделието в пластмаса се използва за защита на влага на малогабаритни компоненти (електронни елементи, интегрални схеми и др.) и позволява да се укрепят надеждно външните изводи и да се създаде носеща конструкция, способна да издържа ханични натоварвания и удобна за автоматизация на монтажа на компоненти върху платки.

Технологичният цикъл при опресоване включва следните операции: фиксиране на изделието или на лентовия носител на изделия в прес-форма; нагряване; подаване на дозирано количество прес-пресс тигел и запълване с разтопения състав на формиращата кухина; полимеризация на прес-композицията при определен режим; отделяне и почистване на изделието. За повишаване на износостойчивостта прес-формите се изготвят от висококачествена инструментална стомана, като върху вътрешната им повърхност се нанася тънко хром покритие. Материалите за пресоване се подготвят във вид на прах, гранули, таблетки, брикети, което облекчава тяхното дозиране. Основни параметри на технологичния процес при опресоване са температурата, която в зависимост от вида на пресования материал варира в граници 110...170°C, налягането (0,5...5 MPa) и времето (3...5 min). Дебелината на защитния слой при опресоване се избира с отчитане на изискванията за надеждност на влагозащитата, технологичните изисквания (при дължина на слоя по-малка от 2 mm е възможно повреждане на компоненти в прес-формата) и допустимите вътрешни напрежения (при голяма белина и изменение на температурата могат да възникнат големи вътрешни напрежения, които да предизвикат разрушаване на компонентите). Макар че този технологичен процес се провежда с помощта на скъпооборудване и сложни прес-форми, неговото използване в условията на масово производство е оправдано, поради възможността за едновременно опресовка на 400...800 изделия.

Херметизацията чрез капсулиране се използва широко за защита от влага на безкорпусни компоненти и микромодули. Тя включва (фиг. 5.12) изгответяне на отворен корпус (капсула) 1 от лесно деформируем метал (например алуминий или негови сплави), в което се разполага изделието 2 с изводите 4 навън; заливане на пространството между изделието и ръба на капсулата с компаунд 3 и втвърдяване на последни-

Качеството на герметизацията се определя от физико-механичните характеристики на съединяваните материали (влагопроницаемост, термтурен коефициент на линейно разширение и др.) и от адхезията на компаунда към повърхността на капсулата и изводите.

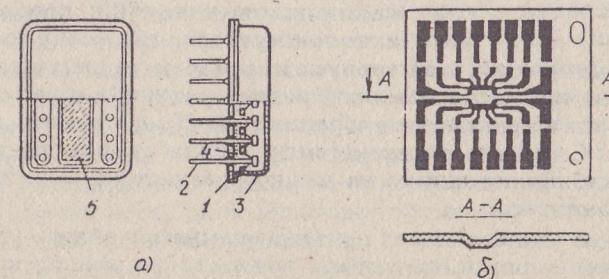


Фиг. 5.12

Използването на течни полимерни композиции в условията на автоматизирано производство на малогабаритни компоненти не е икономично, поради което понастоящем се налагат прахообразните материали, които чрез пресоване под налягане 45...50 MPa се изготвят калибрирани по маса таблетки с желаната форма. При герметизацията тези таблетки могат да се позиционират автоматично със зададена точност относно изделието или капсулата.

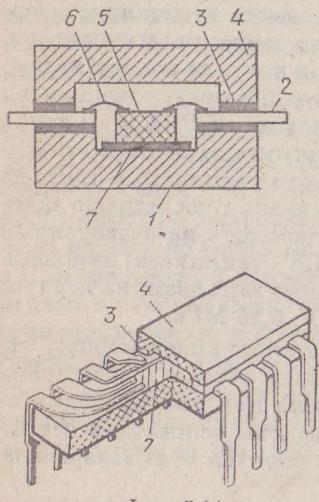
Херметизацията на изделието в корпуси от неорганични материали, която повишава надеждността на влагозащитата и подобрява топлопрепазването (при използване на материали с по-висока топлопроводимост от тази на полимерите) и механичната устойчивост на изделието, съдейства за намаляване на паразитните връзки (вследствие намаляване на промяната на полимера с въздух) и за обезпечаване на електромагнитното им екраниране (при използване на метални или метализирани керамични корпуси). Тези корпуси се изготвят най-често от метал или сплав (мека стомана, мед, месинг, алуминий и сплави на тяхната база, сплавта ковар и др.), стъкло и керамика, като се използват също комбинирани металокерамични, металостъклени и др. корпуси. Всеки корпус се състои от основа, капак и изводи, които в металните корпуси се изолират с помощта на стъклени или керамични изолатори. Между основата и капака се формира кухина, в която се помещават подлежащите на герметизация изделия: както отделни полупроводникови компоненти и интегрални схеми, така и цели блокове на РСА, към които предявяват специални изисквания за климатична защита. В зависимост от материала на основата и капака тяхното съединяване може да съществува чрез заваряване, запояване, залепване с последващо заливане на мястото на свързване с компаунд, с помощта на леснотопими тъкла и др. При някои изделия (например в СВЧ техниката) необходимо качество на герметизацията се постига чрез запълване на корпуса със сух азот, аргон или хелий до налягане 0,1...0,15 MPa.

На фиг. 5.13a е даден външен вид на металостъклен корпус, състоящ се от метална основа 1, капак 3 и външни изводи 2, изолирани на основата посредством стъкло 4. Хибридната или полупроводниково-интегрална схема 5 се залепва или запоява към основата, а нейните изводи се свързват с външните изводи на корпуса чрез заваряване.



Фиг. 5.13

Херметизирането на корпуса се извършва чрез заваряване или запояне на капака към основата. Металните детайли на корпуса се изготвят от сплавта ковар (53% желязо, 29% никел и 18% кобалт), която има температурен коефициент на линейно разширение близък до този на стъклото и по този начин се осигурява високо качество на спойката между стъклото с основата и изводите. В качеството на изолатор се използват боросиликатни стъклла, които се спояват към ковара при температура 1000...1050°C. Основата и капакът на корпуса се формират обикновено чрез щамповане, а за изготвяне на външните изводи се използват гривни методи, при които всички изводи се получават във вид на рамка (фиг. 5.13б). Рамката може да се изготви по два начина: чрез щампване или чрез ецване на метална лента. Използването на щампи, които са сравнително скъпи съоръжения, се препоръчва за условията на масово производство и за изводи с ширина по-голяма от 100 μm. В противен случай се прилага методът на химическото ецване, като конфигурацията на рамката се получава чрез фотолитография.



Фиг. 5.14

Техната херметизация, тези корпуси не могат да се използват за интегрални схеми, критични към високи температури, а освен това бројът на изводите им е практически ограничен до 30...40 с минимална стъкла 1,27 mm. С появата на нискотемпературни стъклла, подходящи за херметизация, приложението на чашкообразните керамични корпуси нараства значително.

По-голяма универсалност притежават многослойните (трислойните) керамични корпуси, но поради голямата им конструктивна сложност те са значително по-скъпи и затова се използват за херметизация на схеми, към които се поставят повишени изисквания за надеждност.

5.2.5. Настройка наadioелектронни изделия

Настройката (регулирането) на едно изделие представлява комплекс от действия, при които, без изменение на схемата и конструкцията, се получават зададени параметри, съответстващи на изискванията на ТУ, нормали или на стойностите на образци, приети за еталон със зададена степен на точност. Обикновено настройката се осъществява чрез целенасочено изменение на параметрите на регулируеми елементи (променливи и донастройващи резистори, кондензатори, регулируеми щампи и др.), а така също по метода на подбора на специално предназидени в схемата елементи (резистори, кондензатори). Най-често при настройка се използва отверка от изолационен материал, която освен че внася в схемата на изделието допълнителни капацитети и не изменя индуктивността на кръговите бобини, изключва възможността за къси свързания и попадане на оператора под напрежение.

Използването в radioелектронните изделия на голям брой елементи и възли, чийто параметри се отклоняват от приетите при изчисление на електронните схеми стойности и разнообразните връзки между тях, които се поддават трудно на математическо описание, превръщат процеса на настройка в трудна техническа задача. Това налага търсенето на такива методи за настройка, които позволяват да се съкрати нейната продължителност и по този начин да се намалят разходите на труд и време. В общия случай математическата постановка на задачата за определяне на оптималните процедури при настройка на едно изделие, разгледано като физическа система, може да се формулира по следния начин. Нека състоянието на системата S се характеризира с набор от числа, съответстващи на нейните изходни параметри и S да се представи като функция на състоянията R_1, R_2, \dots, R_n на регулируемите входни параметри на системата, т.e. $S = f(R_1, R_2, \dots, R_n)$, където R_i представлява набор от числа, включващи възможните стойности на i -тия параметър. Тогава всяко състояние на системата може да се изобрази като точка в n -мерното пространство. За оценка на множеството от възможни състояния на системата се въвежда целевата функция Q , характеризираща нейната работата. При настройка на системата целевата функция $Q(S)$ приема точно определена или екстремална стойност. Ако началното състояние на системата се означи с S_0 , а крайното – с S_k , задачата за оптимална настройка се свежда до привеждане на системата от състояние S_0 в състояние S_k за минимално време. Често пъти не се отдава по математически път да бъде намерена оптимална процедура за настройка на по-сложни radioелектронни изделия, тъй като описвателните им математически модели не притежават необходимата точност. В такъв случай могат да се използват експериментално-статистически методи за изследване на регулируеми системи, които се базират на корелационните методи и методите за оптимално планиране на експеримента.

За правилно провеждане на настройката, освен подходящ инструмент, е необходима и прецизна измервателна апаратура, чиято точност по правило трябва да превиши са с порядък зададената точност настройка. В зависимост от вида на производството настройката се осъществява с помощта на универсална измервателна апаратура или със специално заводско измервателно оборудване, включващо различни измерватели, еквивалентни товари, пултове за управление и автоматични стендове. Настройката на високочестотни блокове трябва да се извърши в екранирани камери, с което се отстраняват смущенията от външни електромагнитни полета.

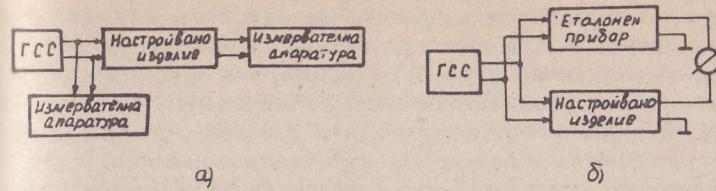
В заводите със серийно производство обикновено се използва централизирано подаване на сигнали със стандартни честоти по кабели всяко работно място за настройка. По този начин се избягва загуба на излишно време за пренастройка на индивидуалния генератор стандартни сигнали (ГСС) и допускането на грешки при установяване на честотата от настройчика. Всяко работно място в този случай е оборудвано с приспособление за включване на настройваното изделие и регулиране на нивото на подавания към него сигнал и два индикатора (стрелкови уреди, осцилоскопи и др.) за отчитане на входното изходното нива. При настройка стойността на контролирания параметър е желателно да се доведе до средата на толерансното поле, с което се осигурява известен запас за неговото изменение при въздействие на различни климатични и механични фактори, а така също при стареене.

За настройка на радиоелектронни изделия се използват основно два метода: с използване на измервателни прибори (инструментална настройка) и чрез сравняване на настройваното изделие с образец (метод на електрическото копиране). При първия метод, чиято схема е дадена на фиг. 5.15a, на входа на настройваното изделие се подава стандартен сигнал и с помощта на неговите регулируемите елементи се постига необходимата стойност на желания изходен параметър. Общата грешка при настройка по този метод може да се определи от израза:

$$(5.25) \quad \Delta_1 = (\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3 + \varepsilon_4) K_1 ,$$

където ε_1 – собствена грешка на измервателните прибори; ε_2 – температурна грешка, дължаща се на разликата между температурата, при която се провежда настройката и номиналната температура; ε_3 – грешка, предизвикана от стареене на измервателната апаратура; ε_4 – грешка, дължаща се на неточно поддържане на захранващото напрежение; K_1 – коефициент, отчитащ едновременното действие на всичките фактори.

Настройката по метода на електрическото копиране се свежда до сравнение на ефекта от въздействието на генератора на стандартни сигнали както на настройваемия обект, така и на еталонен прибор, приемащи образец (фиг. 5.15b). Общата грешка при настройка по този метод се определя от израза:



Фиг. 5.15

$$6) \quad \Delta_2 = (\Delta'_1 + \varepsilon''_2 + \varepsilon''_3 + \varepsilon''_4 + \varepsilon''_5) K_3 ,$$

където $\Delta'_1 = (\varepsilon'_1 + \varepsilon'_2 + \varepsilon'_3) K_2$ – грешка на образца; ε''_i – грешка, произтичаща от метода на сравнение; K_2 и K_3 – коефициенти на едновременност действието на факторите.

В масовото производство настройката на сложни изделия се разделя на редица операции, свързани с настройване на отделни техники и блокове. Това позволява с помощта на минимален брой прибори и инструменти да се отстранят неточности при работата още на всичките структурни нива и да се съкрати цикъла на настройка поради едновременното провеждане на няколко регулировъчни операции. Същите сборни единици постъпват за комплексна настройка на изделията.

5.2.6. Изпитвания на радиоелектронни изделия

Технологичните изпитвания се провеждат с цел установяване съответствието на производстваните изделия с всички изисквания, посочени в стандарти, отраслови и заводски нормали и технически условия. Тяхното извършване се налага и при замяна на материали, промяна в технологията процес и други действие, които могат да изменят качеството на продукцията. Начинът на провеждане на изпитванията, храната последователност, периодичност, продължителност, изискванията към измервателната апаратура и др. са посочени в съществуващите стандарти и нормали.

Най-общо изпитванията могат да се разделят на две групи: физически изпитвания и изпитвания чрез моделиране.

Физическите изпитвания се извършват върху самите изделия, като зависимост от условията на тяхното провеждане те се делят на лабораторни и експлоатационни. Лабораторните изпитвания се провеждат в специално обзаведени за целта лаборатории за технически контрол, като се имитират условия, близки до реалните експлоатационни условия на изделията. В зависимост от времето за провеждане на лабораторните изпитвания те могат да бъдат нормални или ускорени. При първите изпитванията на изделията, което може да продължи няколко дни и месеци, се извършва при нормално хранене (захранване с напрежение, температура, влажност, механични храненния и др.).

съответстващо на реалните условия на тяхната експлоатация, съхранение и транспорт. Ускорените изпитвания съдействат за съкращаване на времето за изпитване, като за целта при тях изделията се поставят да работят при повищено натоварване. Увеличаването на натоварване при ускорените лабораторни изпитвания трябва да се определи така, да се избегнат нежелани повреди на изпитваните изделия. Когато цел на лабораторното изпитване е установяване на граничното натоварване на едно изделие, тогава то се подлага на разрушаващо натоварване. базата на получените данни от това изпитване може да се съди за паса от електрическа, физико-химическа и механична устойчивост на изделието. При експлоатационните изпитвания за състоянието на изделията се събират данни през целия им експлоатационен период. Това осъществява чрез периодично или непрекъснато измерване на техническите параметри, като получената статистическа информация се събира и обработва с цел бързо реагиране при рекламиране на потребителите.

За избягване на основните недостатъци на физическите изпитвания: висока цена, голяма продължителност и необходимост от използване на готови изделия, част от които могат да се повредят при изпитването, се провеждат изпитвания чрез моделиране. При тези изпитвания могат да се използват както физически модели (макети), така и математически модели на изделието. При изпитване на физически модели влиянието на експлоатационните фактори се имитира чрез подходящи изменения на параметрите на включените в макета елементи, а при математическите модели – чрез изменение примерно на коефициентите на връзка между входните (вътрешните) и изходни параметри на изделието.

Според вида на изпитването се различават: 1) функционални изпитвания; 2) климатични и механични изпитвания и 3) изпитвания на надеждност. Цел на функционалните изпитвания е проверката за съответствие на електрическите параметри на изделието с изискванията на ТУ. При климатичните и механичните изпитвания се определя устойчивостта на параметрите на изделията към въздействието на климатични и механични фактори. Климатичните изпитвания се провеждат в климатични камери, чиято атмосфера имитира различните видове климат или отделни технически черти. Съществуват камери за проверка на издръжливостта на апаратурата при топлина, студ, топлинен удар, влагапрах, плесени, понижено налягане, слънчева радиация, промишлена атмосфера и др., а така също при комбинирани въздействия, например влажна топлина, студ с понижено налягане и др. При провеждане на климатичните изпитвания е от значение тяхната последователност като се препоръчва използването на следната отежнена ситуация: първоначално изпитване на топлина, после на влага и накрая на студ. При този начин изсушените в камерата материали са способни да поглотят максимално количество влага, която при понижена температура замръзва и вследствие на разширяване може да разруши материал.

При механичните изпитвания изделията се подлагат на въздействието на вибрации, ускорение и удари, като за целта се използват подходящи броствендове, центрофуги и ударни стендове. Работоспособността на изделията, преминали климатични и механични изпитвания, се проверява при нормални условия на работа. Начините за провеждане на изпитването на надеждност ще бъдат разгледани в седма глава.

5.3. ТЕХНОЛОГИЯ ЗА ПРОИЗВОДСТВО НА ПЕЧАТНИ ПЛАТКИ

5.3.1. Общи сведения

Печатната платка представлява конструкция, която се състои от: 1) изолационна основа; 2) метални слоеве с различна конфигурация, изпълняващи функциите на печатни проводници, свързващи отделните електронни елементи и възли; контактни площиадки; изводни контакти свързващи към платката на подходящи съединители; екрани; топловъзеждащи шини; печатни елементи (бобини, кондензатори) и 3) различни по форма и предназначение отвори: кръгли – за механично запрепване на изводите към платката или за механично запрепване на последната към шаси (монтажни отвори), за свързване на различни слоеве на многослойни печатни платки (проходни отвори) за технологични обработки (технологични отвори); правоъгълни – монтаж на крепежни елементи; елиптични – за напасване към механични конструкции.

Изолационната основа на печатните платки се изготвя от материали, притежаващи малка диелектрична проницаемост и загуби, висока електрична якост, топлопроводимост, топлоустойчивост (до 270°C 15 s), химическа устойчивост при въздействие на киселини, основни различни органични разтворители. На тези многобройни изисквания съответстват слоестите диелектрици (гетинакс, стъклотекстолит), термоактивните пластмаси (полиамиди, полиетилентерефталат, полиетилен и др.), керамиката, стъклото и др.

За получаване на проводящата схема на печатната платка най-широко разпространение имат два метода: субтрактивен (на латински subtractio означава отнемам), при който се извършва избирателно отнемане на участъци от фолиото на предварително фолираната платка и адитивен (на латински additio означава прибавям), свеждащ се до избирателно метализиране на нефолирана подложка.

Независимо от метода за създаване на проводящата схема, нейното изображение (позитивно или негативно) върху повърхността на изолационната основа се получава чрез нанасяне на защитни покрития с помощта на фотопечат, ситопечат и офсетов печат, като за целта се използват подходящи фотошаблони. Фотошаблонът представлява уменено фотографско копие на графичния оригинал на топологията на печатната платка и се изготвя от фотографска плака, а при висока плътност на монтажа се препоръчва използването на фотоплаки от стъкло, плексиглас и др. материали със стабилни размери. Графичният оригинал

служи като изходен документ за нанасяне на изображението на печатната схема върху изолационната основа и затова той трябва да бъде изработен с необходимата точност и прецизност. Ето защо по правилото графичният оригинал се изпълнява в увеличен мащаб (2:1 – за платки със средна плътност на монтажа; 4:1 и 5:1 – за платки с висока плътност на монтажа и 10:1 и 20:1 – за миниатюрни и микроминиатюрни схеми) върху материали с достатъчно стабилни размери (кадастрон паус, пластмасови фолия от поливинилхлорид, полиестер, стъклени алуминиеви основи и др.). Изготвянето на графични оригинали изисква да се познават общите принципи на конструиране на печатни платки, които ще бъдат изложени по-долу.

Освен изготвяне на печатна платка, общият технологичен процес за производство на печатни платки включва и подготовката на елементите и възлите за монтаж, разполагане на градивните елементи в съответствието им отвори в платката и запояване и накрая контрол на качеството на проведените монтажни работи.

Произвежданите печатни платки могат да се класифицират по няколко признака.

В зависимост от вида на диелектрика на изолационната основа се делят на твърди и гъвкави. Твърдите печатни платки се реализират върху основи от слоести диелектрици (стъклотекстолит и др., които представляват отделни слоеве листов диелектричен материал, пропитани с смола и запресовани при висока температура), керамика (обикновено се използват керамики на базата на алуминиев и берилев окиси, поради крехкостта на тези материали размерите на подложките не са по-големи от 80×80 mm) и метал (алуминий, стомана и др.). За основи на гъвкави печатни платки се използват едностранно или двустранно фолирано или нефолирано полиестерно, полиетилентерефталатно фолио и др.

Според броя на слоевете печатните платки се делят на едностранни (еднословийни), двустранни (двуслойни) и многослойни. При едностранните платки печатната схема е разположена изцяло върху едната страна на изолационната основа (страна спойки), докато при двустранните е разместена както от страна спойки, така и от страна елементи. Многослойните платки, осигуряващи най-висока плътност на монтажа, се състоят от няколко диелектрични слоя (от 3 до 20) с разположен върху тях елементи на печатната схема, връзките между които се оставляват най-често с метализирани отвори.

В зависимост от плътността на монтажа платките се класифицират в три класа: I клас включва платки с понижена плътност на монтажа, за които ширината на печатните проводници w и разстоянието между тях s е по-голямо от 0,5 mm; към II клас се отнасят платките с повишена плътност на монтажа с ширина на печатните проводници и разстояния между тях по-голямо от 0,25 mm; в III клас се обединяват платките с висока плътност на монтажа, за които $0,25 > w$ и $s \geq 0,15$ mm.

5.3.2. Основни принципи при конструиране на печатни платки

Процесът на проектиране на една печатна платка се свежда до: определяне на основните конструктивно-технологични параметри на платката (тип и степен на сложност на платката, избор на метод за технологично проектиране, избор на метод за изготвяне на платката и за нейната защита от влиянието на различни дестабилизиращи фактори, така също на начин за монтаж на нейните градивни елементи и др.); избор на подходящ материал за изолационна основа, определяне на размерите на платката и на дебелината на проводящия слой и на защитните покрития; 3) топологично проектиране (разполагане на гравираните елементи, трасиране на печатните проводници и проверка на резултатите от проектирането); 4) изготвяне на комплекта конструктивно-технологична документация, който включва графични оригинали на проводящата схема, на маркировката и на защитните покрития, технологични чертежи и перфоленти за пробиване на отворите, инструкции за монтаж и контролни таблици или перфоленти за тестов контрол.

Размерите на печатните платки трябва да бъдат икономически съобразни, а тяхната дебелина – технологична по отношение на производството и метализацията. Обикновено се използват платки с квадратна или правоъгълна форма, като се препоръчват следните съотношения между страните: 1:2; 1:3; 1:4; 2:3 и 2:5. Максималните размери на печатната платка зависят от предназначението на изделието, вида на диелектрика, сложността на платката и технологичната съоръженост. Твърдите печатни платки се препоръчва размерите да не превишават 500×500 mm, а за гъвкавите – ширината да е под 300 mm, като дължината е практически неограничена. Дебелината на изолационната основа трябва да бъде съобразена с геометричните размери на платката, разпределите на отворите и метализацията им. При избор на дебелината на печатна платка с метализирани отвори трябва да се има предвид, че за да се постигне качествена метализация минималният диаметър на отворите трябва да е 1/3 от дебелината на платката, а максималният да е равен на дебелината ѝ. Номиналната дебелина на едно- и двустранни печатни платки е 1,5 mm, като се произвеждат платки със следните метализирани дебелини: 0,5; 0,8; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0 mm (за многослойни печатни платки се допуска дебелина 3,5 mm). Стандартизирането на размерите и дебелината на платките създава условия за икономия на материал и позволява да се опрости комплектоването на блокове.

При топологичното проектиране на печатни платки от съществено значение е начинът на разместяване на техните градивни елементи, като трябва да бъде съобразен с изискванията за осигуряване на нормален температурен режим, намаляване на влиянието на неизбежно съничащите паразитни връзки, минимизиране на габаритите на разработваното устройство, ремонтопригодност, ергономичност, естетика.

Важна задача на топологичното проектиране е и трасирането на печатните проводници, като от нейното решение зависят както размерите така и качеството и надеждността на апаратурата.

Размерите и очертанията на печатните проводници и елементи – контактните площиадки, монтажните отвори и т.н. се нанасят при топологичното проектиране върху чертежите с помощта на координатна мрежа (*растер*). Стъпката на координатната мрежа определя плътността на печатния монтаж, като обикновено се използва стъпка 1, (1,27) mm; 2,5 (2,54) mm и 5,0 (5,08) mm (в скоби е дадена стъпката в дюймова система). При повърхностния монтаж и миниатюризирана апаратура се използва растер със стъпка 1,25 mm и 0,625 mm. Всички монтажни отвори за разполагане на градивни елементи се поместват във възлите на координатната мрежа, като при това минималното разстояние между два отвора трябва да е равно на диагонала между дъгите съединяващи съседни възела на растера.

Компоновката на елементите и трасирането на проводящите връзки между тях е целесъобразно да се извърши при спазване на следните препоръки: 1) елементите да се разполагат само от едната страна на платката, като за намаляване на общата дължина на проводниците, елементите с най-голям брой връзки помежду си да бъдат съседни; 2) ориентирането на интегралните схеми да е еднопосочно и успоредно на линиите на координатната мрежа (изключение се допуска когато броят на интегралните схеми е по-малък от този на останалите градивни елементи); 3) съобразно принципната електрическа схема и разположението на градивните елементи първоначално да се трасират съединителните проводници, а след това екраниращите; 4) за намаляване на паразитните връзки печатните проводници, свързващи елементи на схемата трябва да имат минимална дължина, като не се допуска разполагането им паралелно един до друг на проводници от входната и изходната верига на едно и също стъпало; 5) за намаляване на паразитните капацитети, които изкривяват формата на импулсите, проводниците на импулсните вериги трябва да имат минимална дължина и ширина; 6) пресичащи се проводници от двете страни на двустранни печатни платки трябва да са взаимно перпендикулярни, с което се намаляват значителният нивата на индуктирани в тях взаимни смущения; 7) за намаляване на паразитните обратни връзки, породени от сумарния ток, протичащ през заземителните и екраниращите проводници, се препоръчва те да бъдат с максимална ширина, като в същото време за предотвратяване на отлепването на последните от основата при загряване (запояване на елементите) в тях могат да се направят подходящи прорези; 8) да се избира разполагане в близост на проводници с голяма потенциална разлика (ориентирано може да се приеме 1 mm на 100 V); 9) при изготвяне на особено дълги проводници (по-дълги от 70 mm) е целесъобразно да се предвидят допълнителни метализирани отвори, способстващи по-добро сцепление на печатните проводници с основата; 10) печатни проводници, преминаващи между две контактни площиадки, трябва да са разположени така, че остатъкът му да бъде перпендикулярен на линията

свързваща центровете на отворите, като в по-тесните места се допуска свързване на контактните площиадки; 11) за заземяване на платката съм корпуса на блока се предвижда обикаляща шина с достатъчна ширина; 12) при конструктивното проектиране на многослойни печатни платки е желателно всяка функционална верига да бъде разположена отделен проводящ слой, като по този начин се формират сигнални разместяване на сигналните вериги и потенциални (за разместяване на захранващите и заземявашите вериги) слоеве; 13) всеки потенциален засилвател се разполага на засилвателен слой, като при отсъствие на последния нито на засилвателните електромагнитни смущения може да се намали разполагането на проводниците на двета слоя; 14) от хронологични съображения максималният брой на проходните отвори се ограничава на 5...8 на 1 cm², като за постигане на равномерна засилвателна амплитуда на стените на тези отвори се препоръчва отношението на периметъра на платката към диаметъра на отвора да бъде равно на 3:1 (като изключение се допускат съотношения 4:1 и 5:1, но в такива случаи е трудно обезпечаването на необходимото качество и стойността на платката се повишава) и т.н.

От съществено значение за качеството и надеждността на разработеното изделие е правилното оразмеряване на елементите на проводяща схема – печатни проводници, контактни площиадки и т.н. Размерите на печатните проводници и разстоянието между тях се подбират в зависимост от предназначението и условията за експлоатация на изделия. За нисковолтови вериги геометрията на проводниците се определя в зависимост от пада на напрежението и допустимата плътност на тока, за високоволтови – от пробивното напрежение между два съседни проводника, а за високочестотни вериги определящи са вълновото съпротивление и допустимите стойности на паразитните параметри.

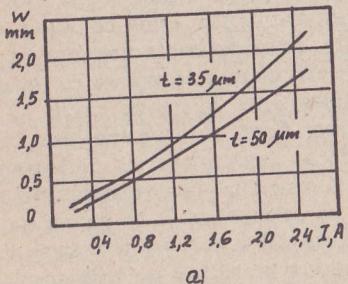
По-голямата повърхност и добрият топлинен контакт на печатния проводник с изолационната основа съдейства за интензивно разсейване на топлината в околното пространство, което позволява през печатни проводници да протичат по-големи токове отколкото през обемни същото сечение. Обикновено се приема, че работната температура на електронните изделия се променя в границите от 20 до 80°C. При тези условия допустимата плътност на тока $J_{\text{доп}}$ за медни проводници, получени по субтрактивен метод (чрез разиждане на медното фолио), е от 30 до 60 A/mm², а за проводници, получени по адитивен метод (чрез електрохимическо отлагане на меден слой) – от 20 до 40 A/mm². Контролни изчисления на натоварването се приема в първия случай $J_{\text{доп}} = 30 \text{ A/mm}^2$, а във втория – $J_{\text{доп}} = 20 \text{ A/mm}^2$, което съответства на нагряване на проводника до температура, не превишаваща 25°C. Ако изделията работи при повишена околна температура и понижено налягане, тези стойности трябва да се намалят. При известна допустима

плътност на тока в печатния проводник и зададена големина на прътичия през него работен ток I , ширината на проводника w може да се определи от условието:

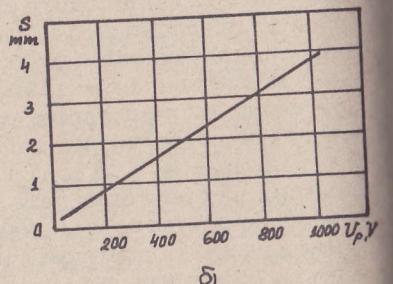
(5.27)

$$w \geq I / J_{\text{доп}} t ,$$

където t е дебелина на печатния проводник (нормираната дебелина медното фолио е 35 и 50 μm). На фиг. 5.16a е дадена зависимост ширината на печатни проводници, получени по субтрактивен метод, тяхното натоварване по ток.



a)



б)

Фиг. 5.16

Като се има предвид, че допустимият пад на напрежението в проводника е 1...2%, за определяне на неговата ширина може да се използва изразът:

(5.28)

$$w = \rho l I / t \Delta U ,$$

където l е дължина на проводника, а ρ – специфично съпротивление слоя: за медно фолио $\rho = 1,75 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$, а за мед, нанесена по електрохимически път, $\rho = (2,5 \dots 3) \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$.

За ориентировъчно определяне на допустимото разстояние между два печатни проводника, в зависимост от потенциалната разлика между тях при нормални условия, може да се използва графичната зависимост на фиг. 5.16б.

Основните формули за оразмеряване на печатни проводници на сокочестотни схеми с оглед обезпечаване на зададени стойности на тяхното вълново съпротивление и паразитни собствени и взаимни параметри са дадени в четвърта глава.

Изследванията показват, че най-добри условия за запояване се дават когато диаметърът на неметализирания монтажен отвор d_0 се събере с 0,2...0,3 mm по-голям от диаметъра на изводите на градивни елементи, като по-малката стойност се отнася за диаметър на изводите до 0,8 mm, какъвто е случаят за повечето традиционни елементи – резистори, кондензатори, диоди, транзистори, интегрални схеми и

усложняване на механичната обработка на платката се препоръчва чеки монтажни отвори в нея да се изпълняват с един и същ диаметър, като най-често използвани стойности са 0,7; 0,8 и 0,9 mm. При определяне на диаметъра на метализирани отвори d_m трябва да се отчита дебелината на отложения върху стените им меден слой t_m (t_m е обикновено 50 μm), т.е. $d_m = d_0 + 2t_m$. За осигуряване на надеждна връзка между изводите на градивните елементи и печатните проводници около монтажните отвори се правят контактни площиадки, като техният диаметър D се определя от съотношението:

(5.29)

$$D = d + 2b + v ,$$

където d е диаметър на пробития в платката отвор; b – минимална радиална ширина на контактната площиадка, която гарантира съхранение на нейната цялост (за платки от клас I $b = 0,3 \text{ mm}$, а за клас II – 0,15 mm); v – коефициент, който отчита неточността на прилагания метод (подецване при субтрактивния метод или допълнително нарастващ слой при адитивния), грешките при изработване на фотошаблона, при пробиване на отворите и др. Като се имат предвид получените практика резултати, за най-неблагоприятни стойности на v могат да приемат: $v = 0,6 \dots 0,7 \text{ mm}$ – за платки от I-ви клас на точност и $0,4 \dots 0,5 \text{ mm}$ – за платки от клас II и III.

Изходният документ за конструиране на печатната платка е монтажната (топологичната) схема на разработваното изделие, като за принципна електрическа схема могат да се построят много варианти на монтажна схема. Търсеният на оптимален вариант е свързано с анализ на всички възможни варианти, поради което понастоящем все още голямо значение придобиват методите за проектиране, основани на цялостни алгоритми, обезпечаващи намаляване на обема на изчисленията. Основно изискване при задачата за проектиране на обикновена многослойна печатна платка е осигуряването на минимална сумарна дължина на всички проводници. Изпълнението на това условие позволява да се съкьси времето на закъснение на сигналите и да се намалят взаимните смущения между проводниците, да се увеличи икономистта на платките и да се намалят техните размери. Болшинството методите за автоматично проектиране на печатни платки използват новия алгоритъм на Ли. Повече информация за автоматизацията на проектирането на печатни платки е представена във втора глава.

13

5.3.3. Механична обработка и предварителна подготовка на печатните платки

Механичната обработка включва нарезване на заготовки, щанцува, пробиване на отвори, кантоване и др. При избора на методи и съоръжения за механична обработка на платки трябва да се отчита дължината на диелектрика, изискванията към качеството на обработваната повърхност, серийността на производството и други икономически фактори.

Нарязването на заготовки от листове или рула слоести диелтрици се извършва с ролкови ножици, гилотинни ножици, цирку и щанци с ръчно или автоматично подаване на материала. Размера на заготовката се определя от габаритните очертания на използвани машини и от изискванията за най-икономично разкрояване на диелтричните материали. За осигуряване на високо качество е необходимията на среза да бъде избрана така, че да не се получи разслоен или други повреди на диелектрика.

Щанцуването е технологична операция, при която се формират външните контури на платката, като за целта се използват универсал (за еднослойни платки в серии до 5000) и скоростни ексцентрикови по-големи серии преси, снабдени със специални режещи инструменти. Едновременно с щанцуването в платката се пробиват и технологичните отвори, които се използват за нейното фиксиране при следващи операции: нанасяне на защитна маска, пробиване на монтажни отвори и т.н. Към точността на разположение на технологичните отвори предявяват особено високи изисквания, тъй като от тях зависи точно съвпадение на останалите отвори и другите елементи на платката.

Основното изискване към пробиването на отвори в печатните платки е използването на високооборотни пробивни машини, които могат да имат един или няколко синхронно работещи шпинделни. Позиционирането им се осъществява чрез електронно управление (при програмираните машини), чрез оптична система или шаблон. Обикновено платките се пробиват по няколко в пакет, като допустимата височина на пакета зависи от диаметъра на свредлото. За да се избегне образуването на чапълци, подготвеният пакет се разполага между две допълнителни подложки от гетинакс, стъклотекстолит или алуминий.

*За окончателно оформяне на контурите на платката се използват технологичните операции **кантоване**, **снемане на фаска** и **фрезоване**.*

Предварителната подготовка на печатните платки включва механични, химични и комбинирани методи за почистване от замърсяния и изменение на състоянието на повърхността на заготовките. Замърсяванията, които най-често се наблюдават върху повърхността на платките, могат да бъдат физични (прах, влакна, стружки от основни материали и др.), химични (окиси, сулфиди, хромати и др.), органични (масла, восъци, смоли, лакове и др.) и газови (абсорбиращи газове и др.).

При механичното почистване се постига отстраняване на окисни филми, нагари и др. корозионни продукти от повърхността на заготовката (фолиото), като за целта се използват природен или електро-руд, хромов окис, пемза, кварц, шкурка и др. абразивни средства.

При химичното почистване необходимото състояние и чистота на повърхността се постига чрез обработка с киселини, основи, разтворители и други реактиви. Този метод включва следните процеси: обезмасляване, байцване, декапиране, неутрализация и промиване. Обезмасляването може да се извърши в алкални, кисели и органични разтворители. Байцването е процес, при който, обикновено с помощта

на кисели разтвори, се цели да се придае микрографавост на повърхността на платката и да се подобри нейното умокряне. По този начин се увеличава реакционната способност на диелектрика и здравината на покритията към него. След байцване се извършва неутрализация и промиване на повърхността на платките. Чрез декапирането се отстраняват тънки филми от окиси, хидроокиси или сулфити, които образуват на повърхността почти на всички метали под въздействие на въздуха или водата. Процесът изисква използване на кисели разтвори, след което е наложителна промивка на платките с дестилирана или ионизирана вода. Неутрализацията се провежда след всяка обработка в кисели или алкални разтвори, тъй като с промиването не винаги се отстранят напълно всички остатъци от обработващия разтвор.

5.3.4. Методи за нанасяне на защитни маски

Задължителните маски се използват за получаване на желаната конфигурация на проводящата схема върху повърхността на диелектричната платка чрез разъаждане на медното фолио или чрез отлагане на метални пленове. Материалът на защитната маска трябва да бъде устойчив на въздействието на реактивите, с които ще се обработва печатната платка, да има добро сцепление с нейната повърхност, висока разрешаваща способност и лесно да се изчиства от повърхността с възведен разтвор.

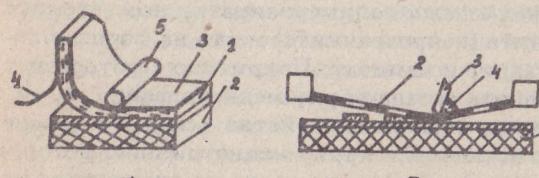
За създаване на необходимата конфигурация на защитната маска се използват три основни метода: фотолитография (фотопечат), ситов печат и офсетов печат.

При фотолитографския метод на повърхността на печатната платка се нанася тънък фоточувствителен слой (фоторезист), върху който се експонира (копира) фотошаблонът чрез осветяването му със светлинни лъчи с определена дължина на вълната. При проявяване, в зависимост от вида на фоторезиста, определени участъци от него се разтварят като резултат върху платката се получава изображение, съответстващо на фотошаблона.

Фоточувствителните материали представляват разтвори на полимери и други органични вещества с различни добавки. Те притежават висока фоточувствителност, устойчивост на химични и термични фактори и променят разтворимостта си при облячване. Фоторезистите се делят на негативни и позитивни. Осветените при експониране участъци на негативните фоторезисти полимеризират, а неосветените участъци, попадащи под черните (непрозрачните) места на фотошаблона, при проявяването се разтварят и измиват. Покритото с фоторезист позитивно изображение на схемата остава върху медното фолио. Позитивните фоторезисти имат точно обратното свойство – след осветяване са разтворими, при което останалите върху медното фолио фоторезистивни участъци повтарят точно конфигурацията на елементите на печатната схема.

Освен това фоторезистите могат да бъдат течни или сухи (твърди). Течните фоторезисти се изготвят на базата на поливинилов алкохол, желатин, албумин, диазосъединения, акрилови съединения, циклически учуци. Тези фоторезисти могат да се нанасят чрез потапяне, центрифугиране, чрез валици, чрез разпръскване с устройства за подаване разтвора под налягане и т.н. След това резистът се изсушава първоначално при стайна температура, а след това при 60...120°C, като зависимост от типа, дебелината и предназначението на резиста сушето трае 10...30 минути. За качествено експониране на фотошаблона върху фоточувствителния слой на платката е необходимо между тях да се осъществи пълтен контакт, което се постига с помощта на вакуумни копирари. При копирането на двусловни платки се използват двустранни копирари с два експонатора или се прилага последователно копиране на двете страни на платката. Като източници на светлина се използват неонови, ксенонови, живачни, дъгови, волфрамови и лампи (експонатори). Времето за експониране зависи от типа на фоторезиста и експонатора и обикновено се подбира експериментално. Проявяването на негативните фоторезисти се извършва с трихлоретил спиртни смеси и ксилол, а на позитивните – с ацетон, кетони, естери и др. Качеството на проявяване зависи от времето на проявяване (времето, необходимо за пълно отстраняване на неполимеризиралите участъци от фоторезиста), температурата на проявителя, налягането и степента на окончателно промиване. След проявяването се извършва термична стабилизация на фоторезиста в подходящи сушилни с циркулация на въздух с цел повишаване на неговата химическа устойчивост спрямо разяддащи и галванични разтвори. Нанесеният фоточувствителен слой трябва да бъде гладък, без дракотини и пори и неговата конфигурация да повтаря точно фотошаблона.

Сухите фоторезисти представляват трислойна композиция (фиг. 5.17a) от фоточувствителен филм 1, изолиран от едната страна с политетленово фолио 4, а от другата – с прозрачно полиестилентерефталат (лавсаново) фолио 3. Нанасяното (ламирираното) на сухите фоторезисти върху фолираната диелектрична основа 2 се извършва чрез валици 5 при температура 105...120°C. При това полиестиленовият филм се отстранява и фоточувствителният филм се залепва чрез загряване и пресоване върху повърхността на платката. Експонирането се извършва не по-рано от 30 минути след ламирирането с оглед приключването на всички процеси на свиване и деформация, които биха изменили размерите на схемата. Лавсановото фолио изпълнява защитни функции в процеса на експониране и остава с фоторезиста до проявяването му. Сухите фоторезисти полимеризират



Фиг. 5.17

под действието на ултравиолетова светлина, като времето на експониране се определя опитно така, че да се получи твърд и блестящ филм, който след проявяване дава стабилно, точно и рязко изображение. При експонирането се препоръчва използването на вакум-копирари. Проявяването на твърдите фоторезисти се извършва в специални съоръжения чрез разпръскване на органични или алкални разтвори. Непосредствено преди проявяването е необходимо от фоторезистивния филм да се отдели полиестилентерефталатния слой. След проявяване заготовките се промиват до пълно отстраняване на остатъците от проявител и се сушират. Освен че твърдите фоторезисти са по-технологични от течните, те позволяват да се получат по-точни и контрастни изображения и по-плътна и равномерна структура на защитния слой.

Фотолитографският метод за създаване на защитни маски се различава с голяма точност на изображението и разрешаваща способност, простота на използваното оборудване и възможност за бързи корекции на схемата. В същото време той е свързан с голем разход на скъпи фоточувствителни материали и продължителна фотографска обработка, като основата е подложена на действието на голям брой химически активни вещества.

Понастоящем най-голямо разпространение за нанасяне на изображението на печатната схема има ситовият печат. Той се реализира с помощта на шаблон за ситов печат (трафарет), през който се нанася защитният слой и върху повърхността на основата се получава отпечатък на изображението на печатните елементи. Ситовът шаблон представлява правоъгълна рамка с пълно опъната върху него ситова тъкан (сито), върху която чрез фотолитография е нанесено изображението.

Ситото трябва да отговаря на следните условия: да пропуска сместа, с която се печата; да няма дефекти в тъканта (скъсани нишки, възли и др.); да не се разтяга в процеса на печтане; да бъде устойчиво на триещи и притискащи движения и на разкъсване; след отпечатване да се отделя лесно от отпечатъка и т.н. Колкото по-гъсто е ситото (по-голям броят на отворите на 1 cm²), толкова по-точно е изображението, което се отпечатва. Използват се основно метални (фосфорен бронз или хромникелова стомана), копринени и синтетични (полиестерни и полиамидни: найлон, дедерон, капрон) сита. Най-висока точност на отпечатването се получава с металните сита, поради което те се препоръчват при изработването на прецизни платки с повишени изисквания към точността на проводящата схема. Тези сита, обаче, са скъпи и имат малка еластичност, което води до необратимата им остатъчна деформация. Копринените сита не са подходящи за масово производство, тъй като са хигроскопични, разтягат се и трудно могат да осигурят точно изображение. Ето защо те се използват ограничено за малки серии, към които не се предявяват строги изисквания по отношение на точността на схемата. Синтетичните сита са значително по-еластични от металните и имат по-малка деформация, като същевременно са по-стойчиви на разтворители и вода и по-евтини от копринените, поради

което имат най-широко разпространение в техниката на ситопечата. Отпечатване на печатни платки се използват обикновено сита с около 20 000 отвора/ cm^2 .

Шаблоните за ситов печат могат да бъдат изработени по директен, индиректен и комбиниран метод, като най-широко разпространение има първият. При него фоточувствителният слой се нанася директно върху ситото, след което се експонира и проявява. В резултат това върху повърхността на ситото се създават незащитени от фотополимериста участъци, повтарящи точно конфигурацията на печатната схема, през които върху платката се нанася защитен лак. При индиректния метод изображението на платката се създава върху фоточувствителен филм, който се пренася след това върху ситовата тъкан. Нанасянето на светлочувствителните състави се извършва при червена или оранжева светлина, към която фоторезистът е нечувствителен, с помощта на ракел, шпакла, валик, чрез изливане на необходимото количество в средата на ситото и завъртане с центрофуга и др. След изсушаване на слоя при стайна температура върху него се експонира фотошаблонът (например, с кварцова или дъгова лампа), след което чрез потапяне на ситото в проявител се разтварят неполимеризираните участъци от фотополимериста. Ситошаблонът е готов за печат след измиване и подсушаване.

За нанасяне на защитната маска (фиг. 5.17б) заготовката 1 се центрира точно спрямо разположения над нея ситошаблон 2 с помощта на щифтове, монтирани върху плота на маса за ситов печат. Точното отпечатване изисква по-плътен контакт между заготовката и шаблона, което се постига с помощта на вакуумни ситопечатни маси. Нанасянето на защитния лак 4 се извършва чрез ракел 3 (шпакла със заострен гumen ръб), който се притиска плътно към шаблона и се прокарва с еднаква скорост, наклон и натиск през цялата му повърхност. След това ракелът се връща в изходното положение заедно с излишния лак и шаблонът се повдига и заготовката се зарежда в касета или стойка за изсушаване при повищена температура. Накрая се извършва ретуширане на изсушените платки и контрол на тяхното качество. Нанасянето на защитните маски на двустранни платки се извършва като първоначално определената серия платки се отпечатва от едната страна и след изсушаването им се отпечатва и втората страна.

При офсетовия печат първоначално с помощта на фотошаблона се изготвя офсетова печатарска форма (клише) от цинк, алуминий или метална сплав. Върху участъците от клишето, съответстващи на изображението на печатната схема, се нанася специално защитно мастило, което се пренася върху повърхността на платката с помощта на гумен валик, след което се изсушава. Макар че този метод е бърз, качествен и лесно се поддава на автоматизация, той има сериозни недостатъци: изработването на клишетата става бавно и те са скъпи съоръжения; необходимостта от изработване на ново клише при всяка корекция на схемата намалява гъвковостта на метода; налага се непрекъснато

контролиране на количеството и състава на мастилото, като дебелината на отпечатъка обикновено не е достатъчна и трябва да се коригира. Това офсетовият печат се използва по-рядко при производството на печатни платки.

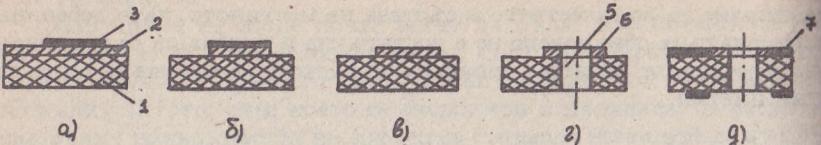
5.3.5. Методи за получаване на проводящата схема

Субтрактивният метод се свежда до отстраняване на незащитените участъци от медното фолио на предварително фолирана диелектрична основа, в резултат на което върху нея се получава проводящата схема на печатната платка. Незащитените участъци от медното фолио могат да се премахнат по химически път чрез размяждане (ецване) или чрез посредством пантограф, с чиято помощ те се отнемат механически с фрезер. При първия метод най-често се използва железен трихлорид, примесен с малко солна киселина, а за увеличаване на скоростта на ециването около 6 пъти се използва азотна киселина. Освен това като размяждащи разтвори са се наложили медният двуихорид, амониевият сулфат, водородният прекис и др.

Изборът на метод и разтвор за размяждане се определя от следните фактори: вид на защитния резист; изискване за точност на изображението; скорост на размяждането; налични съоръжения за размяждане и др.

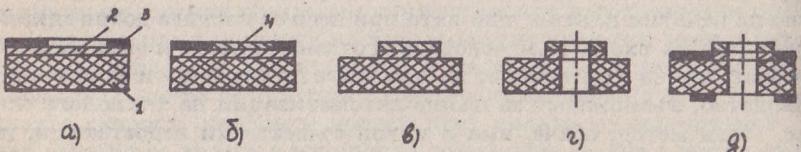
Субтрактивният метод е най-масово прилаганият метод за производство на печатни платки, тъй като при него се постига добра адхезия на проводящата схема към основата, голяма точност и разделителна способност, пълна идентичност на платките при средно- и едросерийно производство, възможност за пълна автоматизация на технологията процес. Този метод, обаче, има и някои съществени недостатъци, по-важните от които са: големи разходи на мед при размяждането, които в някои случаи надвишават 50%; необходимост от регенерация на медта и неутриализация на отпадните води при размяждане на платките, които процеси са рентабилни само в условията на масово производство; влошаване на електрическите параметри на изолационната основа вследствие абсорбция на използвания реагент при химическото размяждане или вследствие проникването на влага през обработената с фрезер повърхност; необходимост от допълнителни процеси и покрития, устойчиви на размяждане при изготвяне на платки с метализирани отвори; ограничение на минималната ширина на печатните проводници и разстоянието между тях, дължащо се на подецването и др.

Последователността на операциите при изготвяне на едностранни печатни платки чрез размяждане на медното фолио при използване на позитивен и негативен варианти на метода е илюстрирана на фиг. 5.18 и фиг. 5.19. Означенията на фигураните имат следното съдържание: 1 – диелектрична основа; 2 – медно фолио; 3 – защитна маска на печатната схема; 4 – метален резист; 5 – монтажен отвор; 6 – контактна площадка; 7 – защитна маска за спойките.



Фиг. 5.18

Същността на позитивния вариант (фиг. 5.18) се състои в следното: Върху фолираната заготовка се създава позитивна защитна маска на печатната схема (а), след което незащитените участъци от фолиото се разсяждат (б), защитното покритие се отделя (в), пробиват се всички монтажни отвори (г) и накрая се нанася защитната маска за спойките и маркировката (д). Защитните маски за спойките представляват органични покрития, нанесени направо върху проводящата схема на печатната платка с цел защита на площините, върху които не трябва да се отлага припой. Основно предназначение на маската е при запояване на елементите да не позволи на припоя да проникне под нея или да се залепи върху нея и да предпази повърхността на платката от климатични и механични въздействия при съхраняване, транспортиране и експлоатация. Най-често тези маски се нанасят чрез ситов печат и по-рядко с отлагане на сух филм (поради по-сложния процес).

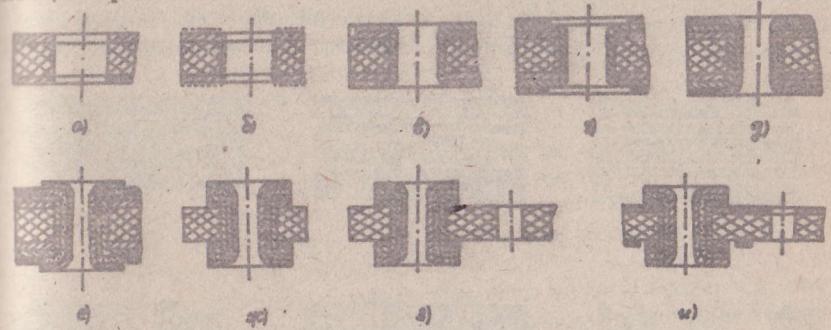


Фиг. 5.19

При негативния вариант (фиг. 5.19) защитният резист създава върху повърхността на фолираната основа негативно изображение на печатната схема (а), като върху незащитените участъци от фолиото, които представляват печатните елементи, се нанася по галваничен път защитно метално покритие (метален резист) за защита на печатната схема при разсяждане (б). Металните резисти, които най-често се изготвят от калай, олово, черен хром, калай-никел и др., освен като защита при разсяждане, служат за защита на проводящата схема от климатични и механични въздействия и за подобряване на спойваемостта на платките. Следващите операции включват: почистване на защитния резист на печатната схема и разсяждане (в), пробиване на монтажните отвори (г) и нанасяне на защитни маски за спойките и маркировката (д).

За увеличаване на механичната якост на монтирани върху платката елементи се изготвят и едностранни печатни платки с метализирани отвори. Технологичният процес за производство на платки с метализирани отвори ще бъде пояснен за случая на двустранни печатни платки.

При двустранните печатни платки проводящата схема се разполага върху двете страни на диелектричната основа, като електрическата връзка между слоевете се осъществява с помощта на **метализирани отвори**. По този начин се повишава пътността на монтажа и надеждността на съединенията. Двустранните платки се изготвят по позитивен метод с използване на двустранно фолиран електроизолационен материал. Последователността на технологичните операции в този случай е представена на фиг. 5.20. Първоначално се пробиват и почистват подложките на метализация отвори (а), след което те се подготвят за метализация чрез сенсибилизиране и активиране на повърхността им (б).

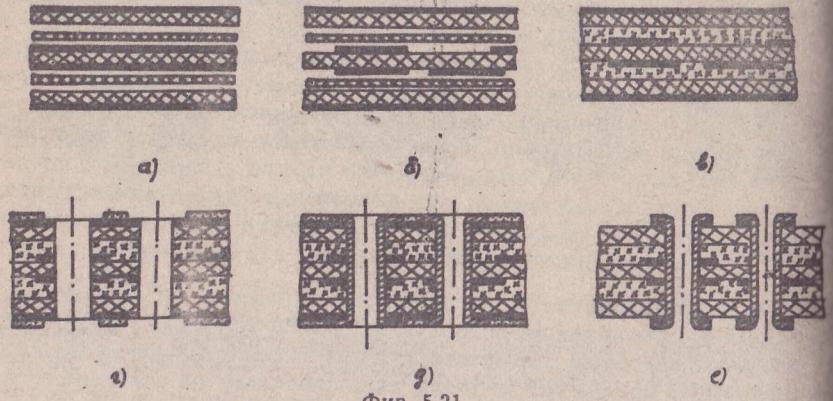


Фиг. 5.20

Целта на тези обработки е да се подобри сцеплението между металното покритие и диелектрика на основата, като най-често те се извършват в комбинирани разтвори, съдържащи солна киселина, калаен и паладий-дихлорид и органични добавки за подобряване на стабилността на разтвора. Активираните повърхнини се подлагат на химично помедняване (в) и след нанасяне на защитната маска на проводящата схема чрез фото- или ситопечат (г) се извършва електрическо усилване на медта (д). Химическото помедняване със следващо след него електрохимично усилване на медта е основен метод за получаване на проводящи покрития в технологията на печатните платки. За предпазване на медния слой от разсяждане, върху него се нанася по галваничен път защитно метално покритие (е), след което защитният резист на печатната схема се отделя и откритите участъци от медното фолио се разсяждат (ж), пробиват се всички неметализирани отвори (з) и накрая се нанася защитната маска за спойките и маркировката (и).

Използването на метализирани отвори за осъществяване на електрическата връзка между слоевете на една платка е база за създаване на най-разпространения настоящем метод за производство на многослойни печатни платки – **методът на метализираните проходни отвори**. Повече от 80% от произвежданите в световен мащаб многослойни печатни платки се изготвят по този метод, който позволява да се получат до 20-слойни платки с висока пътност на монтажа и добро качество на междуслойните съединения, да се намали броят на контактите и

да се съкрати продължителността на технологичния цикъл. Метод на метализираните проходни отвори е единствен метод за създаване на конструкции на многослойни платки с такава структура, която об печава надеждно предаване на наносекундови импулси и разпределение на захранването между активните елементи на бързодействащи изчислителни машини. Изготвените по този метод платки притежават на къси линии за връзка, добра възможност за електрическо екраниране, подобрена устойчивост към въздействията на околната среда като резултат от разполагане на всичките печатни проводници в масата на монолитния диелектрик, възможност за увеличаване на броя на слоевете без съществено нарастване на стойността и продължителността на процеса.



Фиг. 5.21

За изготвяне на многослойни печатни платки по този метод се ползват заготовки от едностранино (за външните слоеве) и двустранно (за вътрешните слоеве) фолиран диелектрик (най-често стъклотексстолит с дебелина от 0,05 до 0,8 mm), разделени помежду си със свързващ материал (фиг. 5.21a). Свързваният материал служи за междуслойна изолация и свързване на отделните слоеве в монолитна структура и обикновено представлява стъклотъкан, пропита с недополимеризирана термопластична смола или лак с дебелина от 0,025 до 0,1 mm. Върху заготовките на вътрешните слоеве се отпечатват съответните им проводящи схеми (б), след което отделните слоеве се слепват чрез пресоване в пакет (в). Точно съвместяване на контактните площи по вертикални по постига чрез технологичните отвори на слоевете, направляващи щифтове на пресформата, в която се пресова пакетът. Пресоването може да се извърши по два начина. При първия (студено пресоване) пресформата с пакета се поставя в студена преса, след което започва постепенното й нагряване до необходимата за пресоване температура. Вторият метод (горещо пресоване) изисква пресата да е нагрета предварително до температурата, при която трябва да се извърши пресоването и по този начин се скъсява значително продължителността

на операцията. По правило пресоването на пакета трябва да се извърши при температура, при която свързвашата смола е в състояние гел. Ако налягането се приложи когато смолата е в течно състояние, тя ще изтече, в резултат на което в готовата платка се появяват празници. Когато пресоването се извърши при температура, при която смолата е вече полимеризирана, свързването на отделните слоеве на платката ще бъде слабо. Точният момент на пресоването се определя опитно. След това се пробиват проходните отвори и се нанасят защитните маски на проводящите схеми на външните слоеве (г). Високите изисквания към точността на пробиване налагат използването на високооборотни машини с програмно управление. За реализиране на електрическите връзки между отделните слоеве проходните отвори се метализират (д) по начин, описан за двусловните печатни платки, след което защитният резист на външните слоеве се отделя и ненужните участъци от фолиото се разглеждат (е).

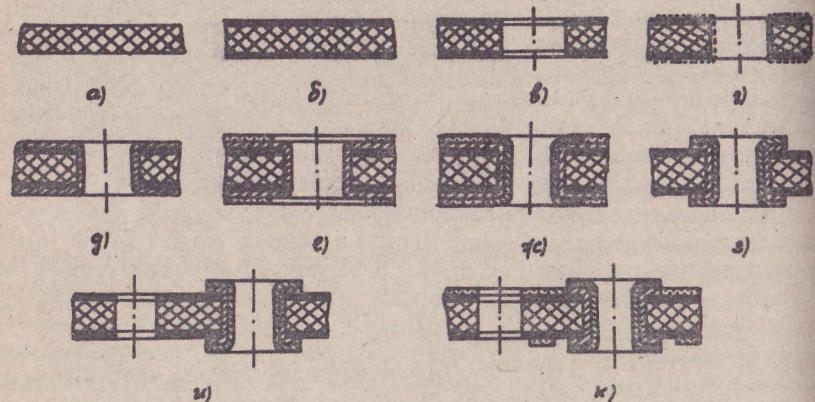
Освен методът на метализираните отвори, съществуват и други методи за производство на многослойни печатни платки: метод на двойното запресоване, метод на последователното наслояване и метод на изнесени изводи, които поради по-ограниченото си разпространение няма да бъдат разглеждани в учебника.

Голямата трудоемкост на изготвянето; високата точност, която се изисква при създаване на проводящите схеми на отделните слоеве и при тяхното съвместяване; необходимостта от прецизен контрол след всяка операция; ниската ремонтопригодност; сложността на технологичното оборудване и високата цена, налагат многослойните печатни платки да се използват само за добре отработени конструкции на електронно-изчислителни машини, на авиационна и космическа апаратура.

Адитивният метод се свежда до избирателно отлагане на токопроводящо покритие върху диелектрична основа, която може предварително да бъде покрита със слой слепваща композиция. В сравнение със субтрактивния метод той притежава следните предимства: 1) еднородност на структурата и по-висока надеждност на връзките между метализираните отвори и печатните проводници, поради едновременно им създаване в един химико-галваничен процес; 2) отстраняване на подецването на елементите на печатната схема; 3) повишаване на точността на печатния монтаж (ширината на проводниците съставлява 0,13...0,15 mm); 4) опростяване на технологичния процес и намаляване на продължителността на производствения цикъл; 5) икономия на мед, химикали за ецване и за неутрализация на отточните води. Независимо от изброените предимства, използването на адитивния метод в масовото производство на печатни платки е ограничено поради ниската производителност на процеса на химическа метализация, интензивното въздействие на електролитите върху диелектрика и трудностите за получаване на метални покрития с добра адхезия.

В затрудните случаи от начина на създаване на токопроводящото покритие съществува и иной метод, при който създаването на токопроводящия слой може да бъде химичен или химико-галваничен.

При химичния метод скоростта на отлагане на медта е около $2\ldots4 \mu\text{m}$ и за получаване на необходимата дебелина на слоя се изиска продължително време. По-производителен е химико-галваничният метод, при който първоначално по химически начин върху цялата повърхност платката се отлага тънък слой мед ($1\ldots5 \mu\text{m}$) и след това тя се усилва избирателно чрез електрохимическо помедняване. Излишният тънък меден слой се отстранява чрез разряждане. Технологичната схема процеса на изготвяне на двустранни печатни платки по химико-галваничен адитивен метод е показана на фиг. 5.22. Първоначално върху нефолирана заготовка (a) се нанася адхезив (лепващ материал) чрез потапяне (b), след което се пробиват и почистват всички подлежащи на метализация отвори (c) и цялата повърхност се подлага на сенсибилизация и активиране (d). Следва химическо отлагане на тънкослой мед (e); нанасяне на защитните маски на проводящата схема върху лицевата и обратната страна на платката чрез фото- или ситопечат (f) галванично усилване на медта до $25 \mu\text{m}$ и покриването ѝ със защитен метален слой, устойчив на разряждане (g); пробиване на неметализирани отвори (h) и нанасяне на защитна маска за спойките и маркировка (k).



Фиг. 5.22

Разновидност на адитивния метод е *фотоформироването на проводящата схема*, при който от процеса се изключва фоторезистът. Върху повърхността на заготовката се нанася състав, съдържащ метални ини (мед, паладий), които се възстановяват под действието на ултравиолетово облъчване през фотошаблона и формират проводящата схема на платката, която в последствие се подлага на дебелослойно помедняване. Отложеният слой притежава добра адхезия към диелектрика, ширината на получените печатни проводници е $0,08\ldots0,1 \text{ mm}$.

Качеството на произвежданите печатни платки се проверява чрез изходен контрол, който включва: 1) контрол на външния вид; 2) инструментален контрол на геометричните параметри и оценка

точността на изпълнение на отделните печатни елементи и точността на съвместяване на слоевете; 3) проверка на метализацията на отворите и нейната устойчивост на токово натоварване; 4) контрол на цялостта на токопроводящите вериги и на съпротивлението на изолацията.

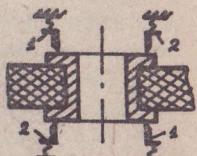
Бърза проверка на качеството на метализацията на отворите се извършва чрез измерване на съпротивлението на контактния преход по метода на четирите сонди при кратковременно подаване на ток 1 A . Схемата на метода е представена на фиг. 5.23, където с 1 са означени токовите, а с 2 – напрежителните електроди. Приема се, че метализацията е качествена, когато измереното съпротивление е до $500 \mu\Omega$. Проверката на устойчивостта на контактния преход на токово натоварване се извършва при многочасова работа на метализираните отвори при ток $1\ldots3 \text{ A}$. При това некачествените съединения изгарят или тяхната температура се повишава, което се контролира с висока точност от топловизионна система.

Проверката на цялостта на токопроводящите вериги и на изолационното съпротивление между проводниците се извършва по електрически начин с използване на тестери с програмно управление. С помощта на контактно устройство печатната платка се свързва на входа чрез комутатор към изпитващ блок, а на изхода – с измервателната апаратура. Контактното устройство представлява матрица от иглообразни пружинни контакти, разположени във възлите на координатната мрежа и притиснати към повърхността на платката. В съответствие със записаната на перфолента информация към всяка проверявана верига се подава напрежение от 5 до 12 V . Резултатите от измерващето се сравняват с еталонни, записани в паметта на микро ЕИМ и на базата на това сравнение се определя годността на веригата, като информацията за вериги, несъответстващи на изискванията, се отпечатва. Контролът на електрическата якост на изолацията се провежда с помощта на монтиран в изпитващия блок високоволтов източник на напрежение от 150 до 1500 V .

5.3.6. Електрически монтаж на печатни платки

При електрическия монтаж на печатни платки се извършват следните основни операции: 1) подготовка на градивните елементи (комплектоване, проверка, огъване на изводите и при необходимост подизване, зачистване и калайдисване на изводите); 2) поставяне на елементите в отворите на платката в съответствие с конструкторската документация и механичното им закрепване; 3) запояване на изводите; 4) изрязване на стърчащите над спойките изводни краища на елементите и 5) проверка на качеството на спойките.

В зависимост от серийността на изделията монтажът на печатните платки може да се извърши ръчно, механизирано или автоматизирано.



Фиг. 5.23

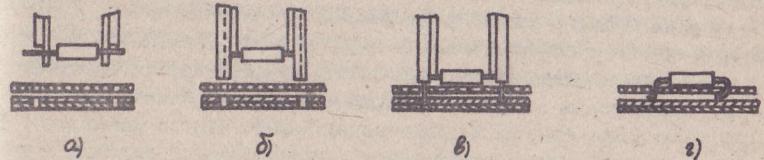
Ръчният монтаж се е наложил в по-дребносерийни производства, които се използва широка номенклатура градивни елементи, а така също при употреба на диоди, транзистори и интегрални схеми, изискващи специални условия на монтаж и запояване. Обикновено за улесняване и опростяване на ръчния монтаж, процесът се разделя на отделни операции, обединяващи еднородни дейности, като: подбор, измерване и комплектоване на необходимите градивни елементи за съответния вид платки; оформяне и подрязване на изводните краища; подреждане и закрепване на елементите върху платките, като за улесняване на тази операция платката се маркира от страната на елементите (чрез марковата се указва мястото и номерата на елементите върху платката).

Формирането и изрязването на изводите на традиционните елементи (с аксиални и радиални изводи) може да се извърши с помощта специална щампа. При това силите, които са приложени към изводите на елементите, трябва да бъдат подбрани така, че да се осигури минимално разтягане по оста на изводите, ненарушаване на цялостта галваничното им покритие и получаване на зададена конфигурация формовката. При недопустимо разтягане на изводите, в стъкленините керамичните корпуси е възможно да се появят пукнатини, които водят до тяхното разхерметизиране. Ето защо участъкът от извода на 1/3 от тялото на корпуса не трябва да се подлага на огъване и усукване, а при формиране на изводите е необходимо да се съблюдават допустимите радиуси на огъване: при изводи с кръгло сечение радиусът на огъване трябва да е по-голям от удвоения диаметър на извода, а при такива с правоъгълно сечение – по-голям от две дебелини на извода.

Качеството и производителността на ръчния монтаж се повишават чрез използване на монтажни маси със светлинна индикация на мястото на елементите върху платката. Всяко работно място в този случаи е комплектовано с касети за елементите, които са свързани с устройството за светлинна индикация. За монтаж на еднотипни печатни платки се изработва предварително пластмасова монтажна матрица, в която съответствие с чертежа на платката се разполагат светодиоди със стъпка 2,5 mm. Върху наборното поле на тази матрица се програмира последователността на подаване на сигнали към групите светодиоди, които се маркира монтажното място на всеки градивен елемент върху платката. Паралелно с това чрез светлинен сигнал се указва и касета в която се намира избраният елемент. Подгответната матрица се закрепва върху монтажната маса и върху нея се фиксира точно печатната платка. При включване на масата към мрежата светва първата група светодиоди (двойка или повече в зависимост от броя на изводите на елемента), които определят положението на първия елемент върху платка и лампичката на касетата, от която трябва да се вземе този елемент. След поставяне на елемента се осъществява автоматичен преход към следващия. Определена полярност на елемента или първият (опрен) извод на многоизведен елемент (интегрална схема, транзистор и т.н.)

указва с мигащ светодиод. След разполагане на всички елементи върху матрицата не трябва да свети нито един светодиод. Значително разширяване на монтажните възможности се постига чрез използване на монтажни маси с гъвкава индикация на адресите. В такъв случай програмата на последователността при разполагане на градивните елементи се записва върху подвижен носител (например, гъвкав диск) и по този начин се избегват затруднения при преминаване към нова платка. Индикацията на мястото за монтаж на елемента върху платката се извършва чрез светлинен лъч, който се управлява от сигнали, снемани от гъвкавия диск.

При автоматичния монтаж на печатни платки се използват различни автомати, които са предназначени за изпълнение на следните операции: 1) електрически контрол на стойностите на елементите, подготовката и оформяне на техните изводи и подреждане на елементите в ленти или специални касети; 2) подреждане на елементите в отворите на платките; 3) поставяне на изводи и свързващи пера.



Фиг. 5.24

Последователността на операциите на автомат за монтаж на елементи с аксиални и радиални изводи върху печатни платки е представена на фиг. 5.24. Елементите се подават към монтажната глава подредени по зададен начин в ленти. В зависимост от елемента, който трябва да бъде монтиран, платката предварително се позиционира спрямо монтажната глава. Позиционирането на платката се осъществява с висока скорост и точност ($\pm 0,025$ mm) с помощта на безинерционни стъпкови двигатели с програмно управление. След това монтажната глава захваща и изрязва елемента от лентата (a), огъва неговите изводи и ги ориентира точно спрямо отворите на платката (b), закрепва елемента в монтажните отвори и изрязва изводите (c) и накрая се извършва фиксиране на елемента върху платката (d). Възможността за гъвкаво управление на монтажното оборудване и високата му производителност (18...24 хиляди елемента за час) са важни предпоставки за внедряване на тези автомати в серийното производство на печатни платки.

Масово приложение в технологията на печатния монтаж имат груповите методи за запояване чрез потапяне и чрез вълна на припоя, разгледани в раздел 5.2.3, при които се осъществява едновременно свързване на всички монтирани върху платката елементи към печатната схема.

5.4. ТЕХНОЛОГИЯ НА ПОВЪРХНОСТНИЯ МОНТАЖ

5.4.1. Кратко въведение в технологията на повърхностния монтаж

(14) Технологията на повърхностния монтаж (ТПМ) се налага в края на 70-те години като перспективно средство за обезпечаване на миниатюризация на апаратурата при едновременно нарастване на нейната функционална сложност. Чрез използване на тази технология могат да се създадат по-бързодействащи, шумоустойчиви и надеждни радиоелектронни и електронно-изчислителни средства.

Същността на повърхностния монтаж се състои в запояване на елементите непосредствено върху повърхността на комутационната платка. За тази цел се използват елементи, много по-малки от традиционните им еквиваленти, които се свързват към печатната схема с помощта на външни контактни площи (безизводни елементи) или много къси изводи. Използваната елементна база позволява да се постигне много по-висока плътност на монтажа на единица площ от комутационната платка и значително да се намали големината на паразитните параметри, което е особено важно за бързодействащи и СВЧ устройства. Освен това отпада необходимостта от формиране и изрязване на изводите, характерна за традиционните елементи, които се монтират в отвори и по този начин се оправдяват монтажните операции. В същото време се намаляват разходите за изготвяне на платките, поради отпадане на операциите за пробиване на монтажни отвори, тяхното почистване, метализация и контрол. Обикновено с помощта на ТПМ се постига по-висока надеждност на изготвяните изделия.

Внедряването на повърхностния монтаж е свързано с: 1) преминаването към нова като тип на изгълнение елементна база; 2) повишени изисквания към печатната платка (съгласуване на температурния коефициент на разширение на платката с този на използвани елементи, подобряване на топлоотвеждането, геометрична стабилност, намаляване на ширините и разстоянията между печатните проводници и др.); 3) разработка на нови технологични процеси и създаване на необходимо производствено оборудване.

Основен проблем при разработка на конструкциите на платки за повърхностен монтаж е топлоотвеждането. Този проблем трябва обязательно да се отчита, тъй като, поради малкото разстояние между елементите, отделената от тях топлина на единица площ от платката значително нараства. За подобряване на топлоотвеждането, вместо традиционните стъклоепоксидни платки, могат да се използват например платки от инвар, плакирана мед и др. При това трябва да се има предвид, че разликата в коефициентите на топлинно разширение на контактуващите материали на платката и на корпуса на елементите води до термични напрежения и деформация в мястото на спояване (при конвенционалните елементи термичните напрежения се поемат от гъвкавите им изводи).

Повърхностният монтаж позволява да се използват високоскоростни монтажни автомати с реална производителност над 10 000 елемента в час, като при това честотата на появява на дефекти в зависимост от ложността на изделието варира в границите (100...1000). 10^{-8} . Много-водните корпуси на интегралните схеми за повърхностен монтаж със тъпка между изводите 1,25 mm или 0,625 mm налагат използването на тънки комутационни трасета (писти) с малко разстояние помежду им, ако не се оптимизират условията на запояване са възможни окъсявания на съседни трасета и изводи с припой. Ето защо в зависимост от ложността на корпуса, наред с традиционните методи на запояване на елементите с вълна на припоя, се използват и методи на запояване чрез разтапяне на дозиран припой, нанесен върху мястото на спойката чрез топепечат, в парогазова среда, или с инфрачервено или лазерно нагряване. Запояването с вълна на припоя се прилага за свързване на елементи, сместени в прости корпуси, които са разположени върху "обратната" страна на платката, а елементите върху "лицевата" страна на платката запояват с използване на един от методите на разтапяне на дозиран припой. Корпусите на елементите за повърхностен монтаж се закрепват върху повърхността на платката преди запояване с помощта на поксидни лепила или чрез спояващата паста.

5.4.2. Елементи и комутационни платки за повърхностен монтаж

Пасивните елементи (резистори, кондензатори) за повърхностен монтаж имат обикновено правоъгълна форма (фиг. 5.25), като в двата им края са създадени метални контактни повърхности, чрез които елементите се запояват към проводящата схема. Безизводните елементи, наречени още чип-елементи, се изготвят обикновено като три типоразмера, което обезпечава ефективна им стандартизация. За указване на геометричните размери на тези елементи се използва кратка форма на означение, например 1206 означава, че елементът има дължина 0,12 дюйма (3,048 mm) и ширина 0,06 (1,524 mm). Разпространени са също типоразмери 0805, 1608 (за резистори) и 1812 (за кондензатори).

По-голяма част от чип-резисторите се изготвят по методите на дебелослойната технология, която включва: 1) нанасяне на резистивна паста върху керамична подложка чрез ситошиблон, в който е създадена конфигурацията на резистивните елементи; 2) изпечане; 3) изготвяне по аналогичен начин на контактните площи на резисторите; 4) лазерна донастройка на съпротивлението на резисторите; 5) покриване на резистивните елементи със защитен епоксиден състав; 6) изрязване на

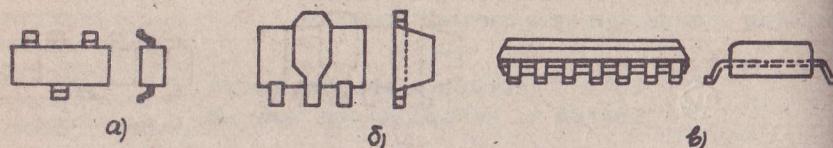


Фиг. 5.25

отделните чип-резистори. Конструкцията на чип-резистор е дадена на фиг. 5.25а, където са използвани следните означения: 1 – керамична основа; 2 – резистивен слой; 3 – контактна повърхност и 4 – защитно покритие.

По метода на дебелослойната технология се изготвят и керамични чип-кондензатори (фиг. 5.25б), представляващи пакет от метализирани керамични слоеве, които формират отделни кондензаторни секции свързани паралелно към външните контактни изводи.

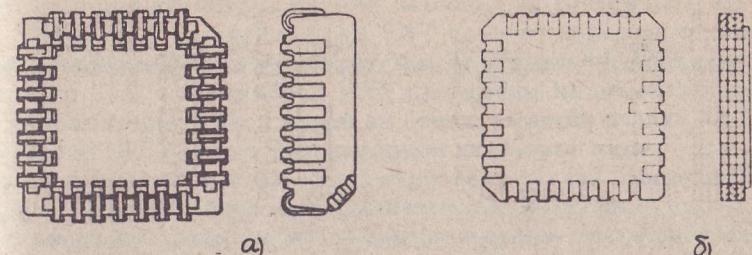
Полупроводниковите елементи и интегрални схеми за повърхностен монтаж се разполагат обикновено в пластмасови или керамични корпуси от различен тип. За херметизиране на транзистори се използва малогабаритен транзисторен корпус тип *SOT* (Small Outline Transistor), който се изготвя в няколко варианта: *SOT-23* (фиг. 5.26а), *SOT-89* (фиг. 5.26б) и т.н. Изборът на типа на корпуса зависи от разсейваната от прибора мощност и реалния размер на полупроводниковия кристал. *SOT-23* се използва за корпусиране на кристали с площ до 19,35 mm² и разсейвана мощност до 200 mW, а *SOT-89* – за кристали с площ 38,7 mm² и разсейвана мощност до 500 mW.



Фиг. 5.26

За херметизиране на интегрални схеми с малка и средна степен на интеграция се използва малогабаритен корпус тип *SO* (Small Outline), който напомня умен вариант на традиционния корпус с двуредно разположение на изводите тип *DIP* (фиг. 5.26в). Този корпус може да има 8, 14 и 16 изводи с формата на крила на чайка, като стъпката между двете съседни извода е 1,25 mm. Основни предимства на миникорпус *SO* в сравнение с неговия аналог *DIP* са по-малките му размери (той има с 70% по-малък обем и с 30% по-малка височина от своя по-голям аналог) и по-добрите му електрически характеристики (по-голяма скорост на преминаване на сигналите). Стандартният микрокорпус *SO* има ширина 3,81 mm, като съществува свързено аналогичен корпус, наречен "увеличен вариант" – *SOL* (Small Outline Large), който има ширини 7,62 mm и брой на изводите от 16 до 28.

По правило за херметизация на интегрални схеми с голяма свръхголяма степен на интеграция (модули на паметта и др.) се използват пластмасови кристалоносители с изводи тип *PLCC* (Plastic Leaded Chip Carrier), които имат формата на квадрат и от 18 до 84 изводи със стъпка между тях 1,25 или 0,625 mm, разположени и на четирири-



Фиг. 5.27

гани на корпуса (фиг. 5.27а). Конструктивните варианти с брой на изводите до 52 се изготвят с *J*-образни изводи, които при монтаж се подгъват под корпуса. Съществуват също керамични кристалоносители с изводи тип *LDCC* (Leaded Ceramic Chip Carrier), които се отличават по-висока херметичност, но поради по-високата си цена се използват главно за военна и друга отговорна апаратура.

Във военната техника, апаратурите за връзка и аерокосмическата техника са намерили широко разпространение безизводните керамични кристалоносители тип *LCCC* (Leadless Ceramic Chip Carrier) (фиг. 5.27б), които съдържат 18 и повече изводни контактни площи (съществуващи варианти с 20, 28, 44, 52, 68 и 84 контактни площи). Основен недостатък на този тип корпуси е различието между температурните кофициенти на разширение (ТКР) на корпуса и на стандартната тъклоепоксидна платка, което е причина за появата на пукнатини в пойките при термоциклиране (изменение на температурата примерно границите $-55^{\circ}\dots+125^{\circ}\text{C}$) или при високо ниво на разсейваната мощност. По-добре *LCCC* се съгласува по ТКР с керамичните платки, които намират, обаче, ограничено приложение в техниката на повърхностния монтаж.

Освен изброените, съществуват също нестандартни корпуси за елементи с неправилна форма, например индуктивности, превключватели и др.

Техниката на повърхностния монтаж налага разработването на комутационни платки с повишени електрически характеристики и топлопропускане. Електрическите характеристики са свързани преди всичко с обемното съпротивление ρ на диелектричния материал на основата и комутационната платка (ρ на най-често използваните за тази цел материали се намира в границите $10^9\dots10^{16}$, О cm). За платките на бързодействащи устройства, с цел намаляване на паразитните капацитети, трябва да се използват материали с минимална диелектрична проникливост (традиционната тъклоепоксидна платка има $\epsilon_r = 4,8$, а някои тъклотелефлонови композиционни материали – $\epsilon_r = 2,3$).

Както беше вече споменато, за осигуряване на качествена спойка безизводни керамични корпуси е необходимо техният термичен коефициент на разширение да е близък до този на комутационната платка. Обикновено керамиките имат ТКР от порядъка на $6 \cdot 10^{-6} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$, докато за широко използвани за комутационни платки стъклополиамиди и стъклополиамидни материали този коефициент е 2...3 пъти по-голям. Това налага разработването на някои нови композиционни материали, включващи влакнести модификатори с нисък ТКР и органически смоли (например, кевлар-епоксидна смола, кевлар-полиамид, кварц-полиамид) или включване на компенсационен слой на платката с нисък ТКР (например, мед-инвар-мед, мед-молибден-мед, мед-графит). Разработени са също комутационни платки с еластомерно покритие, които издръжат около 430 термоциклираания от -55°C до $+125^{\circ}\text{C}$.

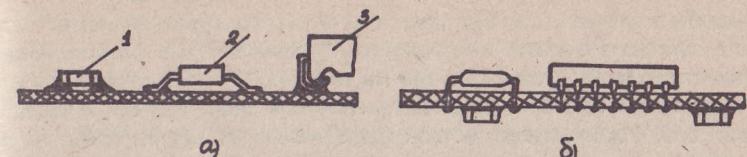
Повишената плътност на монтажа и по-малката разсейваща площ на корпусите на елементите за повърхностен монтаж налагат да се вземат специални мерки за подобряване на топлоотдаването. За тази цел могат да се използват, например метализирани площиадки под корпусите на елементите или закрепване на елементите с помощта на проводяща лепила на базата на епоксидни смоли.

Характерно за топологията на проводящата схема на платките за повърхностен монтаж е малката ширина и разстояние между печатните проводници: 0,381 mm – при използване на ситопечат и 0,2032 mm – при фотопечат. Размерите на контактните площиадки за изводите на интегрални със стъпка между изводите 1,27 mm са обикновено $1,778 \times 0,635$ mm, като допустимото разстояние от проводник до контактна площиадка е 0,381 mm (за ситопечат) и 0,254 mm (за фотопечат). Намалените размери на контактните площиадки и на проводниците изискват повишена точност при позициониране (допуск 0,0125 mm) и спояване на елементите.

5.4.3. Методи за повърхностен монтаж

Съществуват два основни метода за реализация на повърхностния монтаж: чисто повърхностен монтаж (единствен или двустранен) и смесен монтаж, при който паралелно с повърхностния монтаж се извършва и монтаж на елементи с аксиални и радиални изводи в отвор на комутационната платка.

При чисто повърхностния монтаж първоначално върху местата за контактуване на лицевата страна на комутационната платка се нанася спояваща ласта чрез ситов печат. След това елементите се позиционират и фиксират, като за целта пастообразният припой се изпичи приблизително 30 min при 75°C . Следва запояване чрез разтапяне на дозирания припой в парогазова среда, с инфрачервено или лазерно нагряване и почистване на комутационната платка. Начинът на запояване на елементите върху повърхността на печатната платка в зависимост



Фиг. 5.28

типа на техния корпус е показан на фиг. 5.28a, където с 1 е означен чип-елемент (резистор или кондензатор), с 2 – сложен компонент с повърхностен монтаж с изводи във вид на крила на чайка и с 3 – компонент с J-образни изводи. При двустранен повърхностен монтаж върху обратната страна на платката се фиксираат с помощта на адхезив ръстни елементи. В качеството на лепила се използват специално разработени бързосъхнещи епоксидни смоли и водоразтворими състави, като тяхното нанасяне върху платката се извършва чрез ситов печат, дозиране с щприц и др. Адхезивът трябва да се формира във вид на лапка с достатъчен размер за удържане на елемента върху платката до неговото залепване, като при това не се разлива. Сушенето на лепилото се извършва обикновено при температура $80^{\circ}\text{...}150^{\circ}\text{C}$ в продължение на 5 min или за целта се използва нагряване с ултравиолетов излъчвател. Запояването на елементите върху обратната страна на платката се прави чрез двойна вълна на припоя, след което платката се почиства от остатъците от флюс и други замърсявания, които могат да предизвикат корозия и нарастване на утечните токове. Този начин на монтаж е приложим само за безизводни елементи, които издръжат температура 160°C в продължение на 5 min, без това да повлияе на корпуса и на кристала. Методът не е приложим при много малко разстояние между контактните площиадки, тъй като съществува опасност от къси съединения.

Методът на смесения монтаж може да се реализира в три варианта: 1) върху лицевата страна на платката се монтират както традиционни елементи с аксиални и радиални изводи, така и елементи за повърхностен монтаж; 2) върху лицевата страна на платката се монтират традиционни елементи, а върху обратната страна – прости елементи за повърхностен монтаж (чип-елементи и елементи, поместени в корпуси тип SOT); 3) върху лицевата страна на платката се монтират както традиционни, така и сложни компоненти за повърхностен монтаж (интегрални със стъпка с корпуси SOIC, PLCC), а върху обратната страна – прости компоненти за повърхностен монтаж. Първият вариант на смесен повърхностен монтаж се среща по-рядко. Последователността на технологичните операции при втория вариант на смесен повърхностен монтаж, който се среща най-често, е следната: 1) нанасяне на адхезив върху обратната страна на комутационната платка; 2) позициониране

на елементите за повърхностен монтаж; 3) изсушаване на адхезив; 4) обръщане на платката; 5) разместване и фиксиране на конвенционалните елементи в отворите на платката; 6) нанасяне на флюс и запояване на елементите чрез двойна вълна на припой; 7) почистване на платката. Начинът на запояване на елементите в този случай е представен на фиг. 5.286. Най-сложен за реализиране е третият вариант на смесен повърхностен монтаж, при който се извършват следните технологични операции: 1) нанасяне на спояваща паста върху лицевата страна на комутационната платка чрез ситошиблон; 2) позициониране и фиксиране на сложните елементи за повърхностен монтаж; 3) запояване чрез разтопяване на дозирания припой; 4) разместване и фиксиране на конвенционалните елементи в отворите на платката; 5) завъртане на платката; 6) нанасяне на адхезив; 7) позициониране и фиксиране на простите елементи за повърхностен монтаж; 8) изсушаване на адхезива; 9) завъртане на платката; 10) спояване с двойна вълна на припоя на простите елементи и изводите на елементите, разположени в отвори; 11) почистване на платката.

Елементите за повърхностен монтаж се доставят подредени в ленти, в специални тръбни магазини или насипно. За тяхното монтиране върху платката се изискват автомати, които включват системи за подаване и позициониране на платките; една подвижда или (и) няколко неподвижни монтажни глави, чрез които се осъществява последователно, паралелно или смесено нареддане на елементите върху платката; модул за ултравиолетово изсушаване на адхезива, с който се закрепват елементите върху повърхността на платката и др. Подаването на елементите се управлява програмно, като при това вакуумната глава споява избрания елемент, прокарва го по барабан, покрит със спояваща паста или адхезив и го поставя върху необходимото място на платката.

Както беше вече споменато, запояването на елементите за повърхностен монтаж по метода на разтапяне на дозирано количество припой може да се извърши в атмосфера на наситена пара (кондензационно запояване). За целта платката се разполага над кипяща течност (най-често флуорсъдържаща течност), чийто пари, нагрети до температурата на кипене на течността, започват да кондензират върху повърхността ѝ. В резултат на отделената при този процес енергия, платката се нагрява равномерно до температурата на кипене на течността, вследствие на което припоят се разтопява. Методът осигурява висока чистота на средата и не изисква специални системи за поддържане на температурата, но в същото време той е свързан с използването на скъпо оборудване и течности.

По-икономично е запояването чрез инфрачервено нагряване, което се извършва в контролируема газова среда или във вакуум. За целта се използват кварцови лампи, излъчващи в тесен вълнов диапазон (от 1 до 5 μm), като формирането на топлинното поле се извършва с помощта на различни по форма отражатели (рефлектори). Когато излъчването

се фокусира в една точка или по дължината на линия се използват отражатели с елиптична форма, в близкия фокус на които се разполага източникът, а в далечния – нагреваният обект. Равномерно разпределение на излъчването по повърхността на платката се постига с помощта на отражатели с параболична или хиперболична форма. Рефлекторите се изготвят от мед, месинг, алуминий, като вътрешната повърхност се полира. Инфрачервеното нагряване позволява при изсушаване на елементите за повърхностен монтаж да се използва както индивидуален, така и групови методи. При груповото запояване зоната на обработка се разделя на два участъка, като в първия се осъществява предварително нагряване и изравняване на температурите на платката и на елементите, а във втория – запояване под действието на мощен енергичен импулс. По този начин се намалява бракът, причинен от появата на големи вътрешни напрежения в съединенията. За ограничаване на зоната на нагряване и намаляване на температурното влияние върху запоявени елементи се използват защитни маски от метал.

Ефективен метод за запояване в техниката на повърхностния монтаж е и методът на разтапяне на дозирания припой чрез лазерно нагряване. Основни предимства на лазерното запояване са: висока скорост на нагряването; безинерционност на въздействието на излъчването, което позволява нагряването да се извърши с използване на импулси с малка продължителност ($10^{-9} \dots 10^{-2}$, s) и много точно да се дозира излъчвателната енергия; възможност за ограничаване на зоната на термичното влияние до $0,03 \dots 0,25$ mm при минимален диаметър на нагрятото петно $0,01$ mm; висока концентрация на мощността в зоната на съединение (10^{12} W/mm^2); възможност за управление на излъчването с прости оптични средства и за разцепване на лъча с помощта на огледала на няколко направления; лазерните установки се поддават лесно на автоматизация. В технологията на запояване като източник на лазерно излъчване се използват основно твърдолелни лазери, работещи с дължина на вълната $1,06$ μm. За намаляване на разрушаващите последици от термоудара, на изхода на оптичния генератор лазерният лъч се разделя на два лъча с различна интензивност, които се подават към изводите на спояваните елементи по световоди. Лъчът с по-малка интензивност се използва за предварително нагряване на съединенията, а другият – за запояване на изводите към контактните площиадки.

За тестване на печатните платки за повърхностен монтаж е разработено автоматично оборудване с двустранни контактни приспособления, които са снабдени със специални сонди, разположени със стъпка $1,25$ mm. Някои фирми предвиждат още при проектиране на платката специални контактни площиадки, необходими за тестването, което позволява в този случай да се използва стандартна контролно-измервателна апаратура.

ГЛАВА ШЕСТА

ДИСКРЕТНИ ПАСИВНИ ЕЛЕМЕНТИ НА РСА

6.1. СЪСТАВ НА ЕЛЕМЕНТНАТА БАЗА НА РСА

Елементната база на РСА включва различни елементи, осъществящи филтрация и усилване на сигналите, генерация на трептения различна форма, модулация и демодулация, запомняне и преобразуване на информацията, свързване и комутация на вериги, излъчване приемане на сигнали. Най-общо тези елементи се разделят на четири основни групи: дискретни пасивни елементи и прости възли, реализирани на тяхна база; дискретни активни елементи – полупроводници и електровакуумни прибори; интегрални схеми (ИС) и устройства на функционалната електроника.

Функционирането на пасивните елементи се основава на такива физични процеси като електрически контакт, взаимодействие на електрически ток с магнитно поле, на напрежение с електрически заряд и др. Към тях се причисляват резисторите, кондензаторите, индуктивните бобини, трансформаторите и др., някои възли, състоящи се от отделни пасивни елементи, например LC -филтри, а така също електромеханичните елементи (съединители, превключватели и релета). Дискретните пасивни елементи са все още незаменими при реализирането на такива важни функции като трансформация на токове и напрежения на ниски и високи честоти, филтрация в широк честотен диапазон, получаване на големи по стойност и електрически управляеми капацитети, закъснение на сигнала, осигуряване на големи по стойност високостабилни индуктивности и т.н.

Дискретните активни елементи (диоди, транзистори, тиристори, електровакуумни прибори и др.) нямат алтернативни при изготвянето на изделия, предназначени за големи мощности или за работа в микро-вълновия обхват.

Интегралните схеми (слойни, хибридни и полупроводникови с различна степен на интеграция) представляват конструктивно завършени функционални възли и устройства и имат понастоящем най-широко приложение в радиоелектрониката, поради неоспоримите си предимства: малки размери, икономично енергопотребление, висока надеждност и ниска цена.

При полупроводниковите ИС активните (диоди и транзистори) и пасивни (резистори и кондензатори) елементи и връзките между тях, обезпечаващи изпълнението на определени електрически функции, създават на повърхността или в обема на изходната полупроводникова (най-често силициева) подложка. Тези схеми имат редица недостатъци, които ограничават сферата на тяхното приложение: тесен диапазон от номинални стойности на съпротивлението на дифузионните резистори (от 200...300 Ω до 15...20 $k\Omega$) и на капацитета на кондензаторите (от 3...5

1000...5000 pF), невъзможност за практическа реализация на базата на елементите в полупроводниките на индуктивни елементи и т.н.

Много от недостатъците на полупроводниковите ИС са избегнати в хибридните ИС, където пасивните елементи се реализират обикновено по дебелослойна (за устройства, работещи при честоти до 1 GHz) и тънкослойна технология върху подложка с добри електроизолационни свойства, а активните елементи представляват корпусирани или накорпусни дискретни полупроводникови чипове. В случаите когато електрическата схема включва кондензатори с големи стойности на капацитета или резистори, върху които се разсейват големи мощности, в хибридните ИС се използват дискретни пасивни елементи.

Усложняването на апаратурата е свързано с нарастване на броя на елементите на микросхемите и на междуелементните връзки. Повишаването на степента на интеграция на микросхемите и свързаното с това намаляване на размерите на елементите им има определени граници: интеграция над няколко стотин хиляди елементи в един кристал економически нецелесъобразно и технологически трудно изпълнимо. Подобни проблеми не съществуват в устройствата на функционалната електроника.

Функционалната електроника се основава на принципно нов подход, позволяващ да се реализира определена функция на апаратурата без използване на стандартни базови елементи. Устройствата на функционалната електроника се построяват на несхемотехнически принципи, като за обработка и съхраняване на информацията в тях се използват динамични нееднородности, създадени в обема на твърдото тяло чрез физични методи. Примери за динамични нееднородности могат да бъдат цилиндричните магнитни домени, пакетите от заряди в приборите със зарядна връзка, повърхностните акустични вълни и т.н. Тяхна особеност е това, че те възникват като резултат от физични явления в твърдото тяло в хода на експлоатация на прибора; могат да възникват и да изчезват, а така също да изменят своите характеристики във времето; не са свързани твърдо с координатите и се явяват непосредствени носители на информация, която може да бъде представена както в аналогов, така и в цифров вид.

Предпочитанията към приборите на функционалната електроника пред останалата елементна база на РСА могат да се обосноват за различни случаи. Така например, ако за реализация на функцията филтрация се използват дискретни LC -филтри, които не изискват при изготвянето си сложни технологични процеси, трябва да се има предвид тяхната ниска стабилност и качествен фактор. Увеличаването на стабилността и Q -фактора на този тип филтри е свързано с нарастване на техните размери и цена. По-добри характеристики притежават електромеханичните и кварцовите филтри, но те изискват прецизна механична обработка на детайлите и сложен монтаж. Интегралната микроелектроника също не решава пълно проблемите на филтрацията, особено за честоти над 1...5 MHz. Ето защо в редица случаи е целесъобразно използването на филтриращи устройства, изградени на базата

на функционалната електроника, например филтри на повърхност акустична вълна (ПАВ), филтри на базата на приборите със заряда връзка и др.

Не по-малко сложна ситуация възниква и при създаването на помнящи устройства. Известно е, че голям обем информация може бъде записана върху магнитни дискове и ленти, но скоростта на четене от тях в много случаи е недостатъчна и освен това изготвянето изисква прецизна технология на механичната обработка. Използването на памет на големи ИС позволява да се получи голямо бързодействие и надеждност на записа и четенето на информация, но по обем на съхранена памет тези схеми отстъпват на магнитните дискове и ленти. Върху създаването на нови физични явления, които позволяват да се създават по-съвършени запомнящи устройства, например такива с цилиндрични магнитни домени.

Широкото използване във функционалната електроника на оптични методи за пренасяне и обработка на информация води до съществено повишаване на бързодействието на апаратурите, като го приближава до абсолютната теоретична граница – скоростта на светлината.

При разглеждане на елементната база на радиоелектронните апаратури трябва да се обърне сериозно внимание на принципните различия на конструкциите на елементите, предназначени за работа в СВЧ обхвата (от 300 MHz до 3000 GHz). Пасивните СВЧ елементи (кондензатори, индуктивни бобини, резонатори, елементи за връзка, това и т.н.) могат да бъдат както с разпределени, така и със съредоточени параметри. Елементите с разпределени параметри се реализират като отрезъци от предавателни линии с определено вълново съпротивление и дължина, кратна на дълчината на вълната λ , които са свързани по определен начин. Като предавателни линии най-често използват коаксиални кабели и вълноводи (за изготвяне на дискретни елементи) и микролентова линия (за изготвяне на слойни елементи). Използването на елементи с разпределени параметри не е целесъобразно за дециметровия и дълговълновата област на сантиметровия обхват, тъй като техните размери се получават недопустимо големи. В тази честотна област пасивните елементи се реализират обикновено със съредоточени параметри, т.е. с линейни размери значително по-малки от λ (по-малки от 0,1 λ).

Сръхвисокочестотните ИС, подобно на по-нискочестотните, могат да бъдат полупроводникови, реализирани в чипове от силиций или германиев арсенид и хибриди, изгответи върху диелектрични или ферритни подложки. Последните имат по-широко разпространение, поради технологичните трудности и големите загуби, с които е свързано производството на полупроводниковите. Дискретните активни елементи на СВЧ хибриди ИС обикновено са планарни, което позволява монтирането им към линията както последователно (в процеп на микролентов проводник), така и паралелно между линията и метализираната долната повърхност на подложката.

Тъй като активните електронни елементи и интегралните схеми са изучават подробно в други дисциплини, в този учебник ще бъдат разгледани само най-често използваните при изготвяне на РСА дискретни пасивни елементи.

6.2. РЕЗИСТОРИ

6.2.1. Връзка между електрическите и конструктивни параметри на резистори

Номинално съпротивление R_n и допустими толеранси δR .

Най-общо съпротивлението на един резистор се определя чрез специфичното обемно съпротивление на резистивния материал ρ , дължината l и напречното сечение S на съпротивителния елемент по известната формула $R = \rho l / S$. За жичните резистори l и S съответстват на дължината и сечението на съпротивителния проводник, с който те се изготвяват, а за слойните – на дължината и сечението на резистивния слой $S = w \cdot t$, където w е ширина, а t – дебелина на слоя. Характерна особеност на тънките слоеве е зависимостта на специфичното съпротивление ρ от дебелината t на слоя. Като се имат предвид изискванията по техногичност на нанасяне на слоя, възпроизводимост и стабилност на неговите параметри, всеки материал се характеризира с определена дебелина, при която ρ е оптимално. Поради това материалите в микроелектрониката се представят чрез тяхното специфично повърхностно съпротивление $\rho_s = \rho / t$, Ω/\square . На базата на казаното съпротивление на един слоен резистор, реализиран върху цилиндрична основа с радиус r , може да се изчисли от:

$$6.1) \quad R = \rho_s \frac{l}{w} = \rho_s \frac{\ell}{2\pi r} .$$

Когато върху резистивния слой е прорязана изолационна спирала, то съпротивлението се увеличава на n^2 (при това се постига увеличаване на дължината на слоя l и намаляване на неговата ширина w) R може да се определи от:

$$6.2) \quad R \approx \rho_s \frac{n^2 \pi r}{w} = \rho_s \frac{l \cdot 2\pi r}{\tau \cdot w} ,$$

където $n = l/\tau$ е брой на навивките на изолационната спирала, а τ е тъпката на спиралата.

Номиналните стойности на съпротивленията на резисторите са стандартизираны, като за тяхното получаване най-често се използват стойности E_6, E_{12} и E_{24} . Цифрата след E дава броя на числата от 1 до 10 (виж таблица 6.1), от които чрез умножение с 10^n , където n е цяло положително или отрицателно число, се получава номиналната стойност на резистора.

Таблица 6.3

Ред	Числени коефициенти	Допуск
E6	1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8	20%
E12	1; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2	10%
E24	1; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2; 2,2; 2,4; 2,7; 3; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,6; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1	5%

Допускът на един резистор δ_R се определя като допустимо процентно изменение на съпротивлението по отношение на неговата номинална стойност, предизвикано от технологични грешки, т. $\delta_R = \frac{\Delta R}{R_n} \cdot 100\%$. Допустимите отклонения на съпротивленията на резисторите са също стандартизириани и се определят от реда от стойности: $\pm(0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10; 20 \text{ и } 30)\%$, като последният допуск отнася само за променливи резистори. Обикновено за битова апаратура се използват резистори с точност ± 5 , ± 10 и $\pm 20\%$, а за професионални с точност ± 1 , ± 2 и $\pm 5\%$.

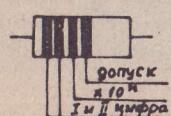
За означаване на съпротивлението и допуска върху резистора използва буквено-цифрова (за резистори с номинална разсейвана мощност над 0,250 W) и цветна (за миниатюрни резистори) кодирана система.

При буквено-цифровата маркировка буквата се поставя на място на запетаята в набора от цифри, които указват стойността на съпротивлението. Буквата показва в какви единици е изразено съпротивлението: E – в омове, k – в килоома, M – в мегаома, G – в гигаома, T – тераома. Например 4k7 съответства на 4,7 kΩ, M47 – на 470 kΩ и т. След това следва буква, чрез която в съответствие с таблица 6.2 се означава допускът на съпротивлението.

Таблица 6.2

Допустимо отклонение, %	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,5$	± 1	± 2	± 5	± 10	± 20	± 30
Кодирано значение	B	C	D	F	G	J	K	M	N

Цветният код за маркиране на номиналната стойност на съпротивлението и на допустимото му отклонение представлява набор от цетни ленти или точки, нанесени върху тялото на резистора (фиг. 6.1). Първата и втората лента от цветната маркировка дават двуцифрен член, от което след умножаване с коефициента 10^n , закодиран в цвета третата лента, се получава номиналната стойност на съпротивлението.



Фиг. 6.1

Четвъртата лента съдържа информация за допустимото отклонение на съпротивлението на резистора. Маркировката може да включва и пета цветна лента, в която е закодирана информация за номиналната разсейвана от резистора мощност. Кодирането и декодирането на означенията се извършва с помощта на таблица 6.3.

Цвят	Първа цифра	Втора цифра	Множител	Допуск, %
черен	0	0	1	-
кафяв	1	1	10	1
червен	2	2	10^2	2
оранжев	3	3	10^3	-
жълт	4	4	10^4	-
зелен	5	5	10^5	-
син	6	6	10^6	-
виолетов	7	7	10^7	-
сив	8	8	10^8	-
бял	9	9	10^9	-
златист	-	-	10^{-1}	5
сребрист	-	-	10^{-2}	10
без цвят	-	-	-	20

Номинална разсейвана мощност P_n и максимално допустимо напрежение U_{max} на резистора.

Под номинална разсейвана мощност се разбира най-голямата мощност, която резисторът може да разсейва при зададени условия на експлоатация в течение на гаранционния си срок на работа, съхранявайки параметрите си в определени граници. Тази мощност зависи от конструкцията на резистора, физичните свойства на използваните материали и температурата на окържаващата среда. Отделената резистора топлина се предава в околното пространство основно чрез конвекция, а така също чрез топлопроводимост на основата и изводите.

Когато през резистора протича ток, неговата температура нараства по експоненциален закон:

$$(6.3) \quad T = T_0 + PR_{th} \cdot h \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right) \right],$$

където T_0 е температура на околната среда;

P – разсейвана от резистора мощност;

$R_{th} = 1/\alpha S$ – топлинно съпротивление на резистора, °C/W (дава се в каталожните данни на разглеждания тип резистор);

$\tau = Cm/\alpha S$ – времеконстанта на нагряване на резистора;

α , S и m – коефициент на топлоотдаване, големина на топлоотдаващата повърхност и маса на резистора;

C – коефициент на специфична топлина на окръжаващата среда;

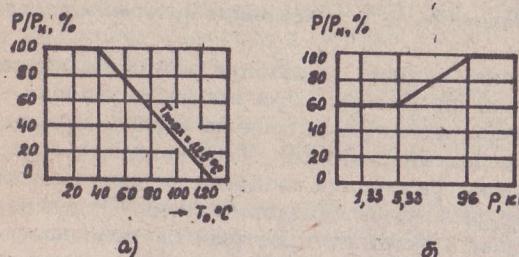
t – време.

При настъпване на топлинно равновесие (в зависимост от типа на резистора времето за настъпване на това състояние варира от 2 до 15 минути), т.е. при условие:

$$(6.4) \quad T = T_0 + PR_{th},$$

температурата на нагряване на резистора не трябва да превиши зададената за него в каталога максимално допустима работна температура T_{max} , над която настъпват необратими изменения на параметрите m . На базата на (6.4) при известни T_{max} , R_{th} и T_0 (обикновено 20°C) можда се определи номиналната разсейна мощност на резистор с определена конструкция. Съгласно БДС резисторите могат да имат следните номинални мощности: 0,05; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2 и 5 W.

Тъй като номиналната мощност се определя за температура и околната среда, равна на номиналната (обикновено 20°C), за всеки конкретен тип резистор се дава зависимостта на допустимата разсейвана от него мощност P от температурата T_0 на средата (фиг. 6.2a), по коят се избира електрическият товар. От графиката се вижда, че над определена температура на средата резисторът не е в състояние да разсея цялата номинална мощност P_n (тъй като ще се нагрее до температура T , превишаваща максимално допустимата), а само част от нея.



Фиг. 6.2

Дадените в каталогите номинални мощности на резисторите се отнасят за атмосферно налягане, равно на нормалното ($p_n = 101,3 \text{ kPa}$). При промяна на налягането P се изменя съгласно фиг. 6.2b, което се обяснява с влошеното топлоотдаване при понижено налягане.

Работното напрежение на резистора не трябва да превиши стойността, която се изчислява чрез неговото номинално съпротивление R_n и мощност P_n , т.e $U \leq \sqrt{P_n R_n}$. При високоомни резистори, обаче, така изчисленото напрежение може да достигне стойности, при които е възможен пробив. Затова за всеки тип резистор с определена конструкция се установява максимално допустимо напрежение U_{max} . Зависимостта между максималното работно напрежение и номиналната стойност на резистора има вид, показан на фиг. 6.2c. Така например ако стойността на резистора е $500 \text{ k}\Omega$, неговото максимално допустимото работно напрежение се достига при големина на разсейваната мощност равна на 50% от номиналната.

Стандартните стойности на работните напрежения се избират от реда: 250, 350, 450, 500, 750, 1500, 3000 и 10 000 V.

Стабилност на съпротивлението на резистора.

Стабилността на съпротивлението се определя от стабилността на физическите характеристики на материалите (специфично съпротивление) и на геометричните размери на резистора при въздействие на различни фактори: температура, влажност, напрежение, продължителна експлоатация и др.

Температурната стабилност на съпротивлението се характеризира с температурен коефициент на съпротивлението (TKR) α_R , който представлява относителното изменение на съпротивлението на един градус:

$$(6.5) \quad \alpha_R = \frac{dR}{R} \frac{1}{dT} \approx \frac{R - R_h}{R_h} \frac{1}{T - T_h} \approx \alpha_p,$$

където T_h е температурата, при която е измерено номиналното съпротивление на резистора, а α_p е температурен коефициент на специфичното съпротивление на резистивния материал.

TKR характеризира обратимото изменение на съпротивлението вследствие изменение на температурата на околната среда или на електрическият товар. За прецизните резистори неговите стойности варираят от единици до $\pm 100 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, а за резисторите с общо предназначение от няколко десетки до $\pm 2000 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

При известен TKR съпротивлението на резистора може да се изчисли за температура T , различна от номиналната ($T_h = 20^\circ\text{C}$), от израза:

$$(6.6) \quad R(t) = R(T_h)[1 \pm \alpha_R(T - T_h)].$$

Устойчивостта на резисторите на въздействието на влага се характеризира с коефициент на влагоустойчивост, който представлява относително изменение на съпротивлението по отношение на неговата първоначална стойност при работа в среда с относителна влажност 98% (в зависимост от климатичната категория на резистора престоят му във влагна среда варира от 4 до 56 денонощия). За различните типове резистори този коефициент варира от 2 до 20%.

Пълна защита на резисторите от влага се постига чрез герметизация. Органичните защитни покрития – лакове, емайли, пластмаси – задържат процесите на проникване на влагата. След продължително загряване по време на експлоатация влагата преминава обратно през защитното покритие и активната маса се изсушава, при което съпротивлението възстановява стойността си. Във връзка с казаното може да се счита, че влагата предизвика обратими изменения на съпротивление на резистора.

Стойността на съпротивлението на някои типове резистори се изменя в зависимост от големината на приложеното напрежение, като тяхната волт-амперната характеристика има нелинеен характер. Това изменение на съпротивлението се характеризира с т.нр. коефициент на напрежение, който се определя от отношението $(R_2 - R_1)/R_1 \cdot 100, \%$,

групи: за I група $E_{sh}/U < 1 \mu V/V$ (група A); за II група $E_{sh}/U < 5 \mu V/V$ (група B).

Променливите резистори освен собствени притежават и т. нар. *шумове от пълзгане*, които възникват при движение на подвижния контакт по резистивния елемент и имат значително по-високи нива, достигащи $15...50 \mu V/V$.

Климатична категория.

Климатичната категория на резистора се означава с три цифри. Първата се отнася за въздействието на ниска температура (под $0^{\circ}C$), втората – за въздействието на висока температура, а третата – за продължителността на въздействието на влага. Стойността на въздействия фактор, съответстваща на всяка цифра, се получава от таблица 6.

Таблица 6

Цифра	3	4	5	6	7	8
Ниска температура, $^{\circ}C$	-65	-55	-40	-25	-10	-
Висока температура, $^{\circ}C$	+125	+100	+85	+70	+55	+40
Продължителност на въздействието на влага, денонощия	-	56	21	04	-	10

Важни конструктивни характеристики на резисторите са още: размерите, масата, способността за нормално функциониране при механични въздействия, работният температурен обхват, начинът за обезпечение на влагозащита, надежността и др.

6.2.2. Класификация и обща характеристика на резисторите

По конструктивен и технологичен признак резисторите се подразделят на слойни, обемни и жични.

Характерно за конструкцията на слойните резистори (фиг. 6.4a) е използването на керамична или стъклена цилиндрична основа (1), върху която е нанесен тънък резистивен слой (2). За включване на резистора в схемата се използват изводи (4), чиито контакт с токопроводящия слой се осигурява от метални калпачета (3), а влиянието на климатични (влага) и механични фактори се намалява чрез използване на емайл защищен слой (5). При въглеродослойните резистори токопроводящия



Фиг. 6.4

мент представлява тънък слой пиролитичен въглерод, получен чрез излагане на въглеводороди във вакуум или в среда от инертен газ при висока температура. Резистивният слой на металослойните резистори се нанася чрез термично изпарение във вакуум или катодно (или вакуумно-плазмено) разпращаване на метали и техните сплави (хром, никел, тантал, кобалт, кадмий и др.). При металоокисните резистори съроят метален окис се получава по химически път.

За получаване на резистори с различни стойности на съпротивление може да се изменя както материалът, така и дебелината на резистивния слой. Това обаче не е достатъчно за получаване на широка гама от стойности на резисторите при неизменни размери. За постигане на големи стойности на съпротивлението и прецизната му донастройка са необходимия номинал, дължината и сечението на токопроводящия слой се менят чрез изрязване върху него с помощта на лазер или електроен борче на изолираща спирална канавка (фиг. 6.4б). При това се увеличава дължината и се налява ширината (сечението) на токопроводящия слой. В същото време, обаче, нараства собствената индуктивност на резисторите, която ограничава използването им при по-високи честоти.

Слойните резистори се произвеждат със стойности на съпротивление от 10Ω до $10 M\Omega$ и толеранси от ± 1 до $\pm 20\%$. На базата на металослойните резистори, отличаващи се с най-малък TKR и най-малки статични изменения на съпротивлението при въздействие на дестабилизации фактори, се изготвят прецизни резистори с допуски от $\pm 0,1$ до $\pm 1\%$. В сравнение с резисторите с общо предназначение при еднаква разсейвана мощност прецизните резистори имат по-големи размери, което облекчава техния температурен режим и повишава стабилността на проводящия слой.

Типичните стойности на разсейваните от металослойните резистори мощности попадат в границите от $0,125$ до $2 W$, докато въглеродослойните резистори могат да разсейват до няколко десетки вата мощност. По-голямата топлоустойчивост на металите и техните сплави максимално допустимата температура на нагряване при тях е в границите от $125^{\circ}C$ до $350^{\circ}C$ позволява металослойните резистори да се изготвят с по-малки размери (обем и маса) в сравнение с въглеродослойните при равни разсейвани мощности.

TKR на металослойните резистори варира в границите $(50...1200).10^{-6}, ^{\circ}C^{-1}$, а този на въглеродослойните от $-200.10^{-6}, ^{\circ}C^{-1}$ (за нискоомни резистори) до $-1200.10^{-6}, ^{\circ}C^{-1}$, (за високоомни резистори).

Недостатъци на въглеродослойните резистори са по-ниската им топлоустойчивост (влагата предизвиква увеличаване на съпротивлението), нелинейността на тяхната волт-амперна характеристика и по-високото ниво на собствени шумове.

Във високочестотни схеми се използват изключително слойни резистори без или със специално спираловидно нарязване на резистивния

слой, при което се постига индуктивна компенсация на собствени шумове. Тези резистори имат линейна волт-амперна характеристика и най-ниско ниво на собствени шумове. Наред с изброените предимства тези резистори се отличават като най-нискочестотни (поради големите стойности на паразитните им параметри), най-скъпи и големи по размери.

За реализиране на токопроводящия елемент на резисторите се ползват и композиционни материали (механична смес от проводник и диелектрик), нанесени във вид на слой върху повърхността на изолационна основа (слойни композиционни резистори) или пресован във вид на цилиндър или паралелепипед (обемни композиционни резистори). Конструкцията на обемен резистор е представена на фиг. 6.4. Където обемният токопроводящ елемент (7) е пресован от композиционен материал и е разположен във вътрешността на обвивка (6) от изолувани означения: РПВ – резистор постоянен въглеродослоен, РПМ – ционен материал (най-често стъклокерамика), покрита отгоре със спирална обвивка (5). В зависимост от състава им композиционните материали имат широка гама от стойности на специфичното съпротивление, което позволява на тяхна основа да се получат съпротивления от единици ома до тераом, т.е. да се произвеждат резистори с достатъчно големи стойности на R даже при обемна конструкция на токопроводящия елемент.

Композиционните резистори могат да се използват като високогигаоми (при които съпротивлението има стойности от $10 M\Omega$ до стотици гигаома) и високоволтови (за напрежения до $15 kV$). При избора на резистор е необходимо да се има предвид, че високоволтовият резистор трябва да бъде същевременно и високоомен, тъй като в противен случай върху него се отделя недопустимо голяма мощност.

Макар че композиционните резистори са най-евтините (изгответ от евтини материали по сравнително проста технология), при използването им трябва да се отчитат редица техни недостатъци. В сравнение с останалите резистори те имат най-висока температурна нестабилност $TKR = \pm(1000...2000) \cdot 10^{-6} / ^\circ C$, най-ниска влагоустойчивост, най-голяма нелинейност на волт-амперната характеристика и най-високоомен на собствени шумове.

На фиг. 6.4.2 е представена конструкция на жичен резистор, който реализиран чрез навиване върху керамична основа (1) на проводник с голямо специфично съпротивление (константан, никром и др.). Жичните резистори имат по-ограничено приложение от слойните и се предпочитат в случаите, когато сравнително малък по стойност резистор (единици ома до няколко десетки килоома) трябва да разсее голяма мощност (достигаща десетки вата).

Жичните резистори се отличават с голяма точност (техните производствени толеранси са в границите от $\pm 0,1$ до $\pm 10\%$) и стабилност на параметрите. Последното се обяснява с това, че за навиването им се използват проводници, изготвени от сплавите манганин, константан, никром, които се отличават с много ниски стойности на температурния коефициент на специфичното съпротивление α_p . Обикновено резисторите, навити с константанов проводник имат $TKR < 100 \cdot 10^{-6} / ^\circ C$, а навитите с никромов проводник – $TKR < 250 \cdot 10^{-6} / ^\circ C$. Освен то-

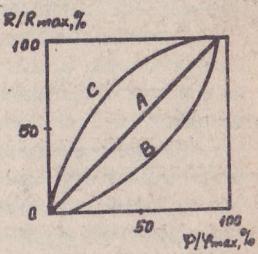
то маркировката на постоянните резистори трябва да съдържа: тип на резистора, кодирано означение на номиналното съпротивление и допустимото му отклонение, номинална мощност, група на шумовото наименование, климатична категория, месец и година на производство. За където обемният токопроводящ елемент (7) е пресован от композиционен материал и е разположен във вътрешността на обвивка (6) от изолувани означения: РПВ – резистор постоянен въглеродослоен, РПМ – ционен материал (най-често стъклокерамика), покрита отгоре със спирална обвивка (5). В зависимост от състава им композиционните материали имат широка гама от стойности на специфичното съпротивление, което позволява на тяхна основа да се получат съпротивления от единици ома до тераом, т.е. да се произвеждат резистори с достатъчно големи стойности на R даже при обемна конструкция на токопроводящия елемент.

Според характера на изменение на съпротивлението резисторите се подразделят на постоянни (с точно определена стойност на R и предварително зададени производствени толеранси), променливи или потенциометри (с изменяема стойност на R между определени долна и горна граници) и донастройващи (с възможности за изменение на R в малки граници и фиксирането му на определена стойност).

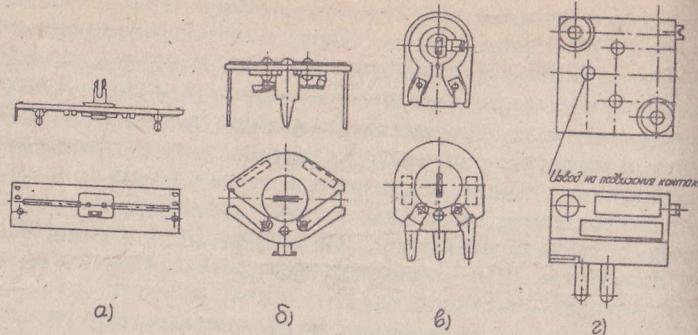
По характера на изменение на съпротивлението на променливите и донастройващите резистори в зависимост от тъгъла на завъртане на подвижната контактна система (фиг. 6.5), те се делят на резистори линейна (группа A), логаритмична (группа B) и обратно логаритмична (группа C) характеристики (използват се и други варианти на тези характеристики, например S-образна). При изобразяване на функционалната характеристика на един променлив резистор по ординатната ос се нанася относителното изменение на съпротивлението по отношение на неговата максимална стойност в проценти, а по абсцисата – тъгълът на завъртане на подвижната контактна система φ в проценти спрямо пълният тъгъл на завъртане φ_{max} .

Най-широко приложение в РСА имат променливите и донастройващите композиционни резистори, някои от конструкциите на които са представени на фиг. 6.6. Основни елементи на тези резистори са правоъгълна или подковообразна пластинка от изолационен материал, върху която е нанесен композиционният слой или е закрепен обемният резистивен елемент и подвижна контактна система. Придвижването на контакта върху резистивния слой може да бъде линейно или по окръжност, като изменението на съпротивлението от минимум до максимум се постига чрез едно или няколко (десетки) оборота на винта на контактната система.

Представеният на фиг. 6.6а променлив слоен резистор (тип ПК1-1 – променлив композиционен с линейно движение на пъзгача,



Фиг. 6.5



Фиг. 6.6

единичен) може да бъде с линейна, или нелинейна функционална характеристика, а еднооборотните донастройващи слойни резистори и (б) с линейни функционални характеристики (тип ДК – донастройващ композиционен) са предназначени за хоризонтален и вертикален печатен монтаж. На фиг. 6.6г е даден вариант на многооборотен жичен донастройващ резистор с линейна характеристика (тип ДЖ-3), при който изменението на R от минимум до максимум се постига за 40 оборота на винта на контактната система.

В типовото означение на тези резистори трябва да се посочи: тип на резистора, номинално съпротивление и допустимото му отклонение, вид на функционалната характеристика и номинална разсейвана мощност.

Според чувствителността на съпротивлението към въздействие на различни външни фактори (температура, налягане, напрежение, свръхтега, магнитно поле) резисторите се делят на неуправляеми (обикновените линейни резистори, изброени по-горе) и управляеми полупроводникови резистори (съпротивлението на управляемите резистори се меня при въздействие на изброените фактори).

Полупроводникови резистори, в които се използва зависимостта на електрическото съпротивление на полупроводника от температурата се наричат терморезистори. В зависимост от знака на температурния коефициент на съпротивлението (TKR) терморезисторите се делят на термистори (чието съпротивление намалява с увеличаване на температурата, т.е. притежаващи отрицателен TKR) и позистори (с положителен TKR). Стойностите на TKR при стайна температура за различните термистори се намират в границите $-(0,8 \dots 6) \cdot 10^{-2}$, $^{\circ}\text{C}^{-1}$.

TKR на позисторите не е удобен за използване параметър, тъй като неговата стойност зависи силно от температурата. Примерни температурни характеристики на термистор (а) и на позистор (б) са дадени на фиг. 6.7.

Ходът на характеристиката на термистора се описва с аналитичния израз:

$$9) R(T) = R_{\infty} \exp \frac{B}{T},$$

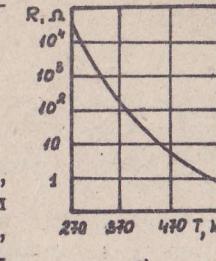
където R_{∞} е коефициент, зависещ от материала и размерите на термистора, B е коефициент на температурна чувствителност. Стойностите на B зависят

от свойствата на материала на термистора и са практически неизменни за неговия работен температурен обхват, като за различните типове термистори варираят в границите от 700 до 15 000, К.

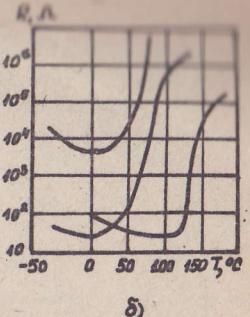
По-голямата част от произвежданите термистори се изготвят на базата на окиси на металите от преходната група (от титан до цинк) във формата на цилиндри, дискове или пластини по метода на керамичната технология, т.е. чрез изпичане на заготовката при висока температура. За целта се използват също монокристали на ковалентните полупроводници (силиций, германий, силициев карбид, съединения от типа $A^{III}B^V$ и др.).

Термисторите се използват като термочувствителни елементи в устройства, където е необходима температурна компенсация на изменението на активното съпротивление на елементи на схемата, а така също устройствата за автоматично поддържане на температурата. Означението на термистора включва неговия тип, номинално съпротивление и опуск, коефициент на температурна чувствителност, номинална разсейвана мощност и климатична категория. Съгласно БДС типът на произвежданите у нас термистори се означава с ТРН, след което се описва стойността на номиналното съпротивление в омове, например ТРН-1,5; ТРН-39; ТРН-6800 и т.н.

За изясняване на температурните характеристики на позисторите трябва да се вземат под внимание свойствата на основния материал за тяхното производство – полупроводниковия бариев титанат (керамика от BaTiO_3 , към която се добавят примеси на редкоземни елементи, например лантан, цезий и др. или елементите ниобий, тантал, бисмут и др.), а именно аномалията в температурната зависимост на неговото специфично съпротивление ρ при нагряване до температури над точката на Кюри, когато в сравнително тесен температурен диапазон се наблюдава увеличаване на ρ с няколко порядъка. Следователно температурните характеристики на позисторите са свързани с точката на Кюри, която чрез добавяне на подходящи елементи може да се измества по температурната скала и по този начин да се изготвят позистори за



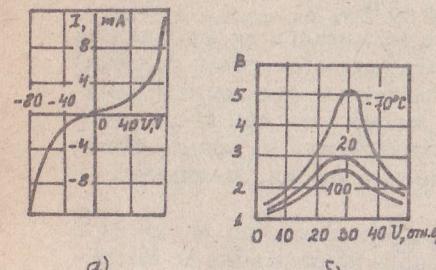
Фиг. 6.7



различни температурни обхвати. За изготвянето на позистори, които обикновено имат формата на дискове с различни размери, се използват керамични технологии.

Позисторите се използват за температурен контрол и индикация, за топлинна защита и др. Поради нелинейността на зависимостта на съпротивлението на позистора от температурата, в неговите технически данни трябва да се задават стойностите на съпротивлението му за определени температури от работния температурен обхват. За произведданите у нас позистори тип PTC-90, PTC-100, PTC-120 стойността на съпротивлението се изменя в работния температурен обхват от 250 Ω (при $T = -20^\circ\text{C}$) до 4000 Ω (при $T = 15^\circ\text{C}$).

Полупроводникови резистори, чието съпротивление зависи от големината на приложеното напрежение, се наричат *варистори*. Варисторите се изготвят по метода на керамичната технология от прахообразен силициев карбид, примесен с глина, най-често с формата на цилиндри или дискове.



Фиг. 6.8

волт-амперна характеристика. На базата на изчисления е установено, че температурата на активните области на варистора (разположени под точковите контакти) може да превиши температурата на околната среда с няколкостотин градуса. Следователно за изготвяне на варистори със стабилни параметри трябва да се използват термоустойчиви материали. Именно по тази причина при масовото производство на варистори се предпочита силициевият карбид, който е един от най-термоустойчивите материали.

Зависимостта на съпротивлението на варистора от приложеното напрежение U се описва от израза:

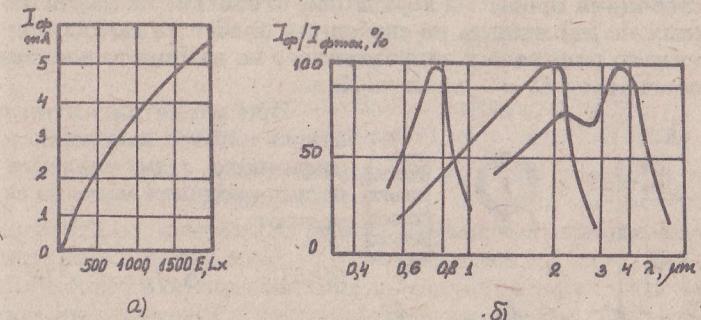
$$(6.10) \quad R(U) = A^{-1} U^{1-\beta},$$

където A е коефициент, който зависи от типа на варистора и от температурата, а β е коефициент на нелинейност на варистора, който зависи от приложеното напрежение и температурата T на активните области по начин, показан на фиг. 6.8б.

Типът на произвежданите у нас варистори се означава с НР, след което се записва стойността на номиналното напрежение в волта, например НР-56, НР-100, НР-150.

Полупроводников резистор, чието действие се основава на фотопроводният ефект, се нарича *фоторезистор*. Основна част на конструкцията на фоторезистора е полупроводников фоточувствителен слой, който може да бъде изпълнен като моно- или поликристална пластина или като поликристален полупроводников слой (с правоъгълна форма, във вид на меандър или пръстен), нанесен върху диелектрична подложка. В качеството на полупроводникови материали за фоторезистори се използват обикновено кадмиев сулфид, кадмиев селенид или оловен селенид.

При облучване на фоторезистора със светлина в полупроводниковия слой възниква генерация на носители на заряд и при прилагане на напрежение през фоторезистора протича фототок I_ϕ . Големината на фототока зависи от падащия върху фоторезистора светлинен поток (осветеността му) E и се представя чрез т. нар. лукс-амперна характеристика, дадена на фиг. 6.9а. За тесен обхват на изменение на осветеността тази характеристика може да се апроксимира със зависимостта $I_\phi = AE^x$, където A и x са коефициенти, които зависят от типа на фоторезистора.



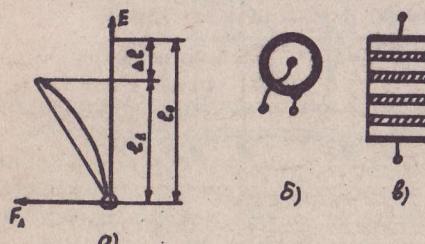
Фиг. 6.9

За работните напрежения на фоторезисторите техните волт-амперни характеристики са практически линейни.

Типична характеристика на фоторезисторите, която трябва да се познава с оглед правилното им използване, е тяхната спектрална характеристика, представляваща зависимост на фототока от дължината на вълната λ на светлинния поток (фиг. 6.9б). Спектралните характеристики на различните типове фоторезистори имат максимуми, които се намират в инфрачервената, видимата и ултравиолетовата област на светлинния спектър. Максимумът на характеристиката дефинира работната област на фоторезистора, като неговата поява се обяснява по следния начин: При голяма дължина на вълната, т.е. при малка енергия на кванта светлина в сравнение с ширината на забранената зона на

полупроводника, енергията на кванта не е достатъчна за прехвърляне на електрона от валентната в зоната на проводимостта, което е причина за спад на характеристиките в дълговълновата област. За всеки фоторезистор съществува гранична дължина на вълната, която ограничава неговата работна област откъм страната на дългите вълни (дефинирана като максимална λ , съответстваща на спад на I_Φ с 50%). По същия начин работната област на фоторезистора е ограничена и откъм страната на късите вълни, причина за което е увеличаването на поглъщането на енергията на светлината в полупроводника при скъсяване на λ .

Полупроводникови резистори, в които се използва магниторезистивния ефект, изразяващ се в изменение на електрическото съпротивление на полупроводника под действие на магнитно поле, се наричат магниторезистори. Магниторезистивният ефект се дължи на силата на Лоренц F_L , която действа върху движещите се със скорост v в магнитно поле с индукция B електрически заряди: $F_L = q[v, B]$. Под действие на тази сила траекторията на електрическия заряд се отклонява (изкрива) от направлението на външното електрическо поле (фиг. 6.10a), което е равносилно на намаляване на дължината на свободния пробег l и от там увеличаване на специфичното съпротивление на полупроводника. Използваните на фигурата означения имат следното значение: l_0 – дължина на свободния пробег на заряда при отсъствие на магнитно поле; l_1 – проекция на дължината на свободния пробег на заряда при наличие на магнитно поле върху направлението на външното електрическо поле с напречнатост E ; φ – ъгъл на Хол.



Фиг. 6.10

При определяне на конструкцията на магниторезисторите трябва да се има предвид, че възникващата като резултат от ефекта на Хол напречнатост на електрическото поле в полупроводника води до снижаване на магниторезистивния ефект. Поради това конструкцията трябва да бъде такава, че да намалява или напълно да отстранява ЕДС на Хол. В това отношение най-подходяща форма има диска на Корбино, показана на фиг. 6.10b. При отсъствие на магнитно поле токът в такъв магниторезистор протича в радиално направление от центъра на диска към втория електрод, разположен по периметъра на диска или обратно, под действие на магнитно поле зарядите се отклоняват в направлението перпендикулярно на радиуса.

Друга конструкция, показвана на фиг. 6.10c, се състои от полупроводникова пластина, върху повърхността на която са нанесени напречни метални ленти. всяка част от полупроводниковата пластина между две метални ленти представлява отделен магниторезистор, така че при тази конструкция се използва последователно свързване на няколко магниторезистори.

Основни полупроводникови материали за производството на магниторезистори са индиевият антимонид (InSb) и индиевият арсенид (InAs), които се отличават с особено висока подвижност на зарядите.

По предназначение резисторите се делят на: резистори с общо предназначение; прецизни резистори (характеризират се с най-малък температурен коефициент на съпротивлението и най-малки остатъчни изменения на R при въздействието на дестабилизращи фактори; изготвят се с допуски от $\pm(0,01 \div 1,0)\%$; най-висока прецизност се постига при жичните резистори, а така също при прецизните металослойни и металоокисни резистори); високочастотни; високоомни (със стойности на съпротивлението от 10^7 до 10^{12} ома; изготвят се изключително на базата на композиционните материали) и високоволтови (оразмеряват се за работа при напрежения до 15 kV и задължително трябва да са високоомни, тъй като в противен случай върху тях би се разсеяла недопустимо голяма мощност).

6.3. КОНДЕНЗATORИ

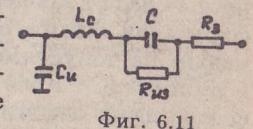
6.3.1. Връзка между електрическите и конструктивни параметри на кондензатори

Основни електрически параметри на кондензаторите са капацитетът C и работното напрежение. Като всеки електронен элемент и кондензаторът притежава редица паразитни параметри, към които се причисляват изолационното съпротивление $R_{из}$, еквивалентното съпротивление на загубите R_z , собствената индуктивност L_C и капацитетът между изводите и корпуса C_i . На фиг. 6.11 е дадена еквивалентната схема на кондензатор, отчитаща неговите основни и паразитни параметри.

Номинален капацитет C_n и допустимо отклонение δ_C на капацитета на кондензатора.

Капацитетът на кондензатора зависи от геометричните размери и взаимното разположение на електродите му, от дебелината d и диелектричната проницаемост ϵ на диелектрика. При плоски и паралелни помежду си електроди той се определя от:

$$6.12) \quad C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} = C_{SS},$$



Фиг. 6.11

където $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$, F/m е диелектричната проницаемост на вакуума, ϵ_r – относителната диелектрична проницаемост на диелектричния материал, S – площ на припокриване на електродите $C_S = 0,0885\epsilon_r/d$, pF/cm² – специфичен повърхностен капацитет. Диелектрикът на кондензаторите представлява тънък слой, който от гледна точка на технологичност, възпроизвеждимост и стабилност на параметрите си се характеризира с оптимална стойност на отношението ϵ_r/d . Поради това в каталогите за всеки диелектричен материал се задава специфичният повърхностен капацитет C_S , pF/cm², който е постоянна величина за избрания материал и позволява лесно да се изчисли капацитетът на изгответия от него кондензатор.

За увеличаване на капацитета на кондензатор при запазване на неговите размери са възприети две конструкции на кондензатори. Препървата се увеличава площта на припокриване на електродите чрез свиването им на руло, а при втората кондензаторът се изготвя от голем брой кондензаторни секции, свързани помежду си паралелно. Капацитетът на кондензатора в последния случай е сума от капацитетите на отделните секции, които обикновено са равни помежду си и ако секциите са n на брой той се определя от равенството: $C = C_S S(n - 1)$.

Използваните в радиоелектронната техника кондензатори имат капацитети от единици пикофарада до хиляди микрофарада. Номиналните стойности на капацитетите и на техните допуски се избират от стандартните редове от стойности, като най-често се използват редовете E6 ($\pm 20\%$), E12 ($\pm 10\%$), E24 ($\pm 5\%$) и E48 ($\pm 2\%$).

Кодираното означение на номиналния капацитет на кондензатор съдържа две или три (за ред E48) цифри и буква, която съответства на множителите $10^{-12}(p)$, $10^{-9}(n)$, $10^{-6}(\mu)$, $10^{-3}(m)$ и се поставя на мястото на десетичната запетая между цифрите, например $3p32 = 3,32 \text{ pF}$; $33n2 = 33,2 \text{ nF}$; $590\mu = 590 \mu\text{F}$ и т.н.

Допустимото отклонение на капацитета от номиналната му стойност се дава в проценти (за капацитети по-големи от 10 pF) или в пикофарада (за капацитети по-малки от 10 pF). Използваните букви за означаване на допустимото процентно отклонение на капацитета са дадени в таблица 6.2. Когато допускът на капацитета се задава в пикофаради се използват следните буквени означения: B – за допуск $\pm 0,1 \text{ pF}$; C – за допуск $\pm 0,25 \text{ pF}$; D – за допуск $\pm 0,5 \text{ pF}$ и F – за допуск $\pm 1 \text{ pF}$.

Повечето международни фирми, производителки на кондензатори използват цветен код за маркиране на кондензаторите. Броят на използваните за маркиране цветни знаци (ленти или точки) е от три до шест, като при три знаци се маркира само стойността на капацитета, при повече от три знаци се дават още толерансът на капацитета, работното напрежение и температурният коефициент на капацитета (ТКС). За декодиране на стойността и процентното отклонение на капацитета на кондензаторите може да се използва таблица 6.3. В справочната литература може да се намери разширена цветна кодова таблица за кондензаторите, чрез която при необходимост да се получат данни и за работното напрежение и ТКС на кондензатора.

Номинално напрежение на кондензатора U_n .

Номинално е напрежението (постоянно или ефективна стойност на временно напрежение), означено върху кондензатора (или указано в документацията му), при което той може да работи в зададени условия продължително време (не по-малко от 10 000 часа), запазвайки основните си параметри в допустимите граници. При повишаване на температурата и понижаване на атмосферното налягане спрямо техническите номинални стойности допустимото напрежение на кондензатора намалява.

В зависимост от вида на диелектрика, условията на експлоатация и конструкцията на кондензатора номиналното напрежение се избира обикновено два до четири пъти по-ниско от т.нр. изпитателно напрежение на кондензатора U_i (U_i е напрежението, което кондензаторът трябва да издържи без пробив в продължение на една минута). Изпитателното напрежение е по-ниско от пробивното напрежение на кондензатора, което както е известно зависи от диелектричната якост на диелектрика E_{pr} и от неговата дебелина d , т.е. $U_{pr} = E_{pr} d$. С най-висока диелектрична якост се отличават слюдата и хостафана (полиетилен-терефталатова лента), за които E_{pr} е в границите (1,5...2,5), MV/cm, докато за керамиките, стирофлекса (полистиролна лента) и оксидния слой тези стойности попадат в интервала (0,1...0,4), MV/cm. От изложените данни следва, че по-високоволтови кондензатори могат да бъдат изгответи на базата на слюдата и хостафана.

Използваните в радиоелектрониката кондензатори имат номинални напрежения от единици волта до десетки киловолта. У нас се произвеждат кондензатори със следните стандартни стойности на U_n : 3; 6; 9; 15; 25; 40; 63; 100; 160; 250; 400; 500; 630; 1000; 1600; 2500 и 3000 V.

Изолационно съпротивление R_{iz} и утечен ток I_{ut} на кондензатора.

Изолационното съпротивление се обуславя от наличието на свободни електрони в диелектрика, като то определя големината на утечния ток, който протича през кондензатора при прилагане към него на постоянно напрежение. Изолационното съпротивление зависи от размерите и специфичното обемно съпротивление на диелектрика, а така също от съпротивлението на използваните импрегниращи материали и това на външното покритие. То намалява с повишаване на температурата, с увеличаване на влажността (за неимпрегнирани кондензатори) и при продължителна експлоатация в резултат на стареене на диелектрика. Понижаването на R_{iz} води до увеличаване на утечния ток, което е причина за нарастване на загубите от електропроводимост, загряване на диелектрика и като следствие допълнително намаляване на изолационното съпротивление. По този начин в диелектрика може да се развие лавинообразен процес, вследствие на който в кондензатора възниква топлинен пробив. Ориентировъчните стойности на R_{iz} на кондензаторите попадат най-често в интервала от 10^3 до 10^5 MΩ.

Често при големи стойности на капацитета на кондензатора ($0,2 \mu\text{F}$) неговите изолационни свойства се характеризират с времеконстантата на кондензатора $\tau = R_{\text{из}}C$, където τ е в секунди, $R_{\text{из}}$ – в М Ω а C – в μF . Тя се определя като време, за което напрежението върху кондензатора при неговото разреждане намалява до 37% от първоначалната му стойност.

При електролитните кондензатори $R_{\text{из}}$ не е постоянна величина затова за тях се задава утечният ток. Ориентировъчно $I_{\text{ут}}$ на добрителните електролитни кондензатори не трябва да превишава $0,1 \text{ mA}$ на μF , но да не бъде по-голям от $1,5 \dots 3 \text{ mA}$ за най-големите капацитети. Най-малко утечен ток имат tantalовите електролитни кондензатори (от единици до десетки микроампери), при които $I_{\text{ут}}$ е обикновено един, два поредка по-малък от този на алюминиевите кондензатори.

Загуби в кондензатора.

Загубите в кондензатора се дължат на загуби в диелектрика (поляризация, електропроводимост и ионизация) и в металните части (електроди, контакти и изводи) и се отчитат от еквивалентното съпротивление на загубите R_3 .

За количествена оценка на загубите в кондензатора се използва тангенсът на ъгъла на загубите $\tg \delta$, който представлява отношение на активната мощност на загубите в кондензатора P_a към запасената него пълна реактивна мощност P_p и може да се определи от:

$$(6.13) \quad \tg \delta = R_3 \omega C ,$$

където ω е кръговата честота, а C – капацитетът на кондензатора. Кондензаторите, които са изготвени на базата на високочестотни диелектици, притежават $\tg \delta$ от порядък на единици по 10^{-4} , например тефлоновите имат $\tg \delta = 1 \cdot 10^{-4}$, стирофлексните и слюдените $\tg \delta = (1 \dots 5) \cdot 10^{-4}$, високочестотните керамични – $\tg \delta \leq 6 \cdot 10^{-4}$. Когато като диелектрик на кондензатора се използват нискочестотни диелектици, тангенсът на ъгъла на загубите нараства с около два порядъка, например за хостафеновите и нискочестотните керамични кондензатори $\tg \delta = 0,01 \dots 0,03$. Най-големи са загубите на кондензаторите с оксиден диелектрик, където $\tg \delta$ може да се изменя от 0,1 до 1. Приведени данни са за честота 1 MHz.

Както е известно, стойността на $\tg \delta$ оказва съществено влияние върху качествения фактор на трептящия кръг: колкото по-нисък е $\tg \delta$, толкова по-висок е Q -факторът на кръга.

Понякога вместо $\tg \delta$ загубите в кондензатора се задават чрез решетчната му стойност, известна като качествен фактор на кондензатора $Q_C = 1 / \tg \delta = (R_3 \omega C)^{-1}$.

Активната мощност P_a , която се отделя в кондензатора и го разгрява, се разсейва в околното пространство основно чрез конвекция

и по-малка степен чрез топлопроводимост на изводите. Тя може да се предели при известни стойности на реактивната мощност на кондензатора P_p и тангенса на ъгъла на неговите загуби от израза:

14)

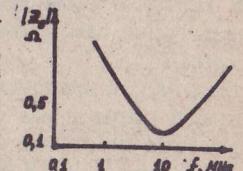
$$P_a = P_p \tg \delta = U^2 \omega C \tg \delta .$$

Във връзка с това за всеки тип кондензатор се задава максимално допустимата стойност на P_p , която ако се превиши се наблюдава прегряване на кондензатора и необратимо изменение на неговите параметри. Тази мощност определя възможностите за използване на даден кондензатор във високочестотни променливотокови вериги с големи напрежения.

Честотни свойства на кондензаторите.

В много случаи ефективността на използване на кондензатора, например като шунтиращ или филтриращ елемент, се определя не само от неговия капацитет, но и от съпротивлението на загубите R_3 и паразитната индуктивност L_C . Това придобива особено значение при работа на кондензатора при високи честоти, когато неговото съпротивление ωC става съизмеримо или по-малко от съпротивленията ωL_C и R_3 . Тези като стойностите на R_3 и L_C се определят от конструкцията на кондензатора и от използванятия в него диелектричен материал, тяхното намаляване е свързано с големи трудности. Поради това за всеки кондензатор съществува гранична честота, над която неговото използване е нецелесъобразно. За илюстрация на изменението на свойствата на кондензатора в широк честотен обхват на фиг. 6.12 е представена зависимостта на модула на пълния импеданс $|Z_C| = \sqrt{R_3^2 + (\omega L_C - 1/\omega C)^2}$ от честотата на кондензатора в областта на високите честоти, представлява последовательен трептящ кръг, включващ елементите C и R_3 на керамичен кондензатор със стойност 10 pF (L_C около 5 nH) от честотата. При честота $f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_C C}$ в кръга възниква резонанс и съпротивлението на кондензатора става минимално и равно на еквивалентното съпротивление на загубите (R_3 е обикновено около $0,02 \dots 0,05 \Omega$).

На фиг. 6.12 е представена зависимостта на модула на пълния импеданс $|Z_C|$ от честотата f (MHz). Кръгът е симетричен относно честотата f_0 , която е резонансната честота на кондензатора. При честоти по-ниски от f_0 импедансът е реален и еднополюсна индуктивен. Затова всеки кондензатор може да се използва ефективно само при честоти по-ниски от собствената му резонансна честота. Работната честота на кондензатора се избира обикновено 2...3 пъти по-ниска от f_0 . Докато граничната честота на нискочестотните керамични кондензатори достига $80 \dots 100 \text{ MHz}$, някои типове високочестотни керамични кондензатори могат да се използват до $2000 \dots 3000 \text{ MHz}$.



Фиг. 6.12

Стабилност на параметрите на кондензаторите.

Основни фактори, определящи изменението на параметрите на кондензаторите (капацитет, изолационно съпротивление, загуби и т.н.), така също техните откази, са електрическият режим, температурата влажността и продължителността на работа.

Температурната стабилност на капацитета на кондензатора се характеризира с температурния коефициент на капацитета (ТКС) α_C . Този параметър е свързан с обратимото изменение на капацитета на кондензатора, изразяващо се във възстановяване на първоначалната стойност на капацитета след прекратяване на температурното въздействие. При изменение на температурата T се изменя ϵ на диелектрика (това изменение се характеризира с температурния коефициент на диелектричната проницаемост α_ϵ), площта на припокриване на електродите (отчита се чрез коефициента на линейно разширение на металните електроди α_{le}) и разстоянието между тях (отчита се чрез коефициента на линейно разширение на диелектрика в посока, перпендикулярна на плоскостта на електродите, α_{ld}). За кондензатор с плоски електроди ТКС може да се изчисли от:

$$(6.15) \quad \alpha_C = \frac{dC}{C} \frac{1}{dT} = \alpha_\epsilon + 2\alpha_{le} - \alpha_{ld} \approx \alpha_\epsilon .$$

Приравняването на ТКС и α_ϵ не води до забележими грешки, тъй като в нормалния работен температурен обхват на кондензаторите разширението на електродите и диелектрика е пренебрежимо малко.

Най-висока температурна стабилност на капацитета притежават слюдените кондензатори с $\text{TKC} = (20...30).10^{-6}, {}^\circ\text{C}^{-1}$ и стирофлексните кондензатори, за които ТКС е отрицателен и се намира в интервал $-(75...150).10^{-6}, {}^\circ\text{C}^{-1}$. Керамичните кондензатори могат да имат както положителен, така и отрицателен ТКС, който в зависимост от типа кондензатора се изменя в границите от -1500.10^{-6} до $+100.10^{-6}, {}^\circ\text{C}^{-1}$. В групата на керамичните кондензатори особено място заемат температурно стабилните кондензатори, за които ТКС е от порядъка на $\pm 50.10^{-6}, {}^\circ\text{C}^{-1}$. Отрицателният температурен коефициент на капацитета на стирофлексните и на някои керамични кондензатори ги правят предпочтани във възли, където е необходимо да се постигне температурна компенсация на изменението на техните параметри. Температурно стабилните кондензатори се използват в задаващите стъпала и предаватели, в хетеродините на приемници и др.

При известен α_C на кондензатора неговият капацитет за произволна температура T може да се изчисли от:

$$(6.16) \quad C(T) = C(T_h)[1 \pm \alpha_C(T - T_h)] ,$$

където $C(T_h)$ е стойност на капацитета на кондензатора, измерена при номиналната температура ($T_h = 20^\circ\text{C}$).

Характерна особеност на хостафантите, нискочестотните керамични и електролитните кондензатори е тази, че температурната зависимост на техния капацитет е нелинейна. Поради това изброяните кондензатори нямат нормиран ТКС и за тях се дава тяхната температурна характеристика, която представлява максималното отклонение на капацитета от номиналната му стойност в проценти за целия работен температурен обхват. За илюстрация на фиг. 6.13 е представена температурна характеристика на хостафанов кондензатор.

Кондензаторите с линейна зависимост на капацитета от температурата се отбележват като тип I, а тези с нелинейна зависимост – като тип II.

У нас ТКС на кондензаторите се означава чрез комбинация от букви и цифри, или чрез цветен знак, съответстващ на цветния код за маркиране на кондензатори.

При маркировка на високочестотни керамични кондензатори буквата определя знака на ТКС (P – плюс, N – минус, NPO – нулев ТКС), а цифрата – големината на ТКС в милионни части. Например $P100$ съответства на $\text{TKC} +100.10^{-6}, {}^\circ\text{C}^{-1}$, $N330$ – на $\text{TKC} -330.10^{-6}, {}^\circ\text{C}^{-1}$ и т.н.

Кодовото означение на температурните характеристики на български нискочестотни кондензатори е дадено в таблица 6.5.

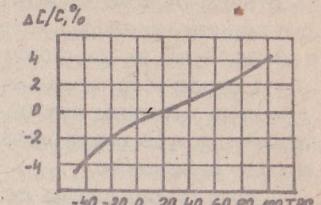
Таблица 6.5

Температурна характеристика, %		± 10	± 20	± 30	$+20, -55$	$+50, -70$	$+22, -88$
Буквен означение	старо	B	C	D1	E	F1	F2
	ново	P	-	T	-	U	V

Стабилността на кондензатора във времето се характеризира с коефициента на стареене $\beta = dC/CdT$, където C е капацитет на кондензатора, измерен непосредствено след изготвянето му. Този параметър е свързан с необратими изменения на капацитета на кондензатора вследствие стареене на диелектрика.

6.3.2. Класификация и характеристика на различните типове кондензатори

В зависимост от *характера на изменение на капацитета* се различават *постоянни, променливи и полупроменливи (донастройващи или тример) кондензатори*.



Фиг. 6.13

материал позволяват да се постигнат високи стойности на работното напрежение. Нисковолтовите хостафанови кондензатори (подобно на хартиените) са предназначени за работни напрежения от 63 до 1600 V а високоволтовите – за напрежения до 30 kV.

Втора група включва кондензаторите с неорганичен диелектрик към които се причисляват слюдените (С), керамичните (Кр), стъклокерамичните (СК) и др.

Слюдените кондензатори имат многослойна конструкция, като качеството на диелектрик се използват пластини от слюдата мускови с дебелина 20...50 μ m. Събраният кондензаторен пакет се притиска с скоби или плочи, а за защита от външни въздействия той се опресова с пластмаса или се разполага в херметичен метален или керамичен корпус. Произвежданите слюдени кондензатори имат капацитет от 50 pF до 200 nF и точност от $\pm 0,25\%$ до $\pm 20\%$. Предпочитат се пред стиро-флексните там, където се изисква висока стабилност на капацитета и малки загуби, например в кръговете на задаващи генератори, на хетеродинни и др.

Най-широко разпространение имат керамичните кондензатори дискова и многослойна (монолитна) конструкция. Първите представляват керамичен диск, върху двете повърхнини на който са нанесени сребърни електроди (най-често чрез термично разлагане на сребърни съединения), към които са запоени изводите на кондензатора (фиг. 6.14). Недостатъци на така изгответните кондензатори са големите им размери и невъзможността за постигане на високи стойности на техния капацитет. Многослойните керамични кондензатори се изготвят от тънки метализирани керамични пластини, пресованы под налягане в монолитен блок и имат конструкция, подобна на показаната на фиг. 6.14. Технологията на тяхното производство включва операции, характерни за дебелослойната технология. Първоначално се изготвят керамични фолии, върху които чрез ситопечат се нанася сребърно-паладиева паста, формираща електродите на кондензатора. След това отделните слоеве се наслагват един върху друг при точно припокриване на електродите от един и същ чип, пакетът се пресова, отделните чипове се изрязват и се подлагат на окончателно изпечане. Последната операция включва поставяне (или нанасяне) на изводите и защита на конструкцията чрез подходящо лаково или пластмасово покритие. Керамичните кондензатори от този тип могат да се реализират по два начина: като защитен чип с изводи (фиг. 6.14 α) или във вид на незащитен чип (фиг. 6.14 β). Чип кондензаторите се използват в хибридните дебелослойни и тънкослойни интегрални схеми и се предпочитат за работа в СВЧ обхват поради извънредно малката им собствена индуктивност.

Като диелектрик в керамичните кондензатори се използва както високочестотна ($\epsilon_r = 10 \dots 230$), така и нискочестотна керамика.

Високочестотните керамични кондензатори се изготвят със стойности на капацитета от единици пикофарада до десетки нанофарада и точност ± 5 , ± 10 и $\pm 20\%$ и се характеризират с линейна зависимост на капацитета от температурата (тип I). Термостабилните високочестот-

керамични кондензатори (групи NPO, N33 и P33) се използват в задачите състъпала на предаватели, в хетеродините на приемници и други състъпала, където се изисква повишена стабилност на параметрите. Кондензаторите от останалите групи се използват като разделителни, блокиращи, термокомпенсиращи и др.

Нискочестотните керамични кондензатори, които се произвеждат със стойности на капацитета до $2,2 \mu$ F, се отличават с нелинейна зависимост на капацитета от температурата (тип II). Изменението на капацитета в работния им температурен обхват в зависимост от групата може да бъде от ± 10 до $\pm 90\%$. Поради своята нестабилност и сравнително големи загуби тези кондензатори се използват предимно в нискочестотни устройства като разделителни и филтри.

Информация за конструктивните особености на керамичните кондензатори и типа на тяхната температурна характеристика може да се получи от кодовото им означение. като пример по-долу са дадени типови означения за представените на фиг. 6.14 α и фиг. 6.14 β керамични кондензатори. Маркировката на първия (КрМО-ІВ или КрМО-ІІС1 или КрМО-ІІЕ2) и втория (КрМП-ІВ) тип керамични кондензатори с изводи и на чип кондензаторите (ЧМ-ІВ, ЧМ-ІІС1) съдържа допълнителни букви и цифри, които имат следния смисъл: Ч – чип; М – монолитен; О – опресован; П – потопен; І (ІІ) – кондензатор с линейна (нелинейна) зависимост на капацитета от температурата; буква (В, С и Е), която представлява кодово означение на температурната характеристика съгласно таблица 6.5 и цифра, означаваща температурния обхват, за който се задава температурната характеристика: 1 – за обхват от -55 до $+125^\circ\text{C}$ и 2 – за обхват от -55 до $+85^\circ\text{C}$.

Към трета група се причисляват кондензаторите с оксиден диелектрик: електролитни алуминиеви (ЕА) и танталови (ЕТ) кондензатори, а така също оксидно-полупроводникови (ОП) кондензатори. Тези кондензатори се използват в качеството на филтри в токоизправителни устройства, като блокиращи и развързвачи в нискочестотни схеми и т.н.

Повечето електролитни кондензатори са полярни (изготвят се и биполярни електролитни кондензатори), което означава, че те могат да работят при постоянно или пулсиращо напрежение с определена полярност. Изменението на полярността на напрежението или включването на електролитния кондензатор в променливотокова верига с недопустимо голяма амплитуда на напрежението (амплитудата на променливата съставка на напрежението върху кондензатора U_m не трябва да превиши 20% от неговото работно напрежение U_p , а сумата от амплитудата на променливата U_m и постоянната U_0 съставка на напрежението върху кондензатора трябва да е по-малка от U_p) води до пробив в кондензатора. Това се обяснява с вентилните свойства на системата метал – метален окис – електролит, изготвена на базата на металите алуминий, тантал или ниобий: при включването ѝ в права посока диелектричната якост е много голяма, а в обратна – извънредно малка, което е причина за протичане на силен ток и разрушаване на окисния слой.

Като диелектрик в електролитните кондензатори (фиг. 6.14e) се използва окисен слой (Al_2O_3 или Ta_2O_5) 2, нанесен върху алуминиев или танталов електрод (анод) 1, към който се свързва положителният полюс на токоизточника. Вторият електрод на кондензатора (катодът) представлява електролит 3, който се свързва посредством контактуваща към него алуминиева или танталова пластина 4 с отрицателния полюс на токоизточника.

Електролитните кондензатори се отличават от останалите с големи стойности на капацитета, достигащи до стотици и хиляди микрофарада, при относително малки размери на конструкцията. Тази тяхна особеност се обяснява със сравнително голямата стойност на диелектричната проницаемост на използвания диелектрик (за $\text{Al}_2\text{O}_3 \epsilon_r=7,5$, а за $\text{Ta}_2\text{O}_5 \epsilon_r=25$), малката дебелина на окисния слой (до 1 μm) и конструкцията на анода, чиято ефективна повърхност се увеличава изкуствено чрез ецване или чрез изготвянето му във вид на обемно-поресто тяло. Предимствата на танталовите електролитни кондензатори пред алуминиевите, изразявачи се в по-малките им габаритни размери (поголям специфичен капацитет), по-високата им температурна и времева стабилност, а така също по-малки токове на утечка (един до два поредъка) и загуби, произтичат основно от свойствата на използвания диелектрик. Не трябва да се забравя, че малката дебелина на окисния слой ограничава стойностите на работните напрежения, за които се изготвят електролитните кондензатори. Така например при алуминиевите електролитни кондензатори максималното работно напрежение достига 550 V, а при танталовите – 150 V (по-малкото работно напрежение на последните не е проблем, тъй като те се предпочитат в микроминиатюрни апаратури, работещи с ниски захранващи напрежения).

В зависимост от състоянието на електролита кондензаторите се разделят на течни, сухи и твърди.

В състава на електролита на алуминиевите кондензатори влизат етиленгликол, борна киселина и воден разтвор на амоняк. При някои кондензатори вместо етиленгликол, който е отровен, се използва глицерин, но по този начин се повишава температурата на замръзване на електролита. За разширяване на работния температурен обхват на кондензаторите в посока на ниските температури (до -60°C) към електролита се добавя етилов спирт. Електролитът на танталовите кондензатори се изготвя на базата на 40%-тov разтвор на H_2SO_4 или LiCl .

Особеност на течните танталови кондензатори е използването на анод във вид на цилиндър с пореста структура, благодарение на която ефективната повърхност на електрода се увеличава 40...50 пъти сравнение с тази на пълтен цилиндър и по този начин се увеличава значително техният специфичен капацитет.

Сухите електролитни кондензатори представляват две навити на руло фолиеви ленти от метал с вентилни свойства, повърхността на едната от които се ецва и се покрива с окисен слой (при по-високочестотните кондензатори оксидираната лента не се ецва, тъй като

неравната ѝ повърхност води при увеличаване на честотата до нарастване на загубите и появява на допълнителна паразитна индуктивност). Между оксидираната и неоксидираната ленти се разполага филтърна хартия, импрегнирана с пастообразен електролит. Към двете изпълняващи ролята на електроди метални ленти се свързват изводните краища на кондензатора. Навитата кондензаторна секция се покрива с влагонепроницаема обивка, препятстваща бързото изсъхване на електролита, след което се помества в защитен метален корпус, като изводът на анода се изолира от общата маса, а този на катода се свързва с металния корпус.

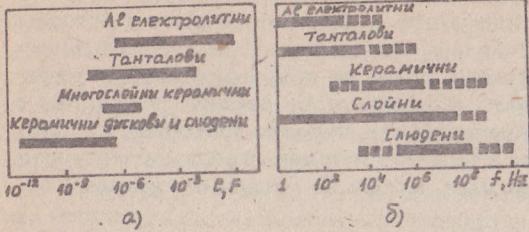
При оксидно-полупроводниковите кондензатори вместо течен или пастообразен диелектрик се използва слой полупроводник, нанесен непосредствено върху окисния слой.

Работният температурен обхват на електролитните кондензатори се ограничава от използвания електролит, като се намира обикновено в границите от -40 до $+85^\circ\text{C}$, а при специално изпълнение може да се разшири от -60 до $+125^\circ\text{C}$. Долната граница на температурния обхват се ограничава от точката на замръзване на електролита, а горната – от рязкото нарастване на утечния ток в кондензатора над определена температура, вследствие на което е възможен топлинен пробив. За работния температурен обхват температурната характеристика на капацитета на кондензатора е силно нелинейна, като при повишаване на температурата до горната граница капацитетът нараства до 20...30% от номиналната си стойност, а при понижаването ѝ до долната граница капацитетът може да намалее до два пъти. По-силното влияние на ниските температури върху капацитета на кондензаторите се обяснява с температурната зависимост на съпротивлението на електролита, което при температури, близки до точката на замръзване, придобива много големи стойности и това води до съществено намаляване на ефективния капацитет на кондензатора.

Параметрите на електролитните кондензатори зависят от честотата, като това влияние е особено силно при отрицателни температури. Увеличаването на честотата над определена стойност води до намаляване на капацитета и увеличаване на загубите в кондензатора, като при резонансната честота той губи практически своя капацитет. Алуминиевите електролитни кондензатори имат ниска резонансна честота (около 20 kHz), докато при танталовите кондензатори тя достига до няколко мегахерца. Ето защо при работа на електролитен кондензатор широколентова схема паралелно на него се включва високочестотен (керамичен, стирофлексен) кондензатор, който би осигурил правилната работа на схемата в областта на високите честоти.

В четвърта група се включват кондензаторите с въздушен диелектрик, към които се причисляват въздушните, газонапълнените и вакумните кондензатори.

Общите свойства на постоянните кондензатори, който трябва да отчитат при схемното им приложение, са илюстрирани на фиг. 6.15.



Фиг. 6.15

На фиг. 6.15а са дадени стойностите на капацитета в зависимост от типа на кондензатора, а на фиг. 6.15б – честотната област, в която може да се използват тези кондензатори.

Променливите кондензатори осигуряват плавно изменение на капацитета в определени граници и

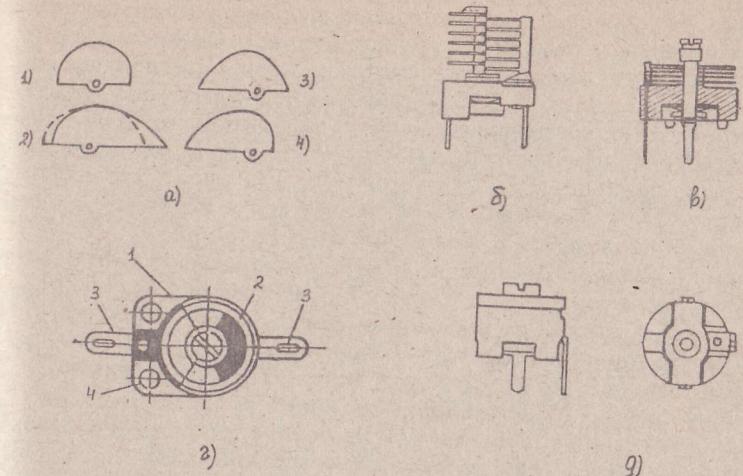
се използват за настройка на резонансните кръгове на приемо-предавателна и измервателна апаратура. Техният максимален капацитет се определя от работния честотен обхват на апаратурата, като типичните му стойности попадат в интервала от 10 до 3000 pF, а минималният капацитет се ограничава от вида на конструкцията и стойностите му са от порядъка на единици до няколко десетки пикофарада.

Полупроменливите кондензатори се използват за донастройка на резонансни кръгове чрез компенсация на отклоненията на параметрите на техните елементи. Капацитетът на донастройващите кондензатори се изменя само в процеса на регулиране, след което той се фиксира и време на експлоатацията остава неизменен. Тези кондензатори се отличават от променливите с по-малки граници на изменение на капацитет и размери, като минималният им капацитет е единици пикофарада, максималният варира от единици до няколко стотин пикофарада.

Променливите кондензатори могат да бъдат с механично или електрическо управление на капацитета.

Типично за конструкциите на кондензаторите с механично управление на капацитета е това, че техните електроди са реализирани като ротор и статор. Чрез механично завъртане на ротора се изменя площта на припокриване на електродите и от там капацитетът на кондензатора. Като диелектрик в тези кондензатори се използва въздух или твърдиелектричен материал (керамика).

Роторът и статорът на променливите и полупроменливите кондензатори може да бъде реализиран чрез две групи успоредни и отстоящи на еднакво разстояние една от друга пластини. Роторните пластини са разположени върху обща ос, посредством която те се преместват в междуните между статорните пластини и по този начин се измени ефективната им площ на припокриване. По-големи стойности на капацитета се постигат чрез увеличаване на броя на роторните и статорните пластини. Важна характеристика на кондензаторите от този тип е висимостта на изменението на капацитета от ъгъла на завъртане на роторните пластини φ , който определя закона на изменение на честотата при настройка на кръга. Тази зависимост се определя от формата на роторните пластини, които за изброените по-долу случаи е дадена.



Фиг. 6.16

фиг. 6.16а. Най-широко разпространение имат кондензаторите със следните характеристики:

1) Капацитивно-линеен кондензатор с линейна зависимост между ъгъла на завъртане на ротора и капацитета. Роторните пластини на този кондензатор имат формата на полукръг (фиг. 6.16а - 1) и той се използва за настройка в случаите когато се изисква малък коефициент честотно покритие.

2) Честотно-линеен кондензатор с линейна зависимост между ъгъла на завъртане на ротора и резонансната честота. С пунктир на фиг. 6.16а - 2 е маркирана формата на роторната пластина, която се използва в практиката. Тя се отличава от теоретично изчислената, но наложила, тъй като позволява да се намалят размерите на кондензатора при запазване на закона на изменение на капацитета с φ . Този кондензатор осигурява равномерно изменение на честотата по обхвата, ради което се предпочита в приемните апаратури.

3) Вълново-линеен кондензатор с линейна зависимост между ъгъла на завъртане на ротора и резонансната дължина на вълната. Неговият коефициент е пропорционален на квадрат на φ , поради което този тип кондензатор е известен още като квадратичен. Формата на роторните пластини е дадена на фиг. 6.16 - 3.

4) Логаритмичен кондензатор, който се характеризира с това, че осителното изменение на капацитета при завъртане на ротора с един и същ е постепенно за цялата скала (фиг. 6.16а - 4). Използва се в измервателни прибори, а така също в някои предавателни устройства.

Многопластинната конструкция се е наложила като най-подходяща за променливите кондензатори, като много често с цел едновременна

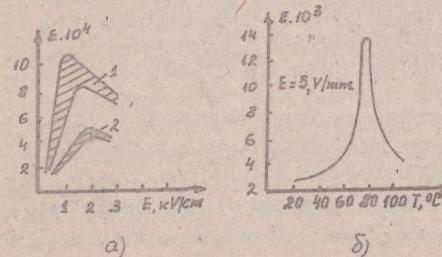
настройка на спречнати кръгове няколко кондензаторни секции свързват в общ блок, при който всички ротори се задвижват с една ос. Тази конструкция е една от често срещаните и при полупроменливи кондензатори. На фиг. 6.16б е дадена многопластинна конструкция на полупроменлив кондензатор, който в зависимост от броя на пластините n осигурява изменение на капацитета от 2 до 21 pF. Представени на фиг. 6.16в кондензатор е от същия тип, но в него е използван тънки диелектрик. Чрез изменение на размерите му се постигат максимални стойности на капацитета в границите от 6 до 110 pF.

Широко разпространение в електронните апаратури е намерила представената на фиг. 6.16г дискова конструкция на донастройващ кондензатор. Тя се състои от керамична основа – статор (1), върху коя във вид на сектор е нанесен слой сребро. На статора е закрепен върху същия сектор керамичен диск – ротор (2), върху който също във формата на сектор е отложено сребро. Максималната стойност на капацитета на кондензатора съответства на положението на ротора, при което посребрените сектори съвпадат с този на статора, а минималната – на положението, при което двата сектора са противоположни. Като диелектрик в този кондензатор служи керамиката на ротора. На фигурата са маркирани изводите на кондензатора, а с 4 – отворите за закрепване. На фиг. 6.16д е дадена модификация на този тип кондензатори, която при диаметър на ротора 10 mm позволява да се постигнат максимални стойности на капацитета от 10 до 60 pF.

Разпространена е също и конструкцията на полупроменливи кондензатори, при които статорът и роторът се изработват като два аксиални цилиндри, а площта на припориване на електродите се променя чрез праволинейно придвижване на ротора.

Промяна на капацитета при електрически управляемите кондензатори се постига чрез изменение на диелектричната проницаемост и на разстоянието d между електродите на кондензатора.

В първия случай като диелектрик на кондензатора се използва сегнетокерамика, чиято ϵ зависи съществено от напрегнатостта на електрическото поле и този тип кондензатори се наричат *вариконди*. Сегнетокерамиката принадлежи към групата на сегнетоелектриците – деселектрични материали с доменна структура, които се характеризират с нелинейна зависимост между електрическата индукция D (следователно и ϵ) и напрегнатостта на външното електрическо поле E и с явлението диелектрически хистерезис. Типични зависимости на диелектричната проницаемост на материали за вариконди от напрегнатостта на електрическото поле са дадени на фиг. 6.17.



Фиг. 6.17

Варикондите имат конструкция аналогична с тази на дисковите керамични кондензатори, като при изменение на диаметъра на диска от 2 до 25 mm максималният капацитет варира от 650 pF до 95 pF. Макар че капацитетът на варикондите може да се изменя в значителни граници (примерно 2...5 пъти), те не са получили разпространение като елементи за настройка, тъй като приjavат ниска стабилност на капацитета. Това проличава от представената на фиг. 6.17б температурна зависимост на ϵ на материал 2, която свидетелства за ниската температурна стабилност демонстрирана специалната особеност на сегнетоелектриците да запазват своите свойства в определен температурен обхват. При нагряване до температури по-високи от т. нар. сегнетоелектрическа точка на Кюри, доменната структура се разпада и сегнетоелектрика преминава в параелектрическо състояние, което се съпровожда с рязко намаляване на ϵ . Основното приложение на варикондите е свързано с реализацията на параметрични усилватели, фазорегулатори, умножители на честота, модулатори, стабилизатори на напрежение, управляеми филтри и др., в които те използват като нелинейни елементи, управляващи параметрите на електрически вериги за сметка на изменението на своя капацитет под действието на приложеното към тях напрежение, различаващи се по амплитуда и честота.

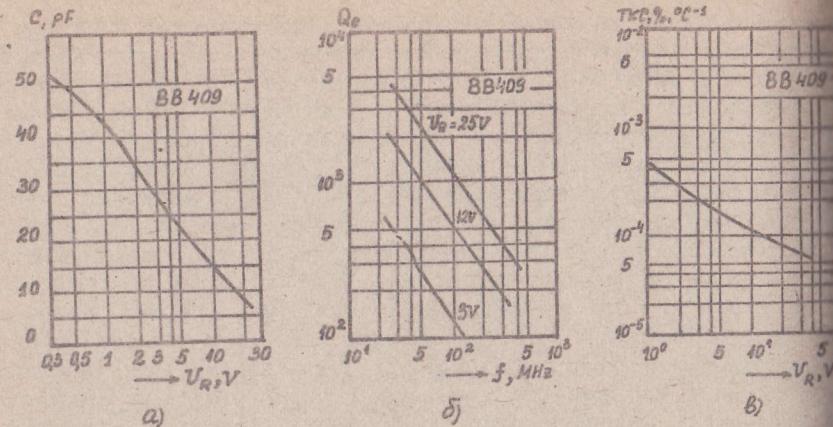
Най-широко приложение като елементи за настройка на кръгови филтри, за управление на честотата на генератори и т.н. понастоящем са намерили втория тип електрически управляеми кондензатори, наречени *варикали*. Варикалът представлява полупроводников диод, чиято действие се основава на зависимостта на капацитета на $p-n$ прехода от приложеното към него обратно напрежение U_R . При изменение на обратното напрежение се променя ширината на $p-n$ прехода ($d = 0,8(U_R + 0,83)^{0,5}$), в резултат на което капацитетът се изменя в съответствие с израза:

$$6.17 \quad C = 128S(U_R + 0,83)^{-0,5},$$

където S е площ на прехода.

Капацитетът на варикалите при зададено номинално обратно напрежение може да бъде от единици до няколко стотин пикофарада и намалява при максималното работно напрежение до няколко единици пикофарада (кофициентът на покритие по капацитет за различните типове варикали достига до около 20). На фиг. 6.18а е представена типична зависимост на капацитета на варикал от приложеното към него обратно напрежение.

Варикалите се отличават с високи стойности на качествения фактор Q_C (от няколко десетки до няколко стотици), който зависи съществено от честотата и приложеното обратно напрежение (фиг. 6.18б). Освен това те притежават висока температурна стабилност, която е функция на приложеното обратно напрежение (фиг. 6.18с).



Фиг. 6.18

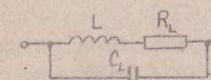
Благодарение на значителното изменение на капацитета при промяна на управляващото напрежение, високия си качествен фактор стабилност, малките си размери и отсъствието на механични елементи за пренастройка, варикапите са се утвърдили понастоящем като перспективни елементи за настройка и пренастройка.

6.4. ИНДУКТИВНИ БОБИНИ

6.4.1. Класификация и параметри на индуктивните бобини

Според конструкцията си бобините се разделят на няколко групи:
а) бобини във вид на свободна спирала с определена стъпка и бобини навити върху диелектрична основа; б) бобини без и с феромагнитна стърцевина; в) еднослойни (редови и тороидални) и многослойни (равни, секционирани, с универсална намотка и др.); г) бобини с постоянна и изменяема индуктивност; д) обемни и печатни бобини.

Основните свойства на индуктивната бобина представлят чрез еквивалентната ѝ схема (фиг. 6.19), която освен основния параметър на бобината, нейната индуктивност L , включва и паразитните ѝ параметри: индуктивност на изводите (отчетена е собствен капацитет C_L и еквивалентно съпротивление на загубите R_L).



Фиг. 6.19

По-долу е дадена кратка характеристика на всеки един от параметрите на индуктивна бобина, които се използват при конструктивно проектиране.

Номинална индуктивност L_n и допустими отклонения δ_L .

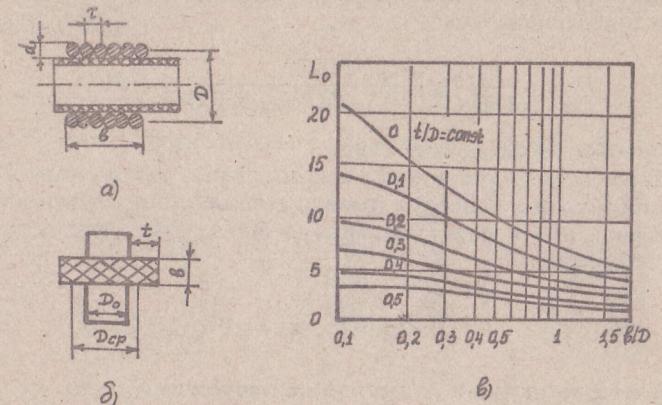
Използваните в радиоелектрониката бобини имат индуктивност от единици нанохенри до стотици милихенри, а точността им е висимост от изпълняваната функция варира от части от процент

десетки проценти (при серийно производство може да се осигури точност 1...2%).

За определяне на индуктивността на еднослойна бобина с плътно навита намотка, разположена върху диелектрична основа (фиг. 6.20a), може да се използва изразът:

$$(6.18) \quad L = k \mu_0 \frac{\pi D^2 N^2}{4} = \left(\frac{k \pi^2 D}{b} \right) DN^2 10^{-7} = L_0 DN^2 10^{-7}, \text{ H},$$

където: $D = D_0 + d$ (D_0 е диаметър на основата, а d – диаметър на проводника) и b са диаметър и дължина на намотката; $\pi D^2 / 4$ – сечение на намотката; N – брой на навивките; k – коефициент, който отчита намаляването на индуктивността на бобина с крайна дължина вследствие разсейване на магнитното поле в краишата ѝ (с увеличаване на дължината на бобината този коефициент клони към единица и при $b > 20D$ се приема $k = 1$); $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$, H/m – абсолютната магнитна проницаемост на вакуум (на диелектричната основа).



Фиг. 6.20

На базата на познати от електротехниката изрази за определяне на коефициента на разсейване на полето k е построена графичната зависимост на фиг. 6.20b, която позволява при известна стойност на съотношението b/D да се определи коефициентът L_0 на еднослойна бобина ($t/D = 0$).

При големи стойности на индуктивността ($L > 150 \mu\text{H}$) се използват многослойни бобини (фиг. 6.20b), за които определящи геометрични размери са средният диаметър D_{cp} , дължината b и радиалната дебелина t на намотката. Изчисляването на индуктивността на такива бобини при зададени стойности на съотношенията b/D_{cp} и t/D_{cp} се извършва чрез отчитане от графиката на фиг. 6.20b на коефициента L_0 и използване на формула 6.18.

За инженерни изчисления на индуктивността на еднослойна бобина, за която съотношението на геометричните размери варира в границите $b/D = 0,5 \dots 2$ с точност 1%, може да се използва следната опростена формула:

$$(6.19) \quad L = \frac{D^2 N^2 10^{-3}}{b + 0,45D}, \mu\text{H},$$

в която b и D се заместват в mm.

Ако бобината се навие с принудителна стъпка τ , превишаваща диаметъра на намотъчния проводник d , нейната индуктивност намалява вследствие отслабване на взаимната индуктивност между навивките. За такава бобина L може да се определи от израз (6.19), от който се изважда поправъчният член ΔL :

$$(6.20) \quad \Delta L = 0,25ND \cdot 10^{-4}(\tau/d - 1)(12 - \tau/d), \mu\text{H},$$

където D се замества в mm.

За многослойните бобини е изведен също опростен израз за изчисляване на индуктивността:

$$(6.21) \quad L = \frac{D_{cp}N^2 10^{-3}}{1,125b/D_{cp} + 1,25t/D_{cp} + 0,375}, \mu\text{H},$$

в който b , t и D_{cp} се заместват в mm.

В УКВ обхвата индуктивните бобини се реализират най-често като свободна спирала (без основа) с принудителна стъпка τ или като отрязък от проводник с кръгло напречно сечение, чиято индуктивност се определя от израза:

$$(6.22) \quad L = 0,2l \left(\ln \frac{4l}{d} - 1 \right), \text{nH},$$

където l и d са дължина и диаметър на проводника, mm.

Индуктивността на бобина с феромагнитна сърцевина нараства вследствие концентрация на магнитното поле на бобината в сърцевината:

$$(6.23) \quad L_c = \mu_c L = \mu_0 \mu_c \frac{S_c N^2}{l} = A_L N^2,$$

където μ_c е ефективна магнитна проницаемост на сърцевината, която показва колко пъти индуктивността на бобина с феромагнитна сърцевина L_c нараства спрямо тази на бобина без сърцевина L ; S_c – сечение на сърцевината; l – дължина на средната магнитна силова линия; N – брой на навивките на бобината; A_L – специфичен коефициент на феромагнитната сърцевина, който е равен на индуктивността, постигната разглежданата сърцевина при навиването само на една навивка (задава се за всяка стандартизирана сърцевина в pH).

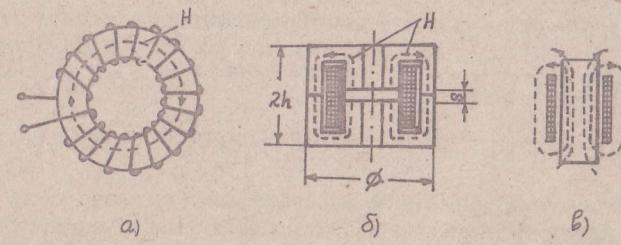
Ефективната магнитна проницаемост на феромагнитните сърцевини зависи от следните фактори:

а) Относителна магнитна проницаемост на използвания феромагнитен материал μ_r . За намаляване на загубите от вихрови токове в сърцевината при нейното изготвяне се използват феромагнитни материали с високо специфично съпротивление ρ : магнитодиелектрици (карбонилно желязо и алсифер, за които $\mu_r = 10 \dots 50$) и ферити ($\mu_r = 10 \dots 3000$ и $\rho = 10^8 \dots 10^{10}, \Omega\text{m}$).

б) Форма на сърцевината. Най-голяма стойност на μ_c имат сърцевини, при които магнитните силови линии на полето на бобината се затварят в по-голямата част от пътя си през феромагнитния материал и минимална част от пътя им преминава през въздуха. В това отношение максимална ефективна магнитна проницаемост има тороидалната сърцевина (фиг. 6.21a), при която силовите линии на магнитното поле се затварят изцяло в нея. За тороидалната сърцевина $\mu_c = \mu_r$ и затова тя се използва за изготвяне на образци за измерване на параметрите на феромагнитни материали. От (6.23) се получава следният израз за изчисляване на индуктивността на равномерно навита върху тороидална сърцевина бобина:

$$(6.24) \quad L = \frac{1}{2\pi} \mu_0 \mu_r N^2 h \ln \frac{D_{bh}}{D_{bt}},$$

където D_{bh} и D_{bt} са външен и вътрешен диаметър, а h – височина на тороида.



Фиг. 6.21

За удобство при изготвянето на бобината, чашкообразните сърцевини (фиг. 6.21b) се сглобяват от две части, при което неизбежно по пътя на магнитния поток се появява въздушен процеп, водещ до намаляване на ефективната магнитна проницаемост на сърцевината. По-осезаемо е това намаляване на μ_c в случаите, когато с цел повишаване на температурната стабилност на бобината в сърцевината се въвежда изкуствено малък въздушен процеп s , така както е показано на фигурата. Най-малка е стойността на μ_c на цилиндрична сърцевина (фиг. 6.21c), където почти половината от пътя на магнитните силови линии преминава през въздуха.

в) Взаимно разположение на навивките на бобината и сърцевината. Колкото по-близо е разположена сърцевината до навивките на бобината,

толкова по-силно е нейното влияние върху полето на тези навивки. Поради тази причина ефективната магнитна проницаемост на еднослойна бобина е по-голяма от тази на многослойна със същия диаметър на основата.

Връзката между μ_c на сърцевината, нейната геометрия и μ_r на използвания феромагнитен материал може да се изведе най-лесно за случая на тороидална сърцевина, в която по пътя на магнитния поток съществува въздушна междинка. В този случай средната магнитна силова линия, чиято дължина l е равна на средния периметър на тороида, се затваря през два участъка с различно магнитно съпротивление: първият участък с дължина l_c е през феромагнитния материал и неговото магнитно съпротивление е равно на $R_{mc} = l_c / (\mu_0 \mu_r S_c)$, а вторият с дължина l_b – през въздушния процеп и неговото магнитно съпротивление е $R_{mb} = l_b / (\mu_0 S_c)$. Като се вземе предвид, че двете магнитни съпротивления са свързани последователно и еквивалентното им магнитно съпротивление $R_{me} = l / (\mu_0 \mu_c S_c)$ е равно на тяхната сума, т.е. $R_{me} = R_{mc} + R_{mb}$, за определяне на μ_c се получава следният израз:

$$(6.25) \quad \mu_c = \frac{\mu_r}{l_c/l + \mu_r l_b/l}$$

За най-често срещаните форми на магнитни сърцевини за индуктивни бобини, представени на фиг. 6.21, изразът за μ_c може да се опрости по следния начин:

$$(6.26) \quad \begin{aligned} \mu_c &= \mu_r && \text{за тороидална } (l_b = 0) \\ \mu_c &\approx \frac{\mu_r}{1 + \mu_r s/l} && \text{за чашкообразна } (l_b = s \ll l_c) \\ \mu_c &\approx \frac{2\mu_r}{1 + \mu_r} && \text{за цилиндрична } (l_b \approx l_c). \end{aligned}$$

За да се намали влиянието на електромагнитното поле на бобината върху другите елементи на схемата, а така също да се намали влиянието на външни полета върху бобината, тя се помества във вътрешността на метален экран. Полето на бобината индуцира в экрана токове, чиято посока е противоположна на тока в бобината. Поради това магнитните полета на бобината и на экрана са противоположни по посока, т.е. экранът отслабва основното поле на бобината, което е еквивалентно на намаляване на нейната индуктивност. Индуктивността на екранирана бобина L_E може да се определи ориентировъчно от израза:

$$(6.27) \quad L_E = L \left[1 - \left(\frac{D}{D_E} \right)^3 \right] \left[1 - \left(\frac{b}{2h_E} \right)^2 \right],$$

където: L е индуктивност на бобината без экран; D и D_E – диаметри на бобината и на экрана; h_E – височина на экрана.

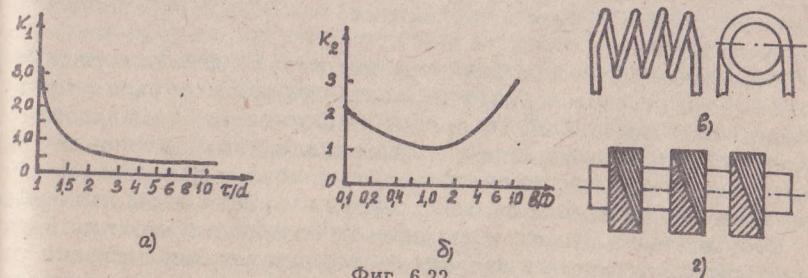
Собствен капацитет на бобината C_L .

Между отделните навивки на бобината (като резултат от електрическото поле, което се затваря през въздуха, диелектрика на основата феромагнитната сърцевина), а така също между навивките и экрана или други елементи на конструкцията съществуват елементарни разпределени капацитети, които могат да се заменят с един еквивалентен капацитет, наречен собствен капацитет на бобината C_L . Този паразитен капацитет в зависимост от конструкцията на бобината варира в граници от части от пикофарада до няколко десетки пикофарада и ограничава използването на бобините в областта на високите честоти. От еквивалентната схема на бобина, представена на фиг. 6.19, се вижда, че C_L е включен паралелно на индуктивността L . Това означава, че за честоти по-високи от резонансната честота f_0 на формирания паралелен трептящ кръг еквивалентното съпротивление на бобината има капацитивен характер, а за честоти по-ниски от f_0 – индуктивен. Обикновено работната честота на бобината се избира два до три пъти по-ниска от резонансната.

Най-малък е собственият капацитет на еднослойните бобини, който не превишава 1...2 pF. Той зависи от диаметъра D и дължината b на бобината, стъпката на намотката t и диелектричната проницаемост на основата ϵ , като за най-често използвани от основни диелектици с $\epsilon \approx 4\dots 6$ може да се определи от следната емпирична формула:

$$6.28) \quad C_L = k_1 k_2 D, \text{ pF},$$

където D се замества в см, а кофициентите k_1 и k_2 , отразяващи влиянието на стъпката и дължината на намотката се отчитат от представените на фиг. 6.22a и б графични зависимости.



Фиг. 6.22

Като се вземат предвид ориентировъчните граници, в които се израт геометричните параметри на еднослойна бобина и съответстващите им стойности на кофициентите k_1 и k_2 , може да се приеме, че $L \approx (0.5\dots 1.5)D, \text{ pF}$.

Значително по-големи стойности на собствения капацитет притежават многослойните бобини, при които в зависимост от типа на намотката C_L варира от (3...8) pF (за бобини с универсална намотка) до

30 pF и повече (за бобини с редова намотка). При тези бобини поради отдалечеността на навивките от диелектричната основа електрическото поле се концентрира основно в намотката и затова върху собствения капацитет на бобината съществено влияние оказват изолацията на намотъчния проводник и импрегниращите лакове и компаунди. Ориентирано определяне на C_L на многослойна бобина с редова намотка може да се извърши с помощта на следния израз:

$$(6.29) \quad C_L = (0,845\epsilon_{r_1} + 0,823\epsilon_{r_2})l_{cp}, \text{ pF},$$

където ϵ_{r_1} и ϵ_{r_2} е относителна диелектрична проницаемост на изолацията на проводника и на импрегниращия лак или компаунд (за неимпрегнирана бобина $\epsilon_{r_2} = 1$); $l_{cp} = \pi D_{cp}$ – дължина на средната навивка на бобината, см.

Най-голям собствен капацитет притежават бобините с феромагнитна сърцевина (особено тези с чашкообразна сърцевина, където C_L може да достигне (50..80) pF), тъй като при тях се появява допълнителна съставка на C_L , която се обуславя от паразитните капацитети между навивките през материала на сърцевината.

Екранирането на бобината води до нарастване на собствения капацитет вследствие появата на паразитен капацитет между навивките и экрана, който е толкова по-голям, колкото по-малко е разстоянието между бобината и экрана.

При конструиране на индуктивни бобини стремежът е собственият капацитет на бобината да има минимални стойности, тъй като късовълновия и УКВ обхвата той може да стане съизмерим с кръговия капацитет, което затруднява настройката на резонансните кръгови на зададена честота и понижава честотната им стабилност. Освен това вследствие на загубите в диелектрика на C_L намалява качествения фактор на кръга.

За намаляване на собствения капацитет на УКВ бобина тя се навива с неизолиран посребрен проводник като свободна спирала с принудителна стъпка (фиг. 6.22e). По този начин се постига намаляване на C_L с около (15..25)% в сравнение с този на аналогична еднослойна бобина, навита върху диелектрична основа. Освен това се използват и бобини, навити върху керамична основа с ребра за закрепване на навивките.

Собственият капацитет на многослойна бобина може да бъде малък чрез изготвянето ѝ във вид на отделни секции, свързани последователно и чрез използването на универсална намотка, при която маляването на C_L се дължи на кръстосване на навивките от съседни редове (фиг. 6.22g). При секционираните бобини минимизиране на C_L се постига чрез увеличаване на броя на секциите n (пропоръчва се n не превишава 5) и разстоянието между тях, а така същата чрез намаляване на широчината на всяка секция. За случаите когато разстоянието между секциите е по-голямо или равно на тяхната широчина:

$$(6.30) \quad C_L = C_{L_1}(0,33n + 0,67)/n,$$

където C_{L_1} е собствен капацитет на една секция.

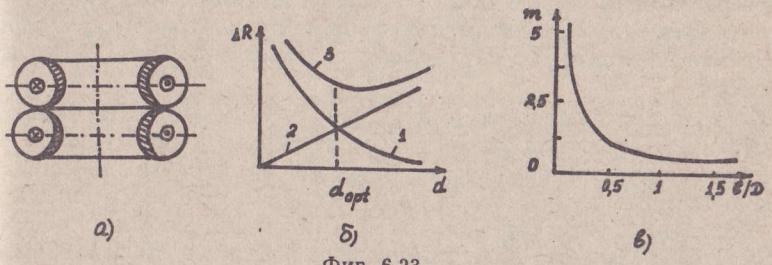
Качествен фактор на индуктивна бобина Q_L .

Важен параметър при използването на бобините в резонансни кръгове е техният качествен фактор, който характеризира относителното място на активните загуби в намотката, собствения капацитет, сърцевината и экрана:

6.31)

$$Q_L = \omega L/R_L.$$

Еквивалентното съпротивление на загубите в бобината R_L е сума от еквивалентното съпротивление на загубите в проводника на намотка R_p , в диелектрика на собствения капацитет R_d , във феромагнитната сърцевина R_c и в экрана R_E , т.е. $R_L = R_p + R_d + R_c + R_E$.



Фиг. 6.23

Съпротивлението R_p отчита както загубите при постоянен ток, така и допълнителните загуби вследствие на скрин-ефекта (повърхностен ефект) и ефекта на близост, които се появяват при работа на бобината в високочестотни схеми, т.е. $R_p = R_0 + \Delta R$. Тъй като постоянният ток пропада през цялата площ на напречното сечение на проводника S , пълнотността му във всяка точка на сечението е еднаква, еквивалентното съпротивление на загубите в намотъчен проводник с дължина l се определя по известната формула $R_p = \rho l/S$. В резултат на скрин-ефекта високочестотният ток пропада основно в повърхностен слой с дебелина $= (\pi \tau \mu_0 \sigma)^{-0,5}$, вследствие на което ефективното сечение на проводника намалява ($S_e = \pi d \delta_c$) и като резултат от това съпротивлението му се променя по отношение на постояннотоковото. При навиване на проводника в спирала върху разпределението на тока в напречното сечение започва да оказва влияние ефектът на близост, изразяващ се в тласкане на тока към осевата линия на бобината (фиг. 6.23a) и това е причина за допълнително нарастване на загубите. Освен от честотата приложеното напрежение, допълнителното нарастване на загубите на проводника вследствие на споменатите ефекти зависи от диаметъра на проводника d и размерите на бобината. За бобина с пълно навиване до друга навивки еквивалентното съпротивление на загубите в намотката може да се определи от израза:

6.32)

$$R_p = R_0[1 + F(x) + (mNd/D)^2 G(x)],$$

където функцията $F(x)$ отчита влиянието на скин-ефекта, а $G(x)$ – ефекта на близост и техните стойности могат да се отчетат от справочници; аргументът на функциите $x = 10,6d\sqrt{f}$; m – коефициент, отчитащ връзката между ефекта на близост и размерите на бобината (вж. фиг. 6.23e).

За всяка бобина съществува оптимален диаметър на проводника d_{opt} , при който нейното съпротивление за високочестотния ток е минимално. Това е демонстрирано на фиг. 6.23б, където е представена зависимостта на нарастването на съпротивлението на проводник вследствие на скин-ефекта и ефекта на близост ΔR при зададена честота и диаметъра d (крива 3). Тази зависимост е получена чрез сумиране на характеристиките, отразяващи поотделно влиянието на двета високочестотни ефекти при различни диаметри на проводника: характеристика 1 отчита влиянието на скин-ефекта, а характеристика 2 – на ефект на близост.

Както се вижда от израз (6.32) и фиг. 6.23e, значително намаляване на загубите от ефекта на близост се постига чрез увеличаване на геометричните размери на бобината, но това е в противоречие с изискванията за минимизиране на размерите на функционалните възли на апаратата. Доказано е, че за осигуряване на минимални загуби в проводника е необходимо размерите на бобината да се избират в следните граници $b/D = 0,6...1,2$ (по-малката стойност се отнася за бобини с по-голям диаметър) – за еднослойна бобина и $b/D_{cp} = 0,2...0,5$; $t/D_{cp} = 0,3...0,5$ – многослойна бобина.

Значително намаляване на влиянието на скин-ефекта и на ефект на близост за честоти до 3 MHz се постига чрез навиване на бобината с литцендратен проводник, който се състои от отделни изолирани помежду си жила, усукани с определена стъпка. Използването на такъв проводник за дълговълнови и средновълнови бобини води до увеличаване на техния качествен фактор с 30...40%. При по-високи честоти, поради недопустимо увеличаване на загубите в изолацията на жилата, литцендратен проводник не се използва. За навиване на късовълнови и УКВ бобини най-често се използват медни проводници тип ПЕЛ и ПЕЛКЕ и посребрени медни проводници.

Еквивалентното съпротивление на загубите в диелектрика на собствения капацитет на бобината R_d може да се определи от израза:

$$(6.33) \quad R_d = \omega^3 L^2 C_{Ld} \operatorname{tg} \delta,$$

където ω е кръгова честота на приложеното напрежение; C_{Ld} – съставата на собствения капацитет, която се определя от електрическото поле през диелектрика (пропорционална е на диелектричната проницаемост ϵ на материала на основата и на изолацията на проводника); $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс на ъгъла на загубите в диелектрика на основата и изолацията на проводника.

Поради това че R_d е пропорционално на третата степен на честотата, загубите в диелектрика се проявяват особено силно в бобини, предназначени за работа в късовълновия и УКВ обхват, където те достигат 50% от загубите в медта. За тяхното намаляване е необходимо да се предприемат мерки за намаляване на стойностите на C_{Ld} и $\operatorname{tg} \delta$. Това се постига чрез избор на подходящ диелектричен материал за основа на бобината, за който произведението $\epsilon_r \operatorname{tg} \delta$ е минимално (например полистирол, керамика) или използване на бобина, реализирана като свободна спирала.

В дълговълновия и средновълновия обхват загубите в собствения капацитет на бобината са толкова малки, че практически могат да се пренебрегнат.

Загубите във феромагнитната сърцевина са сума от загубите от хистерезис, от вихрови токове и от магнитно последствие, т.е. еквивалентното съпротивление на загубите в сърцевината $R_c = R_x + R_{vt} + R_{mp}$. Тези загуби могат да се определят от площта на статичния и динамичния хистерезисен цикъл на използванятия за изготвяне на сърцевината материал. Съществуват емпирични формули, които позволяват при известни магнитни и електрически параметри на феромагнитния материал, форма и размери на сърцевината и големина и честота на протичащия през намотката ток да бъдат определени еквивалентните съпротивления на загубите от хистерезис (R_x), от вихрови токове (R_{vt}) и от магнитно последствие (R_{mp}). Така например за определяне на R_x и на R_{vt} могат да се използват известните изрази за активната мощност, разсеяна в сърцевината в резултат на загуби от хистерезис и вихрови токове: $P_x = \eta B_m^n f V_c = I^2 R_x$ и $P_{vt} = \zeta B_m^2 f^2 V_c = I^2 R_{vt}$, в които B_m е максимална индукция на полето в материала, създадена от протичащия през намотката ток с големина I и честота f ; V_c – обем на сърцевината; η и ζ – коефициенти, зависещи от параметрите на материала, формата и размерите на сърцевината; n – степенен показател, който в зависимост от големината на B_m има стойности 1,6...2. Индуктивните бобини работят в областта на слабо подмагнитване на материала (в областта на Релей), поради което хистерезисните загуби са сравнително малки. Тъй като P_{vt} нараства с квадрат на честотата, определящи за високочестотните обхвати са загубите от вихрови токове. За тяхното намаляване сърцевините се изготвят от феромагнитни материали с високо специфично съпротивление ρ : ферити или магнитодиелектици.

Обикновено в справочниците за феромагнитните материали се дават стойностите на тангенса на ъгъла на магнитните загуби $\operatorname{tg} \delta_m$, което позволява при изчисляване на еквивалентното съпротивление на загубите в сърцевината да се използва изразът:

$$(6.34) \quad R_c = \omega L \operatorname{tg} \delta_m.$$

Връзката между качествения фактор на бобина с феромагнитна сърцевина Q_{Lc} и този на същата бобина без сърцевина Q_L :

$$(6.35) \quad Q_{Lc} = Q_L \frac{\mu_c}{1 + R_c/R_\delta},$$

където R_δ е еквивалентно съпротивление на загубите в бобината без сърцевина, показва, че при $R_c \ll R_\delta$ (което е в сила за честоти по-ниски от граничната честота на използванния феромагнитен материал) въвеждането на сърцевина води до увеличаване на Q -фактора почти μ_c пъти. Обикновено Q -факторът на бобина без сърцевина има стойности от 30 до $150\text{--}200$. Както е известно, при увеличаване на честотата магнитната проницаемост на феритите намалява, а загубите в тях нарастват, което означава, че за определена честота множителят $\mu_c/(1 + R_c/R_\delta)$ може да се окаже по-малък от единица, т.е. сърцевината да намали качествения фактор на бобината. Въпреки това в практиката се случва често да се използват сърцевини за регулиране на индуктивността на бобина, макар че те намаляват нейния Q -фактор.

Екранирането на една бобина води до намаляване на качествения Q фактор, което се дължи както на намаляване на нейната индуктивност L , така и на появя на допълнителни загуби в экрана. Еквивалентното съпротивление на загубите в экрана R_E се оценява коствено чрез затихването в бобината, породено от наличието на экран d_E : $R_E = \omega(L - L_E)d_E$.

Стабилност на параметрите на индуктивна бобина.

Най-силно влияние върху параметрите на една бобина оказват температурата и влагата. При изменение на температурата се променят линейните размери на основата и на намотъчния проводник (което води до изменение на стъпката и диаметъра на навивките), специфичното съпротивление ρ на проводника, диелектричната проницаемост и $\tan\delta$ на материала на основата, а така също магнитната проницаемост и $\tan\delta_m$ на материала на сърцевината. Поради това изменението на температурата води до промяна на индуктивността, качествения фактор и собствения капацитет на бобината, което е нежелателно. Температурните изменения на параметрите на бобината могат да бъдат обратими или необратими. Обратимите температурни изменения на индуктивността се характеризират с температурен коефициент на индуктивността (TKL) α_L , който представлява относително изменение на индуктивността за един градус: $\alpha_L = \frac{dL}{L_h} \frac{1}{dT}$.

Индуктивността на бобина при произволна температура T може да се определи от израза:

$$(6.36) \quad L(T) = L_h [1 + \alpha_L(T - T_h)],$$

където L_h е индуктивност, измерена при номиналната температура T_h , обикновено 20°C .

Най-висока температурна стабилност притежават еднослойните бобини без сърцевина. От израз 6.18 следва, че стабилността на такива бобини зависи от изменението на диаметъра на намотката D под въздействието на температурата. Във високочестотните бобини, вследствие на скин ефекта и ефекта на близост, токът протича само в повърхностен слой с дебелина $\delta_c = 0,5\sqrt{\rho/f}$ (частотата f се замества в MHz), граничещ непосредствено с основата и поради това ефективният диаметър на намотката $D_e \approx D_0 + 2\delta_c$. Специфичното съпротивление на проводника зависи значително от температурата. Така например температурният коефициент на специфичното съпротивление на медта α_ρ е от порядъка на $4000 \cdot 10^{-6}, ^\circ\text{C}^{-1}$ и е много по-голям от температурния коефициент на линейно разширение на медта. Ето защо, дори ако при промяна на температурата диаметърът на основата D_0 остава постоянен, D_e се изменя и като следствие от това се менят и индуктивността на бобината. Ако приемем, че TKL на бобината е равен на температурния коефициент на ефективният диаметър α_{D_e} , се получава:

$$(6.37) \quad \alpha_L \approx \alpha_{D_e} = \alpha_{D_0} + \frac{1}{D_0} [0,5\alpha_\rho\sqrt{\rho/f}],$$

където α_{D_0} е температурен коефициент на линейно разширение на основата.

За увеличаване на температурната стабилност на бобина без сърцевина е необходимо основата да се изгответя от материали с малък коефициент на линейно разширение (керамика, кварцов стъкло) и намотката да се реализира така, че нейната дебелина да е съизмерима или по-малка от тази на повърхностния слой δ_c . Това се постига чрез изгответяне на намотката във вид на спирала от сребърен слой, нанесен върху керамична или кварцова основа. В такъв случай изменението на проводимостта с температурата не оказва съществено влияние върху D_e и TKL се определя основно от температурния коефициент на линейно разширение на основата, като стойностите му са в границите $(5\text{--}10}) \cdot 10^{-6}, ^\circ\text{C}^{-1}$.

При многослойни бобини е невъзможно отстраняването на съставките на TKL, предизвикани от изменение на размерите на намотъчния проводник и разпределението на тока в напречното му сечение, поради което техният TKL е значително по-висок от този на еднослойните бобини.

Типичните стойности на TKL на бобини без феромагнитни сърцевини се намират в интервала $(10\text{--}200}) \cdot 10^{-6}, ^\circ\text{C}^{-1}$.

Температурната стабилност на бобини с тороидална сърцевина се определя основно от температурния коефициент на магнитната проницаемост α_μ на използвания феромагнитен материал, която се дава в справочните му данни, т.е. $\alpha_L \approx \alpha_\mu$. Най-често използваните за сърцевини магнитодиелектрици притежават сравнително висока температурна стабилност: за карбонилното желязо $\alpha_\mu = (150\text{--}180) \cdot 10^{-6}, ^\circ\text{C}^{-1}$,

а за различните марки алсифер $\alpha_\mu = -(50...400) \cdot 10^{-6}$, $^{\circ}\text{C}^{-1}$. Съществен недостатък на феритите е ниската им температурна стабилност, като тях α_μ варира от няколко стотин (при ферити с малки стойности на μ) до $(5000...7000) \cdot 10^{-6}$, $^{\circ}\text{C}^{-1}$ (за ферити с високи стойности на μ).

За бобини с чашкообразна сърцевина TKL зависи от температурната стабилност на ефективната магнитна проницаемост на сърцевината, т.e. $\alpha_L \approx \alpha_{\mu_c} = d\mu_c/dT\mu_c$. В такъв случай като се вземе предвид изразът за определяне на μ_c на чашкообразна сърцевина (6.26) се получава:

$$(6.38) \quad \alpha_L \approx \alpha_\mu \frac{\mu_c}{\mu_r} = \frac{\alpha_\mu}{\mu_r} \mu_c.$$

Следователно въвеждането на въздушен процеп по пътя на магнитния поток в сърцевината води до намаляване на TKL на бобината (увеличаване на нейната температурна стабилност) μ_c/μ_r пъти в сравнение с температурния коефициент на μ на използвания феромагнитен материал. Това означава, че ако при конструиране на бобината се обезпечи стабилност на геометричните ѝ параметри и на първо място на процепа, могат да се създадат бобини с достатъчно висока температурна стабилност, независимо от ниската температурна стабилност на проницаемостта на ферита.

Едновременно с индуктивността при изменение на температурата се променя и качественият фактор на бобината: при повишаване на температурата той намалява, поради увеличаване на съпротивлението на проводника и загубите в диелектричната основа, а при понижаването ѝ – расте.

При продължителна работа на бобини в среди с повищена влажност се увеличава собственият им капацитет и поради нарастване на загубите намалява техният качествен фактор. Тези неблагоприятни изменения на параметрите на бобините са следствие от увеличаване на диелектричната проницаемост и тангensa на ъгъла на диелектричните загуби на материалите на основата и изолацията на намотъчния проводник под действие на проникналата в тях влага. Ефективна защита на бобини от въздействието на влага може да се осигури чрез импрегнирането им с лакове или компаунди, или чрез тяхното херметизиране.

Изменението на индуктивността на бобина във времето (стареенето) се характеризира с коефициента на стареене $\beta_L = dL/(L_0 dt)$, където L_0 е индуктивност, измерена непосредствено след изготвянето на бобината, а t – време.

След продължителна работа на бобината нейната индуктивност може да се определи от израза:

$$(6.39) \quad L(T) = L_0(1 + \beta_L t).$$

Времевата нестабилност на параметрите на бобина се проявява особено силно при бобините със сърцевини и тя се дължи на стареенето на магнитните материали. Най-точно описание на закономерността на стареене на тези материали дава логаритмичният закон: $\Delta\mu_r(t)/\mu_{r0} = \beta \lg t/t_0$, където μ_{r0} е начална магнитна проницаемост на материала; β – коефициент, показващ скоростта на изменението на μ на материала; t_0 – време, в течение на което отсъстват забележими промени на μ .

За бобини с чашкообразна сърцевина изменението на μ във времето, както и с температурата, може съществено да се намали чрез въвеждане в сърцевината на въздушни процепи. В такъв случай относителното изменение на индуктивността на бобината във времето $\Delta L_c(t)/L_{c0}$ (L_{c0} – начална стойност на индуктивността на бобина със сърцевина) ще бъде равно на относителното изменение на ефективната магнитна проницаемост на сърцевината $\Delta\mu_c(t)/\mu_{c0}$ (μ_{c0} – начална стойност на μ_c , която е по-малка от μ_{r0}). Като се вземе предвид, че стареенето на материала на сърцевината се представя чрез логаритмична апроксимация, отклонението на L_c може да се запише:

$$(6.40) \quad \Delta L_c(t)/L_{c0} = \Delta\mu_c(t)/\mu_{c0} = \beta_c \lg t/t_0,$$

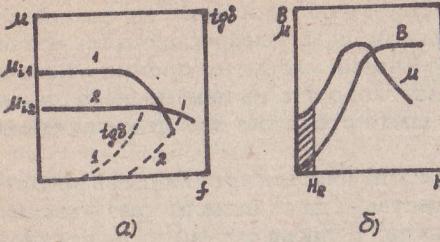
където β_c е коефициент, показващ скоростта на изменение на индуктивността на бобината и магнитната проницаемост на сърцевината.

От този израз при зададено допустимо изменение на L_c за определено време и известни характеристики на стареене на ферита може да се определи необходимата стойност на ефективната магнитна проницаемост на сърцевината и от там големината на въздушния процеп, който трябва да бъде въведен в нея.

10 6.4.2. Конструктивно проектиране на индуктивни бобини и технология за тяхното изготвяне

За конструктивно проектиране на индуктивни бобини е необходимо да са зададени: работната честота f , индуктивността L и качественият фактор Q на бобината и големината на работния ток, пропадащ през нейната намотка I .

Работната честота е свързана с избор на диелектричен материал на основата (гетинакс или бакелит за нискочестотните обхвати и полистирол или керамика за късовълновия и УКВ обхватите), типа на намотката (еднослойна с принудителна стъпка или плътна намотка за УКВ и късовълновия обхват и многослойна за средно- и дълговълновия обхват), магнитния материал за сърцевината и нейната форма чашкообразна – за дълговълновия и средновълновия обхвати и цилиндрична за по-късовълновите обхвати). За всеки феритен материал съществува гранична честота f_{gr} , над която се наблюдава недопустимо намаляване на магнитната проницаемост μ (под $0,7 \mu_i$) и нарастване на тангensa на ъгъла на магнитните загуби $\tan \delta_m$ (над $0,1$) – фиг. 6.24a.



Фиг. 6.24

Поради това при зададена работна честота на бобината f феритният материал на сърцевината се избира така, че граничната честота да е по-висока от работата, т.е. $f < f_{\text{гр}}$.

Качественият фактор е определящ при избор на геометричните размери на бобините, като оглед получаване на максимален Q -фактор трябва да се спазят указани по-горе изисквания

съотношенията на размерите на намотката: $b/D = 0,6 \dots 1,2$ – за едноредова и $b/D_{\text{ср}} = 0,2 \dots 0,5$ и $t/D_{\text{ср}} = 0,3 \dots 0,5$ – за многослойна. Обикновено основите за бобини се изготвят със стандартни стойности на диаметъра D_o , което позволява лесно да се определят другите определящи размери на намотката. Зададеният качествен фактор влияе върху избора на материалите за основа и сърцевина, а така също и на диаметъра на намотъчния проводник: по-високият Q -фактор налага избор на материали с по-малки стойности на $\tan \delta$ и проводници с по-големи диаметър.

При зададена стойност на индуктивността L на бобина без сърцевина и избрани геометрични размери b и D на нейната намотка израз (6.18) и фиг. 6.20 ϵ могат да се определят броят на навивките N

$$(6.41) \quad N = \sqrt{L \cdot 10^7 / (L_0 D)},$$

където L е в хенри, а D – в метри. За целта могат да се използват приблизителните формули, получени от израз (6.19) и (6.21):

$$(6.42) \quad \begin{aligned} N &= 32 \sqrt{L(b/D + 0,45)/D} \\ N &= 32 \sqrt{L(1,125b/D_{\text{ср}} + 1,25t/D_{\text{ср}} + 0,375)/D_{\text{ср}}}, \end{aligned}$$

в които L е в μH ; b , t и D – в mm .

Определянето на диаметъра на проводника (с изолация) $d_{\text{изл}}$, с когото трябва да се навие бобината, се извършва с помощта на израз:

$$(6.43) \quad \begin{aligned} d_{\text{изл}} &= \frac{b}{c(N-1)} && \text{за плътна едноредова намотка} \\ d_{\text{изл}} &= \sqrt{bt/cN} && \text{за многослойна намотка,} \end{aligned}$$

където c представлява коефициент, който отчита неплътното прилягане на навивките една до друга и в зависимост от диаметъра на проводника има стойности $1,05 \dots 1,3$.

Когато през намотката протича по-силен ток, какъвто случай често се наблюдава при индуктивните дросели в захранващите вериги на електронни изделия, оразмеряването на диаметъра d на намотъчния проводник трябва да бъде съобразено и с допустимата температура на прегряване на неговата изолация ΔT . Като се има предвид, при температурно равновесие джауловата топлина, която се отделя в проводника при протичане през него на ток с големина I , се издавява с количеството топлина, разсеяна в околното пространство, т.е. $I^2 R_p = \alpha \Delta T \pi d \ell$ (коффициентът на топлоотдаване α при най-нелагоприятните случаи има стойност $8, \text{W/m}^2 \cdot ^\circ\text{C}$) и съпротивление на проводника R_p се представи чрез специфичното съпротивление на медта ($\rho = 1,75 \cdot 10^{-8}, \Omega \text{m}$) неговата дължина ℓ и ефективно сечение $S_e = \pi d^2 b_c = 0,5d(10^7 \rho/f)^{0,5}$, т.е. $R_p = \rho \ell / S_e$, за определяне на допустимия диаметър се получава условието:

$$(6.44) \quad d \geq \frac{If^{0,25}}{5517\pi(\Delta T)^{0,5}}.$$

За навиване на бобини се използват медни емайлирани проводници тип ПЕЛ (проводник меден, емайлиран с полиуретанов лак, за който $d = 0,04 \dots 1 \text{ mm}$), тип ПЕТ (проводник меден, емайлиран с полиестерен лак, за който $d = 0,08 \dots 3,15 \text{ mm}$), тип ПЕЛКЕ (меден проводник емайлиран, изолиран с еднослойна обвивка от памук или коприна, за който $d = 0,05 \dots 2,10 \text{ mm}$) и типове ЛЛ (литцендрат с обща емайлова изолация: отделните жила са емайлирани с полиуретанов лак, усукани и обвити горе с обща изолация от термопластичен лак), ЛК (лицендрат с обща обвивка от коприна: отделните жила са емайлирани с полиуретанов лак, усукани и обвити отгоре с обща обвивка от коприна).

Проектирането на бобини с чашкообразна сърцевина, каквото се използва в по-нискочестотните обхвати, преминава през следните по-мажни етапи. Първоначално по зададен работен честотен обхват и –фактор на бобината се избира подходящ феромагнитен материал за изготвяне на сърцевината. Основните параметри на някои произвеждани и нас феритни материали за сърцевини са дадени в таблица 6.6.

Както вече беше споменато, за повишаване на температурната стабилност на този тип бобини по пътя на магнитния поток в сърцевината създава въздущен процеп. Колкото по-голям е този процеп, толкова по-малка е ефективната магнитна проницаемост на сърцевината μ_c , а там съгласно (6.38) се подобрява температурната стабилност на бобината, но в същото време това е съпроводено с намаляване на индуктивността. Известно е, че за ефективна температурна компенсация на кондензаторния температурен коефициент на индуктивността на кръговата бобина, температурният коефициент на капацитета на кръговия кондензатор трябва да бъде отрицателен и в най-добрия случай равен на стойността на този на бобината. Това изискване позволява при известен температурен коефициент на магнитната проницаемост на избрания феромагнитен материал α_μ и ТКС на компенсирация кондензатор

Таблица 6.1

Материал	Начална магнитна проницаемост μ_i	Максимална работна честота, MHz	Относителни загуби $\operatorname{tg} \delta / \mu_i \times 10^{-6}$	Относителен температурен коефициент $\alpha_\mu / \mu_i \times 10^{-6}$
Φ10	10	200	< 750	40...110
Φ17	17	150	< 500	30...120
Φ25	25	80	< 200	30...70
Φ50	50	30	< 90 ÷ 250	25...65
Φ100-2	100	20	< 40 ÷ 100	5...12
НФ300	300	20	< 25 ÷ 60	15...35
НФ550	550	2	< 30 ÷ 90	15...35
M800	800	2	< 17	-0,6...2
M1400	1400	0,3	< 6	0,8...1,8
M2000-1	2000	0,3	< 3,5	0...2,5
M2000-2	2000	0,3	< 3,5	-1,2...1,2
M3000	3000	0,2	< 10	0,6...2
M10000	10000	0,1	< 10	0,5...2

с помощта на израз (6.38) да се изчисли необходимата за осигуряване на температурна стабилност на бобината стойност на μ_c :

$$(6.45) \quad \mu_c = \frac{|\text{TKC}|}{\alpha_\mu / \mu_r}.$$

В практиката се използват стандартизирани по размери чашкообразни сърцевини, за всяка от които, в зависимост от феромагнитният материал и големината на въвведения въздушен процеп, са изчислени представени в каталоги на фирмите производителки стойностите на и на специфичния коефициент на сърцевината A_L . Това позволява при избран материал и изчислена стойност на μ_c (A_L) от каталога да се побере подходяща по размери сърцевина. Определящи размери на всяка сърцевина са нейният диаметър Φ , височина $2h$, ефективна дължина магнитна силова линия l_c (които са означени на фиг. 6.21б), ефективно сечение на сърцевината S_c и площ на намотъчния прозорец S_h . Обикновено върху готовите чашкообразни сърцевини е маркирана стойност на A_L , нН. При зададена стойност на индуктивността L , H и известен специфичен коефициент A_L , нН на избраната сърцевина броят на навивките на бобината N се изчисляват по получената от (6.23) формула:

$$(6.46) \quad N = \sqrt{L \cdot 10^9 / A_L}.$$

Определянето на диаметъра на проводника за навиване на бобината е свързано с възможността за разполагане на изчисления брой навивки N в намотъчното пространство на избраната сърцевина и се извършва съгласно условието:

$$(6.47) \quad S_h = N k_3 \pi d_{изл}^2 / 4,$$

където k_3 е коефициент на запълване на намотъчното пространство.

На практика за целта често се използват графични зависимости на максималния брой навивки, които могат да се разположат

в намотъчното пространство на даден тип чашкообразна сърцевина от диаметъра на проводника с изолация $d_{изл}$ (фиг. 6.25).

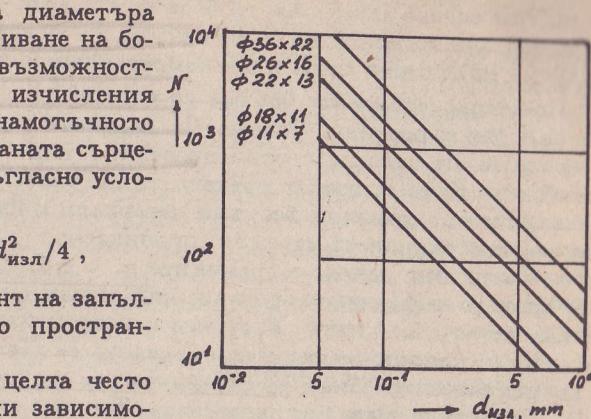
Известно е, че магнитната проницаемост на феромагнитните материали зависи нелинейно от напрегнатостта на магнитното поле H (фиг. 6.24б). За да се избегне възникването поради тази причина на нелинейни изкривявания в бобините със сърцевини, те трябва да работят при слаби магнитни полета (в областта на Релей), където зависимостта на индукцията на полето в материала B и напрегнатостта H е линейна, т.е. магнитната проницаемост е постоянна и равна на началната. Това означава, че бобината трябва да бъде оразмерена така, че напрегнатостта H на магнитното поле, което се създава от протичащия през навивките ѝ ток I , да не превишава една максимално допустима стойност H_R , ограничаваща областта на Релей. За най-често използваните на практика ферити $H_R = 5...30$ А/м и горното условие може да се запише във вида:

$$(6.48) \quad H = IN / l_c < (5...30), \text{ А/м},$$

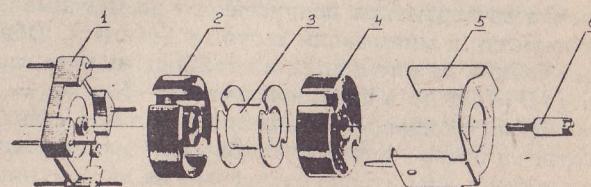
където l_c е ефективна дължина на магнитна силова линия.

Ако след оразмеряване на бобината се окаже, че това условие не е изпълнено, тогава се налага избор на нова стандартна сърцевина с по-големи размери.

Отделните конструктивни елементи на бобината и начинът на тяхното склоняване са илюстриирани на фиг. 6.26, където са приети следните означения:



Фиг. 6.25



Фиг. 6.26

6.5 ТРАНСФОРМАТОРИ

6.5.1. Класификация, принцип на действие и параметри на трансформаторите

Трансформаторът е електромагнитно устройство с две или повече индуктивно свързани намотки, предназначено за преобразуване посредством електромагнитна индукция на променливотокова енергия с едини параметри (напрежение, ток) в променливотокова енергия с други параметри при неизменна честота. При класификацията си трансформаторите се разделят на три групи, притежаващи общи свойства и изпълняващи близки функции: захранващи, съгласуващи и импулсни.

Захраниващите трансформатори са предназначени за преобразуване на променливото напрежение на първичен източник в други стойности на напрежението, необходими за нормално функциониране на захранваната апаратура. В зависимост от изходната мощност и напрежението на намотките те се разделят в три групи: маломощни трансформатори – с изходна мощност по-малка от 1 kW и напрежение на намотките под 1 kV (имат най-широко разпространение в токозахраниващите устройства на РСА); мощнни трансформатори – с изходна мощност над 1 kW (използват се само за мощнни захранващи източници на предаватели, усилватели и др.) и високоволтови трансформатори, при които напрежението на намотките превишава 1 kV или намотките се намират под висок потенциал (влизат в състава на изправители за захранване на магнетрони, електроннольчеви тръби и др.). Върху конструкцията на захранващите трансформатори, освен изходната мощност и напрежението на намотките, влияние оказва и честотата на това напрежение, като в зависимост от нея те се делят на мрежови (работят с мрежови напрежения с честота 50 или 400...1000 Hz) и преобразувателни, които влизат в състава на все по-широко използваните в последно време статични преобразуватели. В статичните преобразуватели необходимата трансформация на променливото напрежение не се осъществява на честотата на захранващата мрежа, а на значително по-висока честота (до 200 kHz), която се определя от вътрешен променливотоков генератор.

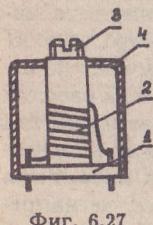
Съгласуващите трансформатори трябва да осигурят съгласуване на товарното съпротивление със съпротивлението на източника на сигнал в широк честотен обхват. Основно изискване към тях е да обезпечат минимални изкривявания на предавания сигнал, което практически се свежда до това в зададената честотна област трансформаторът да внесе незначителни честотни и нелинейни изкривявания. Нелинейните изкривявания в трансформаторите се дължат на нелинейната зависимост на магнитната проницаемост и индукцията на магнитното поле в магнитопровода от напрегнатостта на полето, т.е. от напрежението на входа на трансформатора.

Импулсните трансформатори се използват широко в РСА за трансформация и формиране на импулси с малка продължителност (при мерно от 0,2 до 100 μ s). Те изпълняват функции, аналогични на тези на съгласуващите трансформатори, но по отношение на импулсни сигнали

1 – носеща основа за монтаж на бобината към печатна платка; 2 и 4 – чашкообразни сегменти на сърцевината; 3 – основа на намотката (макара); 5 – притягаща скоба и 6 – компенсиращ винт.

По-високочестотните бобини се изготвят с цилиндрични гладки или винтови сърцевини. Обикновено гладките сърцевини се използват за навиване на високочестотни дросели, а винтовите – за настройка на бобини. Като се вземат предвид стойностите на μ_r на широко използванието за сърцевини феритни материали и израз (6.26) може да се докаже, че ефективната магнитна проницаемост на цилиндричните феритни сърцевини попада в границите $\mu_c = 1,5 \dots 2$. Това означава, че с въвеждането на феритна сърцевина индуктивността на бобината се увеличава около 1,5...2 пъти. Ето защо конструктивното оразмеряване на бобина с цилиндрична феритна сърцевина се извършва по методиката за изчисляване на бобина без сърцевина със стойност на индуктивността L^* 1,5 пъти по-малка от зададената. Точната стойност на зададената индуктивност се постига чрез преместване на феритната сърцевина във вътрешността на бобината, като по този начин стойността на L може да се регулира в границите на $\pm(10 \dots 15)\%$.

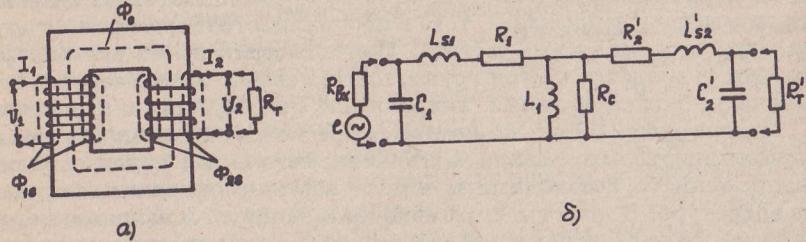
На фиг. 6.27 е представен видът на екранирана бобина с цилиндрична сърцевина. Намотката на бобината 2 е разположена върху диелектрична основа 1, като положението на отделните юнавивки се фиксира с епоксидно лепило. Използваната за настройка цилиндрична винтова сърцевина 3 е стандартизирана, като се характеризира със следните размери: диаметър D , дължина l и стъпка на резбата. За постигане на висока ефективност на екрана 4, той се изработка от материали с висока специфична проводимост, като за целта обикновено се използват мед, алуминий и по-рядко месинг с дебелина на стената около 0,5...1 mm. Най-често се използват екрани с квадратно сечение, но понякога се предпочитат и такива с кръгло сечение, като основно изискване към тях е в стените им да не съществуват процепи по пътя на индуктираните токове, тъй като те биха увеличили съпротивлението на екрана и от там влошили екраниращото му действие. Известно е, че колкото по-близо е екранът до бобината, толкова по-силно е влиянието му върху нейните параметри. Затова при оразмеряване на екрана е необходимо да се избегне оптимално съотношение между диаметрите на намотката и екрана, което да гарантира получаването на максимална стойност на индуктивността и минимални загуби в бобината. Обикновено при еднословни бобини за оптималната стойност на това съотношение се получава $D_E/D = 1,6 \dots 2$, а при многослойни – $D_E/D_{cp} = 1,5 \dots 1,8$. За преместване на настройващата сърцевина в горната стена на екрана е предвиден кръгъл отвор. Екранът трябва да бъде надеждно заземен, чрез което се постига значително отслабване на паразитните капацитивни връзки между навивките на бобината и други елементи на апаратурата.



Фиг. 6.27

алуминий и по-рядко месинг с дебелина на стената около 0,5...1 mm. Най-често се използват екрани с квадратно сечение, но понякога се предпочитат и такива с кръгло сечение, като основно изискване към тях е в стените им да не съществуват процепи по пътя на индуктираните токове, тъй като те биха увеличили съпротивлението на екрана и от там влошили екраниращото му действие. Известно е, че колкото по-близо е екранът до бобината, толкова по-силно е влиянието му върху нейните параметри. Затова при оразмеряване на екрана е необходимо да се избегне оптимално съотношение между диаметрите на намотката и екрана, което да гарантира получаването на максимална стойност на индуктивността и минимални загуби в бобината. Обикновено при еднословни бобини за оптималната стойност на това съотношение се получава $D_E/D = 1,6 \dots 2$, а при многослойни – $D_E/D_{cp} = 1,5 \dots 1,8$. За преместване на настройващата сърцевина в горната стена на екрана е предвиден кръгъл отвор. Екранът трябва да бъде надеждно заземен, чрез което се постига значително отслабване на паразитните капацитивни връзки между навивките на бобината и други елементи на апаратурата.

и поради това към тях се предявяват особено строги изисквания към индуктивността на първичната намотка, индуктивността на разсейване и собствения капацитет на намотките. Изискванията към параметрите на трансформатора, на които се основава електрическото му изчисление и изборът на конструкция, се определят от допустимите изкривявания на формата на импулса.



Фиг. 6.28

Работата на трансформатора се основава на принципа на взаимната индукция и е пояснена на фиг. 6.28 a и b , където са представени неговата функционална и еквивалентна схеми. Променливото напрежение U_1 , подадено към първичната намотка на трансформатора, предизвиква протичането в нея на ток I_1 , който създава в трансформатора променлив магнитен поток Φ_1 . Неговата основна част Φ_0 се затваря в магнитопровода, а неголяма част Φ_{1s} се затваря около първичната намотка през въздуха, формираайки разсеян магнитен поток, който не достига до вторичната намотка. Основният магнитен поток Φ_0 определя големината на индуктивността L_1 на първичната намотка на трансформатора, а разсияният магнитен поток Φ_{1s} – големината на нейната индуктивност на разсейване L_{s1} . В еквивалентната схема на трансформатора активното съпротивление R_1 отчита джауловите загуби в проводника на първичната намотка при протичане през нея на ток I_1 , а R_c – загубите в магнитопровода при преминаване през него на потока Φ . По аналогия с бобините с феромагнитна сърцевина електромагнитният и конструктивни параметри на магнитопровода на трансформатора, който може да бъде изгoten от стомана, пермалой или ферити, ще се означават с индекс "с" (сърцевина).

Основният магнитен поток индуктира в свързаните с него намотки променливи електродвижещи напрежения (е.д.н.), чиято големина е пропорционална на броя на навивките N_1 и скоростта на изменение на потока: $e_1 = -N_1 d\Phi_0/dt$ и $e_2 = -N_2 d\Phi_0/dt$. Ако приложеното напрежение U_1 е синусоидално и съпротивлението на намотъчния проводник пренебрежимо малко, $\Phi_0 = \Phi_{0m} \sin \omega t$ и тогава за ефективните стойности на индуктирани в първичната и вторична намотки е.д.н. може да се запише:

$$(6.49) \quad \begin{aligned} E_1 &= 4,44 f N_1 \Phi_{0m} = 4,44 f N_1 B_{0m} S_c \\ E_2 &= 4,44 f N_2 \Phi_{0m} = 4,44 f N_2 B_{0m} S_c, \end{aligned}$$

където B_{0m} е максимална магнитна индукция в магнитопровода; S_c – сечение на магнитопровода; f – честота на захранващото напрежение.

При работа на трансформатора в режим на празен ход, токът в първичната намотка I_{10} зависи от индуктивното съпротивление на тази намотка и от загубите в магнитопровода P_c (активната мощност, която се консумира от трансформатора в режим на празен ход P_{10} се изразходва изключително за покриване на загубите от хистерезис и вихрови токове в магнитопровода P_c , т.е. $P_{10} \approx P_c = U_1^2/R_c$) и може да се изчисли от израза:

$$(6.50) \quad I_{10} = \sqrt{I_{\mu_0}^2 + I_{a_0}^2},$$

където реактивната съставка на тока (намагнитващият ток) на празен ход, създаваща основния магнитен поток Φ_0 , може да се определи от израза $I_{\mu_0} = H_0 l_c / N_1$, в който H_0 е напрегнатост на магнитното поле в режим на празен ход, а l_c – средна дължина на магнитна силова линия в магнитопровода; активната съставка на тока на празен ход $I_{a_0} = P_c/U_1$.

Тъй като намагнитващият ток I_{μ_0} е около порядък по-голям от I_{a_0} , може да се приеме, че токът на празен ход, на трансформатора е приблизително равен на неговия намагнитващ ток, т.е. $I_{10} \approx I_{\mu_0}$.

За напреженията на първичната и вторичната намотки на трансформатор, работещ в режим на празен ход, може да се запише $U_1 \approx E_1$ и $U_{20} = E_2$, което позволява чрез тях да се определи коефициентът на трансформация:

$$(6.51) \quad n = E_2/E_1 = N_2/N_1 = U_{20}/U_1.$$

Намагнитващият ток на трансформатор при работата му с товар I_μ се отличава слабо от I_{μ_0} и затова може да се запише:

$$(6.52) \quad I_\mu \approx I_{\mu_0} = U_1/(\omega L_1),$$

където индуктивността на първичната намотка L_1 е свързана с конструктивните параметри на трансформатора с известната формула: $L_1 = \mu_0 \mu_c S_c N_1^2 / l_c$.

При включен във вторичната намотка товар е.д.н. E_2 създава ток I_2 , който поражда в магнитопровода свой магнитен поток Φ_2 , насочен съгласно закона на Ленц в противоположна посока на Φ_0 . Частта от този поток Φ_{2s} се затваря през въздуха, което е отразено в еквивалентната схема на трансформатора чрез въвеждане на индуктивност на разсейване на вторичната намотка L_{s2} . Поради неизменната стойност на напрежението на първичната намотка U_1 амплитудата на основния магнитен поток в магнитопровода трябва да остане постоянна. Ето

(11)

6.5.2. Основни зависимости между конструктивните и електромагнитните параметри на маломощни мрежови трансформатори

Конструктивното проектиране на мрежови трансформатори преминава най-общо през следните етапи:

1. Избор на феромагнитен материал и форма на магнитопровода и на максимална индукция на полето в магнитопровода.
2. Определяне на типоразмера на магнитопровода.
3. Определяне на броя на навивките и диаметъра на проводника на първичната и вторичните намотки на трансформатора.
4. Провеждане на контролни изчисления за оразмерената конструкция, които позволяват да се оцени възможността за разполагане на намотките на трансформатора в прозореца на избрания магнитопровод, големината на намагнитващия ток и температурата на нагряване на трансформатора.

Изпълнението на тези етапи изисква за оразмерявания трансформатор да бъдат зададени напрежението U_1 и честотата f на захранващата мрежа; напреженията на вторичните намотки U_2 ; полезната мощност P_{2i} , която трансформаторът отдава на товарите във вторичните намотки или големината на токовете I_2 в тях; видът на изправителната схема и температурата T_0 на средата, в която ще работи трансформаторът.

Най-често мрежовите трансформатори се реализират с Ш- или П-образен магнитопровод. За маломощни мрежови трансформатори се използва Ш-образен магнитопровод, като първичната и вторичните намотки се разполагат на една бобина, която се помества върху средното ядро на магнитопровода. П-образният магнитопровод се предпочита при трансформатори за средна и голяма мощност, тъй като наличието на две бобини, разположени върху различни ядра на магнитопровода, води до увеличаване на топлоотдаващата повърхност и подобряване на топлинния режим на намотките. Предимство на П-образната конструкция е слабото външно магнитно поле на възела, което се дължи на това, че полетата на двете бобини са противонасочени. В настоящия раздел ще бъдат разгледани само трансформатори с Ш-образен магнитопровод и затова се прави предварителна уговорка, че всички изложени в материала справочни данни се отнасят за тях.

Магнитопроводите на мрежовите трансформатори се изготвят от феромагнитни материали с високо специфично съпротивление във вид на тънки изолирани помежду си листове, което се прави с цел намаляване на загубите от вихрови токове. За разлика от магнитопроводите на съгласуващите и импулсните трансформатори, където се използват материали с висока магнитна проницаемост, техните магнитопроводи се изготвят от материали с висока индукция на насищане. Най-подходящи в това отношение са студеновалцовани текстуровани електротехнически стомани марки Э310...Э330 с дебелина на листа 0,35 mm -

зашо токът на първичната намотка нараства, компенсирайки по този начин размагнитващото действие на потока Φ_2 . Нарастването на тока на първичната намотка е приблизително равно на приведения към нея ток на вторичната намотка I'_2 , т.e. $\Delta I_1 \approx nI'_2$. И при този режим на работа на трансформатора токът на първичната намотка има две съставки: намагнитваща (реактивна) $I_\mu \approx I_{10}$ и товарна (активна) I_{1a} и може да се представи във вида (6.50), т.e. $I_1 = \sqrt{I_\mu^2 + I_{1a}^2}$. Активната съставка на тока има две компоненти:

$$(6.53) \quad I_{1a} = I'_{1a} + I''_{1a},$$

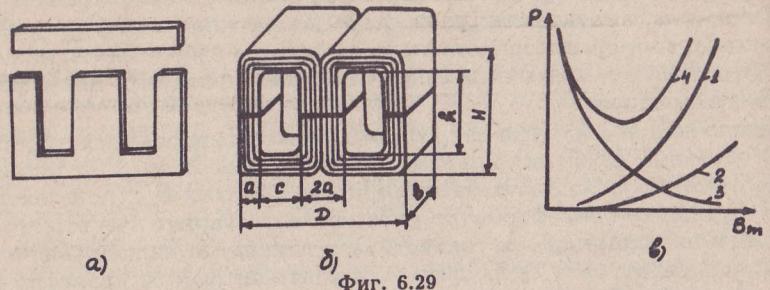
където I'_{1a} е равна на приведения към първичната намотка на трансформатора ток на вторичната намотка $I'_2 = nI_2 = I_2 N_2 / N_1$ (ако вторичната страна на трансформатора съдържа k на брой намотки $I'_1 = I_2 N_2 / N_1 + I_3 N_3 / N_1 + \dots + I_k N_k / N_1$), а I''_{1a} възниква за сметка на загуби в магнитопровода P_c и в проводниците на първичната и вторичните намотки P_h и може да се определи от израза $I''_{1a} = (P_c + P_h) / U_1$.

Загубите в намотъчните проводници могат да се определят приблизително от консумираната от трансформатора мощност в режим на късо (при окъсени краища на вторичната намотка) P_{1k} , т.e. $P_h = \sum P_{hi} = \sum I_i^2 R_i \approx P_{1k}$, тъй като поради малката стойност на напрежението U_{1k} , което трябва да се подаде към първичната намотка в този режим (U_{1k} представлява единици проценти от номиналното напрежение U_1), намалява съществено основният магнитен поток и от там загубите в магнитопровода P_c стават пренебрежимо малки.

В еквивалентната схема на трансформатора веригата на вторичната намотка се представя чрез приведените към първичната намотка стойности на съпротивленията, тока и напрежението, което позволява магнитната връзка между първичната и вторичната намотки да се замести с еквивалентна електрическа връзка, осъществена чрез индуктивността L_1 . По този начин действието примерно на товарното съпротивление R_t е еквивалентно на наличието в първичната верига на съпротивление $R'_t = R_t / n^2$. Приведената към първичната намотка стойност на еквивалентното съпротивление на загубите в проводника на вторичната намотка $R'_2 = R_2 / n^2$, на индуктивността на разсейване на вторичната намотка $L'_{s2} = L_{s2} / n^2$, на тока $I'_2 = nI_2$ и на напрежението $U'_2 = U_2 / n$. В еквивалентната схема са отразени и собствените капацитети на първичната (C_1) и вторичната ($C'_2 = n^2 C_2$) намотки, които започват да оказват съществено влияние в областта на високите честоти.

Чрез използване на еквивалентната схема и теорията на електрическите вериги могат да се определят амплитудно- и фазочестотните характеристики на съгласуващи трансформатори, вторичните напрежения на захранващи трансформатори, изкривяването на сигнала на импулсни трансформатори. Параметрите на еквивалентната схема могат да се определят експериментално или чрез изчисление по известни конструктивни параметри на трансформатора.

за трансформатори, работещи с мрежово напрежение с честота 50 Hz и марки Э340...Э360 с дебелина на листа 0,08 mm – за мрежова честота 400 Hz. Магнитопроводите могат да бъдат събрани от щамповани ламели, или да се получат чрез навиване и слепване на стоманена лента (фиг. 6.29). Отделните ламели и затварящите ги пластини се подредят паралелно една на друга в пакет, като всяка следваща ламела се завърта на 180°. Понастоящем се използват предимно вити магнитопроводи, чиито основни размери са стандартизирани и за всеки избран типоразмер могат да се намерят в справочници.



За всеки тип електротехническа листова стомана в справочниците се дава в графичен или в табличен вид зависимостта на максималната индукция на полето в материала B_m при различни стойности на подмагнитващото поле H_m (кривата на намагнитване) и специфичните загуби в стоманата p_{cs} , измерени при определена (нормирана) стойност на индукцията ($B_n = 1; 1,5$ или $1,7$ T) и определена (нормирана) честота ($f_n = 50; 400$ Hz или друга нормирана честота). Тези данни позволяват на заключителния етап от конструктивното проектиране на един трансформатор да се направи проверка за големината на намагнитващия му ток, а така също да се определят загубите в стоманата на магнитопровода, които са една от причините за нагряване на трансформатора. За избрана максимална индукция на полето в магнитопровода B_m и определени средна дължина на магнитна силова линия в магнитопровода l_c и брой на навивките на първичната намотка N_1 големината на намагнитващия ток I_μ може да се изчисли по формулата:

$$(6.54) \quad I_\mu = (H_m l_c + 0,8 B_m m \delta / \mu_0) / (\sqrt{2} N_1),$$

където H_m е максимална напрегнатост на полето, необходима за създаване в магнитопровода на избраната стойност на индукцията B_m (определя се от кривата на намагнитване на електротехническата стомана) $0,8 B_m / \mu_0$ – максимална напрегнатост на полето в неизбежно съществуващите в магнитопровода въздушни процепи по пътя на основния магнитен поток (тези процепи се появяват, тъй като за установяване на бините магнитопроводите се изготвят от две части, които в последствие

се слепват помежду си), като коефициентът 0,8 отчита разсейването на магнитния поток в мястото на сряза; m – брой на процепите (за Ш-образния магнитопровод $m = 2$), а δ – големина на въздушния процеп, която варира от 0,02 до 0,04 mm.

При правилно конструктивно оразмеряване на маломощен мрежов трансформатор намагнитващият ток I_μ трябва да съставлява 30 до 50% от номиналния ток I_1 в първичната намотка за честоти 50 Hz и 10 до 30% от I_1 за честоти 400 Hz. Ако намагнитващият ток е по-голям от указаната горна граница, тогава е необходимо да се намали магнитната индукция на полето в магнитопровода; ако е по-малък от указаната долната граница, индукцията трябва да се увеличи, след което оразмеряването на трансформатора се повтаря за новата стойност на B_m .

При известни специфични загуби в стоманата p_{cs} загубите в магнитопровода на трансформатора P_c могат да се определят приблизително от израза:

$$(6.55) \quad P_c = p_{cs} (B/B_n)^2 (f/f_n)^{1,3} G_c,$$

където B и f са работни индукция и честота, а G_c , kg – тегло на магнитопровода.

Изборът на максимална индукция в магнитопровода B_m трябва да бъде съобразен с факта, че големината на основния магнитен поток $\Phi_{0m} = B_m S_c$ при зададена стойност на напрежението на първичната намотка U_1 е фиксирана. При избор на малка индукция се постигат малки загуби в стоманата на магнитопровода и малък намагнитващ ток, но в същото време за осигуряване на необходимата стойност на Φ_{0m} трябва да се увеличи сечението на магнитопровода S_c и дължината на отделните навивки на трансформаторните намотки, с което се увеличава разходът на материал. Ако с цел намаляване на напречното сечение на магнитопровода (намаляване на размерите на трансформатора) се избере голяма стойност на B_m , това води до увеличаване на загубите в магнитопровода P_c (P_c нараства приблизително с квадрата на индукцията, т.e. $P_c \approx B_m^2$ – зависимост 1 на фиг. 6.29в) и увеличаване на намагнитващия ток I_μ , вследствие на което се появяват допълнителни загуби в намотъчните проводници P'_n (зависимост 2 на същата фигура). Освен това от израз (6.49) следва, че увеличаването на индукцията в магнитопровода на трансформатор, работещ при зададено напрежение и честота, изисква намаляване на броя на навивките на първичната му намотка N_1 . Тъй като загубите в проводниците на намотките P_n нарастват пропорционално на квадрата на навивките, това означава, че с увеличаване на индукцията, P_n намаляват по квадратичен закон, т.e. $P_n \approx B_m^{-2}$ (зависимост 3). Сумарните загуби на трансформатора (зависимост 4) имат минимална стойност при точно определена стойност на индукцията.

Тъй като основната задача на конструктивното проектиране на мрежов трансформатор е определяне на неговите минимални размери,

при които прегреването на намотките не превишиава зададена температура, от значение е не само сумарната мощност, разсеяна в трансформатора, но и нейното разпределение между магнитопровода и намотките, условията на топлоотдаване, топлопроводимостта на изолационните материли, радиалната дебелина на намотките и др. Ето защо при избора на B_m от съществено значение са и размерите на трансформатора, които от своя страна са свързани с полезната мощност P_2 , отделена във вторичните намотки. За маломощни мрежови трансформатори, работещи с честота 50 Hz, максималната индукция на полето в магнитопровода се избира обикновено в границите 1,5...1,65 T, а за работещите с напрежения с честота 400 Hz – 1,2...1,3 T.

Оптималното конструктивно проектиране на един трансформатор е свързано с правилния избор на типоразмера на неговия магнитопровод. На фиг. 6.29б са нанесени основните размери на Ш-образен магнитопровод, като за всеки типоразмер в справочниците се дават и данни за средната дължина на магнитната силова линия в магнитопровода l_c и теглото на магнитопровода G_c . За да се изяснят факторите, които влияят върху размерите на магнитопровода на трансформатор, отдаваш в товара полезна мощност P_2 , може да се използва изразът за индуктираното във вторичната намотка е.д.н. E_2 (6.49). Пренинавайки от E_2 към мощност P_2 , отдадена в товара и изразявайки токът на вторичната намотка I_2 чрез сечението q_2 , cm^2 на проводника и средната плътност на тока в намотката J , A/cm^2 , за P_2 , V.A се получава:

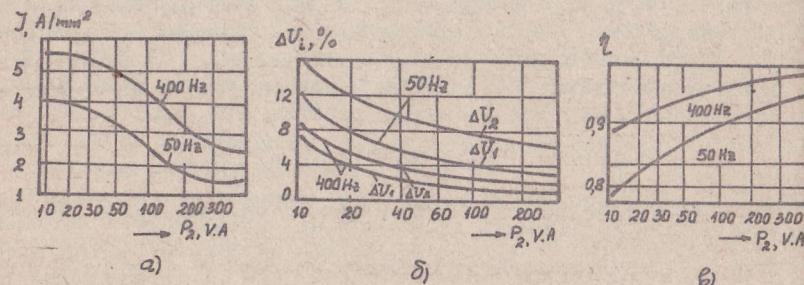
$$P_2 = 4,44 f N_2 B_m S_{ct} J q_2 \cdot 10^{-4},$$

където S_{ct} , cm^2 е сечение на стоманата на магнитопровода. Чрез въвеждане на коефициент на запълване на магнитопровода със стомана k_{ct} , отразяващ каква част от геометричното сечение на магнитопровода $S_c = ab$ е запълнено със стомана и коефициент на запълване с мед k_m , отразяващ каква част от площта на намотъчния прозорец $S_{np} = ch$ е запълнена с мед, може да се запише:

$$P_2 = 2,22 f B_m J S_c S_{np} k_{ct} k_m \cdot 10^{-2},$$

откъдето връзката между конструктивните и електромагнитните параметри на трансформатора има вида:

$$(6.56) \quad S_c S_{np} = 45 P_2 / (f B_m J k_{ct} k_m).$$



Фиг. 6.30

Плътността на тока в намотките се избира в зависимост от консумираната във вторичната страна на трансформатора мощност P_2 , така че температурата на прегреване на намотките да не превиши зададена стойност (обикновено 50°C). За нейното определяне може да се използват представените на фиг. 6.30а графични зависимости.

Коефициентът на запълване със стомана зависи от дебелината на стоманената лента, с която се навива магнитопроводът, като по справочни данни при дебелина на лентата 0,35 mm се приема $k_{ct} = 0,95$, а при дебелина на лентата 0,08 mm – $k_{ct} = 0,85$.

Коефициентът на запълване на площа на намотъчния прозорец на магнитопровода с мед се определя от диаметъра на използваните намотъчни проводници, който от своя страна е свързан с отделената във вторичната страна на трансформатора мощност P_2 . Така например по справочни данни за трансформатори, работещи с честота 50 Hz (400 Hz), при големина на изходната мощност $P_2 = 15\dots 150$, V.A $k_m = 0,22\dots 0,34$ ($k_m = 0,21\dots 0,28$), а при $P_2 = 150\dots 1000$, V.A $k_m = 0,34\dots 0,38$ ($k_m = 0,28\dots 0,37$).

След определяне на $S_c S_{np}$ от справочници се избира стандартен магнитопровод, за който това произведение е равно или по-голямо на изчисленото.

Мрежовите трансформатори работят обикновено в състава на токозахраниващи източници и затова тяхната изходна мощност зависи от схемата на използвания изправител и отделената от него мощност. Поради сложния характер на токовете и напреженията, действащи в изправителя (във вторичната намотка на трансформатора), за оценка на размерите на трансформатора се използва т. нар. *габаритна (типов) мощност* P_g . Тя отчита както големината на мощността P_1 , консумирана от мрежата, така и големината на мощността във вторичната намотка на трансформатора, равна на произведението $U_2 I_2$ от ефективните стойности на напрежението и тока на вторичната намотка (не на товара!) и се определя от израза $P_g = 0,5(P_1 + U_2 I_2)$. Ако се преебрегнат загубите в трансформатора, променливотокова мощност P_1 може да се изрази чрез ефективните стойности на напрежението U_2 и първата хармонична на тока във вторичната намотка I_{21xap} по следния начин: $P_1 = U_2 I_{21xap}$. В зависимост от използваната изправителна схема мощността $U_2 I_2$ може да бъде равна на P_1 (при мостова изправителна схема), или да е по-голяма от P_1 (при едно- или двуполупериодна схема). Последното се обяснява с пулсиращия характер на тока във вторичната намотка на трансформатора, който при използване на едно- и двуполупериодна изправителна схема освен променлива (I_{21xap}) притежава и постоянна съставка.

Част от консумираната от мрежата мощност се отделя в товара на токозахраниващия източник като полезна постояннотокова мощност P_0 , а останалата се изразходва безполезно за протичане на променливи токове във вторичната верига и определя големината на загубите в стоманата на магнитопровода и в медта на намотъчните проводници.

За да могат да се получат основни закономерности, характеризиращи напреженията и токовете, действащи в схемата на токозахранващия източник и трансформатора, се допуска, че: а) трансформаторът е идеален (загубите в стоманата и медта са незначителни); б) включените в изправителната схема диоди са идеални, т.е. притежават еднопосочна проводимост и в) товарът на изправителя е активно съпротивление (реално този товар има индуктивен или капацитивен характер поради използването на изглаждящи филтри).

Теоретичният анализ показва, че за токозахранващ източник, работещ с еднополупериодна изправителна схема, полезната мощност, която се отделя в активния товар съставлява 38% от консумираната от мрежата мощност, т.е. $P_0 = 0,38P_1$, което позволява за P_1 да се запише $P_1 = 2,6P_0$. Ако мощността във вторичната намотка на трансформатора се изрази чрез постояннотоковата мощност, отделена в товара на изправителя, се получава изразът $U_2I_2 = 3,5P_0$. В такъв случай формулата за определяне на габаритната мощност на трансформатор, работещ с еднополупериоден изправител придобива вида:

$$(6.57) \quad P_r = 0,5(P_1 + U_2I_2) = 0,5P_0(2,6 + 3,5) \approx 3P_0.$$

Следователно при използване в токозахранващия източник на еднополупериоден изправител мощността, определяща размерите на трансформатора, се оказва по-голяма от отдаваната в товара полезна мощност.

Съществено влияние върху размерите на трансформатора оказва и изглажданият филтър, включен в изхода на изправителя. Ако на входа на филтъра е включен кондензатор, това води до значително увеличаване на протичащия във вторичната намотка на трансформатора променлив ток в сравнение с този, който би протекъл при активен товар. Поради това габаритната мощност на трансформатора при неизменна полезна мощност P_0 , отделена в товара, нараства. Ако на входа на изглаждания филтър е включен дросел, променливият ток, притичащ през вторичната намотка, намалява и габаритните размери на трансформатора могат да бъдат избрани по-малки.

Когато трансформаторът работи съвместно с двуполупериоден изправител, натоварен с активно съпротивление, полезната мощност отделена в товара е около 80% от консумираната от мрежата, т.е. $P_0 = 0,8P_1$ ($P_1 = 1,23P_0$) и изразът за неговата габаритна мощност има вида:

$$(6.58) \quad P_r = 0,5(P_1 + U_2I_2) = 0,5P_0(1,23 + 1,74) = 1,48P_0.$$

Тъй като във вторичната намотка на трансформатор, работещ съвместно с изправител от мостов тип, притича само променлив ток, т.е. $P_1 = U_2I_2$ и при него, подобно на предния случай, полезната мощност в товара е 80% от консумираната от мрежата мощност, т.е. $P_1 = 1,23P_0$, за неговата габаритна мощност може да се запише:

$$(6.59) \quad P_r = 0,5(P_1 + U_2I_2) = 0,5P_0(1,23 + 1,23) = 1,23P_0.$$

Получените изрази позволяват при зададена полезна мощност в товара на изправителя P_0 да се определи габаритната мощност на трансформатора, след което от дадени в справочната литература таблици да се избере типоразмерът на магнитопровода.

Броят на навивките на трансформаторните намотки могат да се определят от израз (6.49), в който участват индуцираните от основния магнитен поток е.д.н. E_1 и E_2 . Тези е.д.н. се отличават от напрежението U_1 , подадено към първичната намотка и напрежението U_2 на вторичната намотка с големината на пада на напрежението в съответната намотка, т.е. $E_1 = U_1(1 - \Delta U_1/100)$ и $E_2 = U_2(1 - \Delta U_2/100)$, където ΔU_1 и ΔU_2 представлява относителен процентен спад на напрежението в първичната и вторичната намотка по отношение на номиналната му стойност.

Ориентироъчните стойности на ΔU_1 и ΔU_2 в зависимост от мощността на трансформатори с напрежения на намотките до 1000 V и температура на прегряване до 50°C могат да се определят от графични зависимости на фиг. 6.30б. Ако с $e = 4,44fB_mS_c$ се означи е.д.н. на една навивка, изразите за определяне броя на навивките на първичната и вторичните намотки на трансформатора придобиват вида:

$$(6.60) \quad N_1 = U_1(1 - \Delta U_1/100)/e; \quad N_{2i} = U_{2i}(1 - \Delta U_{2i}/100)/e,$$

където U_{2i} и ΔU_{2i} са напрежение и пад на напрежението в i -тата намотка във вторичната страна на трансформатора. Поради това че при използване на по-голям брой намотки във вторичната страна на трансформатора тяхното активно и реактивно съпротивление нараства с отдалечаване от магнитопровода (увеличава се дължината и диаметъра на навивките), се препоръчва стойността на ΔU_{2i} да се избира 10...20% по-малка от отчетената за вътрешните намотки и съответно толкова процента по-голяма за външните намотки.

Изчислените стойности на N_1 и N_{2i} трябва да се закръглят до най-близкото цяло число.

При определяне на сечението q и диаметъра d на намотъчния проводник трябва да се има предвид, че те зависят от допустимата температура на нагряване на изолацията на проводника и на междуредовата и междунамотъчната изолация. При това $q = I/J$, т.е. зависи от токовете, притичащи в намотките и ориентироъчната стойност на тяхната плътност. За трансформатори, работещи с активен товар, при зададени напрежения U_{2i} и големина на отдените във вторичните намотки мощности P_{2i} токовете в намотките се определят от израза:

$$(6.61) \quad I_1 = P_2/(U_1\eta \cos \varphi_1) \quad I_{2i} = P_{2i}/U_{2i},$$

където $P_2 = \sum P_{2i}$ е сумарна изходна мощност на трансформатора, която се отдава в товарите на вторичните му намотки; $\eta = P_2/P_1 = P_2/(P_2 + P_c + P_h)$ – коефициент на полезно действие на трансформатора, който в зависимост от неговата мощност може да се отчете ориентироъчно от фиг. 6.30б; $\cos \varphi_1$ – косинус на ъгъла на

дефазация между тока и напрежението на първичната намотка, чиято големина варира от $\cos \varphi_1 = 0,9 \dots 0,95$ при мрежова честота 50 Hz и $\cos \varphi_1 = 0,85 \dots 0,95$ при честота 400 Hz; i – номер на вторична намотка

След определяне на диаметъра на проводника за навиване на трансформаторните намотки:

$$(6.62) \quad d_i = \sqrt{4q_i/\pi} = 1,13\sqrt{I_i/J_i}$$

и избор на проводник със стандартен диаметър е необходимо да се провери дали бобината с трансформаторните намотки може да се помести в намотъчното пространство на избрания магнитопровод. За целта се изчислява съотношението между радиалната дебелина A на бобината и ширината с на прозореца на магнитопровода, като то трябва да попадне в границите $0,7 < A/c < 0,9$. Ако $A/c < 0,7$ се избира по-малък типоразмер на магнитопровода, а при $A/c > 0,9$ – по-голям.

За определяне на радиалната дебелина на бобината е необходимо да се изчислят радиалните дебелини A_i ($i = 1, 2, 3, \dots$) на първичната и на вторичните намотки и да се отчетат дебелината на основата на бобината δ_o (основите се изготвят чрез пресоване или слепване на листови електроизолационни материали във вид на макара или цилиндър с дебелина на стената $0,5 \dots 1$ mm), дебелината на изолацията между намотките $\delta_{i,i+1}$ и дебелината на външната изолация на бобината δ_{vn} (изолация между редовете и намотките, а така също и за външна изолация на бобината се използва най-често кондензаторна или кабелна хартия, като при напрежение на намотките до 1000 V, $\delta_{i,i+1}$ се избира в границите $0,2 \dots 0,5$ mm):

$$(6.63) \quad A = \delta_o + \sum_{i=1}^n A_i + \sum_{i=1}^{n-1} \delta_{i,i+1} + \delta_{vn}.$$

Радиалната дебелина на всяка намотка може да се изчисли по формулата:

$$(6.64) \quad A_i = 1,1[p_i d_i + (p_i - 1)\delta_p],$$

където p_i и d_i са брой на редовете и диаметър на намотъчния проводник (с изолацията) на i -тата намотка; δ_p – дебелина на междуредовата изолация, която има стойности: $\delta_p = 0,01$ mm – при $d_i < 0,1$ mm; $\delta_p = 0,05$ mm – при $d_i = 0,1 \dots 0,5$ mm, $\delta_p = 0,12$ mm – при $d_i > 0,5$ mm; коефициентът 1,1 отчита непълното прилягане на редовете един върху друг.

Броят на редовете на една намотка се определя от израза:

$$(6.65) \quad p_i = N_i/n_i = N_i/[h_\delta/(kd_i)],$$

където n_i е брой на навивките в един ред на i -тата намотка; h_δ – дължина на бобината и k – коефициент, отчитащ непълното запълване на реда с проводник, който в зависимост от d_i се избира в граници $1,05 \dots 1,3$.

При протичане на ток през намотките на трансформатора в тях създават загуби, чиято големина се определя по известната формула:

$$(6.66) \quad P_h = \sum_{i=1}^n P_{hi} = \sum_{i=1}^n I_i^2 R_i = \sum_{i=1}^n I_i^2 \rho l_{icp} N_i/q_i,$$

където R_i , l_{icp} и q_i са съпротивление, средна дължина на една навивка сечение на проводника на i -тата намотка, а ρ – специфично съпротивление на медния проводник (трансформаторните намотки се навиват медни проводници с емайлова изолация, като за най-често използвани проводници тип ПЕЛ с максимално допустима температура на загряване 105°C се приема $\rho = \rho_{m105} = 0,0234 \cdot 10^{-6}$, $\Omega \cdot \text{м}$).

Загубите в магнитопровода P_c (виж израз 6.55) и в намотките P_h на трансформатора са причина за неговото загряване до температура T , което може да се изчисли от израза:

$$(6.67) \quad T = T_0 + (P_c + P_h)/\alpha S,$$

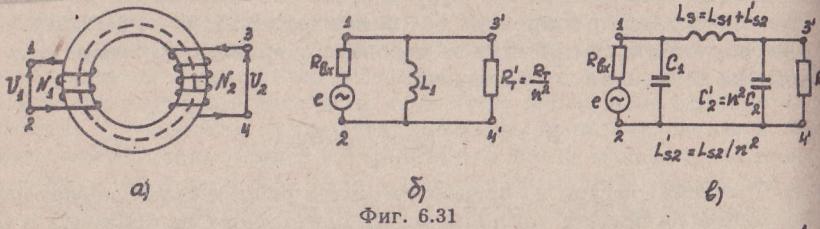
където T е температура на средата, в която работи трансформаторът; T_0 – големина на общата топлоотдаваща повърхност на бобината и магнитопровода, а α – коефициент на топлоотдаване на трансформатора, отчитащ и трите механизми на разсейване на топлината: чрез конвекция, излучване и топлопроводимост – за маломощни мрежови трансформатори стойността на α се приема обикновено равна на $1 \dots 13$, $\text{W}/(\text{m}^2 \cdot ^\circ\text{C})$.

Температурата на трансформатора не трябва да превишава допустимата температура на нагряване на изолацията на използваните настъпъчни проводници.

6.5.3. Конструктивно-технологични особености на широколентовите съгласуващи трансформатори

Класическата радиотехническа операция – широколентова трансформация на съпротивленията – се осъществява чрез филтри със съредоточени параметри, плавни или стъпални преходи на предавателни линии и чрез трансформатори, съдържащи магнитопроводи. Тези устройства се характеризират със следните параметри: коефициент на трансформация на съпротивлението $n^2 = R_t/R_{bx}$, коефициент на честотно покритие $k_f = f_{max}/f_{min}$ (f_{max} и f_{min} са двете гранични честоти на лентата на пропускане на трансформатора) и модул на коефициента на тражение от входа на трансформатора $|\Gamma|$. Трансформиращите филтри и преходите на предавателни линии притежават рязко изразени електрически свойства, като големи стойности на k_f и $|\Gamma|$ (или) на n при които се постигат чрез увеличаване на броя на елементите, което води до увеличаване на размерите и цената на тези устройства. Широколентовите трансформатори, съдържащи магнитопроводи, осигуряват

големи стойности на коефициентите на честотно покритие (k_f достига до 10^4 и повече) и трансформация при минимално отражение от входа, като същевременно техните размери са малки и не растат с увеличаване на k_f . Освен това тези възли притежават високо к.п.д. и надеждност и могат да осигурят галванична развръзка, преход от несиметричен към симетричен тракт и обратно, широколентово сумиране и деление на мощности и т.н. По принцип на работа и конструктивно изгълнение широколентовите трансформатори се делят на два типа: 1) обикновени, които се реализират като нискочестотни с отделно разместяване на намотките върху магнитопровода и 2) трансформатори, които използват в качеството на намотки отрязъци от предавателни линии съчетание с феромагнитни сърцевини, наречени "трансформатори тип дълга линия" (ТДЛ).



Фиг. 6.31

Работата на обикновения широколентов трансформатор (фиг. 6.31a) се основава на предаването на енергия от първичната верига 1–2 във вторичната 3–4 за сметка на общия магнитен поток Φ_0 в магнитопровода. Коефициентът на трансформация n се определя от съотношението на броя на навивките на вторичната и първичната намотки, т.е. $n = N_2/N_1 \approx U_2/U_1$. Амплитудно-честотната характеристика на трансформатора може да се анализира на базата на еквивалентната му схема (виж фиг. 6.28б), която за областта на ниските и на високите честоти има вида, представен на фиг. 6.31б и в. За работа на трансформатора широк честотен обхват е необходимо да се спазват следните условия:

$$(6.68) \omega_{\min} L_1 \geq (2 \dots 4) R'_1; \quad \omega_{\max} L_s \leq 1,2 R'_1 \text{ и } C_1 + C'_2 \leq 1,2 / (\omega_{\max} R'_1)$$

което означава да се осигури голяма стойност на индуктивността на първичната намотка L_1 и малки стойности на паразитните параметри L_s , C_1 и C_2 . Тези изисквания са противоречиви, но при рационално конструиране на трансформатора, когато съгласуваните съпротивления от порядъка на $10^2 \dots 10^3 \Omega$, може да се осигури честотно покритие на лента от 1 до 30 MHz и повече.

Във вериги с ниско съпротивление (от 2...5 до 50...70 Ω) работата на обикновените широколентови трансформатори се влошава главно поради влиянието на индуктивността на разсейване L_s и тогава се предпочита използването на трансформатори тип "дълга линия" с феромагнитна сърцевина. Последните се реализират чрез навиване на една или

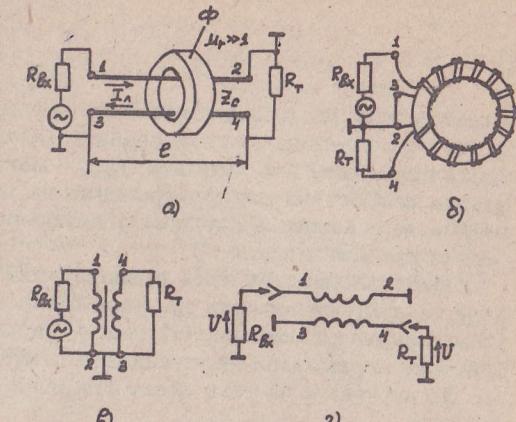
няколко, подходящо свързани помежду си предавателни линии, върху тороидална, цилиндрична или със специална форма (тип "балум") сърцевина. За дефиниране на основните конструктивни параметри на този тип трансформатори първоначално ще бъде разгледан най-простият случай на трансформатор, реализиран с една предавателна линия, която е представен на фиг. 6.32a. Проводниците 1–2 и 3–4 образуват отрязък от единородна предавателна линия с дължина l и характеристично съпротивление Z_c , която е навита

върху феромагнитната сърцевина Φ (фиг. 6.32б). Характерна особеност на трансформаторите тип линия е, че при тях енергията се предава от входа към изхода не през магнитопровода, а през диелектричната среда между двата проводника на линията. Тъй като в проводниците текат равни по големина и противоположни по посока токове, магнитният поток в сърцевината е минимален (теоретично равен на нула), поради което загубите в него са пренебрежимо малки (експериметните показват, че тези загуби са във всички случаи под 1%). При изгълнение на условието $R_{bx} = R_t = Z_c$, представената конструкция може да се разглежда като трансформатор на съпротивления в съотношение 1:1 (инвертор на фаза). Трансформаторите тип "дълга линия" заемат мяждинно положение между възлите със съсредоточени и тези с разпределени параметри и затова тяхната еквивалентна схема в областта на ниските честоти (фиг. 6.32б) се представя като обикновен трансформатор, а в областта на високите честоти (фиг. 6.32в) – като дълга линия с характеристично съпротивление Z_c .

За да се извърши конструктивно проектиране на ТДЛ е необходимо да се определи дължината l , характеристичното съпротивление Z_c и типът на предавателната линия, а така също геометричните и магнитни параметри на сърцевината. Изборът на дължина на линията се прави така, че да се намали неравномерността на амплитудно-честотната характеристика на трансформатора в областта на високите честоти, като за целта се използва съотношението:

$$(6.69) \quad l \leq (0,1 \dots 0,15) \Lambda_{\min},$$

където Λ_{\min} е дължина на вълната в предавателната линия за най-високата честота от зададената лента на пропускане; за определянето на Λ_{\min} се използва формулата:



Фиг. 6.32

$$(6.70) \quad \Lambda_{\min} = \frac{c}{(\epsilon_r)^{1/2} f_{\max}} = \frac{v_{\phi}}{f_{\max}},$$

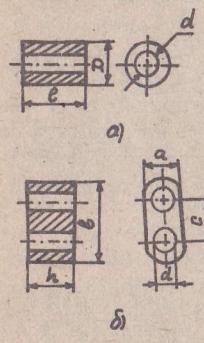
където c е скорост на светлината във вакуум ($c = 3 \cdot 10^8$, м/с); ϵ_r – диелектрична проницаемост на средата, запълваща пространството между двета проводника на линията; f_{\max} – максимална работна честота; v_{ϕ} – фазова скорост на разпространение на вълната по линията, която за най-често срещаните случаи е обикновено 1,5...3 пъти по-ниска от скоростта на светлината c .

Използването на къса предавателна линия е причина за намаляване на индуктивността на формиращите проводници $L_{1-2} = L_{3-4}$ (тези индуктивности играят същата роля както L_1), чието шунтиращо действие ограничава пропусканата лента в областта на ниските честоти. За избягване на този ефект се препоръчва съблюдаване на следното условие:

$$(6.71) \quad L_{1-2} = L_{3-4} \geq \frac{R_{bx} R_t}{\omega_{\min} (R_{bx} + R_t) (M_h^2 - 1)^{1/2}},$$

където M_h са допустими изкривявания на амплитудно-честотната характеристика за долната гранична честота от лентата на пропускане f_{\min} (обикновено се приема $M_h = 3$ dB).

Увеличаване на индуктивността на проводниците на предавателната линия до необходимата стойност се постига чрез навиване на по-следната върху феромагнитна сърцевина с достатъчно голяма магнитна проницаемост μ_r . Както е известно, индуктивността на намотка от N навивки, които са разположени равномерно върху тороидална сърцевина със сечение S_c и среден периметър l_c , изгответа от израза $L = \mu_0 \mu_r S_c N^2 l_c$. За по-високочестотните обхвати, където дължината на предавателната линия е много малка, за реализиране на ТДЛ се използват цилиндрични сърцевини (a) или сърцевини тип "балум" (b), показани на фиг. 6.33.



Фиг. 6.33

Върху тези сърцевини предавателната линия се навива така, както върху тороидалната сърцевина – чрез няколократното и прокарване през отвора на сърцевината. Следователно при изчислена дължина l на предавателната линия и индуктивност $L_{1-2} = L_{3-4}$ на нейните проводници, задачата на конструктора се свежда до правилен избор на формата, геометричните размери и μ , на материала на сърцевината, което не представлява трудност. При това не трябва да се забравя, че равномерността на предавателната характеристика на ТДЛ в областта на ниските честоти зависи съществено от правилния избор на материала, чиято гранична честота трябва да е по-висока от минималната работна честота на трансформатора.

За определяне на необходимата стойност на характеристичното съпротивление Z_c на предавателната линия може да се използва изразът:

$$(6.72) \quad Z_c = \sqrt{R_{bx} R_t}.$$

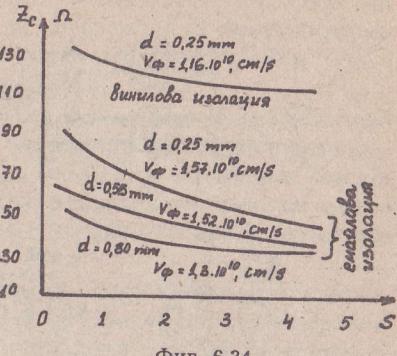
Изчислената стойност на Z_c се използва за избор на типа на предавателната линия. В качеството на предавателни линии могат да се използват коаксиални кабели, които се произвеждат със стандартизирана стойности на Z_c 50, 75 и 100 Ω , или лентови кабели с Z_c 3,5; 5; 7; 10

и 13 Ω . Много често необходимата стойност на Z_c се постига с помощта на линии от усукани проводници с лакова изолация, при които чрез изменение на степента на усукване на проводниците, на техния диаметър и тип на изолацията могат да се осигурят стойности на Z_c в границите от 30 до 130 Ω .

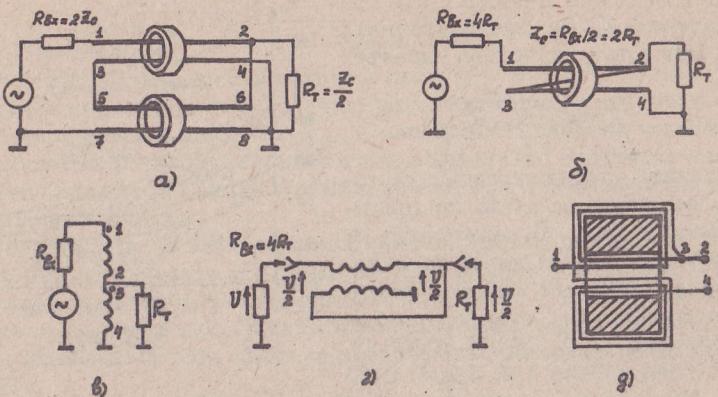
На фиг. 6.34 са изобразени примерни зависимости на Z_c на линии, реализирани чрез усукване на изолирани проводници с различни диаметри d , от броя на усукванията s на 1 см дължина. За всяка предавателна линия е дадена и измерената стойност на фазовата скорост на разпространяващата се в нея вълна v_{ϕ} , с което се улесняват изчисленията по формула (6.69). Подобни експериментално снети зависимости се използват в практиката за конструиране на линии със зададени стойности на Z_c .

ТДЛ с коефициент на трансформация на съпротивленията, различен от единица, могат да се реализират чрез използване на две и повече предавателни линии, свързани по подходящ начин. При използване на n предавателни линии ($n = 2, 3, \dots, k$), свързани от едната страна последователно, а от другата – паралелно, се реализират следните коефициенти на трансформация на съпротивленията 4:1, 9:1, ..., k^2 :1, 1:4, 1:9, ..., 1: k^2 .

На фиг. 6.35а е представена схема на съгласуващ трансформатор, състоящ се от два отряъзъка от предавателна линия, чито входове са свързани последователно, а изходите – паралелно. Трансформаторът работи в режим на съгласуване при $R_{bx}=2Z_c$ и $R_t=Z_c/2$, като осигурява при това трансформация на съпротивленията 4:1. Тъй като проводниците 5–6 и 7–8 имат еднакви потенциали в двета си края, схемата може да се опрости като долната линия се замести с мостче, свързващо краищата 3 и 2 (фиг. 6.35б). На същата фигура са представени и еквивалентните схеми на трансформатора в областта на ниските (в) и високите (г) честоти и негова конструктивна реализация при използване



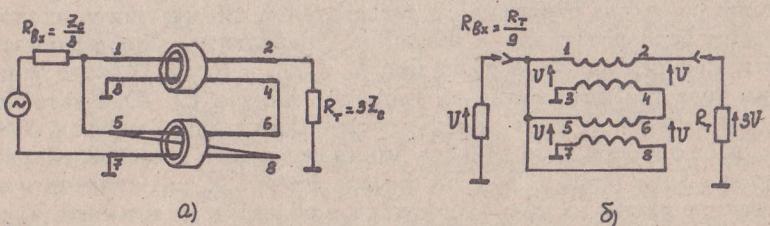
Фиг. 6.34



Фиг. 6.35

на цилиндрична феромагнитна сърцевина (д). Обратна трансформация на съпротивленията (1:4) се постига чрез паралелно свързване на входовете на линиите и последователно – на техните изходи, като при това $Z_c = 2R_{Bx} = R_t/2$. Това означава, че за осъществяване на обратна трансформация е достатъчно на фиг. 6.35 да се разменят местата на включване на R_{Bx} и R_t .

По аналогичен начин при използване на три отрязъка от предавателна линия могат да се реализират широколентови трансформатори с коефициент на трансформация 9:1 (при последователно свързване на входовете и паралелно – на изходите) или 1:9 (при паралелно свързване на входовете и последователно – на изходите). Тъй като потенциалите в двета края на проводниците, формиращи третата (най-долната) предавателна линия са еднакви, тя може да се отстрани и нейното влияние да се отчете чрез използване на мостче, свързващо краишата 5 и 8 на втората (средната) линия, при което схемата на трансформатора придобива вида, показан на фиг. 6.36а. Този трансформатор работи в режим на съгласуване при условие, че характеристичното съпротивление Z_c

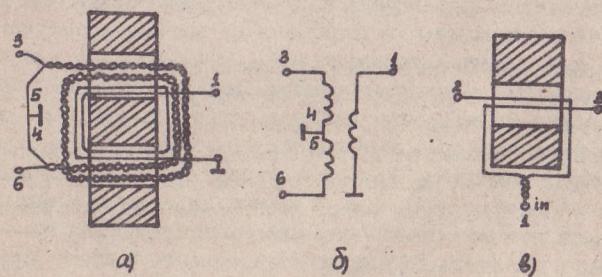


Фиг. 6.36

на двета отрязъка от линията е равно на $Z_c = 3R_{Bx} = R_t/3$, като осъществява трансформация на съпротивленията в отношение 1:9. Обратна трансформация на съпротивленията (9:1) се реализира чрез промяна на местата на R_{Bx} и R_t . Еквивалентната схема на разглеждания ТДЛ в областта на високите честоти е представена на фиг. 6.36б.

В общия случай при последователно (паралелно) свързване на входовете на k отрязъци от предавателна линия с характеристично съпротивление $Z_c = R_{Bx}/k = kR_t$ ($Z_c = kR_{Bx} = R_t/k$) и паралелно (последователно) свързване на техните изходи могат да се конструират широколентови съгласувавщи трансформатори с коефициенти на трансформация на съпротивленията $k^2 : 1$ ($1 : k^2$).

Освен за съгласуване на съпротивления, широколентовите трансформатори се използват и за осигуряване на переход от несиметричен към симетричен тракт и обратно. Типична конструкция на съгласувашо-симетриращ широколентов трансформатор, каквото се използват например в сигналното и хетеродинното рамена на УКВ балансни и двойно балансни смесители, е дадена на фиг. 6.37а. Трансформаторът е реализиран върху феромагнитна сърцевина тип "балум", през двета отвора на която са навити изолирани проводници (тип ПЕЛ), формиращи първичната (1–2) и вторичната (3–4 и 5–6) му намотки. Проводниците 3–4 и 5–6 са усукани с определена стъпка с цел осигуряване на зададено характеристично съпротивление на линията и са свързани по начин, показан на фигурата, с което се осигурява в достатъчно широк честотен обхват еднаква амплитуда и противофазност на напреженията в точките 3 и 6. Еквивалентната електрическа схема на такъв трансформатор е представена на фиг. 6.37б.



Фиг. 6.37

На същата фигура (б) е дадена и конструкция на делител на мощност, използваща изложените до тук принципи, който позволява при свързване на двета изолирани проводника (ПЕЛ) по указания на фигура начин да се постигне разделяне на постъпващата в рамо 1 сигнална мощност поравно между рамена 2 и 3.

6.5.4. Основни принципи при конструиране на импулсни трансформатори

Импулсните трансформатори се използват за изменение на нивото и полярността на напрежителни импулси, за съгласуване на съпротивлението на импулсния генератор със съпротивлението на товара, за галванична развръзка между източника и приемника и т.н.

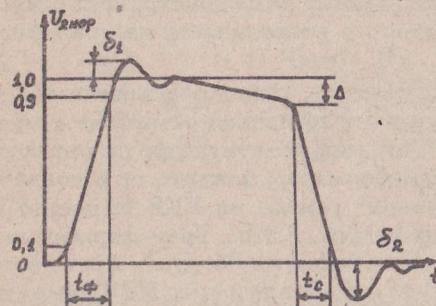
Включването на импулсен трансформатор в схемата на едноимпулсно устройство води до изкривяване на формата на трансформиранные импулси, което се дължи на сложни преходни процеси, породени от индуктивността на първичната намотка и паразитните индуктивност и капацитет на трансформатора. Тези изкривявания (фиг. 6.38) се характеризират с време за нарастване на предния фронт на импулса t_ϕ , отскок на предния фронт δ_1 , спад на плоската част (платото) на импулса Δ , продължителност на задния фронт (рез) на импулса t_c и отскок на задния фронт δ_2 .

При конструиране на импулсни трансформатори определящо значение имат стойностите на t_ϕ , δ_1 и Δ .

Времето за нарастване на предния фронт на импулса зависи от вида на предавателната характеристика на трансформатора в областта на високите честоти, която се определя от неговата индуктивност на разсейване L_s и паразитен капацитет C_{tp} . Спадът на плоската част на импулса е свързан с предавателната характеристика на трансформатора в областта на ниските честоти, чийто вид зависи от големината на индуктивността на първичната намотка L_1 . За установяване на зависимостите между t_ϕ , δ_1 и Δ и параметрите на трансформатора $L_s = L_{s1} + L'_{s2}$, $C_{tp} = C_1 + C'_2$ и L_1 е необходимо да се анализират преходните процеси във веригите, чрез които се представя неговата еквивалентна схема в областта на ниските и високите честоти при подаване на импулс с правоъгълна форма и амплитуда E . Еквивалентните схеми на трансформатора в тези честотни области при пренебрегване на загубите в намотките и магнитопровода са представени на фиг. 6.31 и 6.

Анализът на преходния процес във веригата, представляща еквивалентната схема на трансформатора в областта на ниските честоти, позволява да се определи изменението във времето на напрежението върху товара $U_2(t)$ (върху индуктивността L_1 на първичната намотка), от което зависи големината на спада Δ на плоската част на импулса:

258



Фиг. 6.38

$$(6.73) \quad U_2(t) = U_{L1}(t) = E \exp(-R_{eh}t/L_1) = E \exp(-t/\tau_{cp}) ,$$

където E – е.д.н. на източника на импулсно напрежение; $R_{eh} = R_{bx}R'_t/(R_{bx} + R'_t)$ – еквивалентно активно съпротивление на веригата при ниски честоти; R_{bx} – вътрешно съпротивление на източника на напрежение; $\tau_{cp} = L_1/R_{eh}$ – времеконстанта на спада на плоската част на импулса.

В момента на постъпване на импулса $U_2(t=0) = E$, след което то намалява по експоненциален закон, описан с (6.73) и при приключване на импулса, чиято продължителност е τ_i , напрежението върху товара R'_t спада до стойност $U_2(t=\tau_i) = E \exp(-\tau_i/\tau_{cp})$. Тъй като обикновено допустимият относителен спад не превишава 10% от амплитудата на импулса, за определяне на максималната стойност на Δ изразът (6.73) се разлага в ред, ограничавайки се до първите два члена:

$$(6.74) \quad \Delta = 1 - \exp(-t/\tau_{cp}) \approx \tau_i/\tau_{cp} = \tau_i R_{eh}/L_1 .$$

Следователно за да се намали Δ при зададена стойност на τ_i , R_{bx} и R_t , е необходимо да се увеличи индуктивността на първичната намотка L_1 . След заместване в (6.74) на L_1 , изразена чрез конструктивните параметри на трансформатора, се получава:

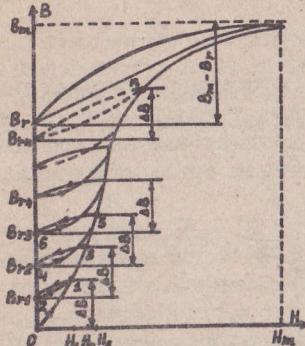
$$(6.75) \quad \Delta = \frac{\tau_i l_c}{\mu_0 \mu_e X^2 R_{eh}} ,$$

където l_c е ефективна дължина на силовите линии в магнитопровода; $X = N_1 \sqrt{S_c}$ – конструктивен параметър на трансформатора; N_1 – брой на навивките на първичната намотка на трансформатора; S_c – ефективно сечение на магнитопровода; μ_e – ефективна магнитна проницаемост, която отчита големината на импулсната магнитна проницаемост μ_i и на вихровите токове в материала на магнитопровода:

$$(6.76) \quad \mu_e = \mu_i \left(1 + \frac{\mu_i \delta}{12 \rho \tau_i} \right)^{-1} < \mu_i ,$$

където δ е дебелина на стоманените ленти, от които се изготвя магнитопровода; ρ – специфично съпротивление на феромагнитния материал. Когато се използват феритни магнитопроводи, поради голямата стойност на ρ може да се приеме $\mu_e \approx \mu_i$.

Определянето на μ_i е илюстрирано на фиг. 6.39, където е представен процесът на намагнитване на материала на магнитопровода под въздействието на поредица от еднополярни импулси с еднаква амплитуда



Фиг. 6.39

импулса се връща в точка 4 с остатъчна индукция B_{r2} . След няколко импулса се достига до равновесно състояние, когато процесът следва частния хистерезисен цикъл, дефиниран от точка n на основната крива на намагнитване и остатъчната индукция B_{rn} . Именно за него се определя стойността на $\mu_i = \Delta B / \mu_0 \Delta H$. Очевидно е, че за даден материал положението на стационарен (равновесен) частен хистерезисен цикъл зависи от големината на ΔB . При достатъчно голямо нарастване на индукцията се описва граничния частен цикъл, за който ΔB до-стига до индукцията на насищане B_s на материала. От своя страна ΔB зависи от амплитудата U_1 и продължителността τ_1 на входния импулс.

$$(6.77) \quad \Delta B = U_1 \tau_n / (N_1 S_c) ,$$

което позволява за най-често използваните за сърцевини на импулсни трансформатори материали да се снемат зависимостите $\mu_i = f(\Delta B)$ при параметър U_1 и τ_i и те да се използват непосредствено при оразмеряване на трансформаторите. За намаляване на размерите и масата на импулсните трансформатори е необходимо да се работи с възможно най-големите стойности на ΔB , като при това се отчита, че максимално допустимият нарастък на индукцията в материала ΔB не може да превиши величината $B_s - B_r$ (за най-често използваните марки електротехническа стомана Э340...Э360 $\Delta B_{max} \leq (500...700) \text{ mT}$, а при използване на феритни сърцевини обикновено се приема $\Delta B_{max} \leq 250 \text{ mT}$).

За осигуряване на зададен спад на плоската част на импулса Δ_{de} е необходимо да се спази условието:

$$(6.78) \quad X \geq X_{\text{cp}} = \left(\frac{\tau_i \ell_c}{\mu_0 \mu_e \Delta_{\text{non}} R_{\text{eh}}} \right)^{1/2}$$

и продължителност. Такива импулси предизвикват постоянно по стойност нарастване на индукцията на полето в материала $\Delta B = \text{const}$. Ако сърцевината е първоначално размагнитена, при въздействие на първия импулс работната точка се премества по основната крива на намагнитване от началото до точка 1, където става равна на необходимото нарастване ΔB . След приключване на действието на импулса, работната точка се премества поради наличието на хистерезис в точка 2 с остатъчна индукция B_{r1} . При въздействие на следващия импулс работната точка се премества от точка 2 в точка 3, която съответства на нарастване на индукцията ΔB и след завършване на

При избран типоразмер на магнитопровода изчисленият от (6.77) брой навивки на първичната намотка N_1 , необходим за осигуряване на зададена стойност на ΔB , трябва да отговаря на изискването за допустим спад на плоската част на импулса, дадено чрез (6.78).

Анализът на предавателната характеристика на веригата, представляваща еквивалентната схема на импулсния трансформатор в областта на високите честоти при подаване на нейния вход на правоъгълен импулс с амплитуда E , позволява за напрежението върху товара да се запише:

$$(6.79) \quad U_{2\text{hop}}(T) = 1 - e^{-\alpha T} \left(\frac{\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \sin \sqrt{1-\alpha^2} T + \cos \sqrt{1-\alpha^2} T \right)$$

$$U_{2\text{hop}}(T) = 1 - e^{-\alpha T} \left(\frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2-1}} \sinh \sqrt{\alpha^2-1} T + \cosh \sqrt{\alpha^2-1} T \right)$$

където $U_{2\text{нор}}(T)$ е нормирано спрямо напрежението $U_{20} = ER'_t/(R'_t + R_{\text{вх}})$, което се установява върху товара след приключване на преходния процес;
 T – относително време, което се определя по формулата:

$$(6.80) \quad T = \left(\frac{1 + R_{\text{BX}}/R'_{\text{T}}}{L_s C_{\text{TD}}} \right)^{1/2} t,$$

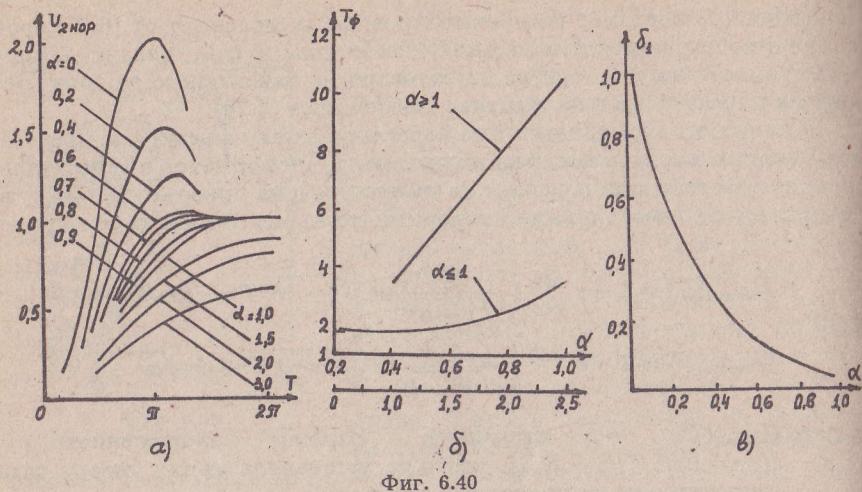
в която величината $(L_s C_{\text{тр}})^{1/2}$ определя периода на собствените колебания на фронта на импулса;

α – коефициент на затихване, свързан с $R_{\text{вх}}$, R'_t и коефициента на съгласуване на импулсния трансформатор с товара $g = Z_{\text{тр}}/R'_t$, където $Z_{\text{тр}} = (L_s/C_{\text{тр}})^{1/2}$ е вълнено съпротивление на трансформатора, със зависимостта:

$$(6.81) \quad \alpha = \frac{g + R_{\text{BX}}/R'_{\text{T}} g}{2(1 + R_{\text{BX}}/R'_{\text{T}})^{1/2}}$$

(ако $\alpha < 1$ преходният процес при установяване на предния фронт на импулса има характер на затихващо колебание, а при $\alpha > 1$ се получава апериодична преходна характеристика).

На фиг. 6.40а са показани функциите (6.79) при различни стойности на коефициента на затихване α . Като се има пред вид, че обикновено t_f се определя чрез времето за нарастване на нормираното напрежение върху товара $U_{2\text{нор}}$ от 0,1 до 0,9, от формули (6.79) може да се определи времето за установяване на предния фронт на импулса T_f в относителни единици при различни стойности на α . Получените зависимости са представени графично на фиг. 6.40б. На същата фигура са дадени и зависимостите на отскока на напрежението δ , от коефициента



Фиг. 6.40

на затихване α за случая когато преходният процес има характер на затихващо колебание (b). Практически интерес представляват стойностите на $\alpha > 0,7$, тъй като при по-малки α отскока на напрежението превишава допустимата величина, която съставлява обикновено 5% от амплитудата на импулса. За стойности на коефициента на затихването на преходния процес по-големи от 0,7 графиките на T_ϕ могат да се апроксимират с достатъчна за практиката точност със следната линейна зависимост:

$$(6.82) \quad T_\phi = 4,76\alpha - 1,3.$$

За получаване на минимална продължителност на фронта на изходния импулс е желателно коефициентът на затихване α да се избира равен на най-малкия допустим, който гарантира изпълнение на условието за отскок на напрежението.

Връзката между продължителността на предния фронт на импулса t_ϕ и параметрите на еквивалентната схема на трансформатора в областта на високите честоти при $\alpha > 0,7$ може да се установи чрез използване на изрази (6.80) и (6.82):

$$(6.83) \quad t_\phi = (4,76\alpha - 1,3) \left(\frac{L_s C_{tp}}{1 + R_{bx}/R'_t} \right)^{1/2}$$

Следователно за осигуряване на малки стойности на t_ϕ конструкцията на импулсния трансформатор трябва да бъде такава, че индуктивността на разсейване L_s и разпределеният капацитет на намотките C_{tp}

да са минимални. Паразитните параметри L_s и C_{tp} са свързани с конструктивния параметър на трансформатора X с линейни зависимости от вида: $L_s = A_1 X$ и $C_{tp} = A_2 X$, където величината A_1 зависи от коефициента на индуктивност k_L (отчитащ разпределението на индукцията на полето между отделните слоеве на първичната и вторичната намотки) и геометричните параметри на намотките, а величината A_2 – от коефициента на капацитета k_C (отчитащ разпределението на напрежението между слоевете на намотките), диелектричната проницаемост на изолацията на намотките и техните геометрични параметри. По този начин изискването за трансформация на фронта на импулса с минимални изкривявания, което налага избор на малка стойност на конструктивния параметър X (малък брой навивки и сечение на магнитопровода на импулсния трансформатор), противоречи на ограничението, което се поставя за осигуряване на малък спад на платото на трансформирания импулс, налагащо избор на голяма стойност на X . Условието за избор на конструктивния параметър на импулсен трансформатор с цел обезпечаване на зададена допустима продължителност на фронта $t_{\phi, dop}$ може да се запише най-общо във вида:

$$(6.84) \quad X \leq X_\phi = \frac{3 \cdot 10^8 t_{\phi, dop} (1 + R_{bx}/R'_t)^{1/2}}{k_p (4,76\alpha - 1,3) (\epsilon_r k_L k_C)^{1/2}},$$

където $k_p = p_{cp}(S_c)^{-1/2}$ е коефициент на периметъра, който свързва средния периметър на намотките p_{cp} със сечението на магнитопровода. Коефициентите k_L и k_C зависят от взаимното разположение на намотките, броят на слоевете и дебелината на изолацията между тях и за всеки конкретен случай могат да се определят по формули, предложени в [12].

За осигуряване на допустими изкривявания на формата на предавания импулс е необходимо конструктивният параметър на трансформатора да се избере от условието: $X_{cp} \leq X \leq X_\phi$. Ако са поставени и изсквания за минимален обем на конструкцията, стойността на X трябва да бъде по-блиска до неговата долната граница X_{cp} . При избрана стойност на X сечението на магнитопровода и броят на навивките на първичната намотка на трансформатора N_1 могат да се определят чрез въвеждане на допълнителният параметър Y , който е пропорционален на нарастващата на индукцията ΔB в материала: $Y = \Delta B/(U_{1,ri})$. За целта законът за електромагнитната индукция (6.77) се записва чрез въвеждане на параметъра Y : $Y = (X S_c^{1/2})^{-1}$, от където за определяне на S_c и N_1 се получават изразите:

$$(6.85) \quad S_c = 1/(X^2 Y^2) \quad N_1 = X(S_c)^{-1/2} = X^2 Y.$$

Магнитопроводите на импулсните трансформатори имат обикновено торoidalна форма и се изготвят от тънки ленти (дебелина на лентата

$\delta = 0,01 \dots 0,1 \text{ mm}$) от електротехнически стомани и сплави или от ферити с високи стойности на магнитната проницаемост. След избор на стандартен магнитопровод със сечение S'_c , най-близко до изчисленото, се извършва корекция на конструктивния параметър съгласно израза: $X' = (Y^2 S'_c)^{-1/2}$ и изчисленият с тази стойност брой на навивките N_1 се закръглява до най-близкото цяло число. Определянето на броя на навивките на вторичната намотка при известен коефициент на трансформация n не представлява проблем: $N_2 = nN_1$.

За изчисляване на диаметъра на намотъчните проводници d е необходимо да се определи ефективната стойност на тока I и допустимата му плътност J в намотките. При зададена стойност на импулсния ток I_i в намотката, продължителността на импулсите τ_i и тяхната честота на следване F , за изчисляване на ефективната стойност на протичащия в разглежданата намотка ток се използва формулата:

$$(6.86) \quad I = I_i \sqrt{k_p k_b \tau_i F},$$

където коефициентът k_p отчита повърхностния ефект и за меден проводник се определя от израза: $k_p = d/4\delta_c = 3,7764d(f)^{1/2}$ ($\delta_c = 0,0662(f)^{-1/2}$ – дълбочина на проникване на синусоидален ток с честота f ; f – честота на първата хармонична на импулсния ток, която за импулс с форма, близка до правоъгълна е равна на: $f = (2\tau_i)^{-1}$); k_b – коефициент на близост, отчитащ изместването на тока по сечението на проводника, което се поражда от магнитното поле на навивките на намотките; стойностите на k_b се намират в границите 1,5...2,5, като по-малката стойност се избира за намотки, изпълнени със стъпка между навивките или с усилена изолация на намотъчните проводници, а по-голямата – за плътно навити намотки с малка дебелина на изолацията на проводниците.

Тъй като импулсните трансформатори имат по правило по-малък брой навивки от силовите трансформатори за промишлена честота и от там по-малък брой слоеве на намотките, техният температурен режим е облекчен и затова се допускат по-високи стойности на плътността на тока ($J = 4 \dots 6 \text{ A/mm}^2$). Като се има предвид израз (6.86), за изчисляване на диаметъра на намотъчните проводници се получава формулата:

$$(6.87) \quad d = \left(\frac{4I_i^2 \tau_i F k_b}{\pi^2 J^2 \delta_c} \right)^{1/3}.$$

Ако е определен диаметърът на проводника на първичната намотка d_1 , диаметърът на проводника на вторичната намотка се изчислява с помощта на израза: $d_2 = d_1(n)^{-2/3}$. При правилно избран типоразмер на магнитопровода навивките на първичната и вторичната намотка се събират в прозореца на тороида.

ГЛАВА СЕДМА

НАДЕЖДНОСТ НА РСА

(15)

7.1. ОСНОВНИ ТЕРМИНИ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Проблемът за надеждността на РСА се поставя в началото на 50-те години, когато развитието на техниката довежда до усложняване на апаратурата и поемане от нея на различни управляващи функции. В своето развитие теорията и практиката на надеждността са преминали през няколко етапа. Първоначално се е извършвало систематизиране на данните за откази на апаратурата и комплектовациите я изделия, изследване и определяне на законите за разпределение на отказите във времето, уточнявала се е единна терминология в областта на надеждността и се е натрупал статистически материал за количествените показатели на надеждност. По-късно започват да се разработват изискувания за надеждност на апаратурата и комплектовациите я елементи, да се създават все по-обективни методи за изпитване на надеждност и да се изучават причините за възникване на откази с цел тяхното отстраняване. На съвременния етап са се наложили фундаменталните направления в теорията на надеждността, сред които на първо място трябва да се посочи математическата теория на надеждността. Развитието на методите за събиране и обработка на статистически данни за надеждността е база за създаване на статистическата теория на надеждността. Обширните изследвания в областта на физико-химическите процеси, причиняващи изменения на физичните и електрически параметри на материалите и изделията, са послужили като база за създаване на физическата теория на надеждността. Формирането на последното направление позволи от пасивно наблюдение на статистическите данни за надеждност да се премине към задълбочено изучаване на причините за възникване на откази и активно коригиращо въздействие върху конструкцията и технологичните процеси за изготвяне на изделията.

Всяко радиоелектронно изделие (елемент, функционален възел, апаратура) се характеризира с показателя *качество*, което може да се оцени по съвкупността от електрическите, магнитни, топлинни, конструктивни, технологични и ергономични характеристики на изделието и по способността му да функционира нормално при въздействие на повърхнини дестабилизиращи фактори (повишена или понижена температура, висока влажност на въздуха, вибрации и удари и т.н.). В процеса на експлоатация на изделието, вследствие стареене и износване, неговите характеристики, а следователно и качество, се променят. Изменението на качеството на едно изделие във времето се характеризира с друг, не по-малко важен, показател – надеждността. *Надеждността* е свойство на изделието да изпълнява зададени функции при определени режими и условия на експлоатация, съхраняване и транспортиране,

запазвайки експлоатационните си характеристики в дадени граници в продължение на определен период от време.

За описание на състоянието на конкретно изделие се използват понятията изправно и работоспособно състояние. Изделието е в изправно състояние когато съответства на всички изисквания на нормативната документация. Ако изделието изгълнява основните си функции, макар че в него може да има повреди, не влияещи върху основните му параметри, тогава то се намира в работоспособно състояние.

Основно понятие в теорията на надеждността е отказът, който се дефинира като събитие, свеждащо се до нарущаване на работоспособното състояние на изделието. Нарушаването на работоспособността се изразява не само във визуално прекъсване на функционирането на изделието, но и в недопустимо изменение на електрическите му параметри. В зависимост от класификационните признаки отказите се делят на: 1) внезапни (причиняват се от скокообразно изменение на параметрите на изделието) и постепени (дължат се на постоянни, бавни изменения на стойностите на един или няколко основни параметри на изделието); 2) независими (възникват без връзка с откази на други елементи на изделието) и зависими (настъпват в един или няколко елементи вследствие на откази в други елементи); 3) пълни (след възникването на такива откази изделието не може да се използва без предварително възстановяване на работоспособността му) и частични (при тях изделието може да се използва според своето предназначение, но един или няколко негови параметри се намират извън допустимите граници); 4) конструктивни (възникват поради грешка на конструктора или несъвършенство на схемно-конструктивните решения); 5) производствени или технологични (свързани са с нарущаване или несъвършенство на технологичния процес); 6) експлоатационни (възникват поради нарущаване на установените правила за експлоатация или вследствие на влиянието на непредвидени външни въздействия).

Друг важен термин, използван в теорията на надеждността, е отработката, която представлява продължителност (обем) на работа на изделието, измерена във време, цикли, периоди и т.н. В процеса на експлоатация или изпитване на изделието, в зависимост от неговото предназначение, се различават деноночна и месечна отработка, средна отработка до отказ (средна стойност на отработката на невъзстановяеми изделия, включени в една партида, до възникването в тях на отказ), средна отработка между отказите (средна стойност на отработката на възстановяемо изделие между отказите; когато отработката се изразява в единици за време се използва терминът средно време за безотказна работа); гаранционна отработка или ресурс (отработка на изделието от началото на експлоатация до настъпване на граничното състояние, при което по-нататъшното му използване се прекратява, поради изгубване на неговата работоспособност в резултат на износване или стареене, календарната продължителност на така дефинирания период се нарича експлоатационен срок и се указва в техническата документация).

Невъзстановяеми (неремонтируеми) са изделията, чието използване след настъпване на отказ се счита за невъзможно или нецелесъобразно. Такива са електронните elementи (резистори, кондензатори, транзистори, интегрални схеми и т.н.) и сложните апаратури и системи с единократно действие, монтирани на борда на непилотирани космически станции.

Възстановяеми (ремонтируеми) са изделията, при които е възможно или целесъобразно отстраняването на отказа за възстановяване на тяхната работоспособност.

Надеждността на техническите системи включва такива свойства като безотказност, дълготрайност (дълговечност), ремонтопригодност и съхраняемост. Безотказността е свойство на изделието да запази работоспособността си в продължение на определена отработка без принудително прекъсване вследствие на отказ. Количествоно безотказността може да се оцени чрез показателите вероятност за безотказна работа, интензивност на отказите и средно време за безотказна работа. Дълготрайността е свойство на изделието да запази работоспособността си до настъпване на граничното състояние с необходимите прекъсвания за профилактика и ремонт. Количествона оценка на това свойство се дава чрез показателите ресурс и експлоатационен срок. Ремонтопригодността характеризира способността на изделието да сигнализира за възникването на неизправности и да създава условия за бързото им откриване и отстраняване при техническа профилактика и ремонт. Количествоно се оценява чрез показателите средно време за възстановяване и средно време за профилактика. Съхраняемостта е свойство на изделието да запази експлоатационните си показатели в течение на определен период на съхраняване и след него или след транспортиране при зададени условия.

15 7.2. ПОКАЗАТЕЛИ НА НАДЕЖДНОСТ

За количествена оценка на надеждността се използват различни показатели на надеждност. Поради нееднородността на изходните материали и колебанията на технологичните процеси при изготвянето на еднотипни изделия, моментите на техните откази са разпределени във времето по случаен закон. Ето защо показателите на надеждност се разглеждат като случайни величини, за оценка на които се използва математическият апарат на теорията на вероятностите. Както е известно, всяка случайна величина се характеризира със закон на разпределение $F(x)$, който установява връзката между възможните стойности на тази величина $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ и вероятността за тяхната поява $P = (p_1, p_2, \dots, p_n)$. За описание на моментните стойности на случайната величина X се използва и нейната плътност на разпределение $f(x) = dF(x)/dt$. Оценката на случайна величина се извършва на базата на параметрите на нейния закон на разпределение: математическо очакване $m(x)$, средноквадратично отклонение (разсейване) на случайната величина от нейното математическо очакване $\sigma(x)$ и дисперсия $\sigma^2(x)$.

За разкриване на закона на разпределение на една случаена величина е необходимо да се разполага с достатъчен обем статистически данни получени в резултат на изпитвания. При изпитванията се наблюдава поведението на голям брой обекти (изделия), поставени при едни и същи режими и условия на външни въздействия. Достоверността на статистическите вероятностни характеристики е толкова по-висока, колкото по-голям е броят на изделията в извадката и колкото по-продължителен е периодът на изпитване.

Показателите на надеждност на невъзстановяеми и възстановяеми изделия имат някои отличителни особености, които налагат те да бъдат разгледани поотделно. За по-лесно възприемане на физическия смисъл на всеки един от показателите на надеждност те ще бъдат представени първоначално чрез своите статистически характеристики.

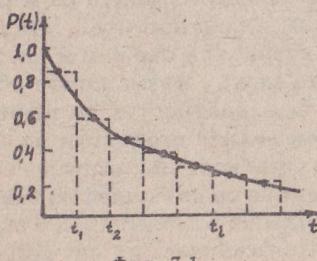
(15) Показатели на надеждност на невъзстановяеми изделия

Един от основните показатели на надеждност на невъзстановяеми изделия е вероятността за безотказна работа $P(t)$, която представлява вероятност за това, че в границите на зададен интервал от време $(0; t)$ отказ в изделието няма да възникне, т.е. $P(t) = P\{T > t\}$, където T – случаена величина, характеризираща времето на работа на изделия до възникване в него на отказ. Статистическата оценка на този показател в произволен момент от време t_i може да се определи от израза:

$$(7.1) \quad P(t_i) = N(t_i)/N = [N - n(t_i)]/N,$$

където N е общ брой на изделията, подложени на изпитване; $N(t_i)$ – брой на изправните изделия в момента t_i ; $n(t_i)$ – брой на всички откаzали изделия до момента t_i . От израза е ясно, че функцията $P(t)$ характеризира дела на работоспособните изделия в момента t_i , които с течение на времето намаляват. Ако времето, през което се провежда наблюдението, се раздели на достатъчно малки интервали Δt_i и за всички от тях въз основа на получените статистически данни и израз (7.1) се изчисли $P(t_i)$, може да се построи хистограмата на вероятността за безотказна работа (фиг. 7.1). Чрез свързване на средите на интервали с плавна линия се получава статистическа вероятностна характеристика на този показател, която поради износване и стареене на изделията има намаляващ характер.

Задача да се разбере физическият смисъл на $P(t)$, която ще бъде използван един пример. Ако вероятността за безотказна работа в момент $t = 1000$ часа е 0,978, това означава, че при изпитване на 1000 изделия от този тип в продължение на 1000 часа от тях вероятно ще откажат 22 екземпляра, а останалите 978 ще работят през този период безотказно.



Фиг. 7.1

Вероятността за безотказна работа може да бъде определена и за произволен интервал от време $(t_1; t_2)$, като в такъв случай се говори за условна вероятност $P(t_1; t_2)$ в този период и тя се изчислява по формулата:

$$(7.2)$$

$$P(t_1; t_2) = P(t_1)/P(t_2).$$

В редица случаи вместо $P(t)$ се използва показателят вероятност за отказ $Q(t)$, който се определя като вероятност за това, че изделието ще откаже в течението на зададена отработка t , като в началния момент то е било работоспособно, т.е. $Q(t) = P\{T < t\}$. Статистическата оценка на този показател се определя като отношение на броя на отказалите изделия $n(t_i)$ до момента t_i към общия брой изделия N , включени в изпитването, т.е.:

$$(7.3)$$

$$Q(t_i) = 1 - P(t_i) = n(t_i)/N.$$

От самото определение следва, че функцията на разпределение на вероятността за отказ е нарастваща.

Друг показател на надеждност е частотата или плътност на разпределение на отказите $f(t)$, която може да се определи чрез диференциране на функцията на разпределение на вероятността за отказ $Q(t)$, т.е. $f(t) = dQ(t)/dt$. Този показател е известен още като плътност на разпределение на отработката до отказ. За произволен момент от време t_i статистическата оценка на $f(t)$ се изчислява по формулата:

$$(7.4)$$

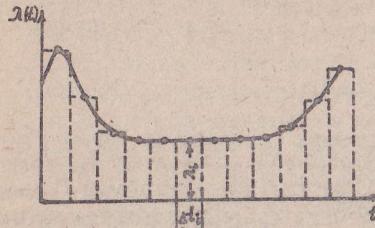
$$f(t_i) = \Delta n(\Delta t_i)/(N \Delta t_i),$$

където $\Delta n(\Delta t_i)$ е брой на изделията, отказали през i -тия интервал от време; N – общ брой на изпитваните изделия; Δt_i – ширина на i -тия интервал, разположен симетрично спрямо момента t_i . При построяване на статистическата зависимост на частотата на отказите от времето се установява, че тя не дава реална представа за надеждността: при продължителна експлоатация на изделията надеждността им намалява, докато статистическите данни показват намаляване на частотата на техните откази. Тази аномалия произтича от методиката на определяне на показателя, която не отчита намаляването на наблюдаваните изделия с течение на времето.

✓ Най-разпространен количествен показател на надеждността на невъзстановяеми изделия е интензивността на отказите $\lambda(t)$. В теорията на надеждността този показател се дефинира като условна плътност на вероятността за възникване на отказ в някой момент от времето на работа на дадено изделие, при условие, че до този момент откази в изделието не е имало, т.е. $\lambda(t) = f(t)/P(t)$. Статистическата интензивност на отказите в момента t_i се определя като отношение на отказалите в рамките на i -тия интервал изделия $\Delta n(\Delta t_i)$ за единица време и броя на изправно работещите от началото на изпитването до момента t_i , явяваш се среда на интервала Δt_i , изделия $N(t_i)$:

$$(7.5)$$

$$\lambda(t_i) = \Delta n(\Delta t_i)/[N(t_i) \Delta t_i].$$



Фиг. 7.2

Това означава, че при построяване на хистограмата на $\lambda(t)$ интервалите Δt_i трябва да се разположат симетрично спрямо моментите t_i , в които се извършва контролът на параметрите на изпитваните изделия. След свързване на средите на интервалите с плавна линия се получава типичната крива на разпределение на интензивността на отказите във времето, представена на фиг. 7.2. В тази зависимост са ясно различими три участъка. Първият от

тях, съответстващ на началния период от експлоатацията на едно изделие, се характеризира с повишена интензивност на отказите, която се дължи на проявяване на скритите дефекти. Той е известен под наименованието период на дефектиране, като в зависимост от вида на изделието неговата продължителност е от няколко десетки до няколко стотици часа. Както беше показано в раздел 5.2, за избягване на този период произвежданите изделия се подлагат на технологична тренировка. Вторият период е периодът на нормална експлоатация на изделието, който се характеризира с малка стойност и постоянство на интензивността на отказите. За повечето електронни изделия този период има продължителност от 70 до 120 хиляди часа, а понякога и повече. Интензивността на отказите през нормалния период на експлоатация λ_0 се дава в справочниците като базова за изчисляване на надеждността на различни радиоелектронни изделия. Третият период се характеризира с разко увеличаване на интензивността на отказите вследствие на стареене и износване на изделията.

Показателите честота и интензивност на отказите характеризират броят на отказите за един час работа и имат размерност h^{-1} . За большинството съвременни електронни elementи интензивността на отказите за нормалния период на тяхната експлоатация е в границите $10^{-7} \dots 10^{-9} h^{-1}$.

✓ За практически изследвания и оценки много удобен е показателят средна отработка до отказ T_{cp} , който представлява математическото очакване на функцията на разпределение на отработката до отказ на едно невъзстановямо изделие. Статистическата оценка на средната отработка до отказ на еднотипни изделия се определя по формулата:

$$(7.6) \quad T_{cp} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N t_i,$$

където t_i е отработката до отказ на i -то изделие, а N – брой на изпитваните изделия. Ако изпитванията се провеждат в продължение на време t_u или до появата на определен брой откази r , тогава този показател може да се изчисли по формулите:

$$(7.7) \quad T_{cp} = \frac{1}{k} \left[\sum_{i=1}^k t_i + (N - k)t_u \right]$$

$$T_{cp} = \frac{1}{r} \left[\sum_{i=1}^r t_i + (N - r)t_r \right],$$

където k е брой на отказалите изделия за времето на изпитване t_u , а t_r – време, в течение на което са възникнали r откази. Ако например T_{cp} на определен тип изделия е 5000 часа, това означава, че при изпитване на едно изделие от този тип вероятната продължителност от време, през което то ще работи безотказно, е 5000 часа.

(5) Показатели на надеждност на възстановяими изделия

В качеството на показател на надеждност на възстановяими изделия често се използва параметърът на потока на отказите $\omega(t)$, характеризиращ средния брой откази за единица време, определени за разглеждан момент от време. Този показател е известен още като средна честота на отказите и неговата статистическа оценка се определя от израза:

$$(7.8) \quad \omega(t) = \Delta n(\Delta t_i) / (N \Delta t_i),$$

където $\Delta n(\Delta t_i)$ е брой на всички отказали изделия, включително и ремонтирани или заменените с други, за периода Δt_i ; N – общ брой на изпитваните изделия. Необходимо е да се подчертава, че при определянето на този показател броят на изпитваните изделия остава винаги неизменен, тъй като отказалите се заменят с исправни или се ремонтират. Това е характерна особеност на $\omega(t)$, която го отличава от честотата на отказите на невъзстановяими изделия $f(t)$. За стационарни потоци на отказите, характерни за сложни високонадеждни изделия, при които броят на отказите в периода на нормалната им експлоатация клони към постоянна величина, стойността на $\omega(t)$ съвпада с интензивността на отказите, т.е. $\omega(t) = \lambda(t) = \text{const}$.

Друг важен показател на възстановяими изделия е средната отработка между отказите, известна още като средно време за безотказна работа. Този показател е аналогичен на средната отработка до отказ на невъзстановяими изделия с тази разлика, че тук изпитваните изделия се възстановяват и могат отново да откажат. Ако с t_i се означи отработката между $(i-1)$ -ия и i -тия отказ, а с r – общият брой на отказите за периода на изпитване, средното време за безотказна работа на едно възстановямо изделие може да се определи от:

$$(7.9) \quad T_{cp} = \frac{1}{r} \sum_{i=1}^r t_i.$$

При изпитване на N на брой екземпляра от това изделие T_{cp} се изчислява по формулата:

$$(7.10) \quad T_{cp} = \left(\sum_{j=1}^N r_j \right)^{-1} \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^{r_j} t_{ij},$$

където t_{ij} е отработка между $(i-1)$ -ия и i -тия отказ на j -тото изделие, а r_j – брой на отказите на j -тото изделие, регистрирани за периода на изпитване.

Възстановяемите изделия работят с прекъсвания, през които се търсят и отстраняват причините за появя на отказ. Времето, необходимо за откриване и отстраняване на отказите, е случайна величина със свой закон на разпределение. Математическото очакване на времето за възстановяване се характеризира с показателя средно време за възстановяване T_b , чиято статистическа оценка се дава с израза:

$$(7.11) \quad T_b = \frac{1}{r} \sum_{i=1}^r t_{bi},$$

където r е общият брой на възстановяванията, а t_{bi} – време за извършване на i -тото възстановяване.

Вероятността за това, че в даден момент от време изделието ще бъде в работоспособно състояние, се характеризира с показателя коефициент на готовност K_g , който се определя по формулата:

$$(7.12) \quad K_g = T_{cp}/(T_{cp} + T_b).$$

В теорията на надеждността са изведени функционалните зависимости между показателите на надеждност, които позволяват при известен един от тях да бъдат определени останалите. Така например при известен закон на разпределение на вероятността за безотказна работа $P(t)$ за целта се използват изразите:

$$(7.13) \quad Q(t) = 1 - P(t); \quad f(t) = -\frac{dP(t)}{dt};$$

$$\lambda(t) = -\frac{1}{P(t)} \frac{dP(t)}{dt}; \quad T_{cp} = \int_0^\infty P(t) dt.$$

Ако е зададена функцията на разпределение на честотата на отказите $f(t)$ останалите показатели на надеждност се определят по формулите:

$$(7.14) \quad P(t) = \int_t^\infty f(t) dt; \quad Q(t) = \int_0^t f(t) dt;$$

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{\int_0^\infty f(t) dt}; \quad T_{cp} = \int_0^\infty t f(t) dt.$$

Връзките между интензивността на отказите и останалите показатели на надеждност се представят със следните изрази:

$$(7.15) \quad P(t) = \exp \left[- \int_0^t \lambda(t) dt \right]; \quad Q(t) = 1 - \exp \left[- \int_0^t \lambda(t) dt \right];$$

$$f(t) = \lambda(t) \exp \left[- \int_0^t \lambda(t) dt \right]; \quad T_{cp} = \int_0^\infty \exp \left[- \int_0^t \lambda(t) dt \right] dt.$$

Най-голямо практическо приложение има случаят, при който $\lambda = \text{const}$, съответстващ на периода на нормална експлоатация на изделието. За този период интензивността на отказите на елементите λ_0 може да се отчете от справочниците и за определяне на показателите на надеждност да се използват изразите:

$$(7.16) \quad P(t) = \exp(-\lambda_0 t), \quad \text{а при } \lambda_0 t \ll 1 \quad P(t) \approx 1 - \lambda_0 t;$$

$$f(t) = \lambda_0 \exp(-\lambda_0 t); \quad T_{cp} = 1/\lambda_0.$$

При известно средно време за безотказна работа функционалните зависимости между показателите на надеждност за периода на нормална експлоатация ($\lambda = \lambda_0 = \text{const}$) се представят по следния начин:

$$(7.17) \quad P(t) = \exp[-t/T_{cp}], \quad \text{а при } T_{cp} \ll t \quad P(t) \approx -t/T_{cp}$$

$$f(t) = \frac{1}{T_{cp}} \exp[-t/T_{cp}].$$

Получените след обработка на статистическите данни закони на разпределение на показателите на надеждност могат в повечето случаи да се апроксимират с достатъчна точност с известни теоретични функционални зависимости. Най-голямо приложение в теорията и практиката на надеждността има експоненциалният закон на разпределение на честотата на отказите, чието аналитично описание се дава с израза:

$$(7.18) \quad f(t) = \lambda \exp(-\lambda t),$$

където параметърът на разпределението λ е постоянна величина. Този закон се използва за оценка на надеждността на сложни изделия, чито откази се обуславят от голям брой комплектоваци елементи, за които практически не са свойствени значителни изменения на параметрите поради стареене и износване. Следователно експоненциалният закон описва надеждностните характеристики на изделията в периода на нормалната им експлоатация, където се проявяват внезапните откази, които имат случаен характер. За периодите на дефектиране и стареене на изделието този закон не е валиден, тъй като за тях λ не е постоянна

величина. За определяне на основните показатели на надеждност при експоненциално разпределение могат да се използват формулите (7.16)

За оценка на надеждността на изделияята в периода на стареене, където се проявяват постепенните откази, сравнително точни резултати се получават при използване на закона за нормално разпределение. Прътността на разпределение на отказите в този случай се представя по следния начин:

$$(7.19) \quad f(t) = \frac{1}{\sigma(2\pi)^{1/2}} \exp(-0.5z^2),$$

където z е нормирана променлива, която е равна на отношението на текущото отклонение на случайната величина t от математическото очакване T_{cp}^* и на средноквадратичното отклонение σ , т.е.:

$$(7.20) \quad z = (t - T_{cp}^*)/\sigma; \quad \sigma = \left[\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (t_i - T_{cp}^*)^2 \right]^{1/2}.$$

Със $**$ ще бъдат маркирани показалите на надеждност на изделияята в периода на стареене. Вероятността за безотказна работа за този период може да се определи като се има предвид функционалната зависимост на $P(t)$ от честотата на отказите $f(t)$:

$$(7.21) \quad P^*(t) = 0.5 - \Phi(z),$$

където $\Phi(z)$ е функция на Лаплас, чийто стойности се отчитат от спрачочниците.

При едновременно отчитане на внезапните откази, проявяващи се в периода на нормална експлоатация на изделието и на постепенните откази, характерни за неговия период на стареене, за оценка на надеждността при условие, че двата вида откази са независими помежду си, се използва формулата:

$$(7.22) \quad P(t) = \exp(-\lambda_0 t)[0.5 - \Phi(z)].$$

15. 7.3. ОЦЕНКА НА НАДЕЖДОСТТА ПРИ ПРОЕКТИРАНЕ НА РСА

Надеждността на всяко радиоелектронно изделие от по-високо иерархично ниво (функционален възел, блок, апаратура) се определя от количеството и надеждността на съставящите го градивни елементи. Под градивни елементи или за краткост елементи на едно изделие трябва да се разбират не само традиционните радиоелектронни елементи (резистори, кондензатори, бобини, трансформатори, диоди, транзистори, интегрални схеми и т.н.), но и отделните функционални възли

блокове, които го изграждат. При това от съществено значение е начинът на свързване на елементите, т.е. структурата на изделието, от която зависи какъв модел ще се използва за изчисляване на неговата надеждност. Съществуват три основни модели, при които свързването на елементите по отношение на надеждността може да бъде последователно, паралелно и смесено. Трябва да се подчертая, че електрическото свързване на елементите и свързването им по отношение на надеждността се различават и затова не трябва да се смесват.

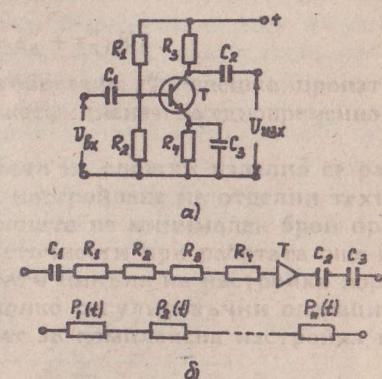
Елементите на едно изделие са свързани последователно по отношение на надеждността, когато отказът на който и да е от тях предизвика отказ на цялото изделие. Този модел се среща най-често при оценка на надеждността на радиоелектронните изделия. Типичен пример на възел, чийто елементи са свързани последователно по отношение на надеждността, е транзисторното усилвателно стъпало, представено на фиг. 7.3a, под което е даден и неговият последователен надеждостен модел (б). Когато последователно свързаните елементи са независими един от друг, вероятността за безотказна работа на изделието е равна на произведението от вероятностите за безотказна работа на съставящите го елементи:

$$(7.23) \quad P(t) = P_1(t)P_2(t)\dots P_n(t) = \prod_{i=1}^n P_i(t).$$

Ако изделието е съставено от равното надеждни елементи, т.е. $P_1(t) = P_2(t) = \dots = P_n(t)$, израз (7.23) придобива вида: $P(t) = P_{el}(t)$, където с индекс "ел" е маркирана вероятността за безотказна работа на елементите. Получените изрази потвърждават очевидния извод, че надеждността намалява с нарастване на броя на елементите.

Както беше вече споменато, за периода на нормална експлоатация на елементите, където интензивността на отказите на всеки от тях е постоянна величина, надеждността се описва с експоненциална зависимост, т.е. $P_1(t) = \exp(-\lambda_1 t), \dots, P_n(t) = \exp(-\lambda_n t)$. С използване на израз (7.23) може да се докаже, че интензивността на отказите Λ на изделие, съставено от n на брой градивни елементи, е сума от интензивността на отказите на отделните елементи λ_i :

$$(7.24) \quad \Lambda = \lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_n = \sum_{i=1}^n \lambda_i.$$



Фиг. 7.3

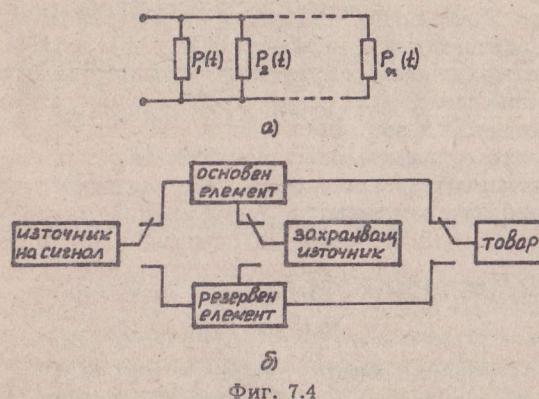
Следователно за определяне на вероятността за безотказна работа на изделие в периода на неговата нормална експлоатация е необходимо да се сумира интензивността на отказите на съставящите го елементи и тази стойност да се замести в израза:

$$(7.25) \quad P(t) = \exp(-\Lambda t) = \exp \left[- \sum_{i=1}^n \lambda_i t \right].$$

Като се използват зависимостите между средната отработка до отказ и интензивността на отказите за периода на нормална работа на елементите $\lambda_1 = 1/T_{cp1}, \dots, \lambda_n = 1/T_{cpn}$, за средната отработка до отказ на изделието може да се запише:

$$(7.26) \quad T_{cp} = 1/\Lambda = (1/T_{cp1} + 1/T_{cp2} + \dots + 1/T_{cpn})^{-1}.$$

При изделияя, в които са включени равнодеждни елементи, този показател се определя по формулата $T_{cp} = T_{el}/n$, където T_{el} е средна отработка до отказ на елементите.

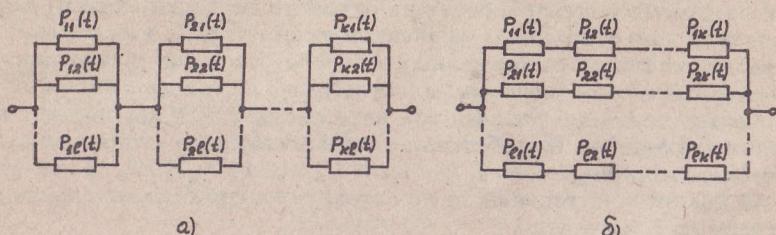


го елементи в този случай е удобно да се работи с противоположното събитие на вероятността за безотказна работа, т.е. с вероятността за отказ. Анализът показва, че вероятността за отказ на изделие, чийто елементи са независими един от друг и са свързани паралелно по отношение на надеждността, е равна на произведението от вероятностите за отказ на отделните елементи, т.е.:

$$(7.27) \quad Q(t) = \prod_{i=1}^n Q_i(t) = \prod_{i=1}^n [1 - P_i(t)].$$

За изделие, съставено от равнодеждни елементи, този израз придобива вида: $Q(t) = [1 - P_{el}(t)]^n$. Получените изрази потвърждават основното свойство на изделияя от този тип, чиято надеждност може да се

подобри съществено чрез увеличаване на броя на паралелно свързаните елементи. Това свойство е основа на резервирането в радиоелектрониката, при което с цел повишаване на надеждността на едно изделие в него се въвеждат допълнителни елементи, дублиращи функциите на основните. При това основните и дублиращите елементи могат да бъдат включени постоянно към източника на сигнал, товара и захранващия източник, или резервните елементи да се превключват на мястото на основните само в случай на отказ на последните, (фиг. 7.4б). В качеството на основен и резервен елементи могат да се разглеждат например някои от блоковете на отговорна приемна апаратура: високочестотния усилвател, тунера и др. При особено високи изисквания за надеждност на някои блокове се използва няколократно резервиране. Постоянното резервиране, при което резервните елементи работят едновременно с основните, се прилага в невъзстановяими изделия, където е недопустимо дори и кратковременно прекъсване на работата, например в бордовите апаратури. По-евтино, но същевременно по-малко надеждно (поради използването на превключватели), е вторият тип резервиране – чрез заместване на отказалия елемент с резервен, което се осъществява с помощта на автоматични превключващи устройства или ръчно.



В радиоелектрониката са известни и изделия, чийто елементи могат да се разглеждат като свързани смесено по отношение на надеждността. Модел на такова свързване е представен на фиг. 7.5, като той съдържа общо k на брой последователно свързани звена, всяко от които има по l паралелно включени елементи. На базата на направените до тук разглеждания за надеждността на всяко звено може да се запише:

$$(7.28) \quad Q_{3B}(t) = \prod_{i=1}^l Q_i(t),$$

а за вероятността за безотказна работа на изделието:

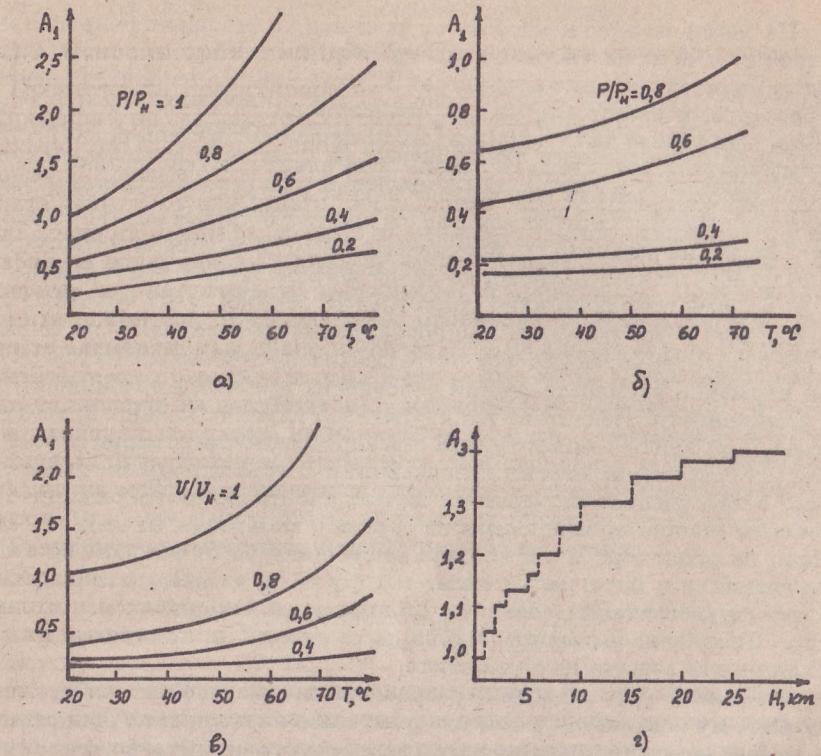
$$(7.29) \quad P(t) = \prod_{j=1}^k [1 - Q_{3Bj}(t)].$$

Смесеното свързване може да бъде реализирано и като l звена, съдържащи k на брой последователно свързани елементи, се включват паралелно (фиг. 7.5б). Надеждността на такова изделие се определя по подобен начин с използване на известните формули за последователно и паралелно включване на елементите по отношение на надеждността. Не представлява трудност и определянето на надеждността в случаите, когато отделните звена не съдържат еднакъв брой елементи.

От приведените формули в този раздел става ясно, че за оценка на надеждността на едно изделие е необходимо да се знае интензивността на отказите на съставящите го елементи. Обикновено в справочници се дава базовата интензивност на отказите λ_0 на радиоелектронните елементи при работата им при номинално електрическо натоварване (номинални токове, напрежения, мощности) и номинални стойности на външните въздействащи фактори (температура 20°C, атмосферно налягане 101 kPa, относителна влажност на въздуха 65 ± 5% и т.н.). Влиянието на електрическия режим и на параметрите на околната среда (температура, влага, налягане, прах и пясък, радиация, биологични фактори, механични натоварвания) върху надеждността на елементите се отчита с помощта на *кофициенти на влияние* A_j . Те показват колко пъти се изменя интензивността на отказите на даден елемент спрямо базовата λ_0 при отклонение на електрическия режим и на параметрите на средата от техните номинални стойности. Електрическият режим се характеризира с *кофициенти на натоварване на елементите по ток* k_I , по напрежение k_U , по мощност k_P , като съответният коффициент представлява отношение на работната към номиналната стойност на електрическата величина: $k_I = I_p/I_n$; $k_U = U_p/U_n$; $k_P = P_p/P_n$. В най-общия случай реалната интензивност на отказите на един елемент може да се определи по формулата:

$$(7.30) \quad \lambda = \lambda_0 A_1 A_2 \dots A_n .$$

Между отделните фактори съществуват сложни взаимни връзки (на пример температурата зависи от разсейваната мощност, относителната влажност – от температурата и т.н.), поради което определянето на кофициентите на влияние се извършва на базата на експериментално-статистически изследвания, като техните стойности се дават най-често под формата на графики и таблици. При това един и същ коффициент може да отчита едновременно влиянието на два и повече фактора. За илюстрация на казаното на фиг. 7.6 са дадени зависимости на кофициента A_1 , отчитащ едновременното въздействие на натоварването по мощност (k_P) и температурата (T) на постоянни резистори (а) и на силициеви транзистори (б), а така също кофициентът A_1 , отчитащ едновременното въздействие на натоварването по напрежение (k_U) и температурата на керамични кондензатори (в). Представените графични зависимости позволяват лесно да се установи, че примерно при температура 70°C и коффициент на натоварване по мощност на резистора $k_P = 0,8$, интензивността на отказите нараства почти два пъти в сравнение с тази при номинални условия. За по-голямо удобство



Фиг. 7.6

данные за кофициентите на влияние на електрическия режим и температурата на околната среда върху надеждността на различни пасивни и активни елементи се дават в справочната литература в табличен вид.

Ако с A_2 се означи коффициентът, отчитащ едновременното въздействие на влагата и температурата, за неговите стойности при повишена влажност на въздуха (90...98%) може да се приеме: $A_2 = 2$ – при температура на въздуха $T = 20^{\circ}\dots 25^{\circ}\text{C}$ и $A_2 = 2,5$ – при $T = 30^{\circ}\dots 40^{\circ}\text{C}$.

Влиянието на налягането върху надеждността на елементите се отчита чрез коффициента A_3 , чиято зависимост от височината H е представена на фиг. 7.6г.

Нарастването на интензивността на отказите при механични натоварвания на елементите (вибрации, удари) може да се отчете с коффициента A_4 , който в зависимост от условията на експлоатация на апаратурата приема следните стойности: $A_4 = 1,37$ – за корабна апаратура; $A_4 = 1,46$ – за апаратура, монтирана в автомобили; $A_4 = 1,54$ – за апаратура, монтирана във влакове; $A_4 = 1,65$ – за самолетна апаратура.

На базата на изложеното могат да се направят следните препоръки за повишаване на надеждността на градивните елементи, а от там и на самата радиоелектронна апаратура. За да се избегне началният период от работата, характеризиращ се с повищена интензивност на отказите, елементите трябва да се подложат на предварителна тренировка. Когато изделията са изградени от голям брой елементи, последните трябва да се подбират с висока надеждност и да се поставят в облекчени електрически режими. Опитът показва, че най-подходящо е електрическото натоварване на резисторите и кондензаторите да се избира в границите от 20 до 60% от номиналното; за диоди и транзистори тези граници са от 30 до 50% от максимално допустимите стойности на токовете, напреженията и разсейваните мощности, дадени в каталозите на фирмите-производителки; за интегралните схеми електрическото натоварване при нормални експлоатационни условия не трябва да превишава 70% от номиналното. Най-добър конструктивен вариант на една апаратура е този, при който температурата е разпределена равномерно в нейния обем (с отствие на местни прегрявания). В това отношение трябва да бъдат взети специални мерки за охлаждане на силно нагряващите се елементи (например използване на вертикален монтаж на мощните резистори, на радиатори и топлоотвеждащи шини за охлаждане на активни елементи и интегрални схеми и т.н.), да се избягва разполагането на термо чувствителни елементи в близост до източници на топлина и др. Специално внимание трябва да се отделя на герметизацията и механичната защита на елементите.

В техническото задание за разработка на едно изделие, наред с качествените му показатели, се задава и неговата надеждност. Това означава, че още на етап проектиране, по зададена структура и вероятност за безотказна работа на изделието, трябва да се определят надеждностните характеристики на изграждащите го елементи. Съобразно вида на изделието и разполагаемата информация за надеждност на елементите за целта могат да се използват различни подходи. Ако изделието е съставено от n на брой еднородни елементи, т.е. такива, чиято надеждност е близка по стойност, за ориентировъчно изчисляване на надеждността в периода на нормална експлоатация може да се използва израз (7.25), от който за интензивността на отказите на елементите може да се запише:

$$(7.31) \quad \lambda_{\text{ел}} = -\ln P(t)/nt.$$

Получените стойности на $\lambda_{\text{ел}}$ трябва да се съпоставят със справочни таблици с точност до един порядък, за да се установи дали избраната структура на изделието удовлетворява поставените изисквания за неговата надеждност. В определени граници по-голямата стойност на $\lambda_{\text{ел}}$ се компенсира чрез облекчаване на електрическите и топлинни режими на елементите.

Когато като показател на надеждност на изделието е зададено средното време за безотказна работа $T_{\text{ср}}$, съгласно (7.26) интензивността

на отказите на равнонадеждните елементи се определя от:

$$(7.32) \quad \lambda_{\text{ел}} = 1/nT_{\text{ср}}.$$

В редица практически случаи електронните изделия са съставени от различни по сложност и надеждност възли (блокове). За осигуряване на зададената надеждност на разработано изделие в такива случаи е необходимо още на етап проектиране да се определи ориентировъчно надеждността на градивните му елементи. Това предполага правилен избор на модел на свързване на възлите (блоковете) по отношение на надеждността и използване на кофициенти, отчитащи тяхната степента на сложност и интензивност на отказите. Степента на сложност ς на i -тия възел (блок) се определя като отношение на броя на включените в него елементи n_i към общия брой N на съдържащите се в изделието елементи, т.е. $\varsigma_i = n_i/N$. По-горе беше показано, че в повечето случаи средната честота на отказите на възстановяими изделия $\omega(t)$ в периода на тяхната нормална експлоатация съвпада с интензивността на отказите Λ . Ако се приеме, че изделието е изградено от k възли (блокове), включващи равнонадежди елементи, тогава интензивността на отказите на i -тия възел (блок) може да се определи от $\Lambda_i = \varsigma_i \Lambda$, а за интензивността на отказите на изделието да се запише:

$$(7.33) \quad \Lambda = \varsigma_1 \Lambda + \varsigma_2 \Lambda + \dots + \varsigma_k \Lambda = \sum_{i=1}^k \varsigma_i \Lambda.$$

Обикновено като показател на надеждност на едно разработано изделие се задава вероятността за безотказна работа за определен интервал от време $P(t)$ или средното време за безотказна работа $T_{\text{ср}}$, от които чрез използване на зависимостта $P(t) = \exp(-\Lambda t)$ и $T_{\text{ср}} = 1/\Lambda$ лесно се изчислява неговата интензивност на отказите Λ . При известна Λ на изделието и кофициенти на сложност на градивните му елементи се определя необходимата надеждност на съставящите го възли (блокове).

Различната надеждност на възлите (блоковете) на едно изделие може да се отчете чрез кофициентите на относителна интензивност на отказите $\delta_i = \lambda_i / \lambda_{\text{ср}}$ ($i = 1, 2, \dots, k$), чиито стойности за редица радиоелектронни апаратури са определени и дадени в справочници. При зададена интензивност на отказите на изделието Λ и едновременно отчитане на степента на сложност и относителната интензивност на отказите на неговите възли, за определяне на разпределението на необходимата надеждност между възлите може да се използва формулата:

$$(7.34) \quad \Lambda_i = \varsigma_i \delta_i \Lambda \left[\sum_{j=1}^k \varsigma_j \delta_j \right]^{-1}.$$

Получените стойности на Λ_i се осигуряват чрез правилен подбор на елементите и техните електрически и топлинни режими.

7.4. ИЗПИТВАНЕ НА НАДЕЖДНОСТ НА РАДИОЕЛЕКТРОННИ ИЗДЕЛИЯ

(16) Заложената при проектиране и производство на едно изделие надеждност зависи от голям брой фактори, по-важни от които са: пълнотата на отчитане при проектирането на условията за експлоатация; изборът на изчислителен метод, на схема и конструкция; качеството на използвани материали и комплектоваци из изделия, а така също и на избрания технологичен процес; квалификацията на обслужващия персонал и др. Основна задача на изпитването на надеждност е проверка на реалните показатели на надеждност на разработвани и произвеждани изделия с цел своевременно отстраняване на причините за тяхното занижаване. Те са част от общите изпитвания на изделията, към които се причисляват още функционалните, климатичните и механичните изпитвания. Изпитванията на надеждност се делят на определителни и контролни.

Определителните изпитвания на надеждност се провеждат при разработката на ново изделие или усъвършенстване на вече съществуваща такова. За целта се използват *опитни образци* на изделието, чийто показатели на надеждност се сравняват с изискванията на техническото задание. По резултатите от тези изпитвания се оценява правилността на схемните и конструктивни решения, качеството на изпълнението, технологията, ефективността на внесените изменения и т.н. Това позволява по необходимост, още преди внедряването в производство на едно изделие, да се вземат мерки за повишаване на неговата надеждност.

Контролните изпитвания на надеждност се провеждат периодично с цел да се следи качеството на произвеждани изделия, а така също при изменения на конструкцията, материалите, технологията и т.н. по време на производство. При тях се контролира *случайна извадка* от произведената партида, включваща значително по-голям брой изделия, отколкото при определителните изпитвания. Въз основа на получените резултати се прави анализ на констатирани откази и се установяват причините за тяхното настъпване (нарушения в технологичния процес, недостатъци в конструкцията, ниско качество на използвани материали и комплектоваци из изделия и др.). За контролните изпитвания се регламентират предварително едно или две нива на надеждност. В първия случай се определя само *ниво на отхвърляне на партидата*, което се дефинира чрез минимално допустимата стойност на вероятността за безотказна работа $P_d(t)$ в продължение на дадена отработка t или чрез минимално допустимата стойност на средната отработка до отказ (средното време за безотказна работа) $T_{срд}$ при зададен риск (*доверителна вероятност*) на потребителя β . При контролни изпитвания с две нива на надеждност се регламентира и *ниво на приемане*, като за целта се използва зададената в техническата документация вероятност за безотказна работа $P_r(t)$ за определена отработка t , или зададената стойност на средната отработка до отказ $T_{срг}$ при риск на производителя α . Чрез

използваните индекси се маркират долната (д) и горната (г) граници на допустимия интервал на изменение на изследвания параметър при зададени рискове на производителя и потребителя. Рискът на потребителя се изразява в приемането на партида от ненадеждни изделия, а този на производителя – в бракуването на партида от годни изделия.

И при двата вида изпитвания показателите на надеждност се получават след статистическа обработка на данните от изпитването на ограничен брой изделия и се разпространяват за цялата партида. Ето защо те имат само оценъчен характер.

В зависимост от условията, при които се провеждат изпитванията на надеждност, те биват експлоатационни и лабораторни.

При *експлоатационните изпитвания* изделията се използват според своето предназначение, като едновременно с това се събират данни за състоянието им: появили се неизправности, откази, извършена отработка и т.н. Тяхно предимство е провеждането им в реални експлоатационни условия, при което се получават действителните оценки на показателите на надеждност, интересуващи производителя и потребителя. Основен недостатък на експлоатационните изпитвания е голямата продължителност на периода за натрупване на информация.

Лабораторните изпитвания се провеждат в специално оборудвани лаборатории, където изкуствено се моделират условия, близки или еднакви с експлоатационните. За целта чрез анализиране на условията в мястото на работа на изделието се разкриват най-вероятните стойности на основните фактори, влияещи върху неговата работоспособност: повишена и понижена температура; циклично изменение на температура; едновременно въздействие на повишена влажност и температура; вибрации и удари; повишено и понижено захранващо напрежение и др. От своя страна лабораторните изпитвания се разделят на *нормални* и *ускорени*. Първите се провеждат при режими и условия, които са в границите на номиналните работни условия на изделието, като тяхната продължителност t_i е равна на чистото време (без престоите) на работа при експлоатация t_e . При ускорените изпитвания времето за изпитване е съкратено, т.е. $t_i < t_e$, като в зависимост от натоварванията те могат да се провеждат в нормален или във форсирани режим.

Ускорените изпитвания в нормален режим, наречени още *съкратени изпитвания на надеждност*, се основават на принципите на прогнозиране на случаини процеси. Съкращаването на времето на изпитване при тях се постига чрез екстраполиране на закономерностите, получени в резултат на непродължителни изпитвания на изделието в нормални за експлоатацията му режими и външни условия. За целта се подлагат на изпитване N изделия от даден тип, които работят при близки до нормалните условия, като в зададени моменти от време $t_0, t_1, t_2, \dots, t_k$ се измерват стойностите на техния определящ параметър x (в качеството на определящ параметър може да се избере съ противлението на резистори, капацитетът на кондензатори, коефициентът на усиливане на усилватели, чувствителността и избирателността на приемници и т.н.).

Получените данни за изменение на избрания параметър през времето на изпитване t_k се използват за оценка на вероятността $P(t_e)$ за това, че в края на експлоатационния срок на изделието t_e , неговият определящ параметър няма да превиши зададена стойност $x_{\text{доп}}$. Когато изчислена стойност на $P(t_e)$ удовлетворява изискванията на производителя и потребителя, изпитваната партида се приема. Количествена оценка на ускоряването на изпитването дава коефициентът на ускоряване $K_y = t_e/t_k$, чийто стойности варират от 1,5 до 5.

Форсирани ускорени изпитвания се основават на факта, че при повишаване на натоварването на изделията, тяхната надеждност намалява многократно, което е свързано с износване и стареене на материалите. Познавайки закона, по който се увеличава интензивността на отказите при нарастване на натоварването, може значително по-рано, отколкото при нормалните изпитвания, да се направи заключение за реалната надеждност на изделието. При това отежняването на електрическите режими и на околните условия трябва да бъде такова, че изделието да работи нормално, без опасност от дефектиране и излизане от строя. Изборът на интензивността на ускоряващите фактори трябва да гарантира, че физичните процеси, които предизвикват стареене, износване и други явления, водещи до отказ, остават същите, каквито са при нормална експлоатация. По този начин се осигурява съответствие между условията на изпитване и тези на нормална експлоатация, което предполага една и съща последователност на появя на отказите и еднаквото им разпределение и в двата случая. Това съответствие се характеризира чрез *коefficient на времето*, представляващ отношение на времената, през които се появяват определен брой откази при нормално и при повишено натоварване и чрез *коefficient на натоварването*, представляващ отношение на броя на отказите, регистрирани за едно и също време, при нормално и повишено натоварване.

Според начина на провеждане на изпитванията и оценката на надеждността се различават три основни метода за изпитване на надеждност: метод на извадка със зададен обем; метод на еднократната и двукратната извадка и последователен метод.

Както беше вече споменато, при изпитването на надеждност на разработвани и произвеждани изделия се използват извадки от цялата съвкупност (партида). За да може извадката да служи за оценка на параметрите на всички, включени в партидата изделия, тя трябва да съдържа случайно избрани екземпляри (да бъде рандомизирана) и да има представителен характер (да бъде репрезентативна). Изпитванията се провеждат с цел да се определят характеристиките на изследваното случайно събитие или на случайния процес. При оценка на надеждността на радиоелектронните изделия се използват математическото очакване и доверителният интервал. За провеждане на изпитването е необходимо да се избере: план за изпитване, условия и режими на работа, критерии за отказ, начин на събиране и обработка на информацията и т.н.

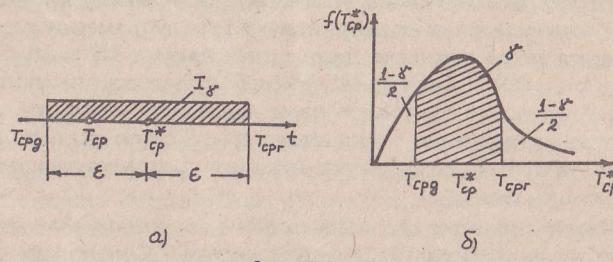
При съставяне на *плана за изпитване* трябва да се посочи броят на изпитваните изделия, моментът на завършване на изпитването и начинът на възстановяване на работоспособното състояние при появя на отказ. В зависимост от конкретните условия и възможности в практиката се използва един от следните планове: $[N, U, N]$; $[N, U, T]$; $[N, U, r]$; $[N, U, (r, T)]$; $[N, R, T]$; $[N, R, r]$; $[N, R, (r, T)]$; $[N, M, T]$; $[N, M, r]$ и $[N, M, (r, T)]$. Използваните букви имат следното значение: N – брой на изпитваните изделия; T – продължителност на изпитването; r – брой на отказите, до регистрарирането на които се провежда изпитването; U – отказалите по време на изпитването изделия не се възстановяват и не се заменят с нови; R – отказалите по време на изпитването изделия се заменят с нови; M – отказалите изделия се възстановяват (ремонтират) и се включват отново в изпитването. Плановете с буква U и R се използват при изпитване на невъзстановяеми изделия, а тези с буква M – при изпитване на възстановяеми изделия. Така например $[N, U, N]$ е план, при който изпитваната извадка включва N изделия; отказалите по време на изпитването изделия не се възстановяват и не се заменят с нови; изпитването продължава до отказ на всичките, участващи в изпитването изделия. Ако броят на изпитваните изделия $N = 40$ и изпитването трябва да продължи 1000 часа, или до отказ на 20 от тях, като при това отказалите изделия не се възстановяват и не се заменят с нови, плановете за изпитване се записват по следния начин: $[N = 40, U, T = 1000h]$ и $[N = 40, U, r = 20]$. Планът $[N, M, (r, T)]$ показва, че изпитването на извадка от N изделия трябва да продължи до появата на r отказа, ако времето до възникване на r -тия отказ $t_r < T$, или до изтичане на времето T , когато $t_r > T$; отказалите изделия се възстановяват и тяхното изпитване продължава.

Методът на извадка със зададен обем се използва за оценка на надеждността на разработвани изделия, когато се разполага с ограничен брой опитни образци и не съществува възможност за промяна на обема на извадката. Той е база за провеждане на определителните изпитвания на надеждност, по резултатите от които се оценява съответствието на показателите на надеждност на разработваното изделие с тези, посочени в техническото задание.

Нека в резултат на изпитване на извадката по един от горните планове е получена поредица от стойности t_i ($i = 1, 2, \dots, k$) на величината, която е обект на измерване, например отработката до отказ на невъзстановяеми изделия. Разглежданата величина е случайна и изчерпваща характеристика за нея е законът за разпределение. Обикновено за определяне на този закон е необходимо да се разполага поне с 50...60 реализации на случайната величина, а това изисква изпитването на голем брой изделия в течение на продължително време. Ако периодът на дефектиране е преминал и изпитването се провежда в периода на нормална експлоатация, може да се приеме, че законът на разпределение на отработката до отказ е експоненциален и в зависимост от плана на изпитване с помощта на формули (7.6) и (7.7) да се изчисли нейната средна

стойност T_{cp} , която се разглежда като точкова оценка на изследвания показател на надеждност. Точковата оценка се колебае около истинската стойност на определяния показател, като нейната стойност зависи съществено от броя на наблюдаваните откази. За практиката на надеждността тя не е достатъчна за определяне на избрания показател на надеждност, тъй като не носи информация за отдалечеността си от истинската стойност и доверието, с което трябва да се отнесем към нея. По-изчерпателна характеристика на един показател на надеждност дава интервална оценка. За нейното определяне е необходимо да се изчислят границите на т. нар. доверителен интервал I_γ , който включва истинската стойност на оценявания показател със зададена доверителна вероятност γ . Нека е определена точковата оценка T_{cp}^* на показателя средна отработка до отказ и е необходимо да се оцени точността на получения резултат със зададена вероятност γ . Задачата се свежда до определяне на числото ε така, че вероятността за попадане на истинската стойност на показателя T_{cp} в интервала $I_\gamma = (T_{cp}^* - \varepsilon; T_{cp}^* + \varepsilon)$ да е равна на γ (фиг. 7.7a), т.е.:

$$(7.35) \quad P(|T_{cp}^* - T_{cp}| < \varepsilon) = P(T_{cp}^* - \varepsilon < T_{cp} < T_{cp}^* + \varepsilon) = \gamma.$$



Фиг. 7.7

Числото ε се нарича абсолутна доверителна грешка на точковата оценка T_{cp}^* и чрез нея се определят долната и горна доверителни граници $T_{cpd} = T_{cp}^* - \varepsilon$ и $T_{cpr} = T_{cp}^* + \varepsilon$ на оценявания показател T_{cp} . За определяне на доверителния интервал I_γ на показателя T_{cp} е необходимо да се познава закона на разпределение на точковата оценка $f(T_{cp}^*)$. Тогава при зададена вероятност γ границите на доверителния интервал се определят така, че площта, ограничена между кривата на разпределение $f(T_{cp}^*)$ и абцисната ос (фиг. 7.7b), да е равна на γ , т.е.:

$$(7.36) \quad \int_{T_{cp}^* - \varepsilon}^{T_{cp}^* + \varepsilon} f(T_{cp}^*) dT_{cp}^* = \gamma.$$

Изразът (7.36) позволява да се определи както ε при зададена доверителна вероятност γ , така и γ при зададена големина на ε .

Обикновено в практиката на изпитателната надеждност за определяне на границите на доверителния интервал се процедира по следния начин. Въвежда се случайната величина x , която е равна на удвоеното отношение на сумарната отработка на вклучените в извадката изделия t_S и средната отработка до отказ T_{cp} , т.е. $x = 2t_S/T_{cp}$. Определянето на t_S зависи от приетия план на изпитване, например при изпитване на N на брой невъзстановяеми изделия до възникването на r откази:

$$(7.37) \quad t_S = \sum_{i=1}^r t_i + (N - r)t_r,$$

където t_i е отработка до отказ на i -то изделие, а t_r – време, в продължение на което се появяват зададените r на брой откази.

Когато изпитването се провежда в продължение на време t_u , тогава:

$$(7.38) \quad t_S = \sum_{i=1}^k t_i + (N - k)t_u,$$

където с k са означени броят на отказите за времето t_u .

От математическата статистика е известно, че за периода на нормална експлоатация на изделията случайната величина x има χ^2 -разпределение с $2r$ ($2k$) степени на свобода. Неговите численi стойности $\chi_P^2(s)$ в зависимост от степените на свобода s и зададената доверителна вероятност P са дадени в математическите справочници. Нека означим с Δ вероятността за излизане на x от границите на доверителния интервал и я изразим чрез зададената вероятност за попадане на x в същия интервал γ : $\Delta = (1 - \gamma)/2$. Тогава за определяне на границите на доверителния интервал може да се използват изразите:

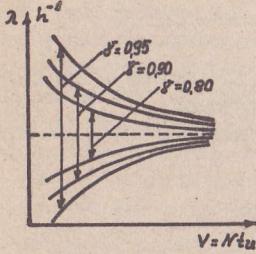
$$(7.39) \quad T_{cpd} = \frac{2t_S}{\chi_{1-\Delta}^2(s)}; \quad T_{cpr} = \frac{2t_S}{\chi_\Delta^2(s)}.$$

В много практически случаи е достатъчно определянето само на една от границите, например при оценка на средната отработка до отказ е необходимо да се знае долната, а за интензивността на отказите – горната граница.

За илюстриране на този метод ще бъде разгледан следният пример. Нека изпитването се провежда по плана $[N = 50; U; r = 10]$ и е необходимо да се изчислят границите на доверителния интервал, в който би попаднала средната отработка до отказ на даден тип изделия T_{cp} с доверителна вероятност $\gamma = 0,8$. По известни стойности на отработката до отказ на първите 10 изделия от извадката t_1, t_2, \dots, t_{10} првоначалното по формула (7.37) се изчислява сумарната отработка на съдържащите се в извадката 50 изделия $t_S = (t_1 + t_2 + \dots + t_{10}) + 40t_{10}$.

След това от справочника се отчитат квантилите на χ^2 -разпределение с $s = 2r = 20$ степени на свобода за две стойности на доверителната вероятност: $P_1 = \Delta = (1 - \gamma)/2 = 0,1$ и $P_2 = 1 - \Delta = 0,9$, при което се получава $\chi_{0,9}^2(20) = 28,412$ и $\chi_{0,1}^2(20) = 12,443$. Долната и горната граница на доверителния интервал на T_{cp} се определят по формула (7.39).

Границите на доверителния интервал I_γ зависят от зададената доверителна вероятност γ : колкото по-голяма е γ , толкова по-широки са границите на I_γ и обратно. Освен това ширината на доверителния интервал зависи от обема на изпитването V , който се определя като произведение от броя на изпитваните изделия N и времето на изпитване t_i . При увеличаване на обема на изпитването нараства вероятността истинската стойност на изследвания показател да се намира в определени граници, т.е. при една и съща доверителна вероятност γ с увеличаване на V доверителният интервал се стеснява и при $V \rightarrow \infty$ границите на доверителния интервал клонят към истинската стойност на показателя на надеждност. Описаните закономерности са илюстриране на фиг. 7.8.



Фиг. 7.8

Методът на еднократната и двукратната извадка се използва при провеждане на контролните изпитвания на надеждност.

Методът на еднократната извадка се състои в следното. От контролираната партида произведени изделия се прави **случайна извадка с предварително изчислен обем N** . След това по зададени ниво на отхвърляне ($P_d(t)$ или T_{cpd}) и ниво на приемане ($P_r(t)$ или T_{cpr}) на партидата и приети доверителни вероятности (рискове) на потребителя (β) и на производителя (α) се определя т.нр. **нормативна оценка на надеждността на партидата C** . Извадката се подлага на изпитване и по получените резултати се определя статистическата оценка на разглеждания показател на надеждност, който се сравнява с нормативната оценка C : ако показателят е по-голям от C , надеждността на партидата се счита за удовлетворителна и тя се приема, в противен случай партидата се бракува.

Нека допуснем, че нивото на отхвърляне се задава чрез средната отработка до отказ T_{cpd} . Нивото на приемане T_{cpr} може да бъде зададено или да се изчисли по зададената вероятност за безотказна работа $P_r(t)$ в продължение на време t по формулата:

$$(7.40) \quad T_{cpr} = -\frac{t}{\ln P_r(t)}.$$

За определяне на необходимия обем на извадката N , гарантиращ вземането на достоверно решение за надеждността на партидата, се въвежда случайната величина $x = 2t_s/T_{cpr}$, където $t_s = t_1 + \dots + t_N$, за която е известно, че има χ^2 -разпределение с $2N$ степени на свобода. Доказано е,

че за удовлетворяване на изискванията на потребителя и производителя обемът на извадката трябва да се определи съгласно израза:

$$(7.41) \quad \frac{T_{cpr}}{T_{cpd}} = \frac{\chi_\beta^2(2N)}{\chi_{1-\alpha}^2(2N)}.$$

Нормативната оценка на надеждността на контролираната партида C при известен обем на извадката N може да се изчисли по формулата:

$$(7.42) \quad C = \frac{T_{cpr}\chi_{1-\alpha}^2(2N)}{2N} = \frac{T_{cpd}\chi_\beta(2N)}{2N}.$$

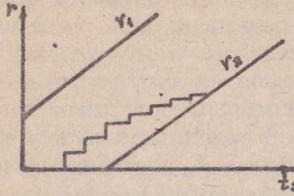
Партидата се приема при условие, че определената на базата на изпитването на извадката средна отработка до отказ $T_{cp} = (t_1 + t_2 + \dots + t_N)/N > C$, където t_i ($i = 1, 2, \dots, N$) е отработката до отказ на изпитваните изделия.

Методът на двукратната извадка се провежда на два етапа, като за тази цел се определят предварително обемите на двете извадки N_1 и N_2 и нормативните оценки за надеждност на партидата C_1 , C_2 и C_3 . Ако след изпитване на първата извадка с обем N_1 са констатирани r_1 откази, могат да се вземат следните решения: при $r_1 < C_1$ партидата се приема; при $r_1 > C_2$ партидата се бракува и при $C_1 < r_1 < C_2$ изпитванията продължават с използване на втората извадка с обем N_2 . При регистриране на r_2 откази по време на изпитване на втората извадка възможните решения за надеждност на партидата са две: при $(r_1 + r_2) < C_3$ партидата се приема, а при $(r_1 + r_2) > C_3$ партидата се бракува.

Разгледаните до тук методи за изпитване на надеждност използват извадка с предварително определен и неизменен обем, като решението за надеждността на контролираната партида от произведени изделия може да се вземе едва след приключване на изпитването.

Характерна особеност на **последователния метод** за изпитване на надеждност (метода на Валд) е, че решението за надеждност на партидата се взема в процеса на изпитване, като обемът на извадката не е известен предварително. За целта от контролираната партида се взема **случайна извадка с произволен обем N** . Като критерий за оценка на надеждността се избира сумарната отработка на включените в извадката изделия t_s . При предварително зададени нива на отхвърляне (T_{cpd}) и на приемане (T_{cpr}) и рискове на потребителя (β) и на производителя (α) условията за приемане или бракуване на партидата могат да се запишат по следния начин:

$$(7.43) \quad \begin{aligned} \frac{t_s}{T_{cpr}} &\geq \frac{T_{cpd}}{T_{cpr} - T_{cpd}} \left[r \ln \frac{T_{cpr}}{T_{cpd}} - \ln \frac{\beta}{1 - \alpha} \right] \\ \frac{t_s}{T_{cpr}} &\leq \frac{T_{cpd}}{T_{cpr} - T_{cpd}} \left[r \ln \frac{T_{cpr}}{T_{cpd}} - \ln \frac{1 - \beta}{\alpha} \right], \end{aligned}$$



Фиг. 7.9

където с $t_S = Nt$ е означена сумарната отработка на включените в извадката изделия в даден момент от време t , а с r – броят на всичките откази, регистрирани до този момент. Тези изрази позволяват да се построят линиите на съответствие r_2 и несъответствие r_1 (фиг. 7.9):

$$(7.44) \quad r_2 = a + bt_S; \quad r_1 = c + bt_S,$$

където

$$a = \frac{\ln[\beta/(1-\alpha)]}{\ln[T_{срд}/T_{срг}]}; \quad b = \frac{1/T_{срд} - 1/T_{срг}}{\ln[T_{срг}/T_{срд}]}; \quad c = \frac{\ln[1-\beta]/\alpha}{\ln[T_{срг}/T_{срд}]}.$$

По този начин се дефинират три области, в които е възможно да попадне изследваният показател: областта на несъответствие, разположена над права r_1 , където партидата се бракува; областта на съответствие, разположена под права r_2 , където партидата се приема и областта, ограничена между правите r_1 и r_2 , където се взема решение за продължаване на изпитването.

Графиката на последователния контрол на надеждност представлява стъпаловидна линия, която е изобразена на фиг. 7.9. За нейното построяване се процедира по следния начин. Нека с t_1, t_2, \dots, t_n се означат отработките до възникване на първия, втория и т.н. откази на изделията, включени в изпитваната извадка с обем N . Върху абцисната ос се нанася сумарната отработка на всичките изпитвани изделия в момента t_i ($i = 1, 2, \dots, n$), която се определя от $t_S = Nt_i$, а по ординантната – регистрираните до момента t_i откази $r = i$. Ако графиката на последователния контрол достигне линията на съответствие, се взема решение за съответствие на партидата с поставените изисквания. Ако тази графика достигне линията на несъответствие, партидата се бракува.

Последователният метод изиска по-малка извадка в сравнение с метода на еднократната и двукратната извадка, като същевременно той има и по-малка продължителност.

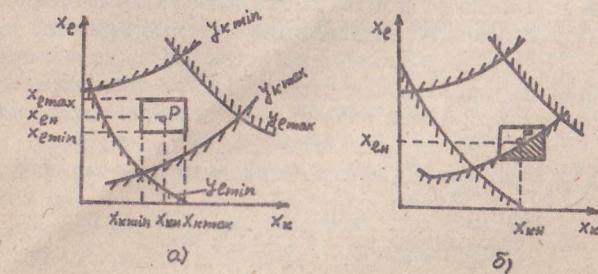
Разгледаните до тук изпитвания на надеждност се провеждат с използване на реални изделия и затова се наричат физични. Изпитването, анализа и изследването на надеждността на радиоелектронните изделия може да се проведе и чрез физично или математическо моделиране. В първия случай се изработва физичен модел на изделието, в който всички елементи, възли и блокове, оказващи най-съществено влияние върху определящия му параметър, се заместват с прости моделиращи клетки. Всяка от тези клетки е в състояние да имитира в течение на кратък интервал от време бавен случаен процес на изменение на определящия параметър на моделирания градивен елемент. Като резултат от многократно моделиране на процеса на изменение на параметрите на

отделните елементи, възли и блокове се натрупва множество от реализации на случаен процес на изменение на изходния параметър на изделието, които дават възможност да се оцени неговата надеждност.

При математическото моделиране се съставя система от уравнения, описваща поведението на изделието и изследването се извършва чрез решаване на тези уравнения при различни комбинации на факторите, влияещи върху надеждността на изделието. Ако се приеме, че изделието се характеризира с k на брой изходни параметри (коefficient на предаване, коefficient на нелинейни изкривявания, чувствителност и т.н.), върху чийто стойности оказват влияние m входни параметри (параметри на градивните елементи, на захранващите източници, на входните сигнали, на товара и на околната среда), математическият модел на това изделие представлява система от k уравнения с m променливи:

$$(7.45) \quad y_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_m), \quad i = 1, 2, \dots, k.$$

Допустимите граници на изменение на изходните параметри на едно изделие, в които се запазва неговата работоспособност, $y_{i \min} \leq y_i \leq y_{i \max}$ определят областта на безотказна работа (ОБР) на изделието. Когато зависимостите (7.45) са дадени в аналитичен вид, по зададени номинални стойности на изходните параметри на изделието $y_{i \text{н}}$ могат да се изчислят номиналните стойности на неговите входни параметри $x_{j \text{н}}$ и по този начин да се дефинира работната му точка (P). Нека с $x_{j \min}$ и $x_{j \max}$ се маркират границите на допустимо изменение на входните параметри, в които работоспособността на изделието се запазва. Тогава областта, ограничена от $x_{j \min}$ и $x_{j \max}$, определя работната област (РО) на изделието. Известно е, че производствените толеранси, изменението на захранващите напрежения и на външни условия (температура, влажност, налягане, механично натоварване) водят до известване на работната точка. За да се избегне появата на откази е необходимо това известване да бъде такова, че работната област да не излеза извън границите на областта на безотказна работа. Постановката на задачата за изпитване в този случай е представена графично на фиг. 7.10, където за нагледност е прието, че поведението на изделието



Фиг. 7.10

се характеризира само с един изходен параметър $y = f(x_1, x_2, \dots, x_m)$ и е разгледана само равнината на двете входни променливи x_k и x_l . В тази равнина чрез кривите $y_{k\min}$, $y_{k\max}$, $y_{l\min}$ и $y_{l\max}$ са фиксираны границите на проекцията на ОБР на изделието. Тези граници са получени чрез вариране със стойностите на x_k и x_l при неизменни, предварително зададени стойности на останалите входни параметри на изделието x_j ($j \neq k; j \neq l$). Когато РО на x_k и x_l не пресича ОБР (фиг. 7.10a), може да се твърди, че изделието е надеждно. В противен случай (фиг. 7.10b) ще се появи брак, което налага работната точка P да се измести така, че РО да попадне в границите на ОБР. Изложената процедура се повтаря за всички съществуващи комбинации на двойките входни променливи и лежи в основата на метода на граничните изпитвания на надеждност. Разгледаният графичен подход изисква провеждането на значителна експериментална и изчислителна работа, която може да се съкрати ако се определят предварително кофициентите на влияние q_{ij} на всеки от входните параметри x_j върху изследвания изходен параметър на изделието y_i . За целта се приема, че зависимостите (7.45) са диференцируеми в областта на работната точка y_{ih} , което позволява те да се разложат в ред на Тейлор и ако се ограничим до членовете от първи ред, може да се запише:

$$(7.46) \quad y_i = y_{ih} + \left(\frac{\partial f_i}{\partial x_1} \right)_h \Delta x_1 + \dots + \left(\frac{\partial f_i}{\partial x_m} \right)_h \Delta x_m = y_{ih} + \sum_{j=1}^m q_{ij} \Delta x_j,$$

където стойностите на кофициентите на влияние се получават чрез заместване на участващите в тях променливи с техните номинални стойности.

При неизвестни аналитични зависимости (7.45) определянето на q_{ij} се извършва експериментално, като за целта се процедира по следния начин. Първоначално изходните параметри на изделието се установяват да бъдат равни на номиналните си стойности. След това се задава достатъчно малко изменение Δx_j на един от входните параметри, например съпротивление, захранващо напрежение, температура и т.н., като останалите входни параметри се поддържат равни на номиналните си стойности и се измерва предизвиканото от него изменение на на i -тия изходен параметър Δy_i . Изменението Δx_j трябва да бъде няколократно по-малко от допустимото изменение на параметъра x_j . Приближителните стойности на кофициентите на влияние са равни на $q_{ij} \approx \Delta y_i / \Delta x_j$. При това тези кофициенти могат да имат както положителни, така и отрицателни стойности, от големината на които зависи степента на влияние на избрания параметър върху работата на изделието.

Условието за безотказна работа на изделието се записва във вида:

$$(7.47) \quad y_{i\min} \leq y_{ih} + \sum_{j=1}^m q_{ij} \Delta x_j \leq y_{i\max}.$$

Ако с $\Delta x'_j = x_{j\max} - x_{jh}$ и $\Delta x''_j = x_{jh} - x_{j\min}$ се означат границите на изменение на j -тия изходен параметър, където $j = 1, 2, \dots, m$ и те се заместват в (7.47), може да се установи дали работната област се съдържа в областта на безотказна работа или я пресича. В последния случай увеличаване на надеждността на изделието се постига чрез изместване на работната точка y_{ih} или чрез намаляване на толерансите $\Delta x'_j$ и $\Delta x''_j$ на входните променливи, влияещи най-съществено върху разглеждания изходен параметър на изделието.

7.5. ПРОГНОЗИРАНЕ НА НАДЕЖДНОСТТА

С нарастване на сложността на радиоелектронните изделия се затруднява оценяването на тяхната надеждност на базата на преки изпитвания, тъй като последните са твърде скъпи и продължителни. Поради това напоследък все по-актуално става прогнозирането на надеждността, при което се извършва предсказване или косвена оценка на надеждността на изделията с определена степен на достоверност, обоснована теоретично и потвърдена от практиката.

Състоянието X на един обект (изделие) се характеризира със съкупност от параметри x_p , изменищи се във времето и се представя в n -мерното пространство във вид на многомерна функция (вектор) на състоянието $X[x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]$. Параметрите x_p могат да бъдат напрежения в някои контролирани точки, токове, кофициент на предаване, време за установяване на предния фронт на импулса, спад на плоската част на импулса и т.н. Векторът на състоянието се изменя във времето и по този начин всяка точка k от n -мерното пространство на параметрите дефинира точно определено състояние на обекта X_k , което от гледна точка на надеждността може да се характеризира като изправно или неизправно. Дали състоянието X_k е изправно или неизправно се определя чрез използване на параметри S , характеризиращи най-пълно работоспособността на изделието, в качеството на които се използват обикновено допустимите изменения на неговите определящи параметри (съпротивление, капацитет, обратен колекторен ток, излъчена мощност, честота на генерираните трептения, стабилност на честотата, кофициент на усиливане, ширина на пропусканата лента, чувствителност, кофициент на двоична грешка и др.).

При прогнозирането се цели на базата на данни за поведението на изследвания обект в зададен интервал от време Δt_1 да се определи бъдещото му състояние в интервала Δt_2 . Това означава, че при известено изменението на функцията на състоянието $X(\Delta t_1)$ в интервала Δt_1 трябва да се намери най-достоверна екстраполация на по-нататъшния ход в интервала Δt_2 . В зависимост от типа на закономерностите за интервала Δt_1 , с които разполага изследователя, се различава детерминирано и вероятностно прогнозиране. При детерминираното прогнозиране съвкупността от прогнозириеми параметри x_p се задава с техните

стойности, измерени в няколко момента от време t_i , принадлежащи на интервала Δt_1 , а екстраполационните връзки между настоящето и бъдещото състояние на обекта се описват с аналитични изрази (най-често линейни и квадратични зависимости). Вероятностното прогнозиране се основава на използването на информация за разпределението на параметрите x_p във фиксирани моменти от време t_i на интервала Δt_1 . Обикновено това разпределение е нормално, което означава, че в момента t_i разглежданите параметрите x_p се характеризират със своето математическо очакване (средно аритметична стойност) $x_{p\bar{r}}(t_i)$ и средно квадратично отклонение $\sigma_{xp}(t_i)$. Вероятностното прогнозиране се свежда до определяне на вероятността за това, че в рамките на един бъдещ интервал от време Δt_2 векторът на състоянието на изследваното изделие ще се запази в границите на предварително зададен допуск. Освен предсказване на бъдещото поведение на обекта за интервала Δt_2 , прогнозирането позволява да се определи продължителността от време t_e , през което изделието може да работи безотказно. При детерминираното прогнозиране това време съответства на момента, в който относителното изменение на функцията на състоянието по отношение на нейната стойност в началния момент на наблюдение $[X(t_e) - X(0)]/X(0)$ стане равно на предварително зададен допуск D , който се използва като критерий за отказ. При вероятностния подход t_e се определя така, че вероятността за попадане на математическото очакване на относителното изменение на функцията на състоянието $m[\Delta X/X(0)]$ в предварително зададения интервал D да бъде равна на определена стойност η , т.e. $P\{m[\Delta X/X(0)] < D\} = \eta$.

В практиката на надеждността се използва и метод за прогнозиране на надеждността чрез разпознаване на образите. Разпознаването на образите е научно направление, което е свързано с разработка на принципи и построяване на системи, предназначени за определяне на принадлежността на даден обект към един от няколко предварително определени класове обекти (образи). Образът представлява област от n -мерното пространство на параметрите, към която могат да се отнесат множество обекти или явления. Всеки образ се характеризира с един (или няколко) определящ параметър S , по които той се различава от останалите образи. В практиката на надеждността този параметър се свързва с работоспособността на изделието. За формирани на образи, чрез които се разпознава състоянието на едно изделие, се процедира по следния начин. Предварително се избира признак за отказ на даден тип изделия, който се представя чрез граничната стойност на параметъра S , при която изделието губи своята работоспособност. Така например ако наблюдаваното изделие е усилвател, критерият за отказ може да се запише във вида $S < K_u$, където K_u е определена числена стойност на коефициента на усилване. Всички усилватели с коефициент на усилване по-голям от K_u се намират в работоспособно състояние, а тези, за които това условие не е изпълнено –

в неработоспособно състояние. След това се избират няколко контролирани параметри $x_1, x_2, \dots, x_p, \dots, x_k$ на изделието, които за разгледания пример с усилвателя могат да бъдат напрежения и токове в няколко характерни точки на схемата. От контролираната партида се взема статистическа извадка от N изделия, наречена обучаваща, за която в началния момент $t = 0$ се измерват контролираните параметри x_{pi} (първият индекс "p" съответства на номера на параметъра, а вторият "i" – на номера на изделието в извадката). Тези параметри имат нормален закон на разпределение, чийто характеристики – средноаритметична стойност $x_{p\bar{r}}$ и средноквадратично отклонение σ_{xp} – могат да се изчислят от получените статистически данни. Това позволява да се извърши нормиране на параметрите x_p на всяко едно от изделията, включени в обучаващата извадка, като за целта се използва формулата $x_{p\bar{r}} = x_{pi}/\sigma_{xp}$. Тогава състоянията на изделията от обучаващата извадка в момента $t = 0$ могат да се изобразят в k -мерното пространство чрез векторите на състоянието $X_1(x_{11}, \dots, x_{p1}, \dots, x_{k1}), \dots, X_i(x_{1i}, \dots, x_{pi}, \dots, x_{ki}), \dots, X_N(x_{1N}, \dots, x_{pN}, \dots, x_{kN})$, където индексът $p = 1, 2, \dots, k$ указва номера на измерения параметър, а индексът $i = 1, 2, \dots, N$ – номера на изделието в извадката. Следва изпитване на изделията на надеждност в течение на време t , съответстващо на времето, за което ще се извърши прогнозирането. След приключване на изпитването за всички изделия от извадката се измерва избраният параметър S , характеризиращ тяхната работоспособност. На базата на получените от изпитването резултати се формират два класа – образи: на надеждни (клас A) и на ненадеждни (клас B) изделия от даден тип. Ако отново се използва примерът с усилвателя и се приеме, че след изпитването в продължение на време t първите m изделия от извадката имат коефициент на усилване, по-малък от зададената гранична стойност K_u , а останалите – по-голям от нея, тогава образът на ненадеждните изделия (B) се формира от първите m изделия, а този на надеждните (A) – от останалите ($N - m$). Резултатите от измерванията на обучаващата извадка се нанасят в таблица от вида:

Таблица 7.1

Параметри	Изделия						N
	1	2	\dots	m	$m + 1$	\dots	
x_{11}	x_{11}	x_{12}	\dots	x_{1m}	$x_{1(m+1)}$	\dots	x_{1N}
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
x_{p1}	x_{p1}	x_{p2}	\dots	$x_{p(m+1)}$	\dots	\dots	x_{pN}
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
x_{k1}	x_{k1}	x_{k2}	\dots	x_{km}	$x_{k(m+1)}$	\dots	x_{kN}
S	S_1	S_2	\dots	S_m	$S_{(m+1)}$	\dots	S_N

Таблица 7.2

Изделие № j	Изделие № i					$\varphi_j(R)$
	1	2	m	$m+1$	N	
1	—	$-\varphi_{21}$...	$-\varphi_{m1}$	$\varphi_{(m+1)1}$	φ_{N1}
2	$-\varphi_{12}$	—	...	$-\varphi_{m2}$	$\varphi_{(m+1)2}$	φ_{N2}
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
l	$-\varphi_{1l}$	$-\varphi_{2l}$...	$-\varphi_{ml}$	$\varphi_{(m+1)l}$	φ_{Nl}
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
N	$-\varphi_{1N}$	$-\varphi_{2N}$...	$-\varphi_{mN}$	$\varphi_{(m+1)N}$	—

За всяка обучаваща извадка по известни характеристики X и S може да се намери разпознаваща функция, в съответствие с която, при измерени контролни параметри x_p на едно изделие, може да се провери дали то е надеждно или не, без да се изпитва. Това означава, че по известна разпознаваща функция, която се получава по експериментален път в процеса на обучение, може да се установи най-правдоподобната стойност на S по известна контролна реализация X . Обикновено при прогнозиране на надеждността на радиоелектронни изделия се използва потенциална функция на разпознаването $\varphi(R)$, където R е разстояние между векторите на състоянието (между стойностите на нормирани параметри) на изделията от обучаващата извадка. За изчисляване на разстоянието между нормирани параметри на i -тото и j -тото изделия в извадката се използва формулата:

$$(7.48) \quad R_{ij} = \left(\sum_{p=1}^k (x_{pi} - x_{pj})^2 \right)^{1/2},$$

където j е означен номерът на изделието, спрямо което се изчисляват разстоянията на останалите i изделия от извадката ($i = 1, 2, \dots, N$); $R_{ii} = R_{jj}$.

За определяне на потенциалната функция на разпознаване първоначално се изчисляват потенциалите φ_{ij} , като за целта се използва изразът:

$$(7.49) \quad \varphi_{ij} = \pm (1 + v R_{ij}^k)^{-1},$$

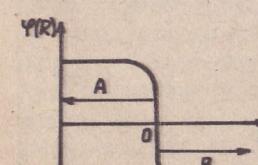
където коефициентите v и k се получават по експериментален път при оптимизиране на разпознаващата функция; знакът “—” се записва когато $i \leq m$, тъй като беше прието, че първите m изделия от обучаващата извадка са ненадеждни.

Стойността на потенциалната функция $\varphi_j(R)$ за изделието с номер j се получава чрез сумиране на потенциалите φ_{ij} :

$$(7.50) \quad \varphi_j = \varphi_{1j} + \varphi_{2j} + \dots + \varphi_{Nj} = \sum_{i=1}^N \varphi_{ij}.$$

За нагледност резултатите от направените изчисления за определяне на разпознаващата функция са представени по-долу таблично.

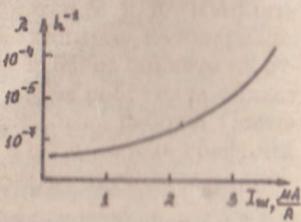
Потенциалната функция на разпознаване за изделията с номер $j \leq m$ има отрицателен знак, а за останалите – положителен. На фиг. 7.11 е показан видът на оптимална разпознаваща функция от този тип, която разделя пространството на две области A и B на надеждните и ненадеждни изделия от даден тип. С помощта на $\varphi(R)$ се определя степента на близост на стойностите на параметрите, чрез които се прогнозира, до някои от образите A или B , така както се определя



Фиг. 7.11

потенциалът на една точка със заряд. Това означава, че ако за изделияята от определен тип е известна разпознаваща функция, чрез измерване на контролните параметри x_p ($p = 1, 2, \dots, k$) на което и да е изделие от произведена партида може да се прогнозира неговата надеждност, без то да бъде подлагано на изпитване. Ако с G се означи изделието, чиято надеждност трябва да се прогнозира и с $x_{1G}, x_{2G}, \dots, x_{pG}, \dots, x_{kG}$ неговите нормирани (с помощта на данните за σ в таблица 7.1) параметри, процедурата по разпознаване се свежда до следното. По формула (7.48) се изчисляват разстоянията R_{iG} между вектора на състоянието на прогнозираното изделие X_G и тези на включените в обучаващата извадка изделия X_i ($i = 1, 2, \dots, N$), а по формула (7.49) – съответстващи им потенциали. Ако сумарният потенциал $\varphi_G = \varphi_{1G} + \varphi_{2G} + \dots + \varphi_{NG}$ е с положителен знак, изследваното изделие се отнася към образ A , т.е. то удовлетворява изискванията за надеждност. При $\varphi_G < 0$, G се отнася към класа на ненадеждните изделия B .

В практиката на надеждността често се използват косвени признания за прогнозиране на надеждността на радиоелектронни изделия. Връзките на тези признания с показателите на надеждност се изразяват със сложни зависимости, чието познаване позволява по изменението на косвения признак да се прогнозира вероятността за възникване на отказ. За илюстрация на фиг. 7.12 е дадена графична зависимост на интензивността на отказите на резистор от неговия шумов ток $I_{\text{ш}}$, който се използва като косвен признак за прогнозиране. От графиката се установява, че при нарастване на шумовия ток на резистора от 1 до $5 \mu\text{A}/\text{A}$, интензивността на отказите се увеличава от 10^{-7} до 10^{-4} h^{-1} . Чрез използване на подобни зависимости се избегва необходимостта от провеждане на продължителни и скъпо струващи изпитвания на радиоелектронните изделия на надеждност. В качеството на прогнозиращи косвени параметри могат да се използват: температурата на повърхността на токопроводящи елементи (температурата зависи от разсейната мощност, която от своя страна е свързана със съпротивлението на элемента –



Фиг. 7.12

повишаването на съпротивлението предшества появата на отказ вследствие прекъсване на електрическа верига); отношението на правото и обратно съпротивление на диоди (отклонението на това отношение от номиналната му стойност прогнозира настъпването на отказ); нискочестотните съставки на шумовия ток, базовият ток, продължителността на спада на изходния импулс (за транзистори); работоспособността на изделията при изменение на захранващото напрежение, при въвеждане на дозирани смущения или допълнителен товар и др.

7.6. ОБЩИ ПРИНЦИПИ ПРИ ОСИГУРЯВАНЕ НА НАДЕЖДНОСТТА НА РСА

От инженерна гледна точка причини за ниска надеждност на радиоелектронните изделия са конструктивни, технологични и експлоатационни грешки. Конструктивните грешки се дължат на: 1) неоптимален избор на принципната електрическа схема на изделието; 2) неправилен избор на комплектовящите елементи и материали, които не отчитат напълно електрическите, топлинните, електромагнитните и др. режими на работа на елементите и на апаратурата като цяло; 3) неудачна компоновка; 4) неудачен избор на допуските и на мерките за стабилизация на параметрите на елементите; 5) неефективно избрани средства за защита на РСА от дестабилизации фактори и за резервиране; 6) чисто технически грешки (грешки в чертежите, в технологичните карти, в инструкциите за експлоатация и т.н.). Технологичните грешки са следствие от: 1) използване на неудовлетворителни по качество комплектовящи елементи и материали; 2) несъвършенство на избраните технологични процеси и несъблюдаване на тяхното точно изпълнение; 3) недостатъчна организация и неефективност на контрола на качеството; 4) несъвършенство на технологичното оборудване и др. Експлоатационните грешки са резултат от използването на радиоелектронните изделия при несъответстващи на техническите изисквания режими и условия на експлоатация (повишено електрическо и механично натоварване, ненормални температури, налягане, влажност, радиационна обстановка и т.н.), а така също следствие от нарушени правила на техническо обслужване. Към експлоатационните грешки трябва да се отнесат и неизбежните отклонения на параметрите извън зададените допуски вследствие стареене и износване. Повишаване на надеждността на радиоелектронните изделия се постига чрез отстраняване на причините за възникване в тях на откази, т.е. чрез свеждане до минимум на конструктивните, технологичните и експлоатационни грешки.

Обезпечаване на надеждността при конструиране.

Етапът на конструиране има определящо значение за качеството на бъдещото изделие и е решаващ за осигуряване на неговата надеждност. На този етап се залага необходимата надеждност на елементите, функционалните възли и апаратурите, която в процеса на производство

трябва да се съхрани в максимална степен и след това при експлоатацијата на тези изделия да се поддържа. Ако определянето на надеждността при проектирането на едно изделие е неадекватно, нейното повишаване на етапите на производство и експлоатация изисква големи разходи на труд и средства. Това налага провеждането на всестранни изпитвания на опитните образци с цел получаване на информация, която позволява доработка на изделията преди внедряването им в производство.

Един от основните фактори, които допринасят за повишаване на надеждността на етап конструиране е изборът на схемно решение и на класове на точност и режими на работа на комплектовящите елементи. Схемата трябва да бъде по възможност прости и да е съставена от минимален брой елементи, тъй като увеличаването на количеството на използваните елементи води до намаляване на надеждността на изделието. Избраното схемно решение трябва да осигури запазване на изходните параметри на изделието в зададените граници при сравнително широки производствени толеранси на използвани елементи, големи изменения на захранващото напрежение и в рамките на целия работен температурен обхват. Това е предпоставка за намаляване на регулировките и на елементите с изменящ се параметър, които са по-малко надеждни. Въвеждането в схемата на допълнителни елементи за стабилизиране на режима и параметрите на отделни възли (например RC група в еmitера на транзисторно усилвателно стъпало и др.) допринася за повишаване на надеждността. За реализиране на схемата се препоръчва използването на стандартизириани и унифицирани елементи и възли, а така също на възли и блокове, проверени в процеса на изпитване и експлоатация, с което не само се повишава надеждността, но се улеснява и поддържането на апаратурата. От голямо значение при избора на елементната база е да се отдава предпочтение на производежданите от различни фирми интегрални схеми, които могат да осигурят примерно трикратно снижаване на интензивността на отказите в сравнение с тази, която същите възли и устройства биха имали ако се реализират с дискретни елементи. При избор на режимите на работа на схемните елементи трябва да се вземат под внимание препоръчаните в раздел 7.2 стойности на коефициентите на електрическо натоварване.

От голямо значение за повишаване на надеждността на етап конструиране е изборът на конструкция и технология. Конструктивното решение трябва да бъде просто и да осигурява изпълнение на изискванията за нормален температурен режим, електромагнитна съвместимост, защита от въздействието на влага, механични натоварвания, ергономичност и т.н. Много важен показател на разработената конструкция е нейната технологичност, която я прави подходяща за серийно производство с използване на типови технологични процеси и стандартно оборудване. Изборът на технология трябва да е съобразен с възможността за автоматизация на производствения процес, с което се избегва влиянието на субективния фактор и се осигурява по-високо качество и надеждност на изработваните изделия.

Ефективни средства за повишаване на надеждността на този етап са резервирането на апаратурата или на отделни нейни възли и въвеждането на схеми за *защита, за контрол и донастройка на параметрите*. Схемите за защита предпазват отделните възли и блокове от претоварване чрез автоматично изключване на товара или ограничаване на нивото на сигнала. Схемите за контрол и донастройка на параметрите осигуряват автоматично отчитане и настройка на постоянно изменящите се под действие на дестабилизиращи фактори параметри на особено отговорни възли и блокове.

Обезпечаване на надеждността при производство и експлоатация.

Надеждността, заложена на етапа на проектиране, може в най-добрия случай да се запази на етапа на производство. За целта е необходимо да се осигури високо качество на използваните материали и градивни елементи, съвършенство на технологичните процеси, високо ниво на автоматизация на производството, ефективност на системите за технически контрол, сълюдеване на ергономичните норми и др.

Съвременните РСА съдържат стотици комплектовани изделия, които в по-голямата си част се изготвят от специализирани фирми. Качеството на тези изделия определя до голяма степен надеждността на апаратурата, поради което *входният контрол* на техните параметри преди включването им в производство е задължителен. Обикновено фирмите-производители контролират качеството на своята продукция, но при това не се отчитат специалните изисквания, предявявани към разработваната апаратура. Освен това в резултат на неправилно транспортиране или продължително съхраняване е възможно някои от комплектуващите изделия да променят своите параметри.

За повишаване на качеството и надеждността на произвежданите изделия е необходимо да се провежда *текущ контрол* на точността и стабилността на избрания технологичен процес, позволяващ при всяко недопустимо отклонение на процеса да се извърши ефективната му донастройка. Производственият процес се контролира както по отношение на режимите, така и по отношение на параметрите на възлите, характеризиращи завършени цикли от по-важни производствени операции. За провеждане на контрола се използват специализирани устройства, включващи микропроцесорна система, чрез която получените данни се обработват статистически и се представят във вид удобен за оценка на параметрите на технологичния процес.

Съществено значение за осигуряване на необходимото качество и надеждност на произвежданите изделия има и *изходният контрол*. На базата на получените от контрола данни се извършва сортиране на изделията по отклоненията на един или няколко техни параметри от зададените номинални стойности.

Ефикасна мярка за осигуряване на висока надеждност на произведените изделия е подлагането им на *технологична тренировка*, при

която се проявяват техните скрити дефекти и по този начин се извършва *началния етап от експлоатацията*, характеризиращ се с повишена интензивност на отказите.

В периода на експлоатация на радиоелектронните изделия съществуват обективни и субективни причини, които могат да снизят тяхната надеждност. Първите са свързани основно с въздействието на климатични фактори, на агресивни среди, на електрически и магнитни полета, на вибрации, удари и др., а вторите – с неспазване на правилата за експлоатация, недостатъчна квалификация на обслужващия персонал и ниско ниво на техническата експлоатационна документация. За осигуряване на надеждността на изделията в периода на тяхната експлоатация от най-голямо значение е *правилното техническо обслужване*, което зависи от подготовката на изделието за работа (избор на нормални режими и условия на експлоатация), компетентното манипулиране с различните команди, организацията и провеждането на профилактиката и текущите ремонти. Правилното техническо обслужване на апаратурата допринася за значително превишаване на нейния гаранционен срок на експлоатация. Нивото на техническото обслужване се определя до голяма степен от квалификацията на обслужващия персонал, който трябва да познава добре устройството и принципа на работа на обслужваната апаратура; нейните режими на работа и правила за техническа експлоатация; да бъде в състояние да провежда профилактични прегледи и ремонтни работи, които са в кръга на неговата компетентност и т.н.