

Е. Гаджева, Т. Куюмджиев, С. Фархи,
М. Христов, А. Попов

КОМПЮТЪРНО МОДЕЛИРАНЕ И СИМУЛАЦИЯ

НА ЕЛЕКТРОННИ
И ЕЛЕКТРИЧЕСКИ СХЕМИ
с Cadence PSpice

ПРЕДГОВОР

Компютърното моделиране и симулация са съществени етапи от процеса на проектиране на електронни устройства. Динамиката в развитието на новите технологии във всички области на електрониката доведе до създаването и непрекъснатото усъвършенстване на голям брой универсални симулатори, които позволяват адекватно моделиране и изследване на електронни и електрически схеми при различни режими на функциониране. Сред най-популярните и широко разпространени универсални схемни симулатори са *Cadence PSpice* и групата съвместими с него симулатори. Могат да се посочат много примери за такива съвместими програмни системи като AIM SPICE, LTSpice, CircuitMaker, DrSPICE, Electronics Workbench, EdWin SPICE, Gspice, H-SPICE, Intusoft-SPICE, MicroCap, Pro Spice, Quicksim, Simetrix, SpiceAge, Spice-It, Berkeley SPICE2, Berkeley SPICE3, Tspice, Top Spice, TurboSim, Xspice и др. Възможността за унифицирано описание на компютърни модели и макромодели съобразно входния език на *Cadence PSpice* и съвместимите с него продукти, превръща този език в стандарт за компютърно моделиране при анализ на електронни и електрически схеми. В [48] са описани възможностите на програмния продукт OrCAD с графичен редактор *Schematics* за компютърно моделиране и анализ на електронни и електрически схеми.

В книгата са изложени основните въпроси, свързани с възможностите на съвременните универсални симулатори от типа на *Cadence PSpice* за изследване на електронни и електрически схеми и системи. Специално внимание е отделено на разработването на аналогови компютърни модели на поведението и на тяхната конкретна програмна реализация в съответствие с входния език на *Cadence PSpice*. Това позволява да се разширят възможностите на този "аналогов по природа" симулатор с описание на устройства от аналогово-дискретен и дискретен тип, с изследването им в честотна област, в дискретната област на времето, както и с анализ на шумовите им характеристики. Разгледани са възможностите на *Cadence PSpice* и графичния анализатор *Probe* за компютърно моделиране и анализ на електронни схеми при СВЧ и за изследване на устойчивост въз основа на четириполюсните S-параметри. Разгледани са приложения на графичния редактор *Cadence OrCAD Capture* и на универсалния симулатор *Cadence PSpice* за въвеждане на уравненията за проектиране на електронни схеми с помощта на параметри.

Глави I-V, IX, X, т. 6.1-6.5, 7.1-7.4, 8.1 и 8.2 са написани от доц. д-р Е. Гаджева. Т. 11.1, 11.2 и 11.3 са написани от проф. д.т.н. С. Фархи, гл. Х и т. 11.4-11.8 са написани от ст.н.с. д-р Т. Кюмджиев. Гл. XIII, т. 12.3 и 12.4 са написани от проф. д-р М. Христов. Т. 6.6, 6.7, 7.5, 7.6 и 8.4 са написани от доц. д-р А. Попов. Книгата е под общата редакция на проф. Фархи.

София
март 2009 г.

От авторите

СЪДЪРЖАНИЕ

ПРЕДГОВОР	1
I. ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА УНИВЕРСАЛНИТЕ СИСТЕМИ ЗА АВТОМАТИЗИРАНО ПРОЕКТИРАНЕ НА ЕЛЕКТРОННИ СХЕМИ	3
1.1. Исторически бележки	3
1.2. Структура на системата <i>OrCAD</i> с графичен редактор <i>Capture</i>	4
1.3. Типове библиотеки на системата	5
1.4. Основни видове файлове на системата	5
II. РАБОТА С ГРАФИЧНИЯ РЕДАКТОР ORCAD CAPTURE	7
2.1. Въведение	7
2.2. Създаване на проект в <i>Capture</i> с възможност за симулация с <i>PSpice</i>	7
2.3. Начертаване и редактиране на принципната схема	8
III. КОНФИГУРИРАНЕ НА СИСТЕМАТА. СЪЗДАВАНЕ НА НОВИ БИБЛИОТЕЧНИ МОДЕЛИ	13
3.1. Конфигуриране на системата	13
3.2. Създаване на символни библиотеки	15
3.3. Създаване на модел с използване на блок	17
3.4. Дефиниране на макромоделите чрез подсхема	19
3.5. Сравнение на подходите за създаване на макромодели	20
3.6. Модифициране на съществуващи и създаване на нови модели от потребителя	20
3.7. Разработване на параметризирани макромодели	22
IV. АНАЛИЗ В ЧЕСТОТНА ОБЛАСТ. ПАРАМЕТРИЧЕН АНАЛИЗ.	
ДЕФИНИРАНЕ НА МАКРОСИ В PROBE	26
4.1. Задаване на параметрите на входния сигнал	26
4.2. Задаване на параметрите на симулацията	26
4.3. Задаване на анализ в честотна област	26
4.4. Визуализация на схемните функции в <i>Probe</i>	27
4.5. Извършване на параметричен анализ чрез <i>OrCAD Capture</i>	27
4.6. Визуализация на резултатите от параметричния анализ в <i>Probe</i>	29
4.7. Дефиниране на макроси в <i>Probe</i>	29
V. АНАЛИЗ НА УСТОЙЧИВОСТ ЧРЕЗ PSPICE И PROBE	33
5.1. Изследване на устойчивостта по критерия на Найкуист	33
5.2. Компютърно изследване на устойчивостта с <i>PSpice</i> по критерия на Найкуист	34
5.3. Процедура за построяване на амплитудно-фазовата характеристика	35
5.4. Дефиниране на макроси в <i>Probe</i>	36
5.5. Автоматично построяване на АФХ чрез използване на командни файлове в <i>Probe</i> ..	36
5.6. Изследване на влиянието на промяна на схемните параметри върху устойчивостта ..	36
VI. ПОСТОЯННОТОКОВ АНАЛИЗ	39
6.1. Общи положения	39
6.2. Определяне на постояннотоковия режим (параметри на работната точка)	40
6.3. Многовариантен постояннотоков анализ с една променлива величина	41
6.4. Многовариантен постояннотоков анализ с две променливи величини (построяване на фамилии от криви)	42
6.5. Многовариантен постояннотоков анализ чрез комбиниране на вложрен цикъл (Secondary Sweep) с параметричен анализ (Parametric Sweep)	45
6.6. Определяне на предавателната характеристика и изследване на шумоустойчивостта на цифров инвертор	45
6.7. Определяне точката на метастабилност на тригерна схема	48

VII. АНАЛИЗ В ОБЛАСТТА НА ВРЕМЕТО	50
7.1. Общи положения	50
7.2. Задаване на начални условия	50
7.3. Задаване на анализа в областта на времето и настройка на параметрите му	51
7.4. Хармоничен анализ	55
7.5. Изследване на напрежителен хистерезис	60
7.6. Изследване на преходен процес при метастабилност на тригърна схема	62
VIII. ИЗСЛЕДВАНЕ НА ГЕНЕРАТОРНИ СХЕМИ	65
8.1. Общи положения	65
8.2. Начини за възбудждане на колебанията при генераторни схеми	65
8.3. Изследване на характеристиките на генераторните схеми	68
8.4. Изследване на кръгов генератор и приложение при определяне на средното време за закъснение на инверторите	69
IX. ТОЛЕРАНСЕН АНАЛИЗ	71
9.1. Толерансен анализ по метода Монте Карло	71
9.2. Толерансен анализ чрез изследване в най-тежкия случай	78
X. МОДЕЛИРАНЕ И СИМУЛАЦИЯ НА СХЕМИ И СИСТЕМИ ОТ ДИСКРЕТЕН ТИП. ПРИЛОЖЕНИЕ ПРИ ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЦИФРОВИ ФИЛТРИ	80
10.1 Общи положения	80
10.2. Градивни елементи на Cadence PSpice, използвани при анализ на цифрови филтри	80
10.3. Компютърни модели за анализ в честотна област	81
10.4. Компютърни модели за анализ в областта на времето	83
10.5. Компютърни модели за анализ на шума	83
XI. МОДЕЛИРАНЕ И СИМУЛАЦИЯ НА СХЕМИ С КОМУТИРУЕМИ КОНДЕНЗATORИ (SC-СХЕМИ)	89
11.1 Общи положения	89
11.2. Компютърни макромодели на комутируем кондензатор	89
11.3. Еквивалентни схеми на операционни усилватели в областта z	93
11.4. Компютърни макромодели за анализ в честотна област на SC-схеми	95
11.5. Създаване на макромодели на комутируем кондензатор	95
11.6. Създаване на макромодели на операционен усилвател	97
11.7. Макромодели на ключовете	100
11.8. Компютърна симулация на схеми с комутируеми кондензатори в областта на времето	101
XII. ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА ЧЕТИРИПОЛЮСНИ ПАРАМЕТРИ НА ПАСИВНИ И АКТИВНИ ЧЕТИРИПОЛЮСНИЦИ	103
12.1 Общи положения	103
12.2. Изчисляване и визуализация на четириполюсни Y -параметри	103
12.3. Изчисляване и визуализация на четириполюсни S -параметри	105
12.4. Изследване на устойчивост чрез четириполюсни S -параметри	109
XIII. ДЕФИНИРАНЕ ЧРЕЗ ПАРАМЕТРИ НА ФУНКЦИОНАЛНИ ЗАВИСИМОСТИ МЕЖДУ ГОЛЕМИНИТЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА СХЕМНИ ЕЛЕМЕНТИ	111
13.1. Дефиниране на функционални зависимости чрез Capture	111
13.2. Визуализиране на изчислените стойности на параметрите на схемните елементи	111
13.3. Задаване на функционални зависимости чрез параметри при проектиране на усилвател на мощност клас E	113

I. ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА УНИВЕРСАЛНИТЕ СИСТЕМИ ЗА АВТОМАТИЗИРАНО ПРОЕКТИРАНЕ НА ЕЛЕКТРОННИ СХЕМИ

1.1. Исторически бележки

Една от най-популярните и масово използвани съвременни универсални програми за изследване на електронни и електрически схеми е *Cadence PSpice*. Кои са най-важните причини за това?

Във всички етапи от своето развитие програмата е била поддържана *максимално близко до потребителя*. За него са осигурени:

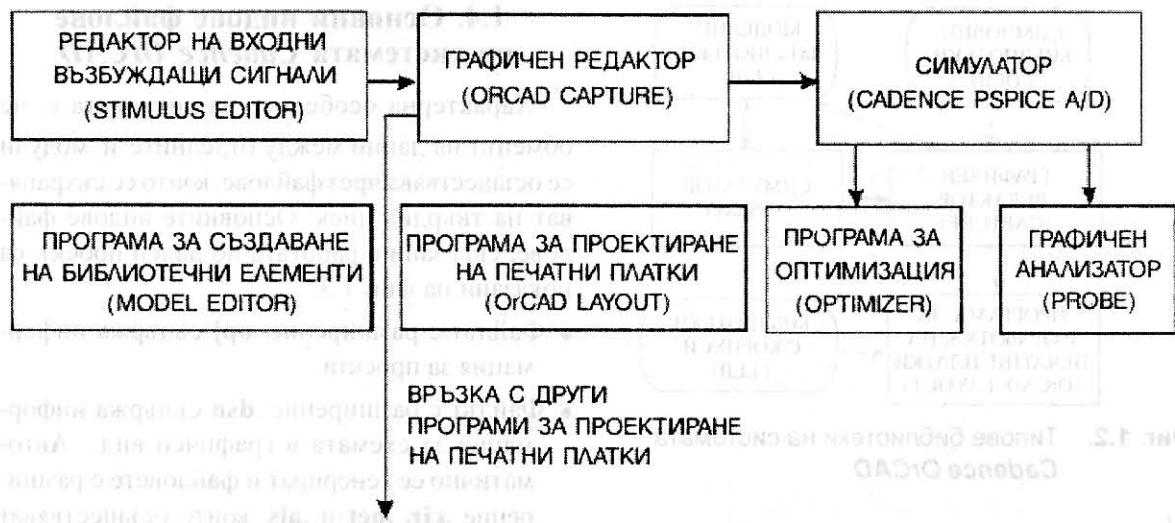
- Безплатна учебна версия, която е на разположение и чрез Интернет;
- Вграден справочник;
- Удобна интегрирана среда;
- Изключително добра документация и справочник за элементите в електронен вид, които са на разположение и чрез Интернет;
- Програма за автоматично генериране на модели на elementите по каталожни данни и записването им в стандартния формат в библиотеките с модели;
- Некодирани библиотеки на elementите. Достъпът до библиотеките с макромодели дава възможност на квалифицирания потребител да модифицира, разширява и усъвършенства съществуващите библиотечни elementи.

Големият брой потребители осигуряват не прекъснатото тестване на системата, което дава възможност за бързо изявяване и отстраняване на евентуални грешки при разработване на отделните ѝ модули.

Интересна е историята на създаване и развитие на симулатора **SPICE**. В основата му лежи програмата **CANCER**, разработена в Университета в Бъркли, Калифорния. Възможностите на **CANCER** обаче не са удовлетворявали нуждите за бърза и достоверна симулация на интегрални схеми, поради което през 1971 г. програмата **CANCER** е усъвършенствана в две направления. От една страна е увеличен максималният брой на elementи и възли, които дотогава са

били ограничени до 400 elementа и 100 възела, а от друга са добавени нови усъвършенствани модели и макромодели за активните elementи. Така през 1971 г. е създадена подобрана версия на **CANCER** под името **SPICE1** (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) – програма за симулация, ориентирана към анализ на интегрални схеми. През 1975 г. е създадена нова усъвършенствана версия под името **SPICE2**, която позволява да се въвеждат elementи, дефинирани чрез уравнението за тяхното напрежение, с което схемните уравнения се превръщат в смесен тип (за токове във възлите и за напрежения на някои типове elementи – индуктивности и източници на напрежение). Също така се увеличава скоростта на симулация и точността на анализа в областта на времето чрез въвеждане на алгоритъм за контрол на изчислителната стъпка във времето и алгоритъм за анализ чрез неявно интегриране от по-висок ред.

Следващото подобреие на програмата е пряко следствие от нарастването на изчислителните възможности на произвежданите компютри. За да бъде прехвърлена на работни станции под управление на операционната система **UNIX**, изходните кодове на **SPICE2** са трансформирани от алгоритмичния език **FORTRAN** на С. Добавени са нови подобрени модели на elementите и нови типове анализ, както и графичен постпроцесор за визуализация и допълнителна обработка на резултатите от симулацията. Така се ражда **SPICE3**. Една от неговите версии представлява ядро на редица известни програмни продукти като **PSpice** на фирмата **Microsim**, **IsSpice** на фирмата **Intusoft** и **Micro-Cap V** на фирмата **Microcap**. Във всяка от тези програми към симулатора е добавена интегрирана среда за графично въвеждане на схемата, преобразуване на описанието ѝ чрез вътрешния език на симулатора, стартиране на **SPICE**, както и автома-



Фиг. 1.1. Обща структурна схема на системата *Cadence OrCAD*

тично стартиране на графичния постпроцесор за визуализация на резултатите. Добавянето и на програми за проектиране на печатни платки превръща тези програмни продукти в завършени системи за автоматизирано проектиране.

Структурата на трите цитирани CAD-системи е сходна, поради което по-долу ще бъде разгледана по-подробно структурата на *Cadence OrCAD* с графичния редактор *Capture*.

1.2. Структура на системата *Cadence OrCAD*

Общата структурна схема на системата е показана на фиг. 1.1. Тя включва следните основни подсистеми:

Графичен редактор *Cadence OrCAD Capture*

Тази подсистема е предназначена за начертаване на принципни схеми и за управление от страна на потребителя на заданията за анализ, оптимизация и проектиране на печатни платки.

Симулатор *Cadence PSPice A/D*

Тази програма е предназначена за анализ на аналогови, цифрови и аналого-цифрови схеми

и системи. *PSpice* се използва и в процеса на оптимизация с програмата *Optimizer*.

Програма за оптимизация *Optimizer*

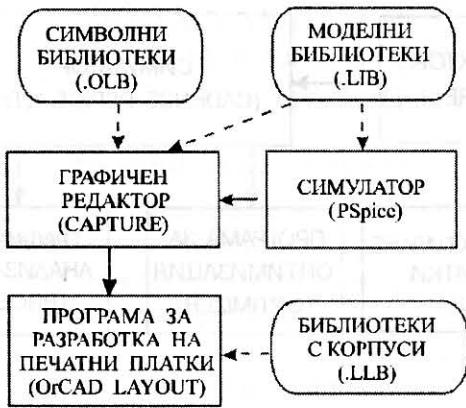
Тази програма е предназначена за оптимизация на схемата чрез итерационна процедура, основана на многократни изчисления на схемните характеристики с *PSpice A/D*.

Графичен анализатор *Probe*

Тази подсистема е предназначена за извеждане на дисплея на резултатите от симулацията в графичен вид, за постпроцесорна обработка на резултатите, получени чрез *PSpice*, за дефиниране на вторични схемни и системни функции, както и за дефиниране на програмни средства за автоматичното им изчисляване и визуализация.

Редактор на входни сигнали *Stimulus Editor (StmEd)*

Тази подсистема е предназначена за описание на периодични и непериодични входни сигнали, използвани от *Capture* при описание на участващите при симулацията източници на сигнали.



Фиг. 1.2. Типове библиотеки на системата *Cadence OrCAD*

Програма за автоматично генериране на модели на елементи *Model Editor*

Тази програма е предназначена за автоматично създаване на описания на модели и на подсхеми за основните типове елементи в съответствие с входния език на симулатора *PSpice*.

Програма за проектиране на печатни платки *Layout*

Тази програма е предназначена за проектиране на печатни платки въз основа на въведената принципна схема и данните за корпусите. Програмата извършва разполагане на елементите, трасировка на съединенията и генериране на необходимите за произвеждане на платката файлове.

1.3. Типове библиотеки на системата

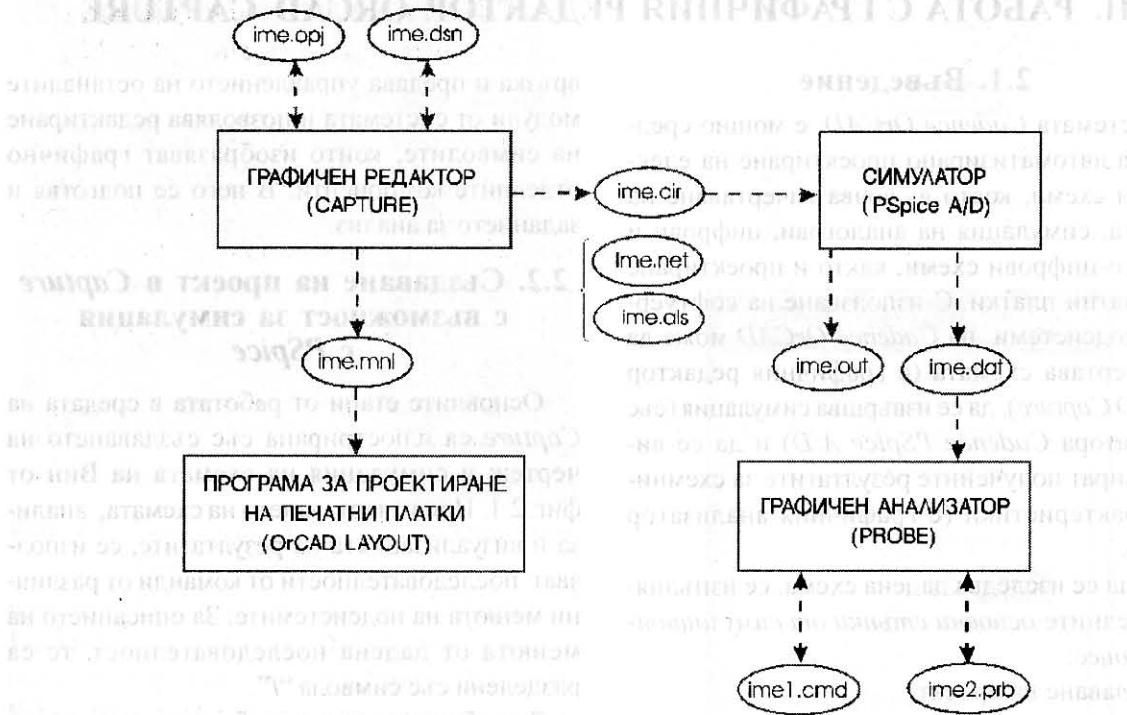
При работа с *Capture* се използват три основни типа библиотеки (фиг. 1.2):

1. Библиотеки, които съдържат символните изображения на елементите от принципната схема. Файлите от тези библиотеки имат разширение **.olb**.
2. Библиотеки, които съдържат модели на елементите (електрически модели или аналогови модели на поведението). Файлите от тези библиотеки имат разширение **.lib**.
3. Библиотеки, които съдържат информация за корпусите. Файлите от тези библиотеки имат разширение **.llb**.

1.4. Основни видове файлове на системата *Cadence OrCAD*

Характерна особеност на системата е, че обменът на данни между отделните ѝ модули се осъществява чрез файлове, които се съхраняват на твърдия диск. Основните видове файлове, свързани с работата по даден проект, са показани на фиг. 1.3.

- Файлът с разширение **.oprj** съдържа информация за проекта.
- Файлът с разширение **.dsn** съдържа информация за схемата в графичен вид. Автоматично се генерират и файловете с разширение **.cir**, **.net** и **.als**, които осъществяват връзка с останалите подсистеми.
- Файлът с разширение **.net** е текстов. Той съдържа описание на елементите и връзките между тях.
- Файлът с разширение **.cir** е текстов. Той съдържа описание на модела на схемата в съответствие с входния език на симулатора *PSpice*. Той включва файла с описание на връзките (**.net**-файла) и списъка на инструкциите за симулация. Този файл е входен за *PSpice*.
- Файлът с разширение **.als** дава съответствие между имената на елементите в *Capture* и във входния файл на *PSpice* (**.cir**-файла).
- Файлът с разширение **.out** е текстов файл, който се генерира от *PSpice*. Този файл има разнообразни функции. Чрез него се извеждат съобщенията за грешки, открити при транслация на входните данни от **.cir** файла от симулатора *PSpice*. След като потребителят коригира грешките в данните, *PSpice* стартира симулацията. При наличие на изчислителни проблеми, свързани с липса на сходимост, информацията за това също се изпраща в **.out** файла. Ако *PSpice* извърши успешно симулацията, в **.out** файла се записват резултатите от анализа в табличен вид за следните типове изследване:
 - Определяне на работната точка (извеж-



Фиг. 1.3. Основни видове файлове на системата **Cadence OrCAD**

дане на потенциалния релеф);

- Статистически анализ (**Monte Carlo**) и анализ в най-тежкия случай (**Worst Case**);
- Хармоничен анализ (**Fourier**);
- Анализ в честотна област, в областта на времето и постояннотокова развивка (при заявка от потребителя).

При заявка в изходния .out файл се извеждат също така и информационни данни, свързани с подробна информация за параметрите на моделите на библиотечните елементи. Извеждат се и параметрите на схемата в режим на малък сигнал, изчислени за определената чрез постояннонотоковия анализ работна точка. Може да се изведе също и подробна информация, свързана с изчислителния процес: брой итерации, време за изчисление и др., за всеки от модулите на системата.

- Файльт с разширение .dat е в двоичен формат (тип **BINARY**), който се генерира от *PSpice*. Той съдържа информация за резултатите от анализа в графичен вид и е входен

файл за графичния анализатор *Probe*.

- Файльт с разширение .prb е текстов файл, който се генерира от *Probe* и съдържа последователността от изпълняваните в *Probe* команди при визуализацията на резултати за конкретната схема. Той съхранява и списъка на дефинираните от потребителя макроси в *Probe*.
- Файльт с разширение .cmd е текстов. Генерира се от *Probe* и съдържа последователността от команди, чрез които може да се извърши автоматично определен тип постпроцесорна обработка и визуализация на резултати в *Probe*. Този файл не е свързан с данните за конкретна схема и може да се използва с графичните данни (.dat-файлове) на различни схеми.
- Файльт с разширение .mnl, генериран от *Capture*, е текстов файл, който съдържа информация за корпусите и връзките между елементите, необходима на програмата за проектиране на печатни платки *OrCAD Layout*.

II. РАБОТА С ГРАФИЧНИЯ РЕДАКТОР ORCAD CAPTURE

2.1. Въведение

Системата *Cadence OrCAD* е мощно средство за автоматизирано проектиране на електронни схеми, което включва изчертаване на схемата, симулация на аналогови, цифрови и аналого-цифрови схеми, както и проектиране на печатни платки. С използване на софтуерните подсистеми на *Cadence OrCAD* може да се изчертава схемата (с графичния редактор *OrCAD Capture*), да се извърши симулация (със симулатора *Cadence PSpice A/D*) и да се визуализират получените резултатите за схемните характеристики (с графичния анализатор *Probe*).

За да се изследва дадена схема, се изпълняват следните основни стъпки от симулационния процес:

1. Създаване на проект;
2. Изчертаване на схемата;
3. Задаване на симулационния профил;
4. Анализиране на схемата и визуализация на резултатите.

Препоръчително е преди започване на работа да се създаде папка на проекта.

Графичният редактор *Capture* служи за изчертаване на принципни схеми, осъществява

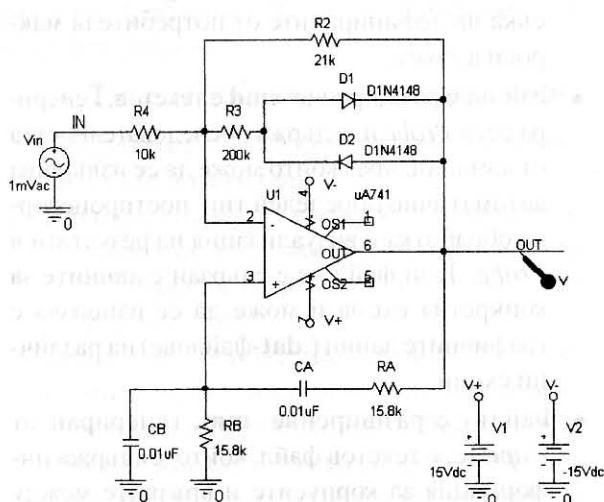
връзка и предава управлението на останалите модули от системата и позволява редактиране на символите, които изобразяват графично отделните компоненти. В него се подготвя и заданието за анализ.

2.2. Създаване на проект в *Capture* с възможност за симулация с *PSpice*

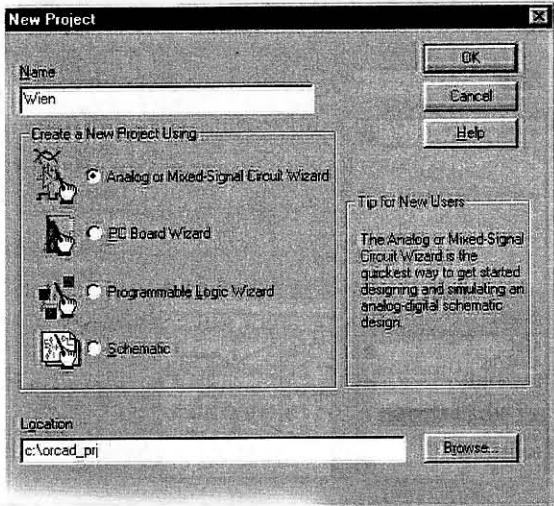
Основните етапи от работата в средата на *Capture* са илюстрирана със създаването на чертеж и симулация на схемата на Вин от фиг. 2.1. При изчертаването на схемата, анализа и визуализацията на резултатите, се използват последователности от команди от различни менюта на подсистемите. За описание на менюта от дадена последователност, те са разделени със символа “/”.

За да бъде улеснен потребителят, всички чертежи и елементи, които се отнасят до разработвания проект, са организирани чрез файл на проекта. Създаването на този файл е първата стъпка от работата с *Capture*. За целта се извиква програмата *Capture: Start/Programs/OrCAD 15.7 Demo/OrCAD Capture CIS Demo*. От главното меню се избира *File/New/Project*. Отваря се диалоговият прозорец *New Project* от фиг. 2.2, където се попълват съответните полета. Името на проекта се въвежда в полето **Name**, например *Wien*. Избира се инструментът **Analog or Mixed-Signal Circuit Wizard** – средство, чието използване е задължително при създаване на проект за симулация на аналогови, аналого-цифрови и цифрови схеми. Ако не се избере този инструмент, в менюто на редактора *Capture* няма да се появи подменюто за симулация *PSpice* и няма да може да се извърши анализ.

Указва се и работната директория в полето **Location**. Тъй като системата създава голям брой файлове, свързани с проекта, препоръчва се потребителят да създаде отделна поддиректория за проекта. Ако тя не е създадена предва-



Фиг. 2.1. Чертеж на схема на Вин, създаден чрез графичния редактор *Capture*



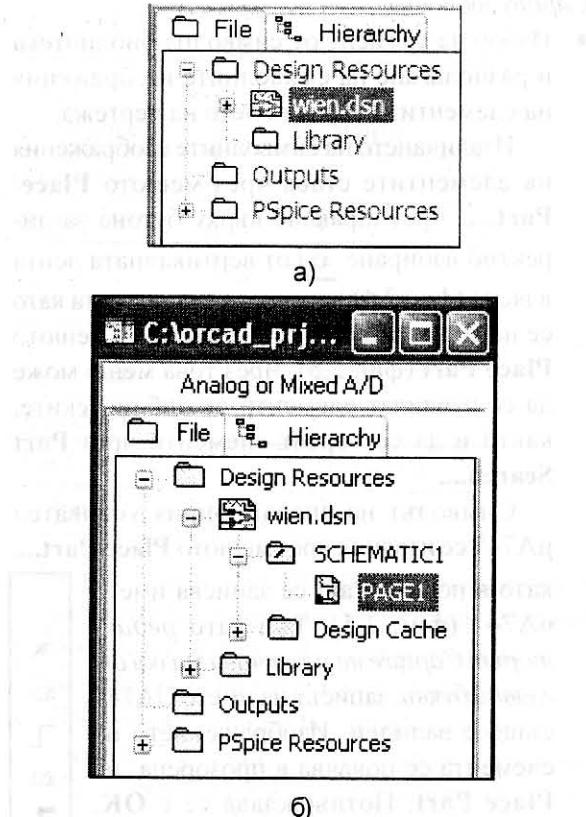
Фиг. 2.2. Диалогов прозорец за създаване на файл на проекта

рително, това може да стане чрез избиране на **Locaton/Browse/Create Dir**. Задава се име на поддиректорията в полето **Name**. В менюто **Select Directory** се избира създадената поддиректория.

След потвърждаване с **OK** се появява диалогов прозорец **Create PSpice project**, чрез който потребителят може да създаде проекта си на база на помощни проекти (например *simple.opj* или *hierarchical.opj*).

В резултат графичният редактор *Capture* създава проект (с разширение *.opj*) и файл с чертеж на схемата (с разширение *.dsn*). Структурата на проекта е показана на фиг. 2.3. Всеки проект се характеризира с юерархия, като включва една или повече схеми, всяка от които се изчертава на една или повече страници.

За разглеждания пример в рамките на създадения файл за чертежа на проекта (*Wien.dsn*) могат да се създадат една или повече схеми. Щрака се двукратно върху името на чертежа на проекта *Wien.dsn* (фиг. 2.3а) и се появява името по подразбиране на първата схема от чертежа **SCHEMATIC1**. Щракане се двукратно върху името **SCHEMATIC1** и се появява името **PAGE1** на първата страница от тази схема (2.3б). След двукратно щракане върху **PAGE1** се появява и полето на чертежа.



Фиг. 2.3. Структура на проекта

В левия горен край от това поле е предоставена малка помощна схема *simple.dsn*, от която потребителят може да ползва някои често срещани елементи – символ за заземяване, символи за глобални възли, източници на сигнали и др.

2.3. Начертаване и редактиране на принципната схема

Схемата се състои от *елементи* и *съединителни проводници*. Елементите се извикват от библиотеки. Всеки елемент е асоцииран със следните атрибути:

- *Тип на елемента* (R за резистор, L за бобина, C за кондензатор, VDC за постояннотоков източник на напрежение и т.н.);
- *Име на елемента*.

Имената на елементите от даден тип трябва да бъдат различни, например R1, R3 и т.н.

Процедурата по въвеждане и редактиране на принципната схема с графичния редактор

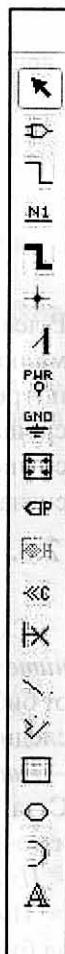
Capture включва:

- Избор на елемент от символна библиотека и разполагане на символните изображения на елементите върху полето на чертежа.

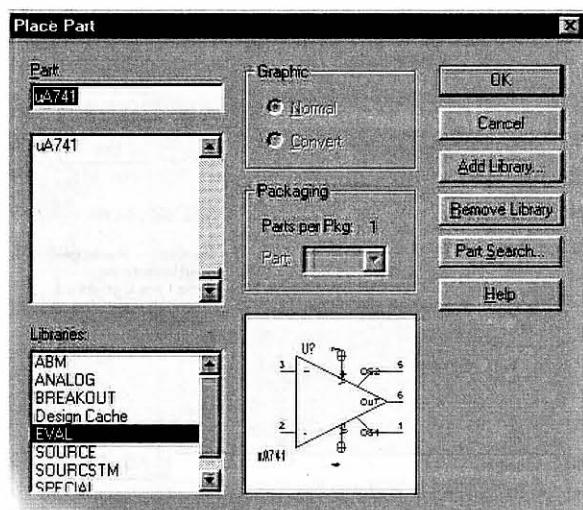
Извличането на символните изображения на елементите става чрез менюто **Place/Part...**, чрез щракане върху бутона за директно избиране от вертикалната лента вдясно (фиг. 2.4), или чрез клавиатурата като се натисне клавишът **P**. Появява се менюто **Place Part** (фиг. 2.5). Чрез това меню може да се извличат елементи от библиотеките, както и да се търсят елементи чрез **Part Search...**

Символът на операционния усилвател μ A741 се извлича чрез менюто **Place/Part...**, като в полето **Part** се записва името μ A741 (фиг. 2.5). Тъй като *редакторът Capture не различава малки от главни букви*, записът на името UA741 също е валиден. Изображението на елемента се появява в прозореца на **Place Part**. Потвърждава се с **OK**. Избраният чрез менюто **Place Part** елемент се разполага върху полето на чертежа като се щакне с левия клавиш на мишката. Екземпляр от елемента остава "привързан" към курсора, готов за ново разполагане. Завършването на операцията става чрез натискане на клавиша **Esc** или като се щакне с **десния** клавиш на мишката и се избере **End Mode** от падащото меню.

След разполагането е необходимо да се получи огледално изображение на елемента (фиг. 2.1). За целта той се избира като се щакне еднократно върху него с **левия** клавиш. След това се щаква с **десен** клавиш на мишката, за да се отвори падащото меню и се избира **Mirror Vertically**.



Фиг. 2.4. Вертикална лента с клавиши за директно избиране



Фиг. 2.5. Диалогов прозорец за избор на елемент от символната библиотека

Резисторът се извлича чрез менюто **Place/Part...**, като в полето **Part** се записва буквата **R**, която указва типа на елемента.

За разполагането на елементите по начина, показан на фиг. 2.1, е необходимо завъртане на резистора *RB* на 90° . За целта елементът се избира, като се щакне еднократно върху него с левия клавиш, след което се натиска буквата **R** от клавиатурата (**Rotate**). По аналогичен начин се извиква чрез менюто **Place Part** елементът кондензатор, като в полето **Part** се записва буквата **C**, указаваща типа на елемента.

В Таблица 2.1 са посочени символните библиотеки, от които са извлечени използвани за начертаване на схемата от фиг. 2.1 елементи.

Символът за базисен възел (с име **0**) се извиква чрез менюто **Place/Ground**, от библиотеката *Source.olb*, чрез бутона за директно избиране от вертикалното меню **GND**, или може да се копира от помощната схема *simple.dsn*.

*Важно е да се знае, че символът за базисен възел (с име **GND**) не може да се използва при симулация. Симулаторът *PSpice* изиска задължително номериране на*

Таблица 2.1

Елемент	Име на библиотеката	Име на элемента
Резистор	analog.olb	R
Кондензатор	analog.olb	C
Постояннотоков източник на напрежение	source.olb	VDC
Синусоидален източник на напрежение за честотен анализ	source.olb	VAC
Операционен усилвател μA741	opamp.olb	uA741
Диод 1N4148	diode.olb	D1N4148
Базисен възел 0	source.olb	0

базисния възел с номер 0, което се извършива автоматично единствено при използване на базисния възел за симулация .

За задаване на постояннотоковото захранване на операционния усилвател, към изводите му 4 и 7 трябва да се свържат два постояннотокови източника на напрежение (тип **VDC**) съответно със стойност $-15V$ и $+15V$. С цел да се използват едни и същи постояннотокови източници за захранване на повече от един елемент (например едновременно на няколко операционни усилватели), те могат да се изнесат встрани от чертежа на схемата, както е показано на фиг. 2.1. В този случай те не се свързват директно към изводи 4 и 7 на операционния усилвател, а с помощта на елементите глобални възли. Присъединяването на глобални възли с едно и също име към два схемни възела осъществява връзка между тези възли. Символите за глобални възли се извикват чрез менюто **Place/Power**, например тип **VCC**: . Те могат да се извикат също така чрез бутона за директно избиране от вертикалното меню , или могат да се копират от помощната схема *simple.dsn*. Редактира се името чрез двукратно щракане върху елемента. Задава се едно и също име, напри-

мер **V+** на глобалните възли, свързани към элемента **V1** и към извод 7 на операционния усилвател от фиг. 2.1. Това е еквивалентно на свързване на източника **V1** към извод 7. По същия начин се редактират имената на глобалните възли, свързани към елемента **V2** и към извод 4 на операционния усилвател от фиг. 2.1 и им се задава име **V-**. Това е еквивалентно на свързване на източника **V2** към извод 4.

Към входния възел се свързва източник на синусоидално напрежение за честотен анализ тип **VAC**.

- Свързване на елементите със съединителни проводници чрез менюто **Place/Wire** или чрез клавиатурата като се напише буквата **W**.

Курсорът се преобразува в кръстче. За свързване на два елемента се щраква еднократно върху извода на единия елемент и се придвижва мишката в желаната посока. Към курсора остава привързан съединителен проводник. Връзката се оформя при щракване върху извода на втория елемент. При смяна на направлението се щраква с левия бутон на мишката и се оформя сегментът от връзката. По подразбиране връзките са ортогонални. Изчертаването на неортогонални връзки става при натиснат клавиш **SHIFT**.

Таблица 2.2

k, K	$\equiv \times 10^3$	m, M	$\equiv \times 10^{-3}$
meg, MEG	$\equiv \times 10^6$	u, U	$\equiv \times 10^{-6}$
g, G	$\equiv \times 10^9$	n, N	$\equiv \times 10^{-9}$
t, T	$\equiv \times 10^{12}$	p, P	$\equiv \times 10^{-12}$
		f, F	$\equiv \times 10^{-15}$

- Въвеждане и редактиране на списъка с параметри (атрибути) на елементите, който се появява при двукратно щракане върху графичното им изображение.

Всеки елемент се характеризира с определени параметри (атрибути). Те се появяват в диалоговия прозорец **Display properties**, който се отваря при *двойкратно щракане* върху графичното изображение на елемента. Някои по-често използвани атрибути като *име (Part Reference)* и *стойност (Value)* са изведени на екрана, за да могат чрез *двойкратно щракане* върху тях да бъдат директно редактирани. Така се задават лесно имената и стойностите на параметрите на резисторите, кондензаторите, постояннотоковите източници на напрежение **VDC**. Амплитудата на синусоидалното напрежение на източник тип **VAC** се задава в полето **ACMAG**.

При задаване на стойностите трябва да се имат предвид *следните изисквания*:

– Стойностите се задават в системата SI и могат да бъдат цели, дробни числа, числа с плаваща запетая;

– При въвеждане на стойността се използва *десетична точка*, а не *десетична запетая*;

– Могат да се използват мащабните кофициенти, приведени в табл. 2.2. Те се въвеждат непосредствено след стойността;

– Непосредствено след мащабния кофициент може да се добави пояснителен текст като коментар. Той се използва обикновено за указване на дименсии, например $1pF$.

Пояснителен текст може да се въведе непосредствено след стойността, при условие, че първата му буква не съвпада с мащабен коефициент, например

$$V1 = 1V ; I2 = 0.5A .$$

– *Capture* не различава малки и главни букви.

Например при задаване на стойността на капацитета $C_A = 0,01\mu F$ в схемата на фиг. 2.1 са еквивалентни следните записи:

0.01E-6 0.01e-6 0.01u 0.01uF 0.01UF

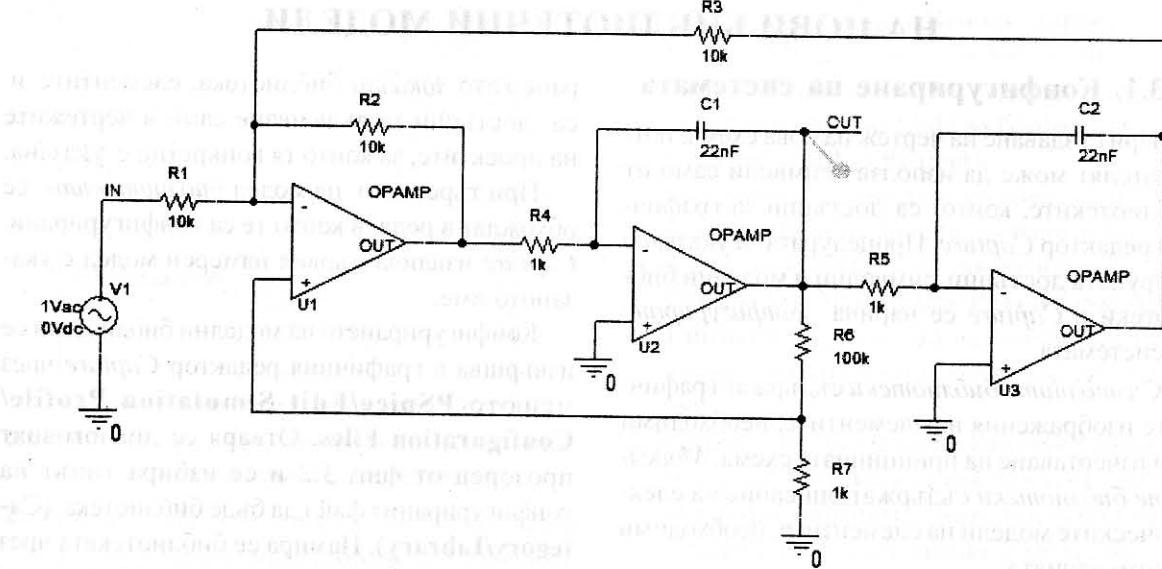
- Добавяне на маркери за указване на величините, които да се извеждат автоматично в графичния анализатор **Probe**, с помощта на менюто **PSpice/Markers**

Маркерите са изведени и в хоризонталното меню като бутони за бързо избиране. За примера е добавен маркер за извеждане на амплитудата на изходното напрежение чрез менюто **PSpice/Markers/Voltage Level** или чрез бутона .

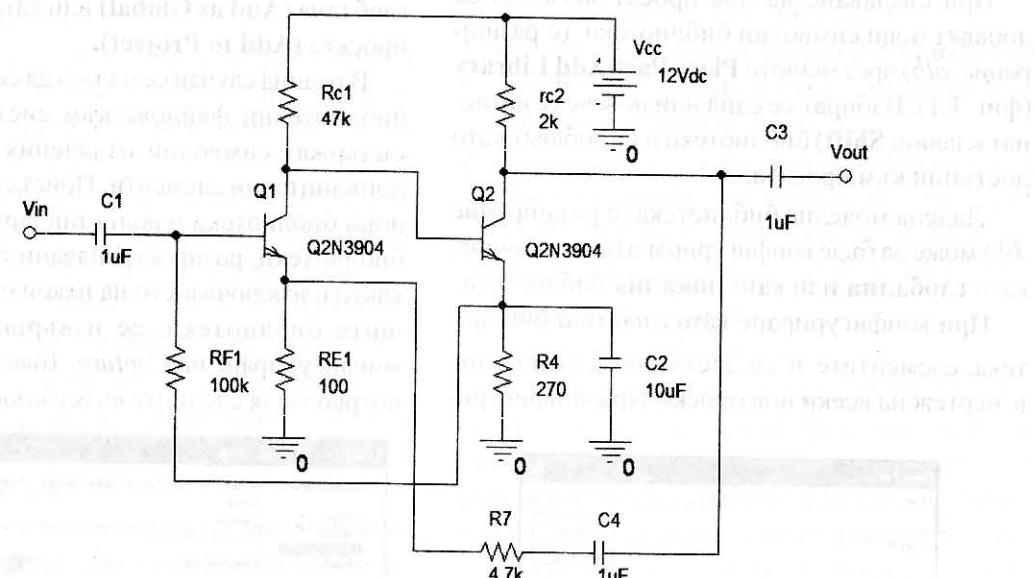
- Добавяне на етикети на схемни възли.

За по-удобно проследяване на напреженията в схемата, в *Capture* се задават имена на схемни възли с помощта на етикети. За тази цел чрез клавиша за директно избиране  (фиг. 2.4) се отваря диалоговият прозорец **Place net alias**, записва се етикетът и се щраква върху връзката, за да се наименува. За схемата от фиг. 2.1 са дадени имена на входния възел *IN* и на изходния възел *OUT*.

Полученият чертеж на принципната схема за разглеждания пример има вида, показан на фиг. 2.1.



Фиг. 2.6. Схема на лентов филтър



Фиг. 2.7. Схема на транзисторен усилвател

*При разполагане и преместване на елементи задължително трябва да се работи в режим на прилепване на обектите към координатната решетка, задаван с клавиша **[Snap to Grid]**. Този режим е избран по подразбиране, като отмяната му се допуска единствено за по-добро позициониране на имена и стойности на параметри на схемни елементи.*

Упражнение 2.1. Създаване на чертеж на

схема на лентов филтър от фиг. 2.6.

Като се следва описаната процедура, да се начертает схемата с използване на *Capture*. Да се използва елементът идеален операционен усилвател **OPAMP** от библиотеката *analog.olb*. Останалите елементи са дадени в табл. 2.1.

Упражнение 2.2. Създаване на чертеж на схема на транзисторен усилвател от фиг. 2.7 [38]. Транзисторът Q2N3904 се избира от библиотеката *eval.lib*.

III. КОНФИГУРИРАНЕ НА СИСТЕМАТА. СЪЗДАВАНЕ НА НОВИ БИБЛИОТЕЧНИ МОДЕЛИ

3.1. Конфигуриране на системата

При създаване на чертеж на нова схема, потребителят може да използва символи само от библиотеките, които са достъпни за графичния редактор *Capture*. Процедурата за указване на групата достъпни символни и моделни библиотеки в *Capture* се нарича *конфигуриране на системата*.

Символните библиотеки съдържат графичните изображения на елементите, необходими при изчертаване на принципната схема. *Моделните библиотеки* съдържат описание на електрическите модели на елементите, необходими за симулацията.

При създаване на нов проект могат да се добавят нови символни библиотеки (с разширение *.olb*) чрез менюто **Place Part/Add Library** (фиг. 3.1). Избират се една или повече (с натиснат клавиш *Shift*) библиотеки и се добавят като достъпни към проекта.

Дадена моделна библиотека (с разширение *.lib*) може да бъде конфигурирана по два начина: като **глобална** или като **локална** библиотека.

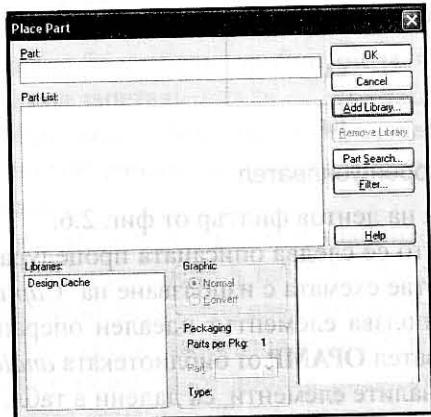
При конфигуриране като **глобална** библиотека, елементите ѝ са достъпни за включване в чертеж на всеки нов проект. При конфигури-

ране като **локална** библиотека, елементите ѝ са достъпни за включване само в чертежите на проектите, за които тя конкретно е указана.

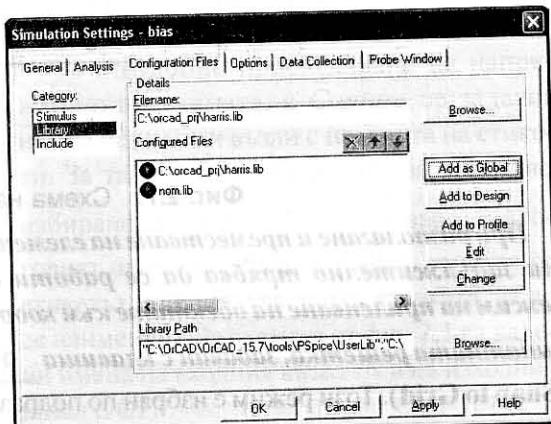
При търсенето на модел *библиотеките* се обхождат в реда, в който те са конфигурирани. *Capture* извлича първия намерен модел с указаното име.

Конфигурирането на моделни библиотеки се извършва в графичния редактор *Capture* чрез менюто **PSpice/Edit Simulation Profile/Configuration Files**. Отваря се диалоговият прозорец от фиг. 3.2 и се избира типът на конфигурирания файл да бъде библиотека (**Category/Library**). Намира се библиотеката чрез **Browse** и се присъединява към проекта като глобална (**Add as Global**) или като локална към проекта (**Add to Project**).

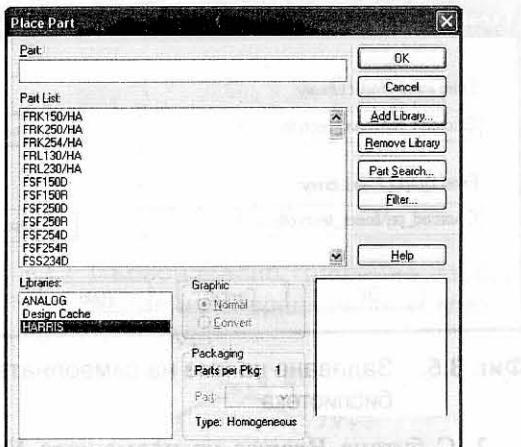
В редица случаи се налага да се добавят нови библиотечни файлове към системата, които съдържат символни означения и модели на допълнителни елементи. Присъединяването на нови библиотеки извън стандартния набор от библиотеки, разпространявани със системата, както и изключването на някои от съществуващите библиотеки, се извършва чрез ново конфигуриране на *Capture*. Това предоставя на потребителя следните възможности:



Фиг. 3.1. Избиране на менюто за конфигуриране на символни библиотеки



Фиг. 3.2. Присъединяване на допълнителна библиотека модели, предоставена от фирмата-производителка



Фиг. 3.3. Присъединяване на допълнителна символна фирмена библиотека

- Да разширява системата с нови библиотечни елементи (графични изображения и модели) за нови компоненти, доставяни от фирмите-производителки;
- Да разширява системата с разработени от самия него нови библиотечни елементи, както и да пренася такива елементи от един компютър на друг.

Като пример за конфигуриране е разгледано присъединяването към стандартния набор библиотеки на предоставените чрез *Internet* библиотеки от фирмата HARRIS : символна (**harris.olb**) и моделна (**harris.lib**) библиотеки.

Процедурата включва следните стъпки:

1. Записват се двата библиотечни файла в потребителска директория, например **C:\OrCAD_prj**.
2. Отваря се диалоговото меню **Place Part/Add Library...** и чрез клавиша **Browse** се избира директорията **C:\OrCAD_prj**, в която се намира символната библиотека. Щраква се върху името ѝ и се отваря чрез **Open**. В резултат името на библиотеката се появява в списъка на конфигурираните към проекта библиотеки (фиг. 3.3).
3. Конфигурира се моделната библиотека **harris.lib** чрез менюто **PSpice/Edit Simulation Profile/Configuration Files**, както е описано в т. 3.1 (фиг. 3.2). За целта се избира

тип на файла **библиотека (Category/Library)**. Указва се чрез **Browse** директорията **C:\OrCAD_prj**, в която се намира библиотеката **harris.lib** и се присъединява към проекта като глобална (**Add as Global**) или като локална (**Add to Project**).

Отстраняването на дадена **символна библиотека** от списъка на конфигурираните библиотеки се извършва по следния начин:

1. Отваря се менюто **Place Part** и в прозореца **Libraries** със списъка на библиотеките се избира библиотеката, която ще се отстранява.

2. Щрака се върху клавиша **Remove Library**, с което библиотеката се изключва от списъка на конфигурираните символни библиотеки.

Отстраняването на дадена **моделна библиотека** от списъка на конфигурираните библиотеки се извършва по следния начин:

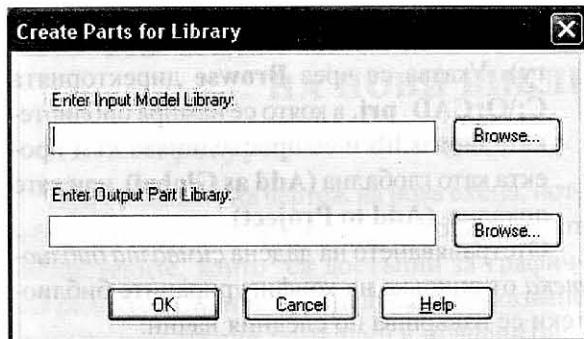
1. Избира се менюто **PSpice/Edit Simulation Profile/Configuration Files**. Отваря се диалоговият прозорец от фиг. 3.2.

2. В прозореца със списъка на конфигурирани файлове **Configured Files** се избира името на библиотеката, която ще се отстранява.

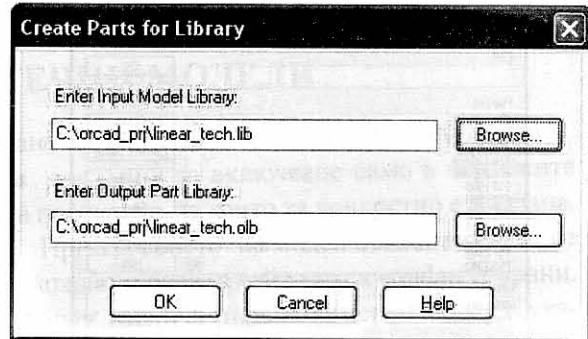
Щрака се върху клавиша **X**, с което библиотеката се изключва от списъка на конфигурираните библиотеки.

Преконфигуриране на моделни библиотеки се налага например при прехвърляне на даден проект от един компютър на друг, защото в списъка на конфигурираните файлове **Configured Files** могат да се окажат файлове с несъществуващи вече пътища. Проблемът може да се избегне, ако добавените моделни библиотеки се записват в **текущата директория** на проекта. В този случай пътищата на библиотечните файлове се дефинират като **относителни спрямо текущата директория** и са валидни и след прехвърлянето на проекта на друг компютър.

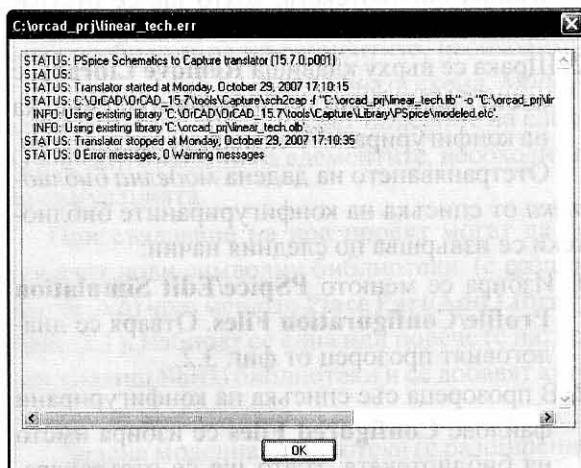
При отстраняването на дадена библиотека от списъка нейният файл не се изтрива от компютъра. При нужда тя може да бъде отново присъединена по описания по-горе начин.



Фиг. 3.4. Меню за генериране на нова символна библиотека



Фиг. 3.5. Задаване на име на символната библиотека



Фиг. 3.6. Съобщение за статуса на генерирацията на символната библиотека

3.2. Създаване на символни библиотеки

Процедурата е илюстрирана със създаване на нова символна библиотека *linear_tech.olb* с използване на съществуваща моделна фирмена библиотека *linear_tech.lib*.

Процедурата обхваща следните стъпки:

1. Отваря се редакторът на модели на симулатора *PSpice* - *PSpice Model editor*:

Start Programs/OrCAD 15.7 Demo/PSpice Accessories/Model Editor

Появява се екранът на програмата **Model Editor**. Избира се **File/Export to Capture part library** за отваряне на менюто за генериране на нова символна библиотека (**Create New Parts Library**), показано на фиг. 3.4.

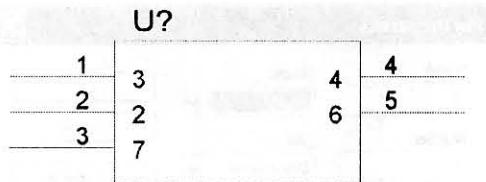
2. С бутона **Browse** на подменюто **Enter Input Model Library** се избира моделната библиотека *linear_tech.lib*. В прозореца на подменюто **Enter Outut Part Library** се появява името *linear_tech.olb* на символната библиотека, която ще бъде създадена в същата директория (фиг. 3.5). Потребителят може да смени името, както и директорията ѝ чрез бутона **Browse**. Потвърждава се с **OK**. Извежда се съобщение за статуса на генерирация файла, който съответства на коректен *PSpice* модел (фиг. 3.6). Затваря се менюто на редактора на модели **PSpice Model Editor**.

В резултат в указаната директория има две библиотеки – моделна (*linear_tech.lib*) и символна (*linear_tech.olb*), необходими за създаване на символните изображения на елементите.

3. Създава се символно изображение на елемента.

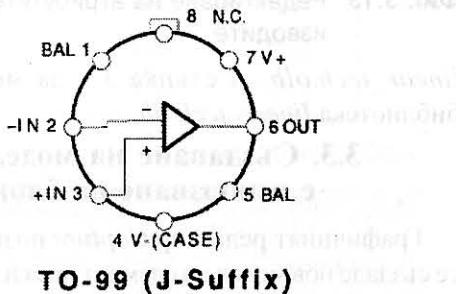
Пример 3.1. Процедурата е илюстрирана със създаване на графичното изображение на операционния усилвател *OP-15A/LT*.

Отваря се графичният редактор *Capture*, избира се менюто **File/Open/ Library...** и се отваря символната библиотека *linear_tech.olb*. Появява се прозорец със списъка на елементите в моделната библиотека. Щрака се двукратно върху името на елемента *OP-15A/LT*. Появява се символът на елемента във вида, показан на фиг. 3.7. Номерата на изводите вътре в правоъгълника съответстват на използваните означения на възлите в подсхемата, която описва



OP-15A/LT

Фиг. 3.7. Първоначално графично изображение на операционния усилвател OP-15A/LT



TO-99 (J-Suffix)

Фиг. 3.8. Разположение на изводите на операционния усилвател OP-15A/LT в корпуса

модела на елемента:

.SUBCKT OP-15A/LT 3 2 7 4 6

3: неинвертиращ вход

2: инвертиращ вход

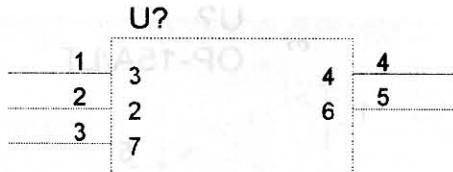
7: положително захранващо напрежение V+

4: отрицателно захранващо напрежение V-

6: изход.

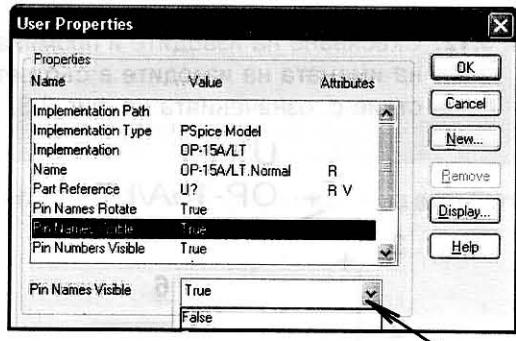
Номерата на изводите извън правоъгълника не са свързани с имената на изводите на корпуса (фиг. 3.8). За проектанта е удобно символното изображение на операционния усилвател да е с триъгълна форма и номерата на изводите да съответстват на тези, дадени в каталога (фиг. 3.8).

4. Редактира се графичното изображение в последователни стъпки, както е показано на фиг. 3.9 – фиг. 3.13. Избира се и се изтрива правоъгълният контур (фиг. 3.9). Щрака се двукратно с ляв клавиш на мишката в полето на чертежа. Появява се прозорецът с атрибути на элемента (фиг. 3.10). Избира се атрибутът за задаване дали да са видими имената на изводите



OP-15A/LT

Фиг. 3.9. Изтриване на правоъгълния контур



Фиг. 3.10. Скриване на имената на изводите

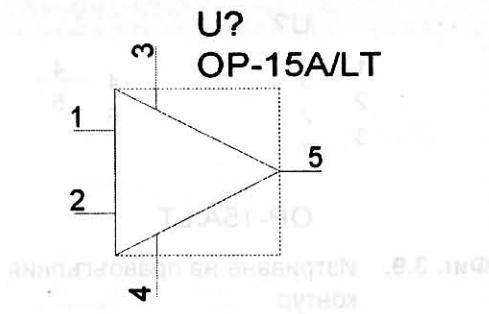


OP-15A/LT

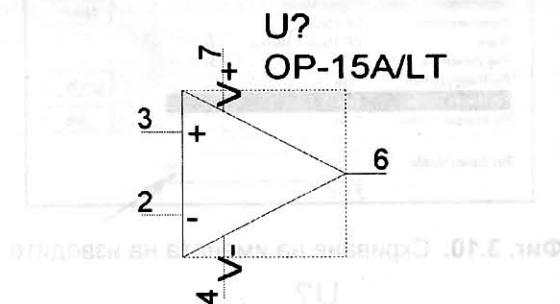
Фиг. 3.11. Намаляване на ширината на пунктирания правоъгълник

(**Pin Names Visible**) и в падащото меню на фиг. 3.10 се заменя **True** (видими) с **False** (невидими) и се затваря менюто с **OK**. Намалява се ширината на пунктирания правоъгълник. В резултат символът добива вида, показан на фиг. 3.11. С помощта на клавиша за бързо избиране (**Place line**) се очертава триъгълен контур на елемента. Преместват се изводите с помощта на мишката, както е показано на фиг. 3.12. За да се скъсят изводите, се редактират атрибутите им чрез двукратно щракане върху всеки от тях. Появява се диалоговото меню от фиг. 3.13, където се променя атрибутът за формата на извода (**Shape**) от дълга линия (**Line**) на къса линия (**Short**).

Задават се имена на изводите в съответствие



Фиг. 3.12. Съксяване на изводите и промяна на имената на изводите в съответствие с означенията на фиг. 3.8.



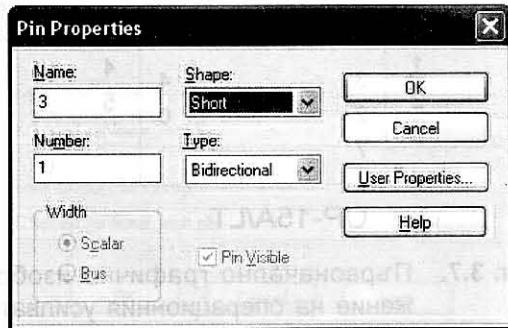
Фиг. 3.14. Окончателен вид на графичното изображение на операционния усилвател OP-15A/LT

с обозначенията от фиг. 3.8. За целта се записва новият номер в полето **Number**. Името на извода в полето **Name** не бива да се променя, защото то трябва да съвпада с името на възела в описание на подсхемата

.SUBCKT OP-15A/LT 3 2 7 4 6

По този начин се осъществява връзка с описание на *PSpice* модела с цел да се извърши симулация. С помощта на клавиша за бързо избиране **Place line** се очертава триъгълен контур на елемента. Окончателният вид на модела е показан на фиг. 3.14.

В резултат е създаден модел на операционния усилвател *OP-15A/LT* със символно изображение в библиотеката *linear.tech.olb* и *PSpice* модел в библиотеката *linear.tech.lib*. За използване на новия элемент в даден проект е необходимо двете библиотеки да се конфигурират към проекта по процедурата, описана в т. 3.1, стъпка 2 – за символната библиотека



Фиг. 3.13. Редактиране на атрибутите на изводите

linear.tech.olb и стъпка 3 – за моделната библиотека *linear.tech.lib*.

3.3. Създаване на модел с използване на блок

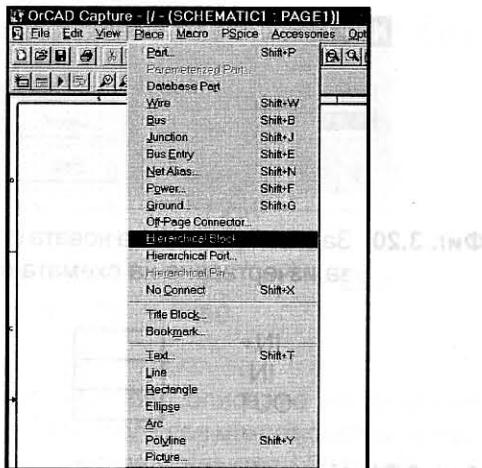
Графичният редактор *Capture* позволява да се създаде нов модел на елемент чрез използване на *йерархичен символ – блок*. *PSpice* моделът на елемента може да се асоциира към блока като чрез текстовото си описание, така и чрез чертеж на подсхемата. Параметрите на модела могат да се изведат като атрибути на блока, достъпни за редактиране от страна на потребителя. Възможността за параметризация на блока го прави универсален елемент, тъй като веднъж съставен, той може да използва с различни входни параметри.

Процедурата за създаване на *йерархичен елемент* чрез блок е илюстрирана чрез дефиниране на един широкоизползвани макромодел – линеен макромодел на операционен усилвател.

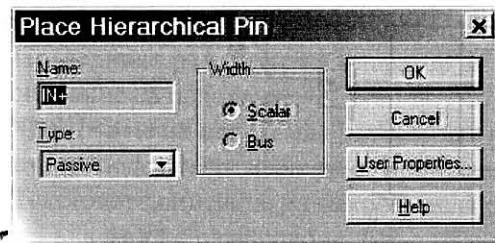
Създаването на *йерархичен елемент* чрез *Capture* включва следните стъпки:

3.3.1. Дефиниране на блок

За целта се щраква върху менюто **Place** и се избира **Hierarchical Block...** (фиг. 3.15) или чрез щракане върху бутона за бързо избиране . Появява се менюто за дефиниране на атрибутите на блока, показано на фиг. 3.16. Записва се името на операционния усилвател в полето **Reference** (за примера *my_741C*) и се указва начинът на описание на подсхемата (**Implementation Type**): във вид на чертеж



Фиг. 3.15. Дефиниране на йерархичен блок



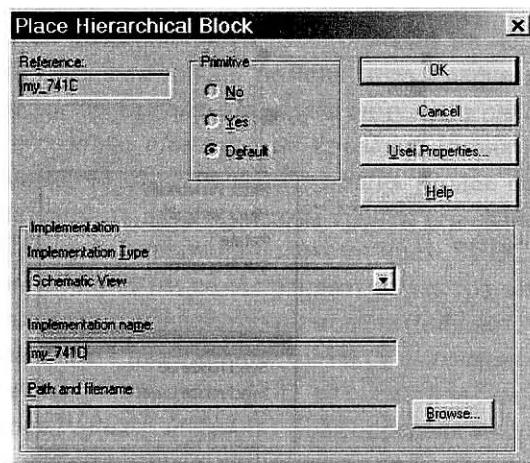
Фиг. 3.17. Диалогово меню за редактиране на изводите

(Schematic View) или чрез текстово описание (PSpice model). За разглеждания пример е избрано описание чрез въвеждане на чертеж и се задава името му *my_741C* в полето Implementation Name. Процедурата завършва с щракане на бутона OK.

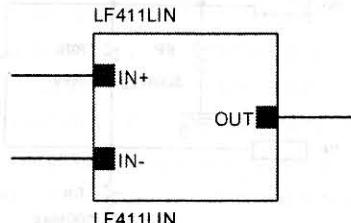
Курсорът приема формата на кръстче. В този режим се разполага блокът върху работното поле и се определят размерите му.

3.3.2. Поставяне на изводи

Разполагането на всеки от изводите се извршва при избран блок чрез менюто Place/Hierarchical Pin или чрез бутона за бързо избиране . Появява се диалоговото меню от фиг. 3.17. В полето Name се указва името на извода, а в полето Type – типът на извода (входен (input), изходен (output) или двупосочен (passive)). Изводите на операционния усилвател се дефинират като двупосочни. Задават се имена на входните изводи (**IN+** и



Фиг. 3.16. Меню за дефиниране на атрибутите на блока



Фиг. 3.18. Окончателен вид на блока

IN–) и на изходния извод **OUT**. Затваря се менюто от фиг. 3.17 и се разполага изводът в желаната позиция върху контура на блока.

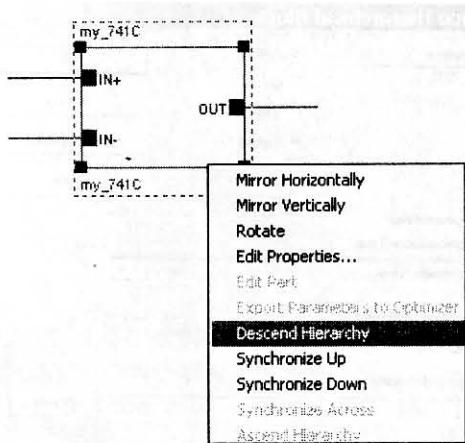
Могат да бъдат начертани и проводници към съответните изводи чрез менюто Place/Wire. Готовият блок добива вида, показан на фиг. 3.18.

3.3.3. Създаване на схема в йерархичния блок

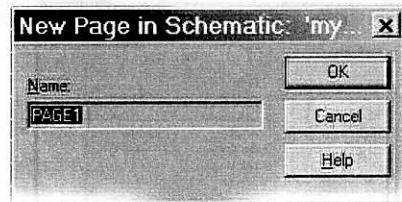
Процедурата за създаване на чертеж на схема вътре в блока включва следните стъпки:

1. Избира се блокът, като се щраква еднократно върху него.

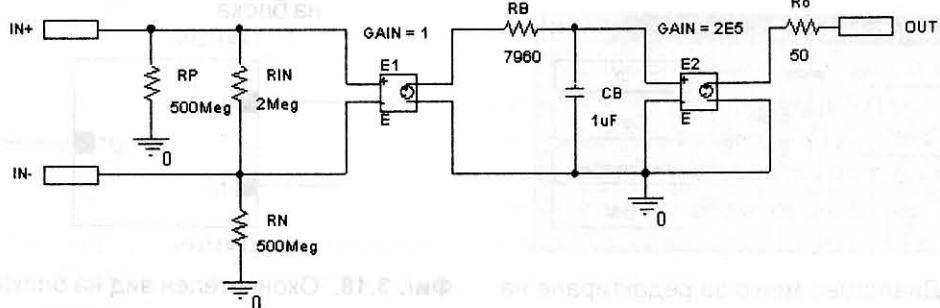
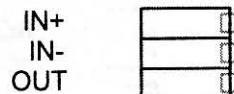
2. Щраква се с десен клавиши и от падащото меню се избира Descend Hierarchy за преминаване на по-ниско ниво в йерархията на чертежа (фиг. 3.19), за да се дефинира схемата в блока. Появява се менюто от фиг. 3.20 с името на страницата, в която ще се намира чертежът на схемата в блока. Това име може да бъде



Фиг. 3.19. Създаване на ново йерархично ниво в блока



Фиг. 3.20. Задаване на име на новата страница за изчертаване на схемата в блока



Фиг. 3.22. Линеен еднополюсен макромодел на операционен усилвател LF411LIN

променено. След потвърждаването се отваря нова страница, в която са разположени изводите на блока, представени чрез портове **IN+**, **IN-** и **OUT** (фиг. 3.21).

3. Изчертава се заместващата схема на линейния модел на операционния усилвател [4] в блока. В резултат схемата добива вида, показан на фиг. 3.22. С резисторите R_{in} и R_o са моделирани съответно входното и изходно съпротивления, а с резистора R_B и кондензатора C_B се моделира честотната зависимост на коефициента на усилване без обратна връзка при еднополюсна апроксимация на честотната му характеристика. В модела са използвани зависимости източници на напрежение, управявани от напрежение (тип E). Усиливането A_o при постоянстоков режим се моделира чрез зависимия източник на напрежение, управляван от напрежение $E2$.

5. Запазва се и се затваря файлът на схема

мата с помощта на командите **File/Save** и **File/Close**.

3.4. Дефиниране на макромоделите чрез подсхема

Дефинирането на библиотечни елементи чрез подсхема с текстово описание чрез входния език на *PSpice* е универсален подход, който е използван при създаването на много от стандартните библиотечни елементи на симулатора *PSpice* като операционни усилватели, тиристори и др. Заместващата схема може да се създаде в *Capture*, а след това да се изпълни команда **PSpice/Create Netlist** за създаване на текстовото ѝ описание. То се разполага между два оператора – за начало на подсхема (.SUBCKT) и за край на подсхема (.ENDS).

В първия ред

.SUBCKT <име на подсх.> <списък възли>
се записва името на макромодела, което съвпа-

```

.SUBCKT LF411LIN IN_P IN_N OUT
RIN  IN_N IN_P 2Meg
RP   0     IN_P 500Meg
RN   0     IN_N 500Meg
E1   1     0     IN_P IN_N 1
RB   2     1     7960
CB   0     2     1uF
E2   3     0     2     0     2E5
Ro   OUT   3     50
.ENDS

```

Фиг. 3.23. Текстово описание на линейния еднополюсен макромодел на операционния усилвател LF411LIN

да с името на файла на заместващата схема, както и имената на външните изводи.

Последният ред съдържа оператор за край на описание на подсхема:

.ENDS [<име на подсхема>]

Името на подсхемата може да се пропусне.

Текстовото описание на макромодела се записва във файл с разширение **.lib**.

Например, текстовото описание на макромодела на операционния усилвател LF411LIN от фиг. 3.22 се получава във вида, показан на фиг. 3.23.

При повече опит и познаване на входния език на *PSpice* текстовото описание от фиг. 3.23 може да се създаде непосредствено, без да се използва графичният редактор *Capture*.

3.5. Сравнение на подходите за създаване на макромодели

Независимо че даден макромодел може да се създаде както чрез чертеж в *Capture*, така и чрез дефиниране на подсхема посредством входния език на *PSpice*, между двата подхода има някои съществени разлики:

1. Принципът на повечето съвременни симулатори, включително и *PSpice*, е "разтваряне" на всички иерархични чертежи в обща "плоска" схема. Информацията за вложеност се запазва от транслатора на входния език, който включва като част от имената на възли и структурни elementi имената на всички блокове, които ги съдържат.

2. Съдържанието на блока или на иерархичния символ се описва чрез графичния редактор *Capture*. При всяка симулация *отново се създава списъкът на връзките (netlist) на блока*, за да се включи в общия входен файл на схемата за симулатора *PSpice* (*cir*-файла). При дефиниране на подсхеми чрез **.SUBCKT** описанията им се съхраняват в текстов вид в съответните библиотеки с модели (библиотечни файлове с разширение **.lib**) и се включват директно във входния файл на схемата за симулатора *PSpice* (*cir*-файла). Това определя *по-голямата скорост на симулацията при дефиниране на макромодел чрез подсхема в сравнение с дефинирането чрез блок*. По тази причина библиотеките с модели, присъединени към системата, както и моделите, предоставяни от фирмите-производителки, като правило се разработват във вид на подсхеми в текстов вид.

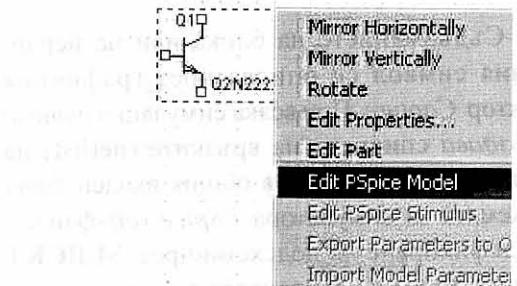
3. Създаването на макромодел чрез блок позволява на потребител с малък опит лесно да създаде, провери и параметризира собствен библиотечен елемент и да го включи в символна и моделна библиотека. След като се потвърди неговата работоспособност, макромоделът може да се представи чрез подсхема в текстов вид, за да се ускори симулацията.

3.6. Модифициране на съществуващи и създаване на нови модели от потребителя

В графичния редактор *Capture* са разработени средства, които позволяват на потребителя много лесно да модифицира съществуващи модели на библиотечни elementi, както и да създава нови модели. Всички генериирани нови модели се съхраняват в библиотеки с модели на потребителя.

Съществува голяма група elementi, чиито модели са "вградени" в системата. Те се описват с оператор **.MODEL**, чрез който се задават параметрите за характеризиране на съответния тип element. По този начин са моделирани редица elementi като

– диоди;



Фиг. 3.24. Избор на режим на редактиране на модела

- биполярни и полеви транзистори;
- трансформатори с нелинеен магнитопровод;
- резистори, кондензатори и бобини, в чиито модели могат да се задават индивидуални толеранси, да се отчитат температурни зависимости на параметрите и др.

Потребителят няма достъп до уравненията, които описват тези модели, но има възможност да променя параметрите на модела. Подробно описание на структурата на моделите, на техните параметри, както и стойностите им по подразбиране, се съдържа в документацията в електронен вид [28].

Описанието на модела е достъпно за потребителя в графичния редактор *Capture*. То се появява на екрана и може да бъде редактирано чрез командата за редактиране на модел. Например параметрите на модела на транзистора Q2N2222 могат да бъдат модифицирани по следния начин:

1. Разполага се елементът върху полето на чертежа с командата **Place/Part... Q2N2222**
2. Избира се елементът чрез единократно щракане с левия клавиш на мишката върху символа му;

3. Влиза се в режим на редактиране на модела. За целта се щрака с десния клавиш на мишката и от падащото меню се избира команда **Edit PSpice Model** (фиг. 3.24).

Отваря се прозорец с текстовото описание на параметрите на *PSpice* модела (фиг. 3.25). Всеки от тях е достъпен за промяна.

Например, ако потребителят желае да изследва влиянието на параметъра на транзистора **BF** (максимален коефициент на усиливане по ток в нормален режим), той може да въведе нова стойност за **BF**, например **BF=300** и да стартира симулацията с новите данни за модела. Препоръчва се да се запази модифицираният модел под ново име. За целта се променя името на модела **Q2N2222** в текстовото описание и се дава ново име, например **Q2N2222_BF300**. Запазват се промените с **File/Save**. Описанието на модела добива вида, показан на фиг. 3.26. В резултат се създава нова библиотека, която съдържа описането на модифицирания модел. *Името на библиотеката съвпада с името на проекта, а разширението е .lib*.

4. Затваря се менюто чрез **File/Exit**.

За разглеждания пример името на файла на проекта е *circ1.opj*. Генерираната нова потребителска библиотека е запазена под името *circ1.lib* в поддиректорията *circ1-PSpiceFiles* на текущата директория на проекта. Новата библиотека автоматично се конфигурира към проекта от системата. По този начин *Capture* я включва в списъка на обхожданите библиотеки, който може да се види в менюто **PSpice/ Edit Simulation Profile/Configuration Files/Library** и се добавя автоматично към входния *cir*-файл

Model Name	Type
Q2N2222*	BJT

```

.model Q2N2222 NPN(Is=14.34f Vaf=74.03 Bf=255.9 Ne=1.307
+ Ise=14.34f Ikf=.2847 Xtb=1.5 Br=6.092 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1
+ Cjc=.7306p Mjc=.3416 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=22.01p Mje=.377 Vje=.75
+ Tr=46.91n Tf=.411.1p Itf=.6 Vtf=1.7 Xtf=3 Rb=10)
* National pid=19 case=TO18
* 88-09-07 bam creation

```

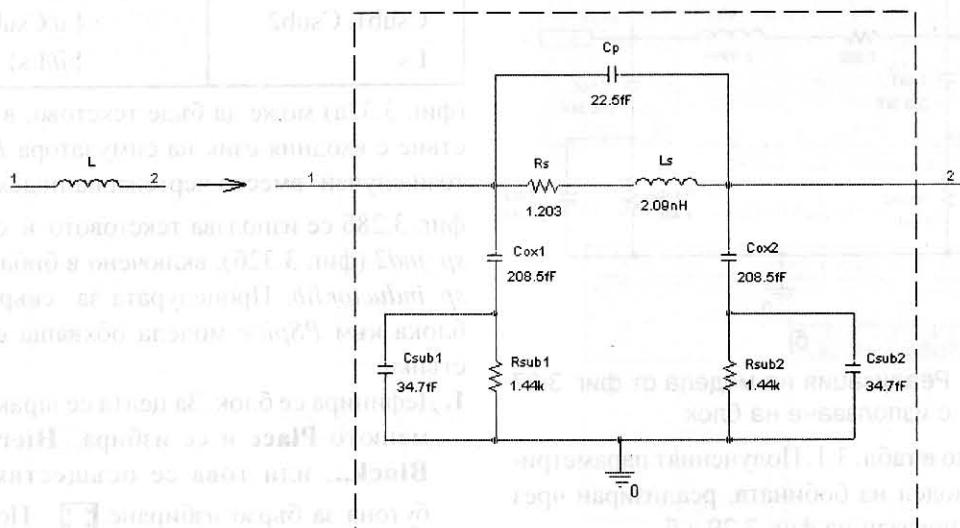
Фиг. 3.25. Редактиране на текстовото описание на *PSpice* модела на транзистора Q2N2222

```

File Edit View Model Plot Tools Window Help
Models List
Model Name: Q2N2222_BF300
+ .model Q2N2222_BF300 NPN(Is=14.34f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03 Bf=300 Ne=1.307
+ Ise=14.34f Ikf=.2847 Xtb=1.5 Br=.092 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1
+ Cjc=7.306p Mjc=.3416 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=22.01p Mje=.377 Vje=.75
+ Tr=46.91n Tf=.411.1p Itf=.6 Vtf=1.7 Xtf=3 Rb=10)
* National pid=19 case=T018
* 88-09-07 bam creation

```

Фиг. 3.26. Описание на модифицирания PSpice модел Q2N2222_BF300



Фиг. 3.27. Модел на планарна спиралната бобина за СВЧ в интегрално изпълнение

на PSpice с текстовото описание на схемата.

Този подход за модифициране позволява на потребителя да генерира нови модели, без да променя моделите от оригиналните библиотеки на системата, включени в библиотеката *nom.lib*.

3.7. Разработване на

параметризирани макромодели

Като пример за създаване на параметризиран макромодел е разгледан моделът на планарна спирална бобина за СВЧ в интегрално изпълнение, показан на фиг. 3.27 [39]. Електрическите параметри зависят от геометричните и технологични параметри.

3.7.1. Разработване на параметризиран макромодел чрез блок, съдържащ чертеж на подсхемата

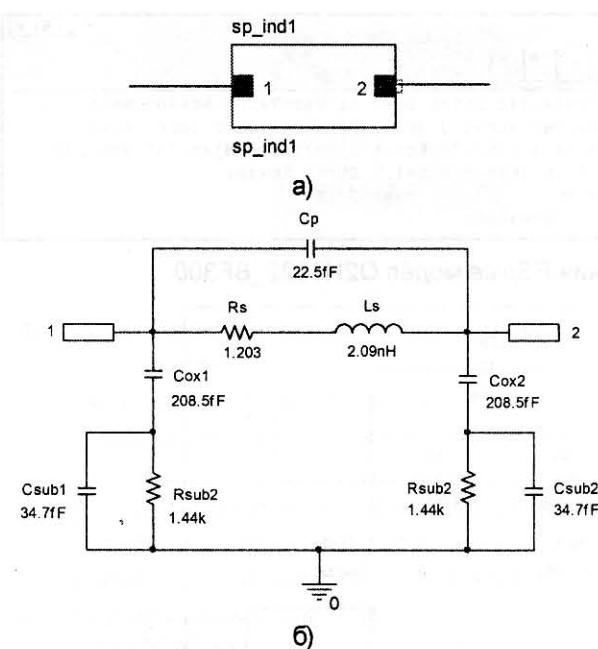
Като се използва процедурата, описана в т. 3.3, може да се дефинира макромоделът на планарна спирална бобина за СВЧ чрез блок, както е показано на фиг. 3.28. Недостатък на

този модел е, че не може да се използва за представяне на бобини с различни параметри. За да бъде универсален моделът на бобината, реализиран чрез блок, стойностите на елементите трябва да бъдат достъпни за промяна от страна на потребителя, т.е. моделът да е *параметризиран*. Процедурата за създаването му обхваща следните стъпки:

1. Дефинира се блок, както е описано в т. 3.3.1 и 3.3.2.
2. Създава се чертежът на еквивалентната схема в съответствие с процедурата от т. 3.3.3. За параметризиране на модела, в полето за стойност се задава *име на параметър, поставено във фигурни скоби*. За указание, че параметърът е дефиниран в блок, се изиска задължително името му да се предхожда от символа *@*. Например в полето за стойност на элемента *Ls* се въвежда изразът *{@Ls}*. По аналогичен начин се параметризират и останалите елементи от модела, както е

Таблица. 3.1

Елемент	Израз в полето за стойност Value
Rs	{@Rs}
Cp	{@Cp}
Cox1, Cox2	{@Cox}
Rsub1, Rsub2	{@Rsub}
Csub1, Csub2	{@Csub}
Ls	{@Ls}



Фиг. 3.28. Реализация на модела от фиг. 3.27 с използване на блок

показано в табл. 3.1. Полученият параметризиран модел на бобината, реализиран чрез блок, е показан на фиг. 3.29 а,б.

3. Дефинират се параметрите L_s , R_s , C_p , R_{sub} и C_{sub} като атрибути на блока, за да станат достъпни за промяна от страна на потребителя. За целта се избира блокът, щрака се с десен клавиш и се извиква менюто за редактиране на атрибутите **Edit Properties**. С бутона **New Row** се дефинира нов атрибут (фиг. 3.30). Задава се името на параметъра в полето **Name**, както и стойността на този параметър в полето **Value**. След дефиниране на всички атрибути на блока, се достига до вида, показан на фиг. 3.31. За визуализация върху екрана на името и стойността на атрибута съответният ред се маркира и се избира менюто **Display/Name and Value**. Окончателният вид на блока е показан на фиг. 3.29а.

3.7.2. Разработване на параметризиран макромодел чрез блок, свързан с текстово описание на подсхемата

Описанието на подсхемата в блока *sp_ind2*

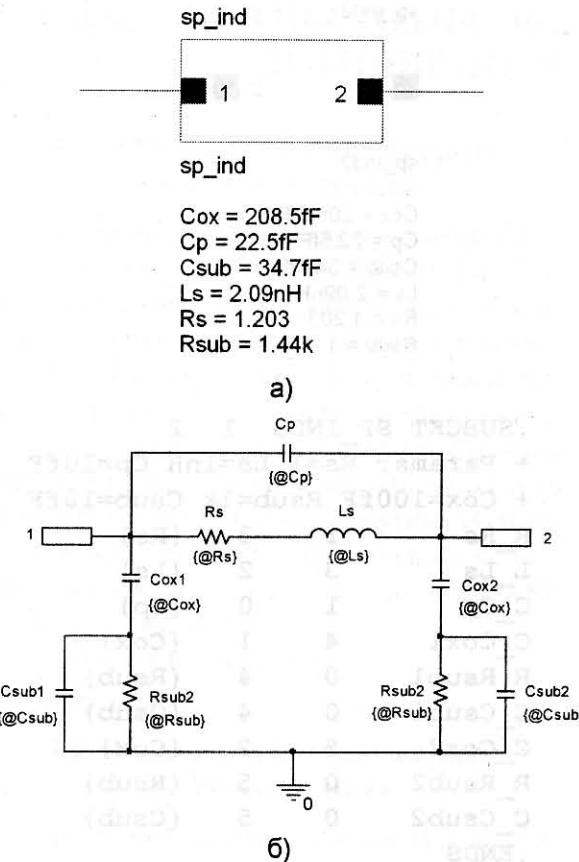
(фиг. 3.32а) може да бъде текстово, в съответствие с входния език на симулатора *PSpice*. В този случай вместо чертежа на подсхемата от фиг. 3.28б се използва текстовото ѝ описание *sp_ind2* (фиг. 3.32б), включено в библиотеката *sp_inductor.lib*. Процедурата за свързване на блока към *PSpice* модела обхваща следните стъпки:

1. Дефинира се блок. За целта се щраква върху менюто **Place** и се избира **Hierarchical Block...** или това се осъществява чрез бутона за бързо избиране . Появява се менюто за дефиниране на атрибутите на блока, показано на фиг. 3.33. Записва се името на елемента в полето **Reference** (за примера *sp_ind2*) и се указва начинът на описание на подсхемата (**Implementation Type**): във вид на *PSpice* модел или в текстов вид (**PSpice Model**). Задава се името на блока *sp_ind2* в полето **Implementation Name**. Процедурата завършва с щракане на бутона **OK**.

Курсорът приема формата на кръстче. В този режим се разполага блокът върху работното поле и се определят размерите му.

2. Поставят се изводи както в т. 3.3.2.
3. Редактират се атрибутите на блока. За целта се избира блокът, щрака се върху него с десен клавиш и се извиква менюто за редактиране на атрибутите **Edit Properties**. С бутона **New Row** се дефинира нов атрибут **PSpiceTemplate** за обръщение към описание на подсхемата:

X^@REFDES %1 %2 @MODEL



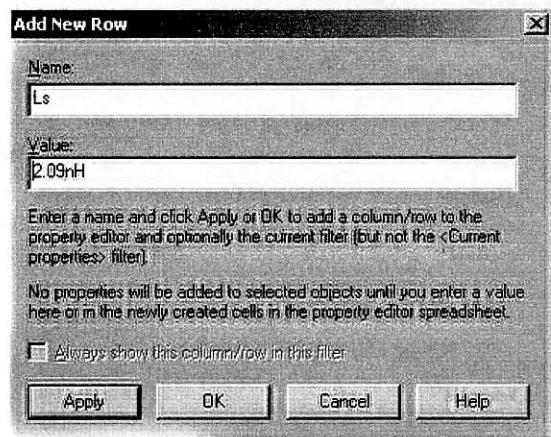
Фиг. 3.29. Реализация на параметризиран модел, зададен чрез чертеж в блок

Дефинира се и атрибутът **MODEL** за задаване на името на модела *sp_ind2*. Атрибутите на блока получават вида, показан на фиг. 3.34.

За разработка на *параметризиран* макромодел чрез блок *sp_ind3* (фиг. 3.35а), свързан с текстово описание на подсхемата, се използва *PSpice* моделът от фиг. 3.35б. Стойностите на елементите в подсхемата са дефинирани като параметри, зададени във фигурни скоби. Редактират се атрибутите на блока *sp_ind3*. За целта се дефинира нов атрибут **PSpiceTemplate** за обръщение към описанието на подсхемата:

X^@REFDES %1 %2 @MODEL Params:

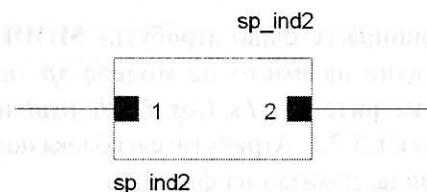
Rs=@Rs Ls=@Ls Cox=@Cox
Csub=@Csub Rsub=@Rsub Cp=@Cp



Фиг. 3.30. Дефиниране на нов атрибут

SCHEMATIC1 : PAGE1	
Cox	208.5fF
Cp	22.5fF
Csub	34.7fF
Ls	2.09nH
Rs	1.203
Rsub	1.44k

Фиг. 3.31. Атрибути на блока от фиг. 3.29а

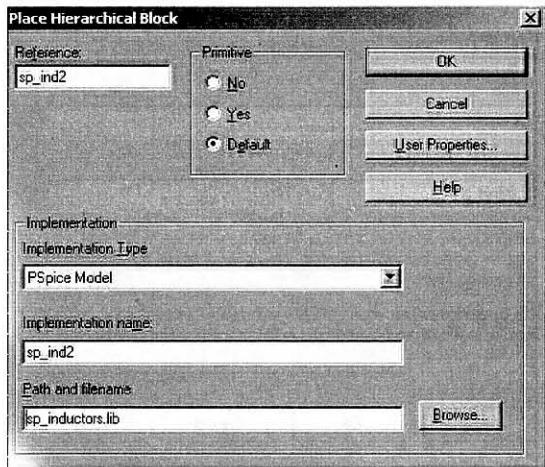


а)

.SUBCKT	SP_IND2	1	2
R_Rs	1	3	1.203
L_Ls	3	2	2.09nH
C_Cp	1	0	22.5ff
C_Cox1	4	1	208.5ff
R_Rsub1	0	4	1.44k
C_Csub1	0	4	34.7ff
C_Cox2	5	2	208.5ff
R_Rsub2	0	5	1.44k
C_Csub2	0	5	34.7ff
.ENDS			

б)

Фиг. 3.32. Реализация на макромодел чрез блок, свързан с *PSpice* модел

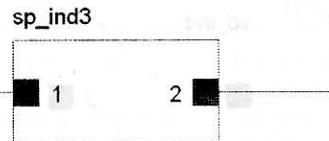


Фиг. 3.33. Дефиниране на юерархичен блок, свързан с PSpice модел

		New Row...	Apply	Display...	Delete Property	Filter...
A						
	SCHEMATIC1 : PAGE1 : sp_ind2					
MODEL	sp_ind2					
PSpiceTemplate	X^@REFDES %1 %2 @MODEL					
Implementation Type	PSpice Model					

Фиг. 3.34. Атрибути на блока *sp_ind2*

Дефинира се също атрибутът **MODEL** за задаване на името на модела *sp_ind3* и параметрите *Rs*, *Ls*, *Cox*, *Csub*, *Rsub* и *Cp*, както в т. 3.7.1. Атрибутите на блока получават вида, показан на фиг. 3.36.



sp_ind3

$C_{ox} = 208.5fF$
 $C_p = 22.5fF$
 $C_{sub} = 34.7fF$
 $L_s = 2.09nH$
 $R_s = 1.203$
 $R_{sub} = 1.44k$

a)

```
.SUBCKT SP_IND3 1 2
+ Params: Rs=1 Ls=1nH Cp=10fF
+ Cox=100fF Rsub=1k Csub=10fF
R_Rs      1   3 {Rs}
L_Ls      3   2 {Ls}
C_Cp      1   0 {Cp}
C_Cox1    4   1 {Cox}
R_Rsub1   0   4 {Rsub}
C_Csub1   0   4 {Csub}
C_Cox2    5   2 {Cox}
R_Rsub2   0   5 {Rsub}
C_Csub2   0   5 {Csub}
.ENDS
```

b)

Фиг. 3.35. Реализация на параметризиран макромодел чрез блок, свързан с PSpice модел

		New Row...	Apply	Display...	Delete Property	Filter by: < Current properties >
A						
	SCHEMATIC1 : PAGE1 : sp_ind3					
Cox						208.5fF
Cp						22.5fF
Csub						34.7fF
Ls						2.09nH
Rs						1.203
Rsub						1.44k
Model						sp_ind3
PSpiceTemplate	X^@REFDES %1 %2 @MODEL Params:Rs=@Rs Ls=@Ls Cox=@Cox Csub=@Csub Rsub=@Rsub Cp=@Cp					

Фиг. 3.36. Атрибути на блока *sp_ind3*

IV. АНАЛИЗ В ЧЕСТОТНА ОБЛАСТ. ПАРАМЕТРИЧЕН АНАЛИЗ. ДЕФИНИРАНЕ НА МАКРОСИ В PROBE

4.1. Задаване на параметрите на входния сигнал

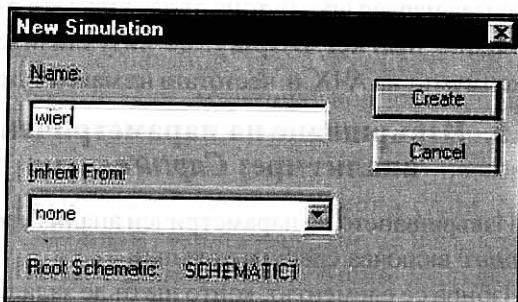
Като пример за изследване в честотна област е анализирана схемата на Вин от фиг. 2.1. Входният сигнал се задава чрез източник на синусоидално напрежение за честотен анализ (тип VAC), свързан между входния възел IN и базисния възел. Параметрите на източника са амплитудна стойност и начална фаза. Щрака се двукратно върху символа на източника и се дефинират стойностите на атрибутите ACMAG (амплитуда) и ACPHASE (начална фаза в градуси). Ако фазата е 0, полето ACPHASE може да не се попълва.

За разглеждания пример:

ACMAG: 1mV

4.2. Задаване на параметрите на симулацията

Параметрите на симулацията се задават чрез менюто на симулационния профил PSpice/New Simulation Profile, където се въвежда име на симулационния профил (фиг. 4.1). Появява се менюто Simulation Settings, чрез което се дефинират и настройват всички параметри, свързани със симулацията чрез PSpice: задаване на типовете анализ (Analysis), както и промяна на опциите за управление на изчислителния процес (Options). Освен това, чрез менюто Simulation



Фиг. 4.1. Задаване на име на симулационния профил

Settings се добавят нови моделни библиотеки (Libraries), включени файлове (Include Files) и файлове за описание на възбуджащи сигнали (Stimulus).

Модификацията на параметрите на симулационния профил се извършва чрез менюто PSpice/Edit Simulation Profile.

4.3. Задаване на анализ в честотна област

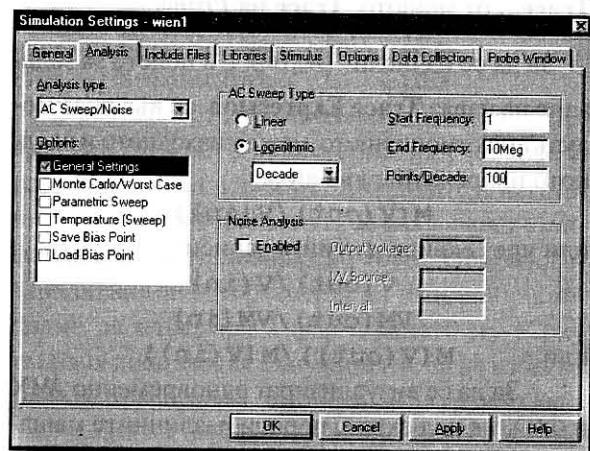
За разглеждания пример е зададен анализ в честотна област чрез PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis. В полето за тип на симулацията Analysis Type се избира AC Sweep/Noise и се задава необходимият честотен диапазон (фиг. 4.2). Зададено е логаритмично изменение на честотата по декади (Logarithmic/Decade) и е избрано изследване в диапазон от 1Hz до 10MHz при 100 честотни точки на декада:

Start Frequency: 1

End Frequency: 10Meg

Points/Decade: 100

Симулацията се стартира чрез менюто PSpice/Run.



Фиг. 4.2. Дефиниране на задание за анализ в честотна област

4.4. Визуализация на схемните функции в *Probe*

След извършване на симулацията се отваря автоматично изходният екран на графичния анализатор *Probe* за визуализация на резултатите от анализа. Тя може да се извърши по два начина:

- Автоматично извеждане чрез дефиниране на необходимите изходни величини с помощта на напрежителни и токови маркери от менюто **PSpice/Markers** в *Capture*;
- Ръчно извеждане чрез дефиниране в *Probe* на необходимите изходни величини с помощта на менюто за визуализация **Trace/Add Trace...**.

Този начин позволява извеждане на екрана на по-голям брой изходни величини, на техни отношения и на други функции, изчислени чрез тях.

За да се получи чрез *Probe* амплитудно-частотната характеристика (АЧХ) на коефициента на усилване $|\dot{K}_u(\omega)|$ и фазово-частотната характеристика (ФЧХ) $\phi(\omega)$ на схемата от фиг. 2.1

$$|\dot{K}_u(\omega)| = \left| \frac{\dot{U}_{out}(\omega)}{\dot{U}_{in}(\omega)} \right| \quad \text{и} \quad \phi(\omega) = \arg \left[\frac{\dot{U}_{out}(\omega)}{\dot{U}_{in}(\omega)} \right],$$

е необходимо да се зададе команда **Add Trace...** от менюто **Trace** на *Probe*.

За да се изчисли $|\dot{K}_u(\omega)|$, в полето за задаване на израз **Trace Expression** се въвежда модулът на отношението между изходното и входното напрежение във вида:

$M(V(out)/V(in))$

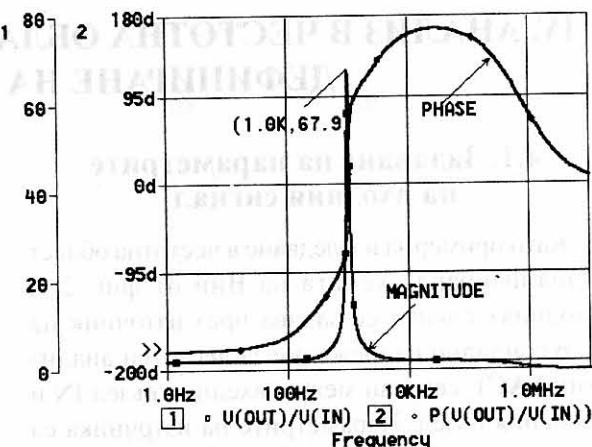
или чрез еквивалентните записи:

$V(out)/V(in)$

$VM(out)/VM(in)$

или $M(V(out))/M(V(in))$

За да се визуализират едновременно АЧХ и ФЧХ на цял екран, поради различните мащаби на стойностите за двете величини, се въвежда втора Y-ос за построяване на ФЧХ. Това се осъществява чрез менюто **Plot/Add Y Axis** (до-



Фиг. 4.3. Резултати за АЧХ и ФЧХ на коефициента на усилване по напрежение на схемата от фиг. 2.1

бави Y-ос).

За да се изчисли ФЧХ, се избира **Trace / Add Trace...** и в полето за задаване на израз **Trace Expression** се въвежда фазата на отношението между изходното и входното напрежение във вида:

$P(V(out)/V(in))$

или чрез еквивалентните записи:

$P(V(out))-P(V(in))$

или

$VP(out)-VP(in)$

Ако началната фаза на входното напрежение е 0, изразите за ФЧХ се опростяват и се получават във вида: $P(V(out))$.

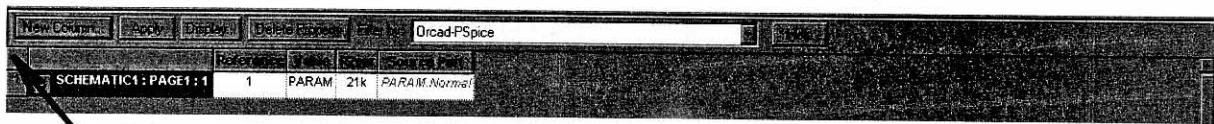
Фазово-частотната характеристика се извежда от *Probe* в градуси.

В резултат се получават АЧХ и ФЧХ на схемата, както е показано на фиг. 4.3. Като се използва маркер чрез бутона от лентата за бързо избиране **Marker Display**, се визуализират максимумът на АЧХ и честотата на максимума.

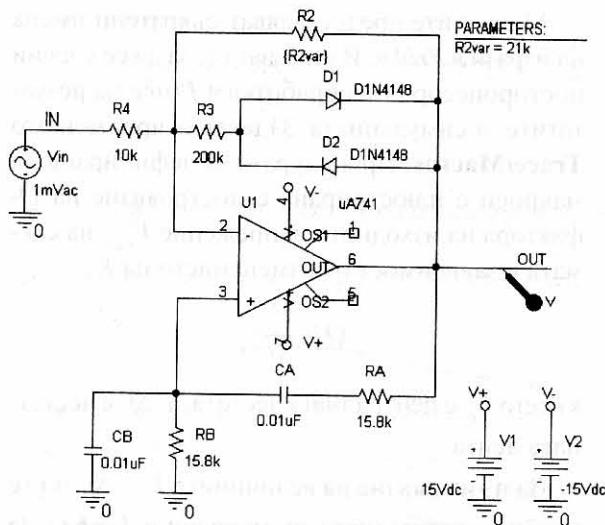
4.5. Извършване на параметричен анализ чрез *Capture*

Извършването на параметричен анализ чрез *Capture* включва следните стъпки:

1. Избира се елементът, който ще бъде зададен чрез параметър, например R_2 (фиг. 2.1);
2. Щрака се двукратно върху стойността на



Фиг. 4.4. Диалогов прозорец **Property Editor** за редактиране на свойствата на таблица



Фиг. 4.5. Задаване на параметър чрез графичния редактор *Capture*

R_2 . Появява се диалоговият прозорец **Display properties** за задаване на стойност. В него вместо стойността на елемента в полето **Value** се записва името на параметъра, например **R2var**, заградено във фигурни скоби: **{R2var}**;

3. Извиква се таблицата **PARAM** чрез менюто **Place/Part** от библиотеката **Special** и се разполага върху полето на чертежа;
4. Щрака се двукратно върху таблицата **PARAM**. В диалоговия прозорец за редактиране на свойствата **Property Editor** (фиг. 4.4) се дефинира нов атрибут чрез щракане върху клавиша **New Column** (нова колона). Появява се диалоговият прозорец за добавяне на нова колона (**Add New Column**) и се попълва името на параметъра **R2var** в полето за име **Name**. Попълва се номиналната стойност **21k** в полето за стойност **Value** на атрибута **R2var**. Ако желаем да подредим таблицата с атрибути по редове,

вместо по колони, се щрака върху бутона в горния ляв ъгъл, обозначен със стрелка на фиг. 4.4. В този случай се дефинират нови атрибути чрез щракане върху клавиша **New Row** (нов ред) и се попълват името и стойността на параметъра **R2var**.

Чертежът получава вида, показан на фиг. 4.5.

5. Задава се честотен анализ при **линейно** изменение на честотата от 900Hz до 1.1 kHz с общ брой честотни точки 500.

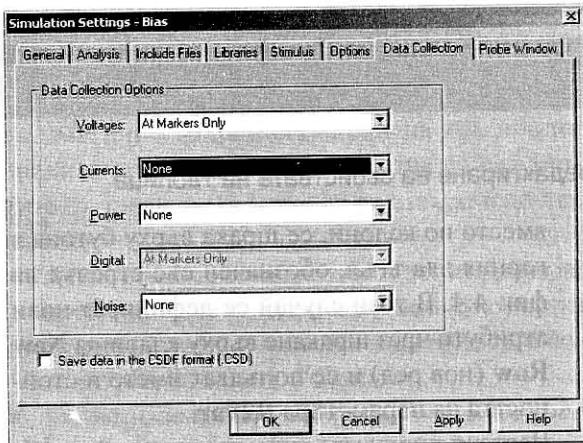
Задава се и параметричен анализ при изменение на дефинирания чрез **PARAM** параметър **R2var**. За целта се редактират заданията с помощта на менюто **PSpice/Edit Simulation Settings/Analysis**. В полето **Options** се маркира заявката за параметричен анализ **Parametric Sweep**. За разглежданния пример се дефинира **R2var** като глобален параметър (**Global parameter**), въвежда се името на параметъра

Parameter name: R2var

и се задава **линейно** изменение от 18k Ω до 22k Ω през 100:

Start Value: 18k
End Value: 22k
Increment: 100

В резултат от параметричния анализ се получават схемните характеристики (токове и напрежения) за всеки от вариантите. Получените данни от изчисленията се съхраняват в **dat**-файла и се визуализират в **Probe**. При много-вариантния анализ размерът на този файл може силно да нарастне, а формирането му върху твърдия диск забавя симулацията. За да избегне това, се препоръчва в **dat**-файла да се попълват данни само за ограничен брой величини, указанi от потребителя. За целта се избира **PSpice/Edit Simulation Profile/Data Collection** (фиг. 4.6) и се задава извеждане само на напре-



Фиг. 4.6. Меню **Data Collection** за ограничаване на типовете извеждани данни

женията във възлите, обозначени с маркери (**At Markers Only**). Отменя се извеждането на токове, мощности и шумови напрежения (**None**).

4.6. Визуализация на резултатите от параметричния анализ в *Probe*

Резултатите за АЧХ на изходното напрежение **V(out)** при различни стойности на **R2var** са показани на фиг. 4.7.

Зависимостта на максимума на изходното напрежение във функция от **R2var** се построява в *Probe* чрез менюто **Plot/Axes Settings/Performance Analysis**. Извиква се менюто **Trace/Add...** и в полето **Trace Expression** се задава променливата по оста Y (вторична

схемна характеристика):

$$\text{MAX}(\text{V}(\text{out}))$$

Резултатът за зависимостта на максимума на **V(out)** от **R2var** е показан на фиг. 4.8.

4.7. Дефиниране на макроси в *Probe*

Макросите представляват съкратени имена на изрази в *Probe*. Използват се, за да се улесни постпроцесорната обработка в *Probe* на резултатите от симулацията. Задават се чрез менюто **Trace/Macros**. Процедурата за дефиниране на макроси е илюстрирана с построяване на **Q**-фактора на изходното напрежение V_{out} на схемата в зависимост от изменението на R_2 :

$$Q = \frac{F_o}{\Delta f},$$

където F_o е централната честота, а Δf е честотната лента.

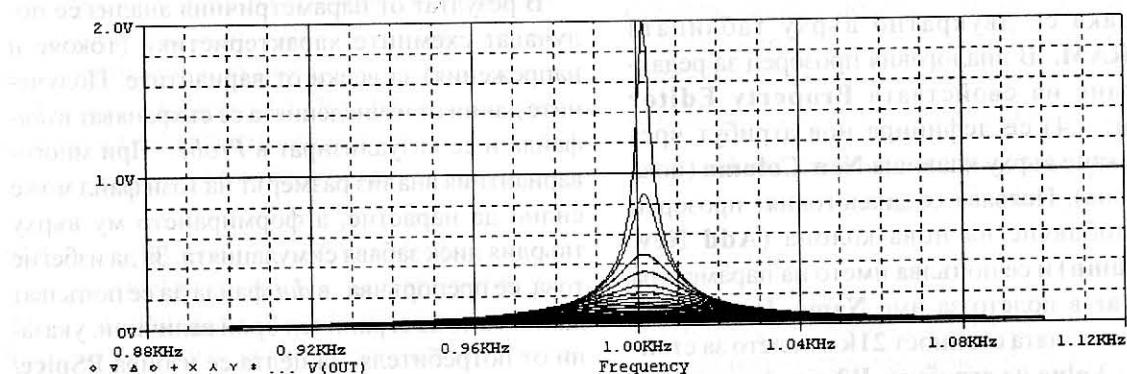
За изчисляване на величините F_o , Δf и Q е удобно използването на макроси в *Probe*. За целта **Q**-факторът се дефинира като макрос $Q = F_o/B$, където с **Fo** е означена централната честота, а с **B** – честотната лента.

Създаването на макроса се извършва чрез менюто **Trace/Macros**. Появява се диалоговият прозорец **Macros**. В полето **Definition** се записва

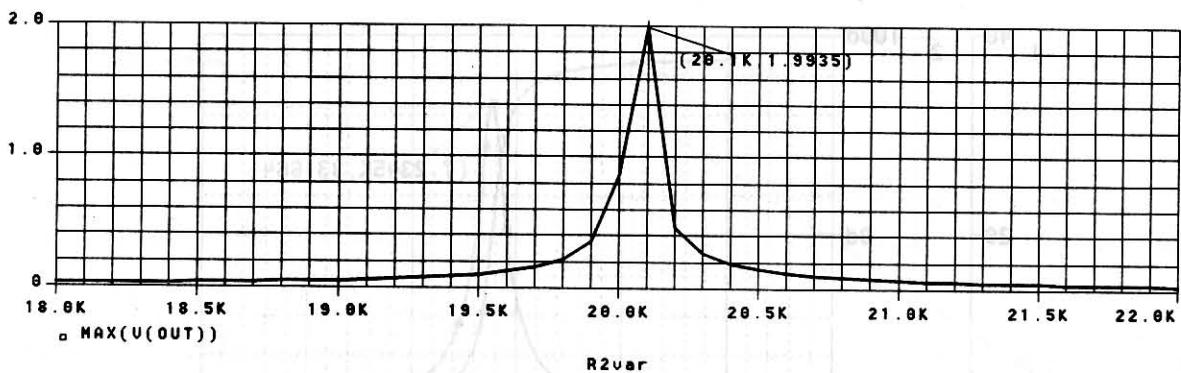
$$Q = F_o/B$$

Запазва се макросът със **Save**.

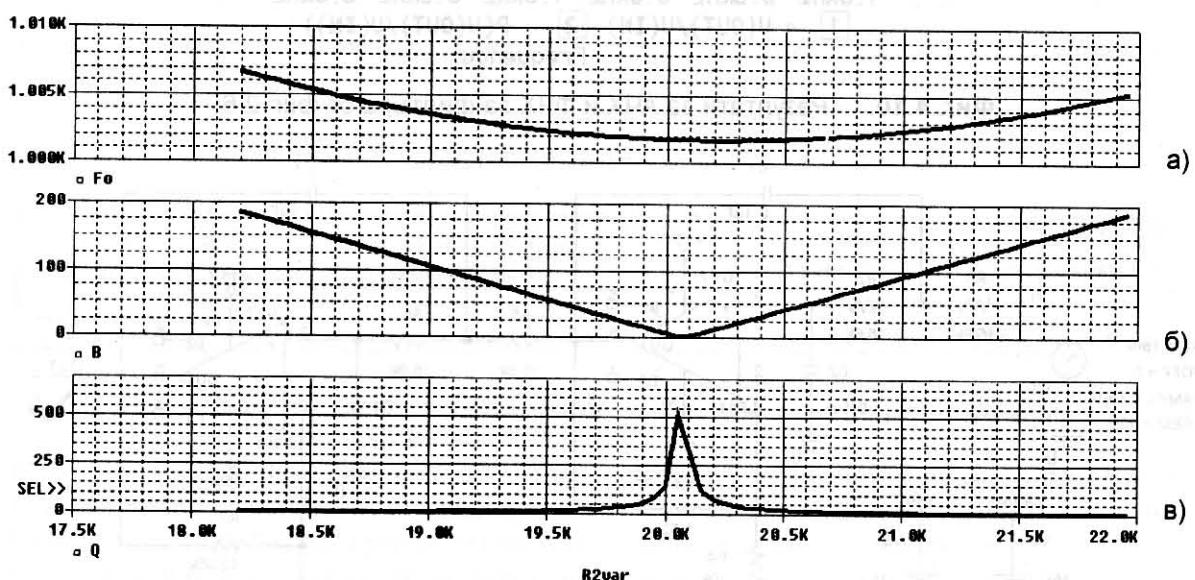
Fo се изчислява чрез функцията на *Probe* **CenterFrequency(1, db_level)**



Фиг. 4.7. Зависимост на АЧХ на изходното напрежение V_{out} от R_{2var}



Фиг. 4.8. Зависимост на максимума на АЧХ на изходното напрежение V_{out} от R_{2var}



Фиг. 4.9. Зависимости на величините F_o , B и Q от R_{2var}

a B се определя чрез функцията

Bandwidth(1, db_level)

В полето 1 се задава модулът на изходното напрежение в децибели $Vdb(OUT)$. В полето **db_level** се задава нивото в децибели под максимума на $Vdb(OUT)$, необходимо при изчисляване на F_o и B .

Съответните макроси се въвеждат чрез менюто **Trace Macros** във вида:

FO = CenterFrequency(Vdb(out), 3)

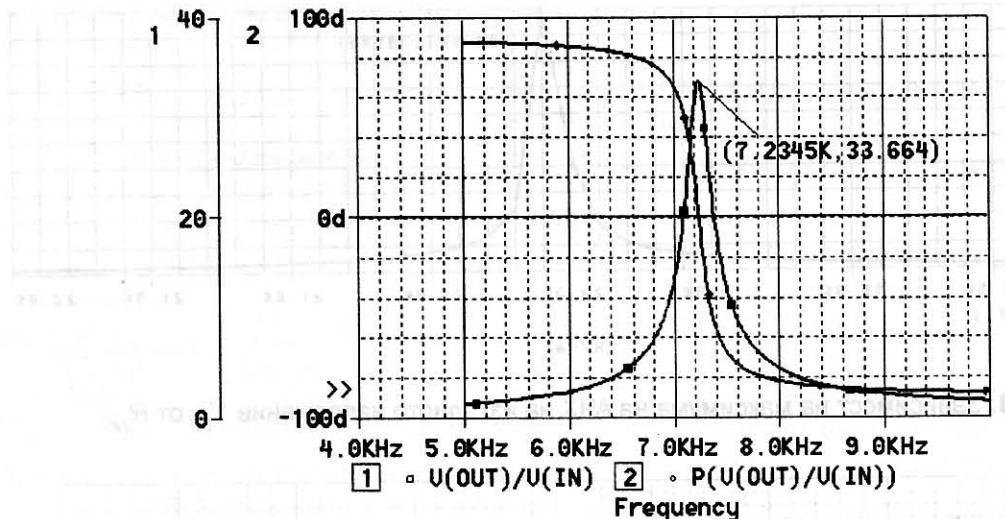
B = Bandwidth(Vdb(out), 3)

Макросите се запазват със **Save** и диалого-

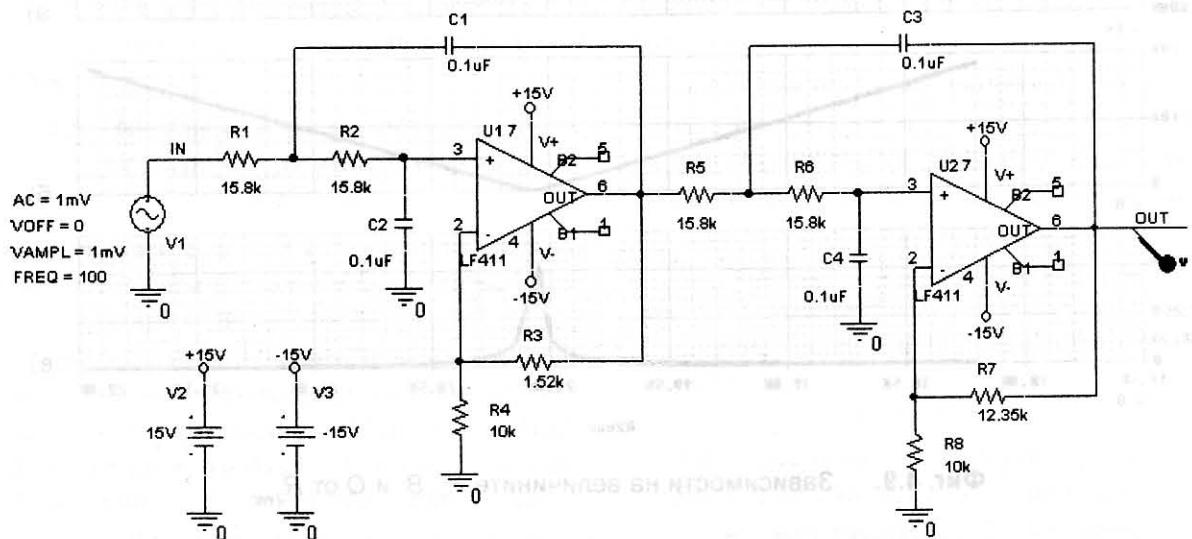
вият прозорец се затваря с **Close**. За визуализиране на зависимостта на F_o от изменението на R_{2var} се следва процедурата, описана в т. 4.6. Избира се менюто **Plot/Axes Settings/Performance Analysis**. Извиква се менюто **Trace/Add...** и в полето **Trace Expression** се записва: **Fo**

Получената зависимост $F_o(R_{2var})$ е показана на фиг. 4.9a.

По аналогичен начин се изчисляват и визуализират зависимостите на величините B и Q от изменението на R_{2var} . Те са дадени съответно на фиг. 4.9b и фиг. 4.9c.



Фиг. 4.10. Резултати за АЧХ и ФЧХ за филтъра от фиг. 2.6



Фиг. 4.11. Схема на нискочестотен филтър

Пример 4.1. Да се изследва в честотна област схемата на лентов филтър от фиг. 2.6.

Задава се анализ в честотна област по процедурата, описана в т. 4.3. Дефинира се **линейно** изменение на честотата (**Linear**). Избрано е изследване в диапазон от **5kHz** до **10kHz** при общ брой **500** честотни точки в задания честотен диапазон.

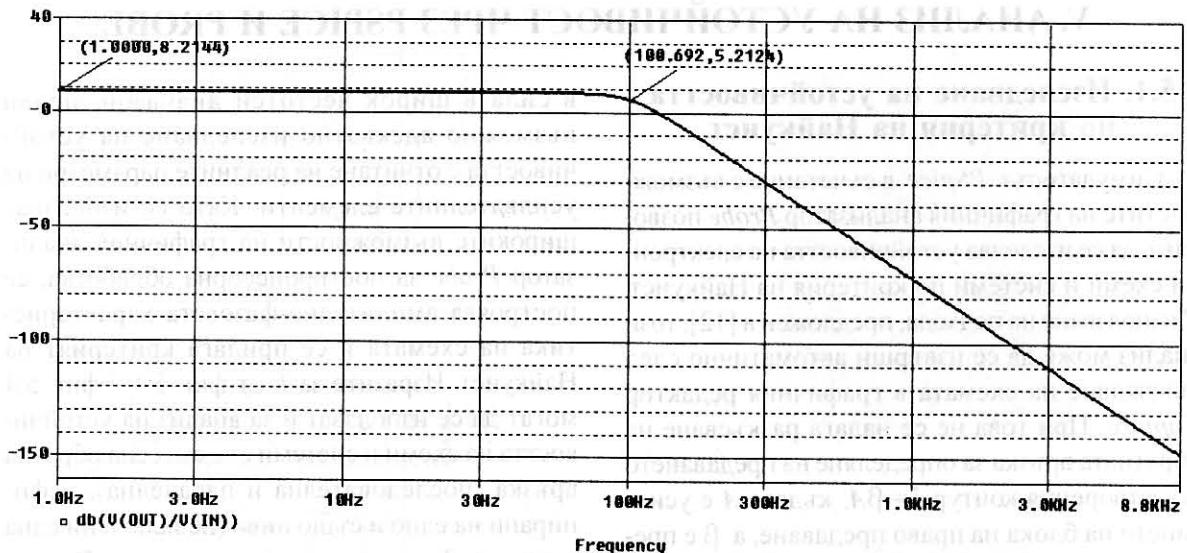
Start Frequency: 5kHz
End Frequency: 10kHz
Total Points: 500

Резултатите за АЧХ и ФЧХ на коефициента на усилване по напрежение са показани на фиг. 4.10.

Пример 4.2. Изследване на честотната характеристика на нискочестотен филтър [4] (фиг. 4.11). На фиг. 4.12 е показана АЧХ в децибели на филтъра, получена в *Probe* чрез функцията

$$\text{dB} (V(\text{OUT}) / V(\text{IN}))$$

С помощта на курсор е показана граничната честота, при която АЧХ в децибели спада с 3dB



Фиг. 4.12. Резултати за АЧХ за филтъра от фиг. 4.11

Measurement Results			
Evaluate	Measurement	Value	
<input checked="" type="checkbox"/>	F _c	100.68215	
Click here to evaluate a new measurement...			

Фиг. 4.13. Определяне на граничната честота с използване на вторични функции на *Probe*

спрямо стойността при ниски честоти. Тази честота определя ширината на честотната лента на нискочестотния филтър. Граничната честота може да се определи и чрез възможностите на *Probe* за изчисляване на вторични функции чрез менюто **Trace/Evaluate Measurement...**

Граничната честота F_c се определя чрез вграде-

ната функция **Cutoff_Lowpass_3dB(1)**, където в 1 се записва АЧХ в децибели. За изчисляване на F_c се дефинира макросът:

$$Fc=Cutoff_Lowpass_3dB(db(V(OUT)/V(IN)))$$

Резултатът за F_c се извежда в *Probe* във вида, показан на фиг. 4.13. Той съвпада с получения чрез използване на курсор (фиг. 4.12).



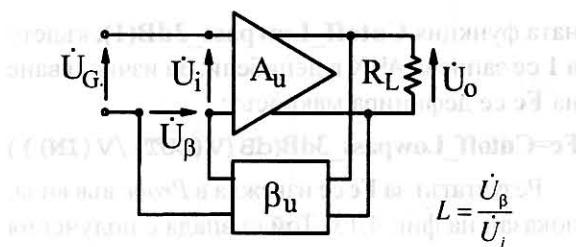
V. АНАЛИЗ НА УСТОЙЧИВОСТ ЧРЕЗ PSPICE И PROBE

5.1. Изследване на устойчивостта по критерия на Найкуист

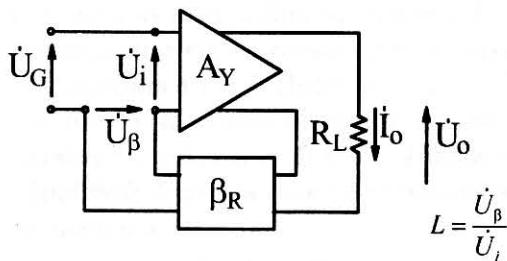
Симулаторът *PSpice* в съчетание с възможностите на графичния анализатор *Probe* позволява да се изследва устойчивостта на електронни схеми и системи по критерия на Найкуист. С използване на подхода, предложен в [12], този анализ може да се извърши автоматично след въвеждане на схемата в графичния редактор *Capture*. При това не се налага разкъсване на обратната връзка за определяне на предаването по затворения контур $L = \beta A$, където A е усилването на блока на право предаване, а β е предаването на обратната връзка (ОВ). Величината L се изразява чрез отношения между комплексните на напрежения или токове. Изразът ѝ зависи от типа на обратната връзка по отношение на входната верига, както е показано на фиг. 5.1 – фиг. 5.4 [12]. Включването в библиотеките на *PSpice* на все по-усъвършенствани модели на операционни усилватели, които са

в сила в широк честотен диапазон, прави възможно адекватно изследване на устойчивостта с отчитане на реалните параметри на усилвателните елементи. Като се използват широките възможности на графичния анализатор *Probe* за постпроцесорна обработка, се построява амплитудно-фазовата характеристика на схемата и се прилага критериите на Найкуист. Изразите за L от фиг. 5.1 – фиг. 5.4 могат да се използват и за анализ на устойчивостта на схеми и системи със смесена обратна връзка (последователна и паралелна), дефинирани на едно и също ниво (невключени една в друга). Такъв пример е схемата на Вин от фиг. 5.5. Когато се дефинира блокът A_1 като блок на право предаване (фиг. 5.5a), схемата може да се разглежда като схема с паралелно-паралелна обратна връзка. В случая за изследване на устойчивостта се прилага уравнение

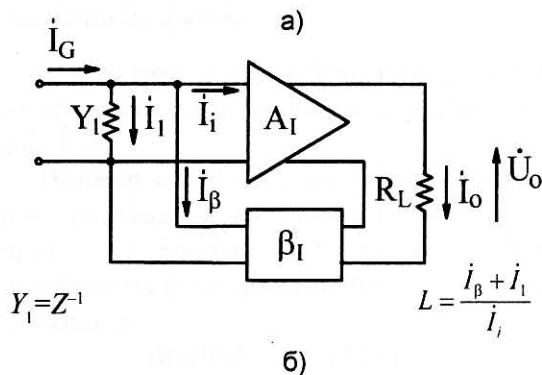
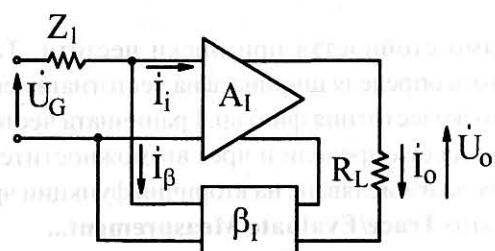
$$L = \frac{\dot{I}_\beta + \dot{I}_1}{\dot{I}_i} \quad (5.1)$$



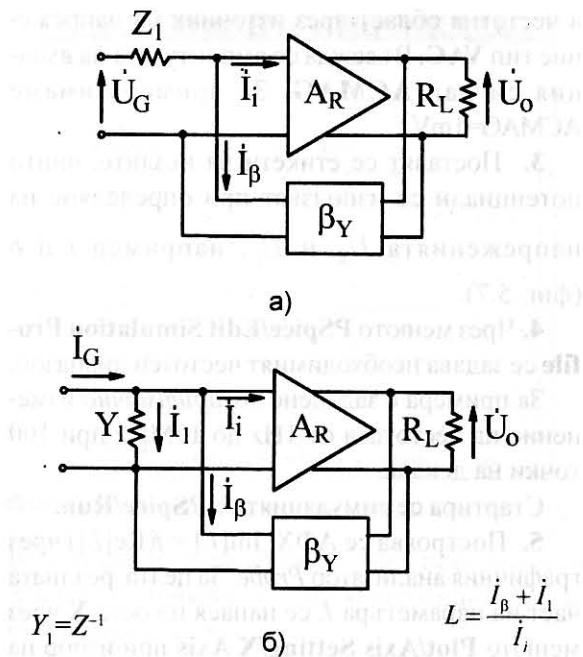
Фиг. 5.1. Последователно-паралелна обратна връзка



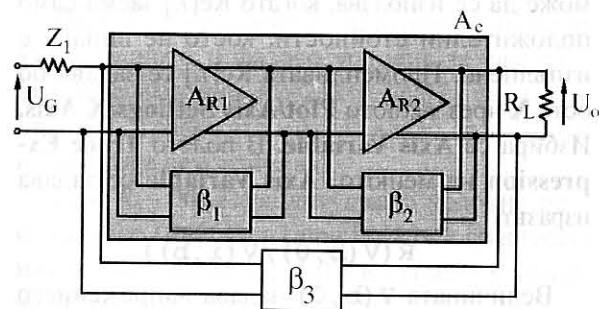
Фиг. 5.2. Последователно-последователна обратна връзка



Фиг. 5.3. Паралелно-последователна обратна връзка



Фиг. 5.4. Паралелно-паралелна обратна връзка



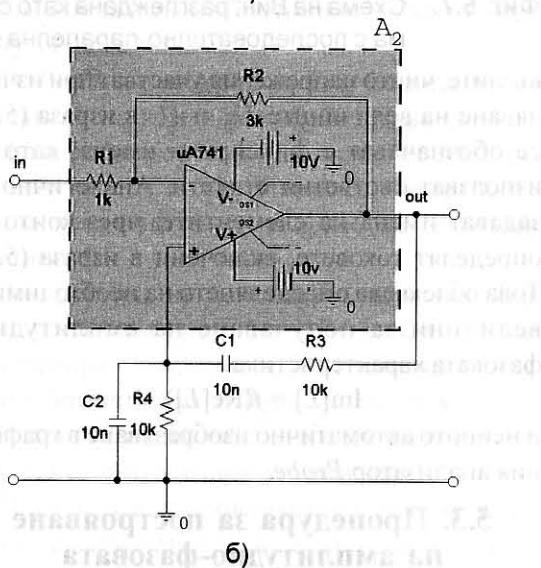
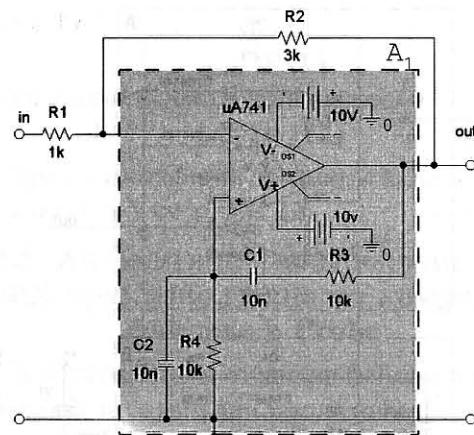
Фиг. 5.6. Схема с многоконтурна обратна връзка

Когато блокът A_2 се дефинира като блок на право предаване (фиг. 5.5б), схемата на Вин може да се разглежда като схема с последователно-паралелна обратна връзка. Тогава за изследване на устойчивост се прилага уравнението

$$L = \beta_u A_u = \frac{\dot{U}_\beta}{\dot{U}_o} \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_\beta}{\dot{U}_i}$$

или

$$L = \frac{\dot{U}_\beta}{\dot{U}_i}. \quad (5.2)$$

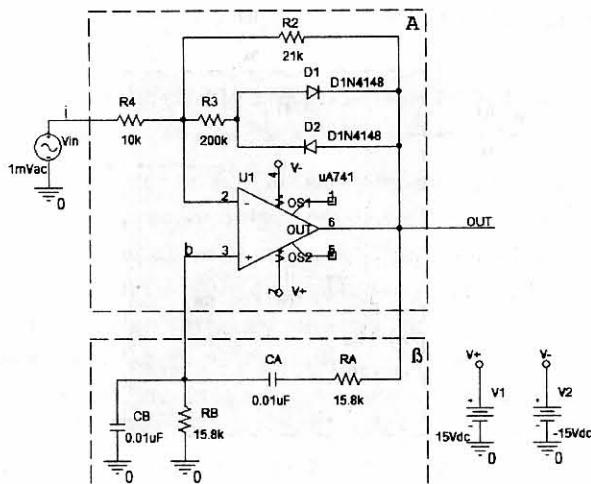


Фиг. 5.5. Схема на Вин

Аналогично, анализът на устойчивостта на електронни схеми и системи с многоконтурна обратна връзка може да се сведе до анализ на схема с едноконтурна ОВ. В този случай анализът се осъществява по отношение на най-външния контур на ОВ, както е показано на фиг. 5.6.

5.2. Компютърно изследване на устойчивостта с PSpice по критерия на Найкуист

За да се определи автоматично амплитудно-фазовата характеристика на схемата чрез PSpice,



Фиг. 5.7. Схема на Вин, разглеждана като схема с последователно-паралелна ОВ

възлите, чиито напрежения участват при изчисляване на величините \dot{U}_β и \dot{U}_i в израза (5.2), се обозначават с фиксиранни имена, като се използват съответни етикети. Аналогично се задават имена на елементите, чрез които се определят токовете, включени в израза (5.1). Това облекчава определянето на необходимите величини за получаване на амплитудно-фазовата характеристика

$$\text{Im}[L] = f(\text{Re}[L])$$

и нейното автоматично изобразяване в графичния анализатор *Probe*.

5.3. Процедура за построяване на амплитудно-фазовата характеристика

Процедурата за построяване на амплитудно-фазовата характеристика (АФХ) чрез *PSpice* е илюстрирана в случая на схемата на Вин от фиг. 5.7.

Пример 5.1. Построяване на АФХ.

Процедурата включва следните стъпки:

1. Определя се типът на обратната връзка по отношение на входната верига. Ако се представи схемата във вида на фиг. 5.1, ОВ е последователна по отношение на входната верига и се използва изразът (5.2).

2. Начертава се схемата с графичния редактор *Capture* и се задава входен сигнал за анализ

в честотна област чрез източник на напрежение тип **VAC**. Въвежда се амплитудата на входния сигнал **ACMAG**. За примера имаме **ACMAG=1mV**.

3. Поставят се етикети на възлите, чиито потенциали се използват при определяне на напреженията \dot{U}_β и \dot{U}_i , например *i* и *b* (фиг. 5.7).

4. Чрез менюто **PSpice/Edit Simulation Profile** се задава необходимият честотен диапазон.

За примера е зададено логаритмично изменение на честотата от 1Hz до 10MHz при 100 точки на декада.

Стартира се симулацията с **PSpice/Run**.

5. Построява се АФХ $\text{Im}[L] = f(\text{Re}[L])$ чрез графичния анализатор *Probe*. За целта реалната част на параметъра *L* се нанася по оста X чрез менюто **Plot/Axis Setting/X Axis** при избор на линеен мащаб на изменение на променливата (**Linear**) (фиг. 5.8). Логаритмичният мащаб може да се използва, когато *Re[L]* заема само положителни стойности, което не винаги е изпълнено. Променливата *Re[L]* се задава по оста X чрез менюто **Plot/Axis Settings/X Axis**. Избира се **Axis Variable**. В полето **Trace Expression** на менюто **Axis Variable** се задава изразът:

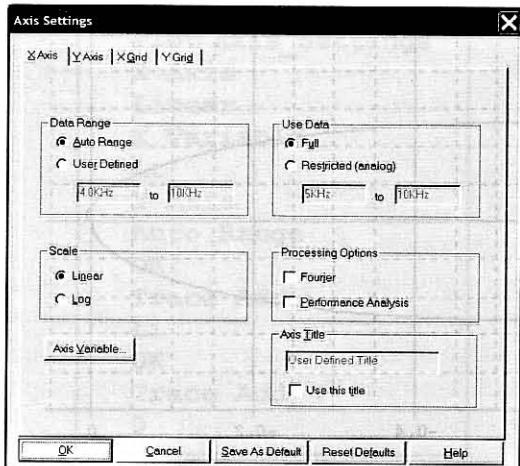
$$\text{R}(\text{V}(b, 0) / \text{V}(i, b))$$

Величината **V(b, 0)** задава напрежението \dot{U}_β , а величината **V(i, b)** – напрежението \dot{U}_i .

За нанасяне на имагинерната част на *L* по оста Y се избира менюто **Trace/Add...** и в полето **Trace Expression** се записва изразът:

$$\text{Img}(\text{V}(b, 0) / \text{V}(i, b))$$

В резултат се получава амплитудно-фазовата характеристика (диаграмата на Найкуист) (фиг. 5.9). За да се построи характеристната точка с координати $(-1,0)$ върху диаграмата на Найкуист, се добавя и графиката на константата **0** в полето **Trace Expression** на менюто **Trace**. С помощта на курсора се определя местоположението на точката $(-1,0)$ върху оста X и координатите ѝ се фиксират върху экрана.



Фиг. 5.8. Смяна на променливата по оста X

Вижда се, че графиката на АФХ пресича оста X вляво от точката $(-1,0)$, което е критерий за неустойчива схема.

На фиг. 5.9, фиг. 5.10 и фиг. 5.11 са построени АФХ съответно при $R_2=21\text{k}\Omega$, $R_2=20.1\text{k}\Omega$ и $R_2=18\text{k}\Omega$.

Вижда се, че едновременно изпълняване на амплитудното и фазово условие за самовъзбуждане има при $R_2=21\text{k}\Omega$ ($\text{Re}[L] < -1$ при $\text{Im}[L]=0$): графиката минава вляво от т. $(-1,0)$) и схемата е неустойчива.

При $R_2=18\text{k}\Omega$ амплитудното условие не е изпълнено ($\text{Re}[L] > -1$ при $\text{Im}[L]=0$): графиката минава вдясно от т. $(-1,0)$) и схемата е устойчива.

При $R_2=20.1\text{k}\Omega$ схемата е на границата на самовъзбуждане ($\text{Re}[L] = -1$ при $\text{Im}[L]=0$) графиката минава през т. $(-1,0)$).

5.4. Дефиниране на макроси в Probe

За удобство при построяването на диаграмата на Найкуист в Probe изразите за задаване на реалната и имагинерната част на L съответно по осите X и Y са представени чрез макроси. Създаването на макроса се извършва чрез менюто **Trace Macros**. Въвежда се макросът за определяне на L :

$$L = V(b, 0) / V(i, b)$$

Реалната част на L е дефинирана чрез

макроса

$$Lr=R(L)$$

а имагинерната част – чрез макроса

$$Li=Img(L)$$

При построяване на АФХ по оста X се задава Lr , а по оста Y се задава Li .

5.5. Автоматично построяване на АФХ чрез използване на командни файлове в Probe

Дефинирането на командни файлове в *Probe* позволява да се изпълни автоматично поредица от команди. Процедурата е илюстрирана с построяване на АФХ на схемата от фиг. 5.7. В *Capture* се задава честотен анализ. Стартира се симулацията.

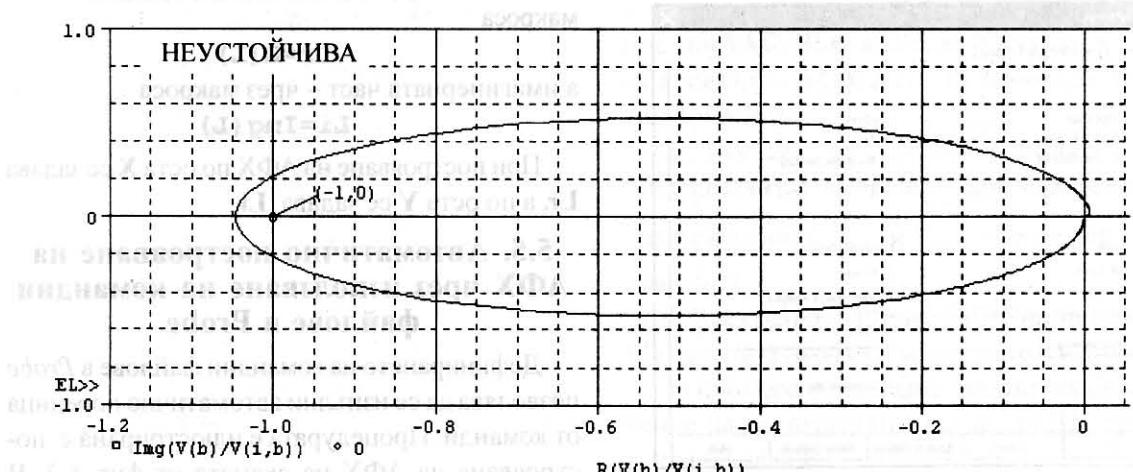
В *Probe* се избира **File/Log Commands** за създаване на командния файл. Дава се име, например **nyquist.cmd**. Построява се АФХ по процедурата от т. 5.3. Накрая се затваря Log-файла чрез повторно избиране на **File/Log Commands**.

За проверка на действието на командния файл се затваря програмата *Probe*. От *Capture* се стартира симулацията. В *Probe* чрез **File/Run Commands** се избира и отваря командният файл **nyquist.cmd**. Характеристиката от фиг. 5.9 се визуализира автоматично.

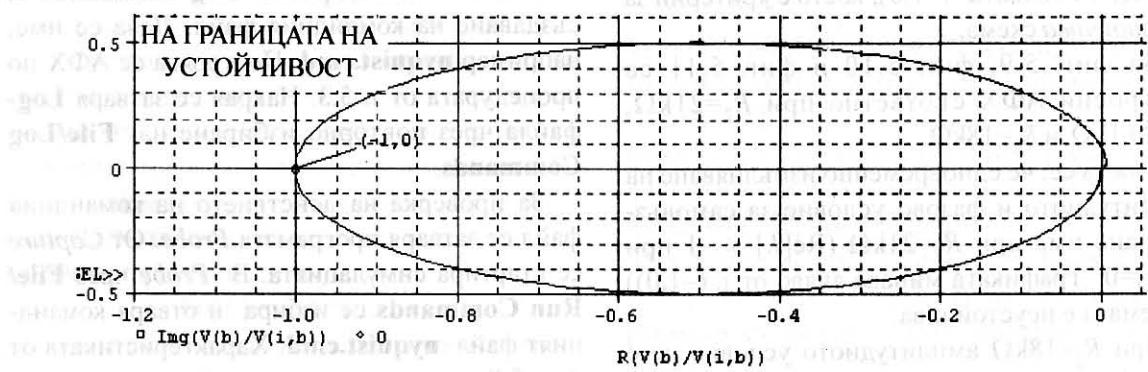
Поредицата от изпълнявани команди, записани автоматично в командния файл **nyquist.cmd**, има вида, показан на фиг. 5.12.

5.6. Изследване на влиянието на промяна на схемните параметри върху устойчивостта

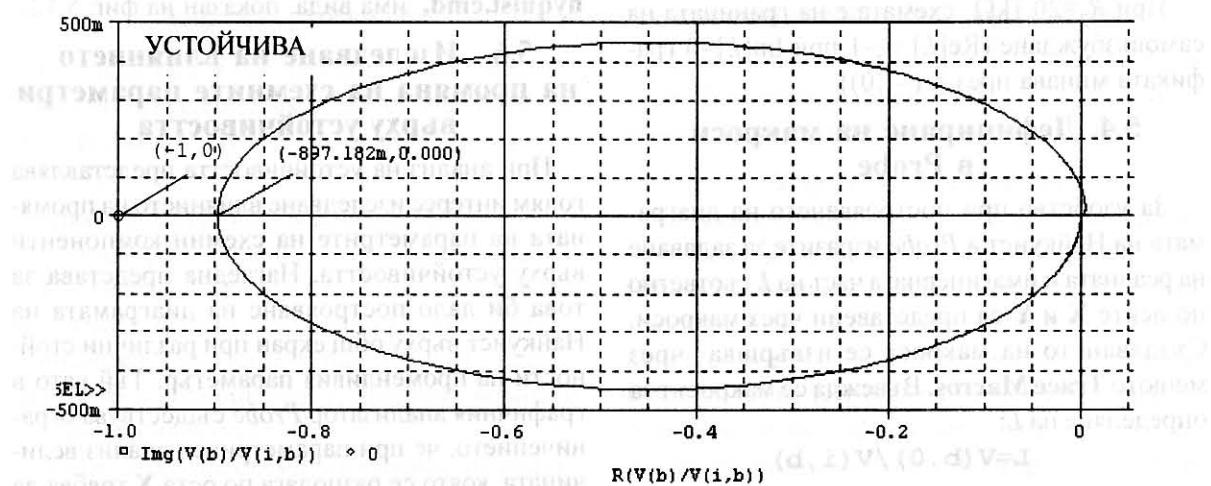
При анализ на устойчивостта представлява голям интерес изследване влиянието на промяната на параметрите на схемни компоненти върху устойчивостта. Нагледна представа за това би дало построяване на диаграмата на Найкуист върху общ екран при различни стойности на променливия параметър. Тъй като в графичния анализатор *Probe* съществува ограничението, че при параметричен анализ величината, която се разполага по оста X трябва да бъде една и съща, построяването на диаграми



Фиг. 5.9. Амплитудно-фазова характеристика при $R_2=21\text{k}\Omega$



Фиг. 5.10. Амплитудно-фазова характеристика при $R_2=20.1\text{k}\Omega$



Фиг. 5.11. Амплитудно-фазова характеристика при $R_2=18\text{k}\Omega$

```

Plot Axis Settings
X Axis
Linear
X Variable
Lr
Y Axis
Auto Range
OK
Trace Add
Li
OK
Trace Add
0

```

Фиг. 5.12. Автоматично построяване на АФХ чрез използване на командни файлове в *Probe*

на Найкуист върху общ екран не е възможно. Изследването на влиянието на параметъра може да се извърши на база на честотните характеристики на величините **Lr** и **Li**.

Процедурата е илюстрирана със следния пример.

Пример 5.2. Да се изследва влиянието на промяната на съпротивлението R_2 върху устойчивостта при стойности $R_2=18\text{k}\Omega$, $R_2=20.1\text{k}\Omega$ и $R_2=21\text{k}\Omega$.

За целта се извършва параметричен анализ. Дефинирането на стойността на R_2 като параметър става по начина, описан в гл. 4. Чрез

менюто **PSpice/Edit Simulation Profile** в *Capture* се задава освен **честотен и параметричен анализ (Parametric Sweep)** за изменение на стойността на R_2 . Избрано е изменение със списък от стойности (**Value list**):

18k, 20.1k, 21k

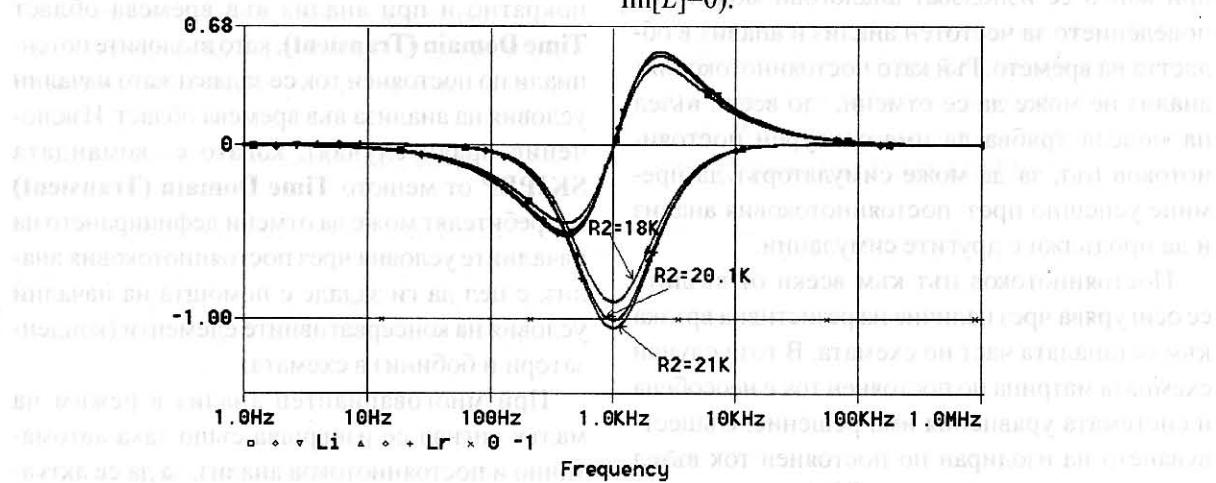
Симулацията се стартира чрез менюто **PSpice/Run**. За да се оцени влиянието на R_2 върху устойчивостта, в *Probe* са построени **честотните характеристики** на реалната и имагинерна част на предаването по затворения контур $L = \dot{U}_B / \dot{U}_I$. Реалната част е дефинирана чрез макроса

$$Lr=R(V(b)/V(i,b))$$

а имагинерната част – чрез макроса

$$Li=Img(V(b)/V(i,b))$$

Lr и **Li** се визуализират чрез менюто **Trace/Add Trace...** Резултатите от параметричния анализ са показани на фиг. 5.13. Добавят се чрез **Trace/Add Trace...** и константите 0 и -1, за да се наблюдава по-лесно изпълнението на условията за устойчивост. Вижда се, че едновременно изпълнение на амплитудното и фазовото условие за самовъзбуждане има при $R_2=21\text{k}\Omega$ ($\text{Re}[L] < -1$ при $\text{Im}[L]=0$) и схемата е неустойчива. При $R_2=18\text{k}\Omega$ амплитудното условие не е изпълнено ($\text{Re}[L] > -1$ при $\text{Im}[L]=0$) и схемата е устойчива, а при $R_2=20.1\text{k}\Omega$ схемата е на границата на самовъзбуждане ($\text{Re}[L] = -1$ при $\text{Im}[L]=0$).



Фиг. 5.13. Изследване влиянието на параметрите на схемни компоненти върху устойчивостта

VI. ПОСТОЯННОТОКОВ АНАЛИЗ

6.1. Общи положения

Постояннотоковият анализ позволява да се изследва статичният режим на схемата. Основните задачи, решавани чрез този анализ, са:

- Определяне на токовете и напреженията в работната точка при нелинейни схеми (режим .OP);
- Многовариантен постояннотоков анализ, при който се изследват стационарните токове и напрежения при изменение на параметрите на елементите, които влияят върху статичния режим (режим .DC).

Постояннотоковият анализ заема *по-специално място* сред основните типове анализ поради следната причина: **при стартиране на PSpice се извършва автоматично постояннотоков анализ**, дори и когато потребителят не е задал такова изследване. *Потребителят не може да отмени извършването на постояннотоковия анализ.*

Съществуват случаи, когато потребителят не се интересува от изследване на схемата по постоянен ток, например при честотен анализ на линейни аналогови схеми. В други случаи анализът по постоянен ток е лишен от смисъл, както е при анализа на филтри с превключвани кондензатори, на цифрови филтри и др., при които се използват аналогови модели на поведението за честотен анализ и анализ в областта на времето. Тъй като постояннотоковият анализ не може да се отмени, до всеки възел на модела трябва да има осигурен постояннотоков път, за да може симулаторът да премине успешно през постояннотоковия анализ и да продължи с другите симулации.

Постояннотоков път към всеки от възлите се осигурява чрез наличие на резистивна връзка към останалата част на схемата. В този случай схемната матрица по постоянен ток е неособена и системата уравнения има решение. Съществуването на изолиран по постоянен ток възел се индицира от симулатора PSpice, като в .out-файла се извежда съобщение за грешка "Пла-

ващ възел" ("Floating Node"). Такива топологични проблеми в най-общия случай възникват в схемата при наличие на сечения, които включват кондензатори и/или независими източници на ток, както и при съществуване в схемата на изолирани от базисния възел сечения. Един прост пример за такава ситуация са два последователно свързани кондензатора, при което общият им възел се явява изолиран по постоянен ток. При анализ на филтри с превключвани кондензатори, които се изследват в честотна област чрез аналогово моделиране на поведението, също е възможно възникване на изолирани сечения в модела.

При появя на съобщение за наличие на изолиран възел, е необходимо потребителят да свърже този възел с някой от останалите възли на схемата чрез резистор с достатъчно голямо съпротивление, така че да не се промени поведението на схемата.

Задължителното извършване на постоянно-токовия анализ позволява да се определят автоматично параметрите на линеаризирания модел на схемата в работната точка преди всяко влизане в подсистемите за анализ в режим на малък сигнал: блок за честотен анализ и анализ на шума (AC Sweep/Noise).

Постояннотоковият анализ се изпълнява еднократно и при анализ във времева област **Time Domain (Transient)**, като възловите потенциали по постоянен ток се задават като начални условия на анализа във времева област. Изключение прави случаят, когато с команда **SKIPBP** от менюто **Time Domain (Transient)** потребителят може да отмени дефинирането на началните условия чрез постоянно-токовия анализ, с цел да ги зададе с помощта на начални условия на консервативните елементи (кондензатори и бобини) в схемата.

При многовариантен анализ в режим на малък сигнал се извършва също така автоматично и постоянно-токов анализ, за да се актуализират данните в работната точка за линеаризираните модели на нелинейните елементи.

Какъвто и друг анализ да се извършва, симулаторът трябва да мие успешно през постояннотоковия анализ. Поради това се налага потребителят да е запознат с основните средства за контрол и настройка на изчислителния процес при постояннотоков анализ, за да може успешно да преодолява евентуално възникнали изчислителни проблеми.

Анализът е илюстриран с изследване на няколко схеми.

6.2. Определяне на постояннотоковия режим (параметри на работната точка)

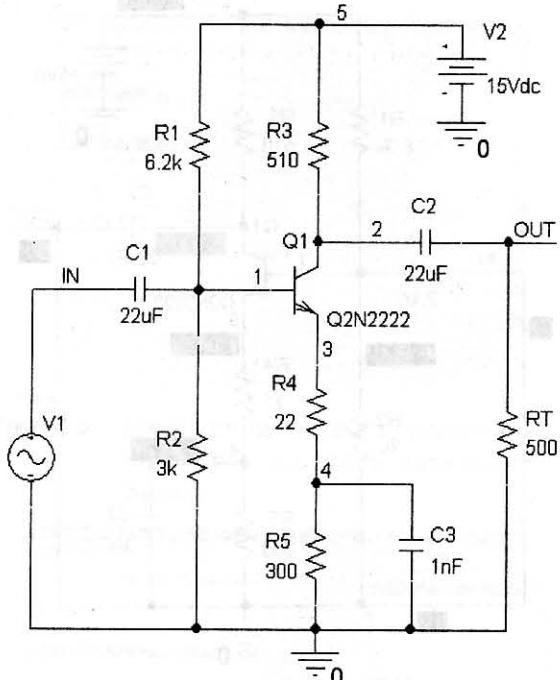
Анализът за определяне на работната точка (зададен с инструкция .OP във входния cir-файл на симулатора PSpice) е единократен, предхожда всички останали симулации и се извършва автоматично без специална инструкция от потребителя.

Пример 6.1. Да се изследва постояннотоковият режим на схемата от фиг. 6.1.

След изчертаване на схемата, се стартира анализът с командата PSpice/Run. Резултатите от анализа могат да бъдат получени по няколко начина:

1. Възловите потенциали и токовете през източниците на напрежение (независими и зависими) се извеждат в табличен вид в изходния (.out) файл. Потенциалният релеф е достъпен за наблюдаване след симулацията в прозореца на симулатора PSpice View/Output File. Резултатите са показани на фиг. 6.2.

Допълнителна информация, свързана със



Фиг. 6.1. Пример за изследване на постояннотоковия режим (параметри на работната точка на схемата)

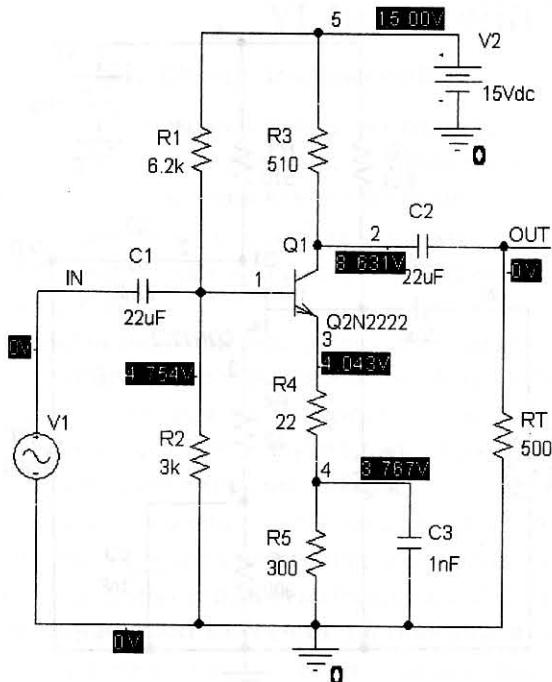
статичния режим на схемата, може да се изведе чрез командата .OP на PSpice. Тя се задава, като в менюто PSpice/Edit Simulation Profile/Bias Point се маркира опцията .OP (подробна информация за нелинейните зависимости източници и полупроводниковите елементи).

2. Резултатите от постояннотоковия анализ (възлови потенциали, токове през елементите и мощности) могат да се изведат на екрана. Разрешение за извеждане се задава чрез PSpice/Bias Point/Enable. Потенциал-

```
SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION
*****
NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
( 1)    4.7543     ( 2)    8.6313
( 5)   15.0000     ( IN)   0.0000
VOLTAGE SOURCE CURRENT:
NAME      CURRENT:
V_V1      0.000E+0
V_V2     -1.414E-0
TOTAL POWER DISSIPATION 2.12E-01 WATTS
```

```
TEMPERATURE = 27.000 DEG C
*****
NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
( 3)    4.0428     ( 4)    3.76
( OUT)   0.00
```

Фиг. 6.2. Резултати за постояннотоковия режим в работната точка за схемата от фиг. 6.1 в табличен вид



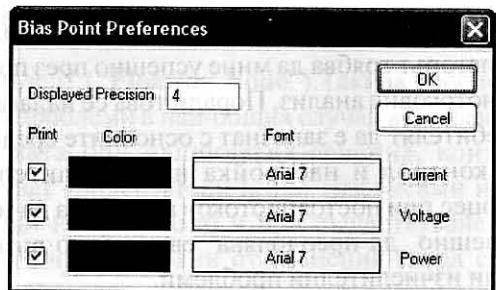
Фиг. 6.3. Резултати за потенциалния релеф на схемата от фиг. 6.1, изведени в *Capture*

ният релеф се извежда на екрана чрез менюто **PSpice/Bias Points/Enable Bias Voltage Display** или чрез бутона **V**. По аналогичен начин токовете през елементите се извеждат на екрана чрез **PSpice/Bias Points/Enable Bias Current Display** или чрез бутона **I**.

Мощностите се визуализират чрез **PSpice/Bias Points/Enable Bias Power Display** или чрез бутона **W**.

Резултатите за възловите потенциали в работната точка за схемата от фиг. 6.1 са показани на фиг. 6.3.

Броят на извежданите цифри за потенциалите, токовете и мощностите на екрана в *Capture*, зададен по подразбиране, е равен на 4. Той може да бъде променен от потребителя, като максималният брой цифри е 10. Промяната се извършва в менюто **PSpice/Bias Points/Preferences/Displayed Precision** (фиг. 6.4). Зададеният брой цифри остава фиксиран като нова стойност по подразбиране.



Фиг. 6.4. Диалогово меню за промяна на броя извежданите цифри и редактиране на шрифта при извеждане на величините по постоянен ток на екрана в *Capture*

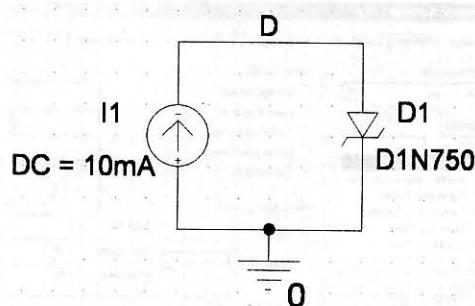
6.3. Многовариантен постояннотоков анализ с една променлива величина

При този анализ се изследват стационарните токове и напрежения при изменение на стойностите на параметрите на елементите, които влияят върху статичния режим (параметри на независими източници на ток или напрежение, температура, параметри на модели на елементите и др.). Този режим се осъществява чрез постояннотокова развивка (**DC Sweep**).

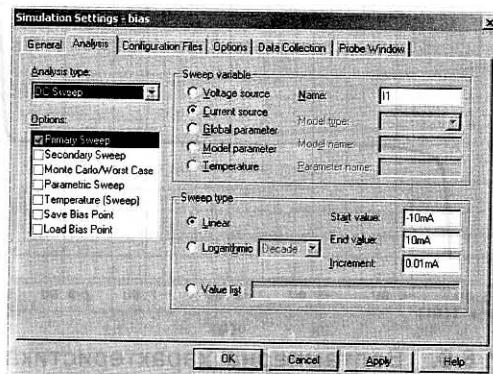
Пример 6.2. Построяване чрез постоянно-токова развивка на характеристиката напрежение-ток (вольтамперна характеристика) на цеперов диод 1N750 от фиг. 6.5 при изменение на тока I_1 от -10mA до 10mA .

Процедурата за получаване на постоянно-токова развивка включва следните стъпки:

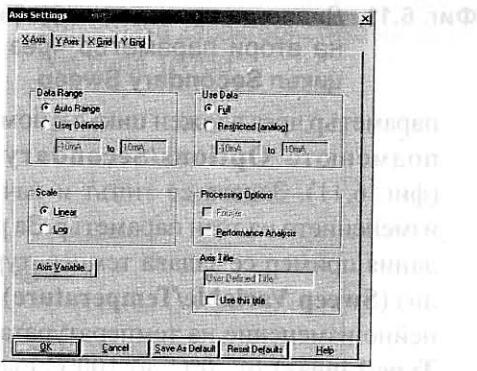
1. Влиза се в менюто **PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis/DC Sweep** на *Capture*, за да се отвори диалоговият прозорец, показан на фиг. 6.6. Задава се типът на елемента, чийто параметър се променя. За примера това е независим източник на ток, който се маркира чрез **Current Source**. Попълва се полето за името на елемента: **I1**. Дефинира се и начинът на изменение на променливата величина (линейно, логаритмично или чрез списък от стойности). В случая е избрано линейно изменение от -10mA до 10mA със стъпка 0.01mA . В резултат в *cir*- файла се включва инструкцията:



Фиг. 6.5. Схема за изследване на волтамперната характеристика на ценеров диод 1N750 от пример 6.2



Фиг. 6.6. Диалогов прозорец за дефиниране на постояннотокова развивка DC Sweep



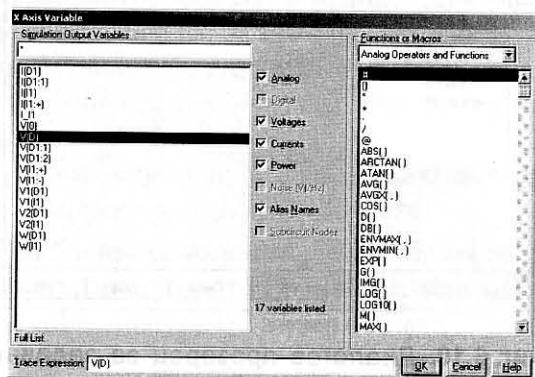
Фиг. 6.7. Избиране на променливата по оста X

- .DC LIN I_I1 -10mA 10mA 0.01mA
2. Стартира се симулацията с команда PSpice/Run;
3. Построява се търсената графична зависимост в Probe.

За да се построи зависимостта на тока от напрежението на диода, се задава променливата напрежение на диода $V(D)$ по оста X чрез команда Plot/X_Axis Settings/Axis Variable (фиг. 6.7). Отваря се диалоговият прозорец, показан на фиг. 6.8. В полето Trace Expression се записва променливата по оста X: $V(D)$.

С команда Trace/Add Trace... се задава токът пред диода $I(D1)$ като променлива по оста Y. В резултат се получава волтамперната характеристика на диода, показана на фиг. 6.9.

Анализът на работната точка, зададен и осъществен чрез менюто PSpice/Edit Simulation



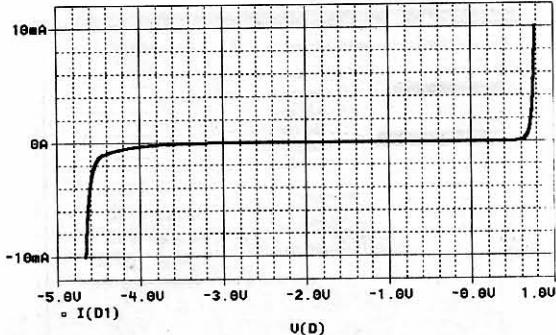
Фиг. 6.8. Задаване на променливата по оста X

Profile/Bias Point, може да се извърши за различни температури, зададени със списък стойности. Те се въвеждат в полето на подменюто Options/Temperature (Sweep)/Repeat the simulation for each of the temperatures. На фиг. 6.10 е приведен пример за задаване на анализ на работна точка при температури 27°C, 30°C, 40°C и 50°C. В резултат в cir- файла се включват инструкциите:

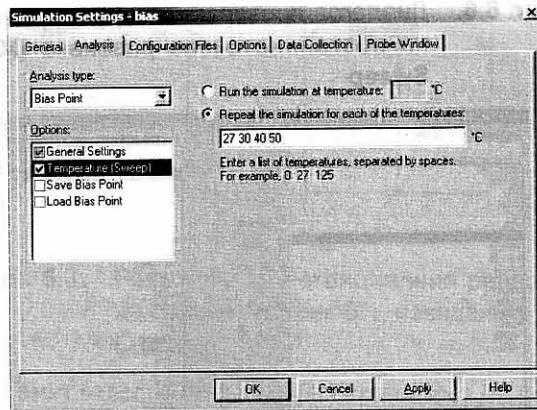
```
.OP
.TEMP 27 30 40 50
```

6.4. Многовариантен постояннотоков анализ с две променливи величини (построяване на фамилии от криви)

Ако се въведе втора променлива величина, може да се получи фамилия от криви, която да



Фиг. 6.9. Волтамперна характеристика на ценеров диод 1N750



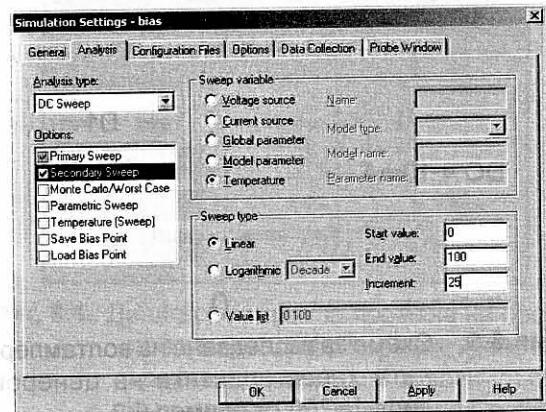
Фиг. 6.10. Диалогов прозорец за задаване на изменение на температурата съвместно с анализ на работната точка

се визуализира в *Probe*. Въвеждането на втория параметър може да се реализира по два начина: чрез използване на вложен цикъл на изменение на този параметър или чрез използване на параметричен анализ.

6.4.1. Използване на вложен цикъл за построяване на фамилия от криви (Secondary Sweep)

За да се построи фамилия от криви, може да се използва следната процедура:

1. Дефинира се изменението на първия параметър чрез менюто **PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis/DC Sweep** на *Capture*, както в стъпка 1 от процедурата в т. 6.3 (фиг. 6.6);
2. В менюто за задаване на първия параметър се избира менюто за дефиниране на втория



Фиг. 6.11. Диалогов прозорец за дефиниране на втори параметър чрез вложен цикъл Secondary Sweep

параметър чрез вложен цикъл с помощта на подменято **Options/Secondary Sweep** (фиг. 6.11). Задава се типът и начинът на изменението на този параметър. За разглеждания пример се задава температурен анализ (**Sweep Variable/Temperature**) при линейно изменение на температурата (**Sweep Type/Linear**) от 0°C до 100°C със стъпка 25°C (фиг. 6.11);

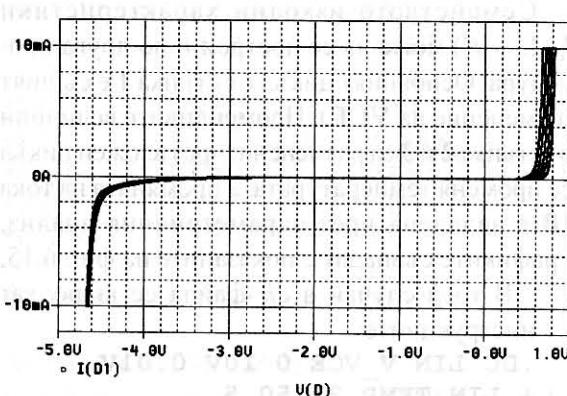
В резултат в *cir*-файла се включват инструкциите:

```
.DC LIN I_11 -10mA 10mA 0.01mA
+ LIN TEMP 0 100 25
```

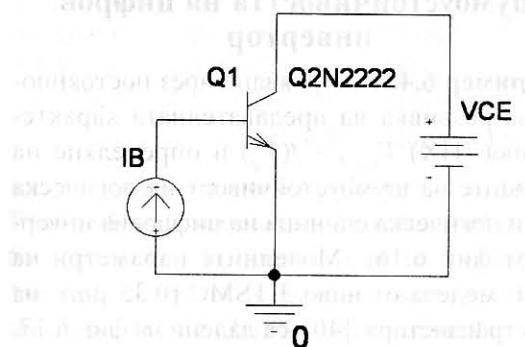
3. Построява се търсената графична зависимост в *Probe* както в т. 6.3. Така се получава фамилията криви, показана на фиг. 6.12.

Пример 6.3. Построяване на фамилия криви, която описва семейството изходни характеристики на биполярен транзистор. За получаване на зависимостта $I_C(U_{CE})$ на колекторния ток от напрежението U_{CE} при различни стойности на базовия ток I_B , се анализира схемата от фиг. 6.13. Като основна променлива (**DC Sweep**) се дефинира напрежението **VCE** с линейно изменение от 0 до 10V през 0.01V, а като втора променлива – токът **IB**, зададен чрез вложен цикъл (**Secondary Sweep**) с линейно изменение от 0 до 50μA през 10μA.

В резултат в *cir*-файла се включват инструкциите:



Фиг. 6.12. Температурна зависимост на волтамперната характеристика на ценовър диод 1N750



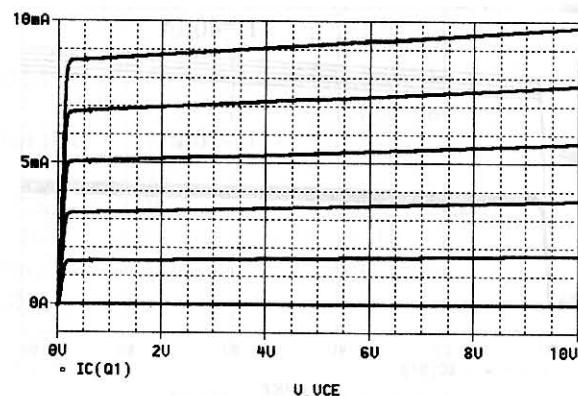
Фиг. 6.13. Схема за определяне на зависимостта $I_c(U_{CE})$ от пример 6.3

```
.DC LIN V_VCE 0 10V 0.01V
+ LIN I_IB 0 50uA 10uA
```

Тъй като графиката е спрямо основната променлива V_{CE} , в *Probe* не се налага смяна на променливата по оста X. Визуализацията на изходните характеристики става, като се изведе токът I_C директно чрез менюто *Trace/Add.../Trace expression: IC(Q1)* (фиг. 6.14).

6.4.2. Използване на параметричен анализ за построяване на фамилия от криви (Parametric Sweep)

Задачата за построяване на фамилия от криви може да се сведе до параметричен анализ. Съществува обаче ограничението, че по оста X не може да се разположи друга величина, освен



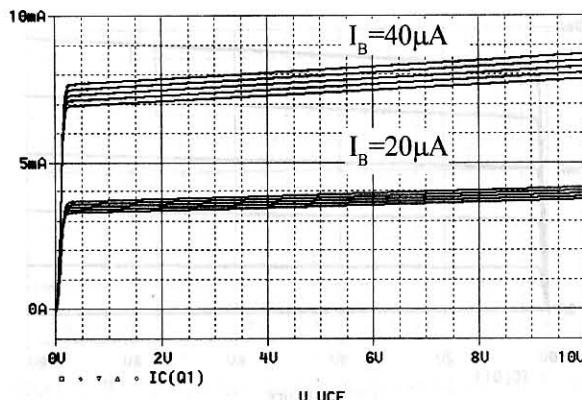
Фиг. 6.14. Получаване на зависимостта $I_c(U_{CE})$ в *Probe*

дефинираната чрез DC Sweep основна променлива величина. За примера 6.3 (фиг. 6.13) това ограничение е спазено, тъй като по оста X се разполага дефинираното в DC Sweep напрежение V_{CE} .

В този случай процедурата включва следните стъпки:

1. Дефинира се изменението на първия параметър чрез менюто PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis/DC Sweep на *Capture*, както в стъпка 1 на т. 6.4.1 (фиг. 6.6);
2. В подменюто Options се задава команда Parametric Sweep. Отваря се диалоговият прозорец за параметричен анализ, където се дефинира втората променлива величина. За примера 6.3 това е токът на независимия източник на ток (Parameter Type: Current Source). Задава се името (Parameter Name: IB), както и начинът на изменение (Sweep Type) – линейно изменение от 0 до $50\mu A$ през $10\mu A$. В резултат в *cir*- файла се включват инструкциите:


```
.DC LIN V_VCE 0 10V 0.01V
+ STEP LIN I_IB 0 50uA 10uA
```
3. Построява се търсената графична зависимост за колекторния ток $I_c(Q1)$ в *Probe* както в т. 6.4.1. В резултат се получава фамилията от криви, показана на фиг. 6.14.



Фиг. 6.15. Получаване на зависимостта $I_C(U_{CE})$ в Probe в зададен температурен диапазон

6.5. Многовариантен постояннотоков анализ чрез комбиниране на вложен цикъл (Secondary Sweep) с параметричен анализ (Parametric Sweep)

Тази комбинация от анализи е възможна само при постояннотоковия анализ. Тя предоставя на потребителя възможността за независимо изменение на *три променливи величини*. Като пример за такова изследване е разгледано построяването на колекторните характеристики $I_C(U_{CE}, t^\circ)$ за схемата от фиг. 6.13. Процедурата включва следните стъпки:

1. Задава се изменение на VCE в основен цикъл чрез менюто Analysis/Setup/DC Sweep
 2. Задава се изменение на IB с опции за вложен цикъл (Secondary Sweep): изменение със списък стойности: 20μA и 40μA.
 3. Дефинира се параметричен анализ (Parametric Sweep) за изменение на температурата от 20°C до 50°C със стъпка 5°C.
- В резултат в cir-файла се включват инструкциите:
- ```
.DC LIN V_VCE 0 10 0.01
+ I_IB LIST 20u, 40u
.STEP LIN TEMP 30 50 5
```

Резултатите при това съвместно изменение са показани на фиг. 6.15.

Семейството изходни характеристики  $I_C(U_{CE}, t^\circ)$  може да се построи и по друга процедура. Основният цикъл от стъпка 1 е същият (изменение на VCE). Променливите величини от стъпка 2 и 3 са разменени: чрез вложен цикъл се променя температурата, а промяната на тока IB е зададена чрез параметричния анализ. Графиките съвпадат с показаните на фиг. 6.15.

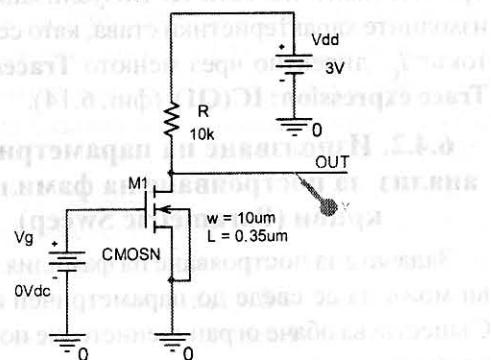
В този случай в cir-файла се включват инструкциите:

```
.DC LIN V_VCE 0 10V 0.01V
+ LIN TEMP 30 50 5
.STEP I_IB LIST 20u,40u
```

### 6.6. Определяне на предавателната характеристика и изследване на шумоустойчивостта на цифров инвертор

**Пример 6.4.** Построяване чрез постоянно-токова развивка на предавателната характеристика (ПХ)  $V_{OUT} = f(V_g)$  и определяне на границите на шумоустойчивост на логическа нула и логическа единица на цифровия инвертор от фиг. 6.16. Моделните параметри на SPICE модела от ниво 3 TSMC (0.35 μm) на MOS транзистора [40] са дадени на фиг. 6.17. Те са въведени като параметри на модела MBreakN на транзистора от библиотека Breakout.lib. Редактирането на моделните параметри е извършено в съответствие с процедурата за модифициране на текстовото описание на PSpice модела, описано т. 3.6 на гл. 3.

За построяване на ПХ се задава постоянно-токова развивка при изменение на независи-



**Фиг. 6.16.** Схема на цифров инвертор

```

.MODEL CMOSN NMOS (LEVEL = 3
+TOX = 7.9E-9 NSUB = 1E17 GAMMA = 0.5827871
+PHI = 0.7 VTO = 0.5445549 DELTA = 0
+UO = 436.256147 ETA = 0 THETA = 0.1749684
+KP = 2.055786E-4 VMAX = 8.309444E4 KAPPA = 0.2574081
+RSH = 0.0559398 NFS = 1E12 TPG = 1
+XJ = 3E-7 LD = 3.162278E-11 WD = 7.046724E-8
+CGDO = 2.82E-10 CGSO = 2.82E-10 CGBO = 1E-10
+CJ = 1E-3 PB = 0.9758533 MJ = 0.3448504
+CJSW = 3.777852E-10 MJSW = 0.3508721)

```

```

.MODEL CMOSP PMOS (LEVEL = 3
+ TOX = 7.9E-9 NSUB = 1E17 GAMMA = 0.4083894
+ PHI = 0.7 VTO = -0.7140674 DELTA = 0
+ UO = 212.2319801 ETA = 9.999762E-4 THETA = 0.2020774
+ KP = 6.733755E-5 VMAX = 1.181551E5 KAPPA = 1.5
+ RSH = 30.0712458 NFS = 1E12 TPG = -1
+ XJ = 2E-7 LD = 5.000001E-13 WD = 1.249872E-7
+ CGDO= 3.09E-10 CGSO = 3.09E-10 CGBO = 1E-10
+ CJ = 1.419508E-3 PB = 0.8152753 MJ = 0.5
+ CJSW= 4.813504E-10 MJSW = 0.5)

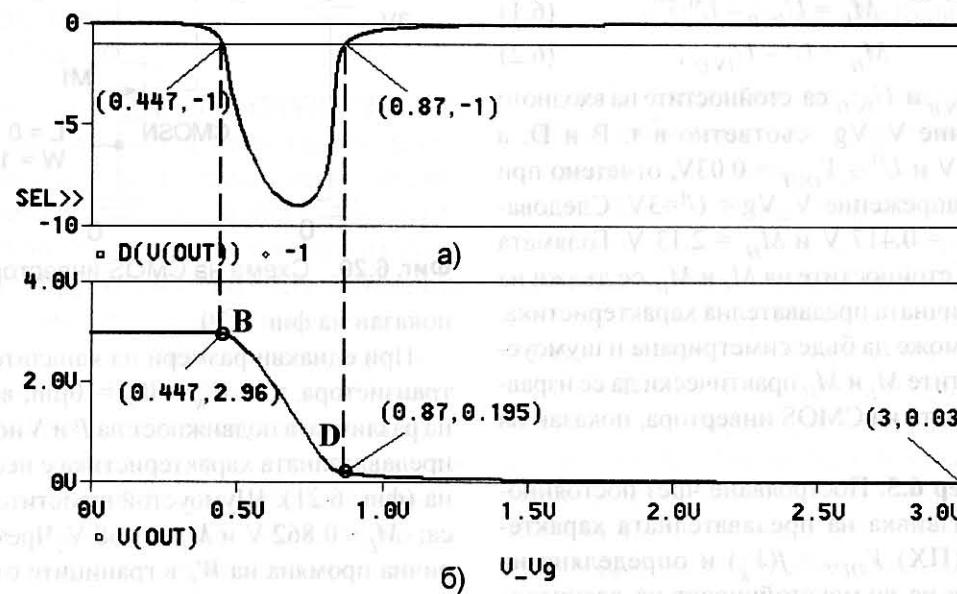
```

Фиг. 6.17. Моделни параметри на SPICE модела от ниво 3

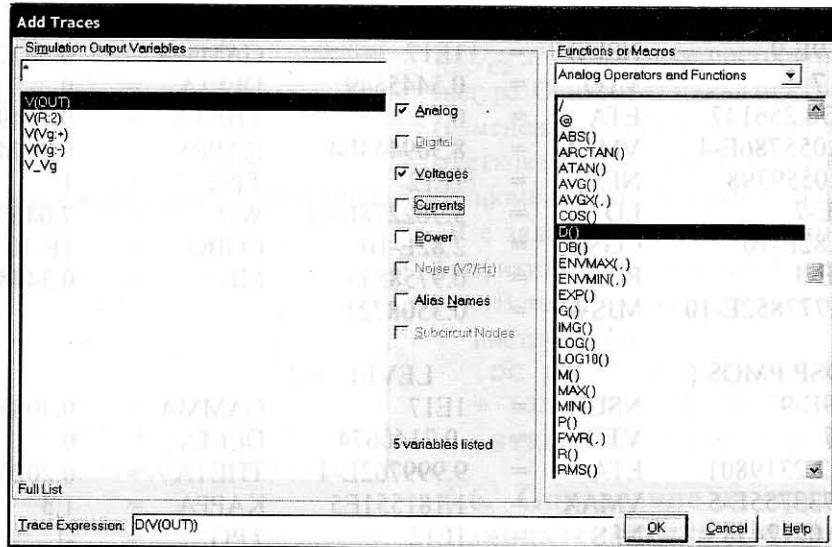
мата променлива величина  $V_g$  чрез менюто **PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis/DC Sweep** на *Capture*. Задава се типът на елемента **Voltage Source** и се попълва полето за името на элемента: **Vg**. Дефинира се и линейно изменение на  $V_g$  от 0 до 3V през 0.01V. ПХ се

визуализира в *Probe* (фиг. 6.18б).

Определят се т. **B** и т. **D** от предавателната характеристика, при които допирателната към нея е под ъгъл  $-45^\circ$  [32,34]. За целта се диференцира функцията  $V(\text{OUT})$  с помощта на вградената функция на *Probe* **D()** (фиг. 6.19).



Фиг. 6.18. Построяване на предавателната характеристика и определяне на т. **B** и т. **D** за изследване на шумоустойчивостта



Фиг. 6.19. Определяне на производната  $D(V(OUT))$

Прекарва се хоризонталната права  $-1$  и се намират пресечните точки с производната  $D(V(OUT))$  (точки **B** и **D**). Резултатът е показан на фиг. 6.18а.

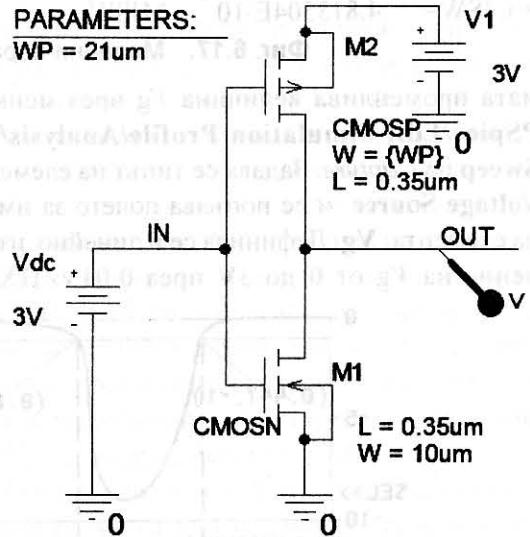
Шумоустойчивостта (запасът на шумоустойчивост)  $M_L$  на  $U^0$  (логическата нула) и съответно  $M_H$  на  $U^1$  (логическата единица) – се определя от зависимостите [32]:

$$M_L = U_{IN,B} - U^0 \quad (6.1)$$

$$M_H = U^1 - U_{IN,D}, \quad (6.2)$$

където  $U_{IN,B}$  и  $U_{IN,D}$  са стойностите на входното напрежение  $V_Vg$  съответно в т. **B** и **D**, а  $U^1 = V_{dd} = 3V$  и  $U^0 = V_{OUT} = 0.03V$ , отчетено при входно напрежение  $V_Vg = U^1 = 3V$ . Следователно  $M_L = 0.417 V$  и  $M_H = 2.13 V$ . Голямата разлика в стойностите на  $M_L$  и  $M_H$  се дължи на несиметричната предавателна характеристика. Тя обаче може да бъде симетрирана и шумоустойчивостите  $M_L$  и  $M_H$  практически да се изравнят в схемата на CMOS инвертора, показан на фиг. 6.20.

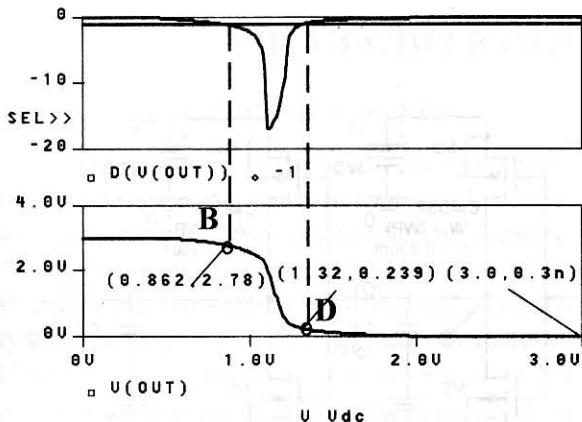
**Пример 6.5.** Построяване чрез постояннотокова развивка на предавателната характеристика (ПХ)  $V_{OUT} = f(V_g)$  и определяне на границите на шумоустойчивост на логическа нула и логическа единица на CMOS инвертора,



Фиг. 6.20. Схема на CMOS инвертор

показан на фиг. 6.20.

При еднакви размери на каналите на двета транзистора, т.е.  $W_N = W_P = 10\mu m$ , вследствие на различната подвижност на  $P$  и  $N$  носителите, предавателната характеристика е несиметрична (фиг. 6.21). Шумоустойчивостите  $M_L$  и  $M_H$  са:  $M_L = 0.862 V$  и  $M_H = 1.68 V$ . Чрез параметрична промяна на  $W_P$  в границите от  $10\mu m$  до  $40\mu m$  през  $5\mu m$  се отчита стойността на  $W_P$ , при която се постига практическа симетрия. За



**Фиг. 6.21.** Построяване на предавателната характеристика и изследване на шумоустойчивостта на CMOS инвертор

целта са построени графиките на  $M_L$  и  $M_H$  в зависимост от параметъра  $W_p$ . Шумоустойчивостите  $M_L$  и  $M_H$  са определени в *Probe* в съответствие с (6.1) и (6.2) с помощта на следните макродефиниции:

$$U_0 = \text{MIN}(V(\text{OUT}))$$

$$U_1 = \text{MAX}(V(\text{OUT}))$$

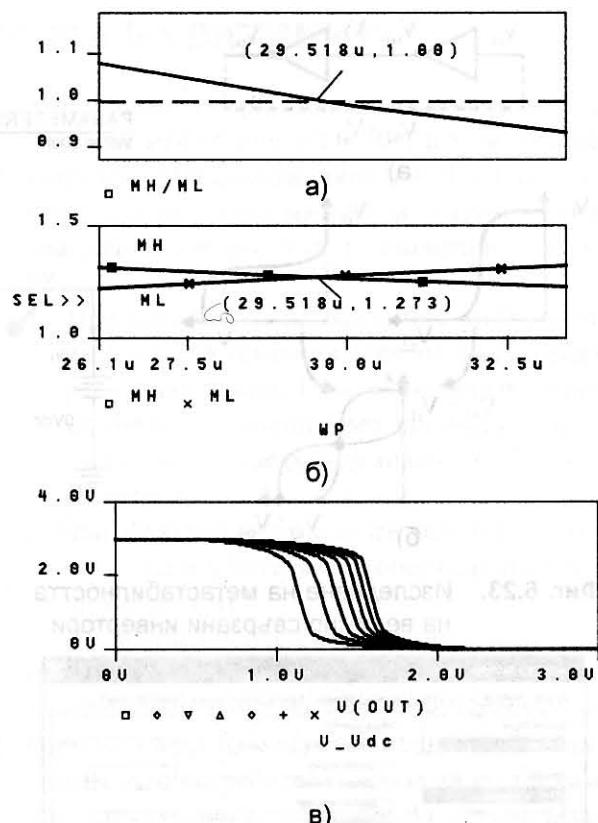
$$U_{INB} = \text{XatNthYn}(D(V(\text{OUT})), -1, 1)$$

$$U_{IND} = \text{XatNthYp}(D(V(\text{OUT})), -1, 1)$$

$$M_H = U_1 - U_{IND}$$

$$M_L = U_{INB} - U_0$$

където с функцията *XatNthYn*(*D(V(OUT))*, -1, 1) се определя стойността на входното напрежение, при което производната на  $V_{out}$  преминава за първи път през стойност (-1) в посока на намаляване. Аналогично, с помощта на функцията *XatNthYp*(*D(V(OUT))*, -1, 1) се определя стойността на входното напрежение, при което производната на  $V_{out}$  преминава за първи път през стойност (-1) в посока на увеличаване. Резултатите от параметричния анализ за  $M_L$  и  $M_H$  във функция от  $W_p$  са показани на фиг. 6.22б. На фиг. 6.22а е показана зависимостта на отношението  $M_L/M_H$  във функция от  $W_p$ . От резултатите се вижда, че практическа симетрия се постига при  $W_p = 29.52\mu\text{m}$ , при която имаме  $M_L = M_H = 1.273 \text{ V}$ .

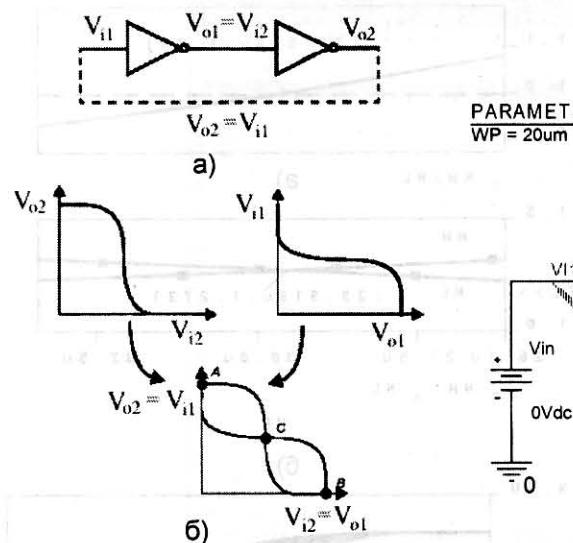


**Фиг. 6.22.** Построяване на зависимостите (а)  $M_H/M_L = f(W_p)$  и (б)  $M_L = f(W_p)$  и  $M_H = f(W_p)$  на CMOS инвертор

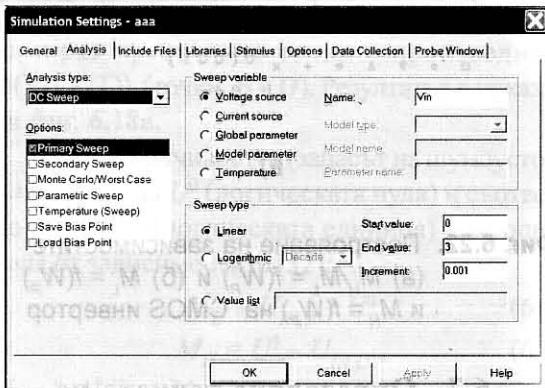
## 6.7. Определяне точката на метастабилност на тригерна схема

**Пример 6.6.** Да се определи точката на метастабилност на тригерна схема (фиг. 23а).

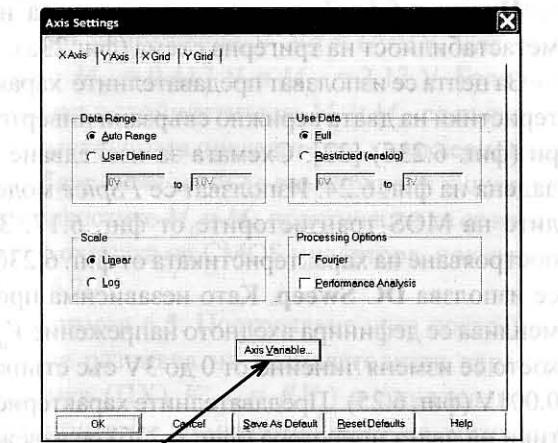
За целта се използват предавателните характеристики на двета верижно свързани инвертори (фиг. 6.23б) [32]. Схемата за изследване е дадена на фиг. 6.24. Използват се *PSpice* моделите на MOS транзисторите от фиг. 6.17. За построяване на характеристиката от фиг. 6.23б, се използва **DC Sweep**. Като независима променлива се дефинира входното напрежение  $V_{in}$ , което се изменя линейно от 0 до 3V със стъпка 0.001V (фиг. 6.25). Предавателните характеристики на двета инвертора (фиг. 6.23б) се извеждат спрямо напрежението  $V_{o1}$ . За целта се из-



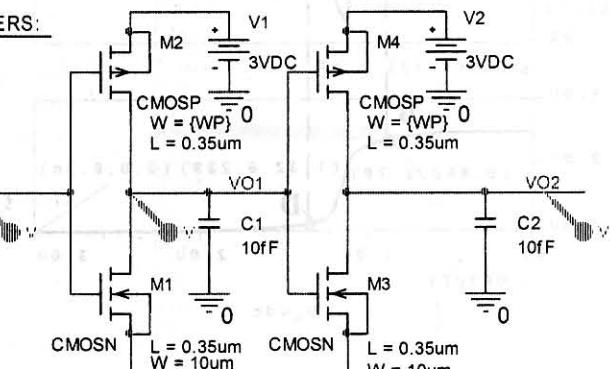
Фиг. 6.23. Изследване на метастабилността на верижно свързани инвертори



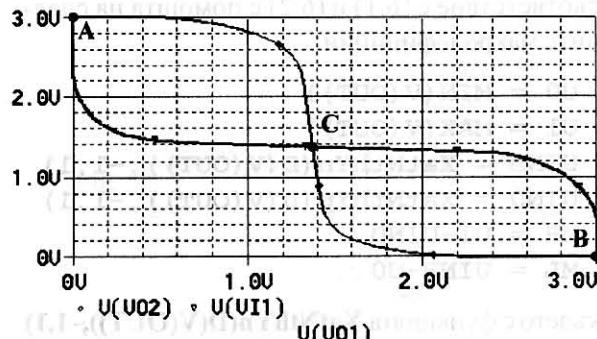
Фиг. 6.25. Дефиниране на анализа DC Sweep



Фиг. 6.26. Смяна на променливата по оста X



Фиг. 6.24. Схема за снемане на предавателните характеристики на два верижно свързани инвертора



Фиг. 6.27. Определяне на C – точката на метастабилност

вършва смяна на променливата по оста X от  $V(Vin)$  на  $V(VO1)$  чрез менюто **Plot/Axis Settings/X Axis Variable** (фиг. 6.26). В полето **Trace Expression** се задава новата променлива  $V(VO1)$ . С **Trace/Add...** се извеждат напреженията  $V(VO2)$  и  $V(VI1)$ , както е показано на фиг. 6.27. Пресечната точка C на двете графики дефинира точката на метастабилност. Тя е необходима за определяне продължителността на процеса при преход от тази точка до едно от двете устойчиви състояния на тригера.

## VII. АНАЛИЗ В ОБЛАСТТА НА ВРЕМЕТО

### 7.1. Общи положения

Анализът на схемите в областта на времето позволява да се изследва както *преходния процес*, така и *стационарен режим* на схемата. Този анализ се задава като в менюто на *Capture PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis/Analysis Type* се избира **Time Domain (Transient)**. Името на инструкцията за анализ в областта на времето във входния (.cir) файл на *PSpice* е **.TRAN** (от **Transient** - преходен процес). Това не отразява пълните възможности на анализа, тъй като той не се ограничава с изследване само на преходните процеси в схемата.

**Основните задачи**, решавани с анализа в областта на времето, са:

1. Определяне на преходни и импулсни характеристики на схемите;
2. Изследване на схемните характеристики при включване на произволни периодични и непериодични входни сигнали;
3. Изследване на генераторни режими в електронни схеми и системи;
4. Определяне на спектралния състав на изходните величини и оценка на коефициента на нелинейни изкривявания.

Изследването в областта на времето се свежда до решаване на система нелинейни диференциални уравнения, която описва поведението на анализираната схема. В повечето съвременни симулатори това се осъществява чрез методи за неявно интегриране [1,2,3]. При тези методи консервативните елементи (бобини и кондензатори) се заместват на всяка стъпка от времето с резистивни модели [47] и се решава съответната система нелинейни алгебрични уравнения, която описва изследваната схема. Поради това анализът в областта на времето е най-комплицираният от групата на стандартните анализи.

### 7.2. Задаване на начални условия

Анализът в областта на времето започва от зададени начални условия, дефинирани от

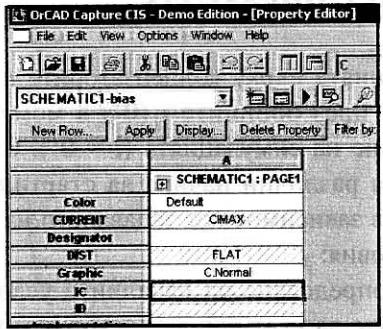
напреженията върху кондензаторите  $u_C(0^+)$  и токовете през бобините  $i_L(0^+)$  в момента на стартиране на симулацията ( $t = 0^+$ ). Съществуват два различни начина за стартиране на анализа в зависимост от задаването на началните условия:

1. При определяне на началните условия от данните за статичния (постояннотоковия) режим на схемата. Това са токовете и напреженията, получени чрез постояннотоков анализ, който предхожда анализа в областта на времето.
2. При задаване на началните условия за схемата от потребителя чрез оператор за начални условия **.IC**.

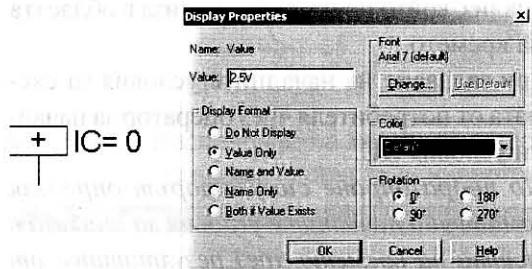
По подразбиране симулаторът определя автоматично началните условия за анализа в областта на времето чрез резултатите от първоначално извършения постояннонотоков анализ. Ако потребителят желае да зададе сам началните условия, той трябва да отмени задаването им от постояннонотоковия анализ. Това се извършва като в менюто за анализ в областта на времето *PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis/Analysis Type/Time Domain (Transient)* се маркира клавишът **SKIPBP** (*Skip the initial transient bias point calculation*). В по-старите версии на продукта (до *Design Center 6.2*) се използва еквивалентната команда **UIC** (*Use Initial Conditions* – използване на начални условия).

Началните условия могат се задават от потребителя по няколко начина:

- Задаване на начални условия за консервативните елементи (кондензатори и бобини) чрез редактиране на атрибутите им за начални условия. За целта се щрака двукратно върху елемента и в полето **IC** (от *Initial Condition* – начално условие) се записва съответното начално условие (фиг. 7.1). За кондензаторите това е напрежението  $u_C(0^+)$ , а за бобините – токът  $i_L(0^+)$ , като посоките им съвпадат с приетите положителни посоки за токовете



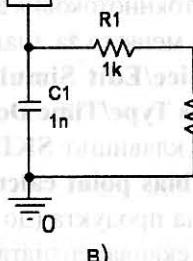
**Фиг. 7.1.** Задаване на начално условие за кондензатор



a)

б)

$|C= 2.5V$

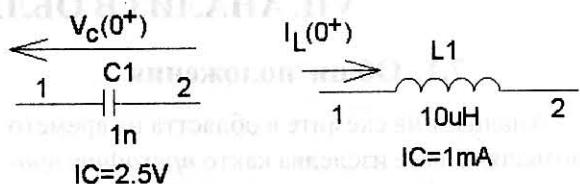


в)

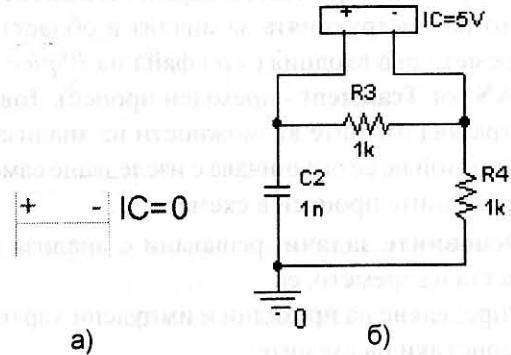
**Фиг. 7.3.** Задаване на начално условие за потенциал на възел  $V(0^+)$

и напреженията на елементите (фиг. 7.2).

- Задаване на начално условие за потенциал на възел  $V(0^+)$  чрез свързване към този възел на елемента за начално условие IC1 от библиотеката Special.lib (фиг. 7.3а). Щрака се двукратно върху стойността 0 и се въвежда началното условие за потенциала (фиг. 7.3 б, в).
- Задаване на начално условие за напрежение между два възела  $i$  и  $j$  чрез свързване между тях на елемента за начално условие IC2 от библиотеката Special.lib (фиг. 7.4а) и



**Фиг. 7.2.** Положителни посоки на величините  $u_C(0^+)$  и  $i_L(0^+)$



а)

б)

**Фиг. 7.4.** Задаване на начално условие за напрежение между два възела

въвеждане на началното условие  $u_{ij}(0^+)$  (фиг. 7.4б).

### 7.3. Задаване на анализа в областта на времето и настройка на параметрите му

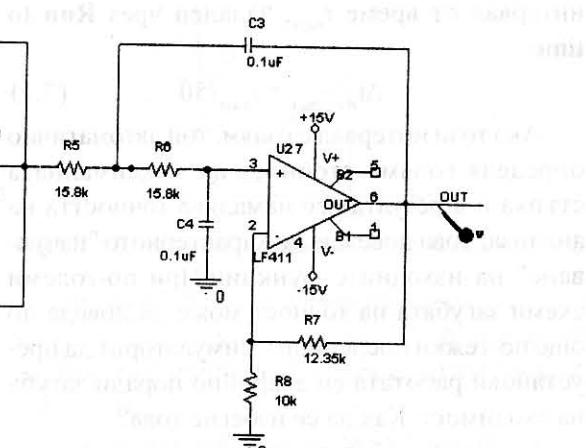
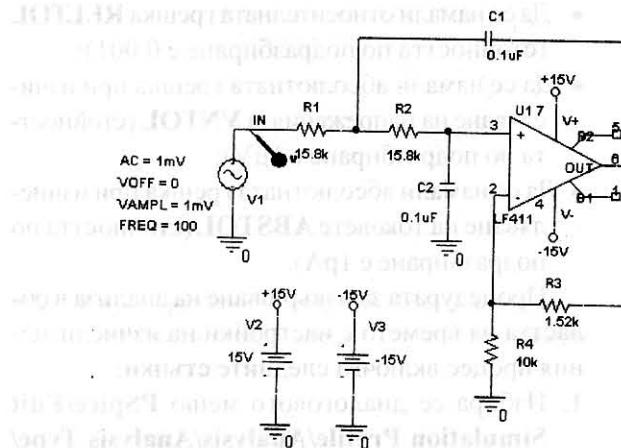
Извършва се чрез диалоговото меню на *Capture PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis Type/Time Domain (Transient)*

**Пример 7.1.** Определяне на изходното напрежение  $u_{out}(t)$  на схемата на нискочестотен филтър от фиг. 7.5 при подаване на входа на синусоидално напрежение.

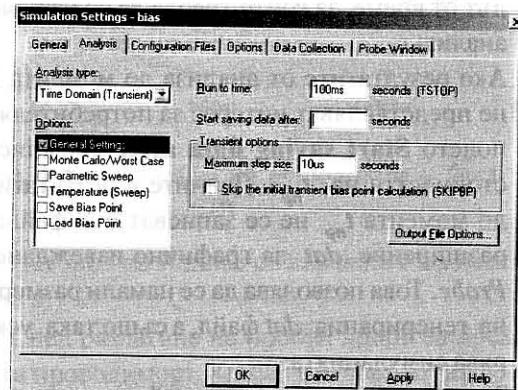
Процедурата за извършване на анализа в областта на времето без специални настройки на изчислителния процес включва следните стъпки:

1. Към входния възел се включва източникът на сигнал;

За разглеждания пример се задава източник на синусоидално напрежение (тип VSIN) с амплитуда 1mV, честота 100Hz и нулева начална фаза. За целта се щрака двукратно върху елемента и се дефинират следните



**Фиг. 7.5.** Схема на нискочестотен филтър към пример 7.1 за анализ в областта на времето: определяне на изходното напрежение  $U_{out}(t)$



**Фиг. 7.6.** Диалогово меню PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis/Analysis Type/Time Domain (Transient)

параметри на сигнала:

– постояннотоково отместване: 0

$$VOFF = 0V$$

– амплитуда: 1mV

$$VAMPL=1mV$$

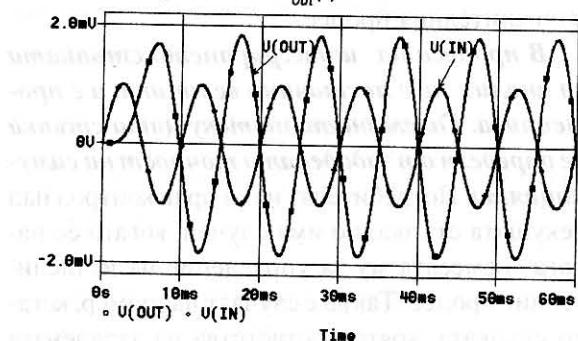
– честота: 100Hz

$$FREQ=100Hz$$

– начална фаза: 0

$$PHASE=0$$

2. Влиза се в диалоговото меню на *Capture PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis/Analysis Type/Time Domain (Transient)* (фиг. 7.6); В полето *Run to time* се попълва интервала от време, за който трябва да се извърши анализът;



**Фиг. 7.7.** Резултатите от симулацията в областта на времето за схемата от фиг. 7.5

Симулацията започва винаги от момента  $t = 0$ ;

3. Щраква се клавишът **OK**;

4. Стартира се симулацията.

Резултатите от симулацията за входното и изходното напрежение са показани на фиг. 7.7. С помощта на менюто *Tools/Options/Mark Data Points* в графичния анализатор *Probe* са изведени на екрана и точките, които съответстват на изчислените данни.

При липса на допълнителна настройка от страна на потребителя симулаторът работи по подразбиране с максимална стъпка за изчисления  $\Delta t_{\text{изч}, \max}$ , определена като 1/50 от общия

интервал от време  $t_{max}$ , зададен чрез **Run to time**:

$$\Delta t_{izch,max} = t_{max}/50 \quad . \quad (7.1)$$

Ако този интервал е голям, той автоматично определя голяма стойност на максималната стъпка и в резултат се намалява точността на анализа. Това довежда до характерното "начупване" на изходните функции. При по-големи схеми загубата на точност може да доведе до още по-тежки последици – симулаторът да преустанови работата си аварийно поради загуба на сходимост. Как да се избегне това?

Анализът в областта на времето има някои *съществени особености*, които трябва да се знаят от потребителя, за да може да контролира изчислителния процес.

*В процеса на интегрирането стъпката за анализ не е постоянна величина, а е променлива. Големината на текущата стъпка се определя от зададената точност на симулацията.* Потребителят няма пряк контрол над текущата стъпка, но има случаи, когато се налага намесата му за управление на изчислителния процес. Такъв е случаят например, когато стъпката, която съответства на зададената относителна грешка **RELTOL**, се е оказала твърде голяма и програмата е загубила сходимост на решението в резултат от натрупаната грешка. Симулаторът извежда съобщение, че даже и при минималната си стъпка не постига сходимост и преустановява работата си. Необходимо е потребителът да настрои опциите на системата в менюто **PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis/Options** и параметрите на анализа в менюто **PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis/Analysis Type/Time Domain (Transient)**, за да увеличи точността. Средствата са няколко:

- Да се намали максималнодопустимата стъпка при анализа;

Вместо да работи със стойността по подразбиране за максималната стъпка за изчисления  $\Delta t_{izch,max}$  (7.1), потребителът може да зададе по-малка стойност на тази стъпка в полето **Maximum step size** на менюто **Analysis/Analysis Type/Time Domain (Transient)**.

- Да се намали относителната грешка **RELTOL** (стойността по подразбиране е 0.001);
- Да се намали абсолютната грешка при изчисляване на напреженията **VNTOL** (стойността по подразбиране е  $1\mu V$ );
- Да се намали абсолютната грешка при изчисляване на токовете **ABSTOL** (стойността по подразбиране е  $1\mu A$ ).

Процедурата за извършване на анализа в областта на времето с настройки на изчислителния процес включва следните стъпки:

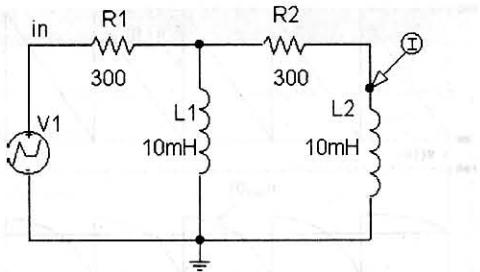
1. Избира се диалоговото меню **PSpice/Edit Simulation Profile/Analysis/Analysis Type/Time Domain (Transient)** на *Capture* (фиг. 7.6);
2. В полето **Run to time** се попълва интервала от време, за който трябва да се извърши анализът;
4. Ако резултатите от анализа до момента  $t_{np}$  не представляват интерес за потребителът, в полето **Start saving data after** се записва стойността на  $t_{np}$ . Данните с резултатите до момента  $t_{np}$  не се записват във файла с разширение **.dat** за графично извеждане в *Probe*. Това позволява да се намали размерът на генерирания **.dat** файл, а също така ускорява симулацията;
5. Задава се максималната стойност на изчислителната стъпка в полето **Maximum step size** на менюто **Analysis/Analysis Type/Time Domain (Transient)**;
6. Щраква се клавишът **OK**;
7. Стартира се симулацията.

**Пример 7.2.** Определяне на преходната проводимост  $y(t)$  по отношение на клона  $L_2$  на верижното съединение на два еднакви четириполюсника (фиг. 7.8).

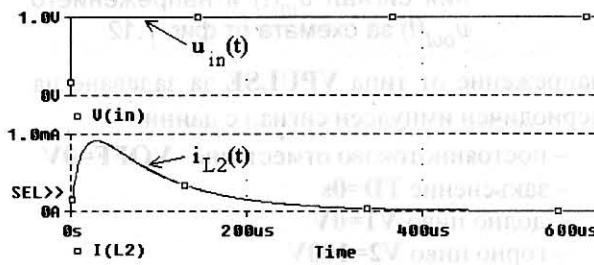
Аналитичното решение за предавателната функция, получено например с използване на трансформацията на Лаплас [5], има вида:

$$Y(s) = \frac{A(s)}{D(s)} = \frac{L}{L^2 s^2 + 3RLs + R^2},$$

където  $s$  е операторът на Лаплас. Използването в текста на обозначението  $s$  вместо разпространеното в нашата литература  $p$  е съобразено с обозначенията в програмата *PSpice*, в която



**Фиг. 7.8.** Пример за определяне на преходната проводимост  $y(t)$  по отношение на клона  $L_2$



**Фиг. 7.9.** Графики на величините  $u_{in}(t)=1(t)$  и  $y(t) = i_{L2}(t)$

След разлагане на прости дроби за преходната проводимост  $y(t)$  се получава изразът:

$$y(t) = 1.49 \times 10^{-3} (e^{-11.459 \times 10^3 t} - e^{-78.541 \times 10^3 t}) \text{ S.}$$

За симулиране на  $u_{in}(t)=1(t)$  (единична функция) се използва независим източник на напрежение от типа **VPWL**, който се описва с отрезово-линейна апроксимация със следните данни за координатите  $(T_p, V_i)$  в точките на прекъсване:

**T1=0s**

**V1=0V**

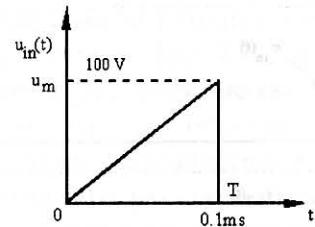
**T2=10ns**

**V2=1V**

Зададен е интервал от време за анализ до 600μs чрез менюто **Analysis/Analysis Type/Time Domain (Transient)**:

**Run to time: 600us**

Графиките на величините  $u_{in}(t)=1(t)$  и  $y(t) = i_{L2}(t)$  са показани на фиг. 7.9.



**Фиг. 7.10.** Входно напрежение към пример 7.8

**Пример 7.3.** Определяне на тока  $i_{L2}(t)$  през клона  $L_2$  от схемата на фиг. 7.8 при входно напрежение единичен трионообразен импулс (фиг. 7.10).

Аналитичните изрази, получени чрез прилагане на интеграла на Дюамел [5] за отделните подинтервали, дефинирани чрез точките на прекъсване на входното напрежение, имат вида:

a)  $0 \leq t < T$

$$i_{L2}(t) = u(0_+) y(t) + \int_0^t u'(\tau) y(t-\tau) d\tau$$

$$i_{L2}(t) = 0.13 (1 - e^{-11.459 \times 10^3 t}) - 18.97 \times 10^{-3} (1 - e^{-78.541 \times 10^3 t}) \text{ A}$$

б)  $T \leq t < \infty$

$$i_{L2}(t) = u(0_+) y(t) + \int_0^T u'(\tau) y(t-\tau) d\tau - u_m y(t-T)$$

$$i_{L2}(t) = -0.1897 e^{-11.459 \times 10^3 t} + 335 e^{-78.541 \times 10^3 t} \text{ A.}$$

За симулиране на входния сигнал от фиг. 7.10 се използва отново независим източник на напрежение, който се описва с отрезово-линейна функция от типа **VPWL**, със следните данни за координатите  $(T_p, V_i)$  в точките на прекъсване:

**T1=0s**

**V1=0V**

**T2=0.1ms**

**V2=100V**

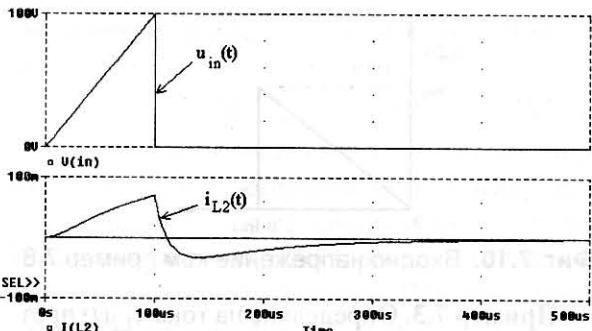
**T3=0.1001ms**

**V3=0V**

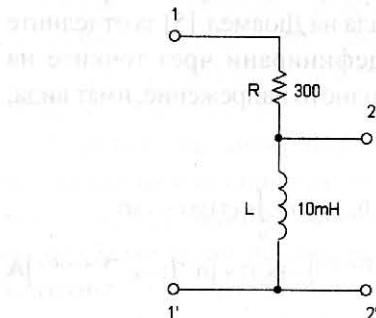
Зададен е анализ за интервал от време до 500μs чрез менюто **Analysis/Analysis Type/Time Domain (Transient)**:

**Run to time: 500us**

Резултатите от симулацията за входното напрежение  $u_{in}(t)$  и тока  $i_{L2}(t)$  са показани на фиг. 7.11.



Фиг. 7.11. Резултати от симулацията за входния сигнал  $u_{in}(t)$  и тока  $i_{L2}(t)$  за схемата от фиг. 7.8



Фиг. 7.12. Схема за изследване на изходното напрежение  $u_{out}(t)$  при периодичен входен сигнал  $u_{in}(t)$

**Пример 7.4.** Определяне на изходното напрежение  $u_{out}(t)$  на схемата от фиг. 7.12, ако входното напрежение представлява периодична поредица от импулси (фиг. 7.13а) с период на повторение  $T=0.1\text{ms}$ .

Аналитичното решение в този случай е получено чрез обобщаване на резултатите от аналитичното решение за изходното напрежение, получено при прилагане към входа на схемата на импулса от вида, показан на фиг. 7.10 и въвеждането на условието за периодичност [5]:

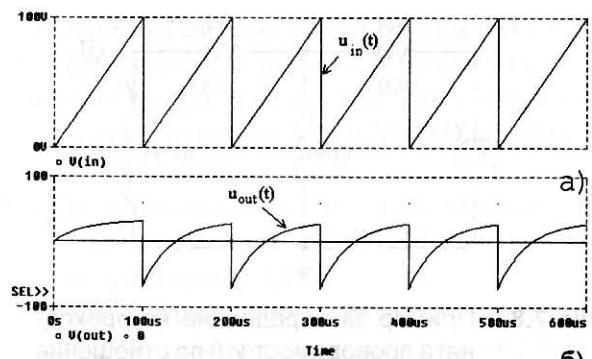
$$u_{out}(\theta) = u_m \left( \frac{L}{RT} - \frac{e^{a\theta}}{1 - e^{aT}} \right);$$

$$a = -\frac{R}{L} = -3 \times 10^4 \text{ s}^{-1},$$

откъдето се намира:

$$u_{out}(\theta) = -105.24e^{-3 \times 10^4 \theta} + 33.33V \text{ за } 0 \leq \theta < T.$$

За симулиране на входния сигнал от фиг. 7.13а се използва независим източник на



Фиг. 7.13. Резултати от симулацията за входния сигнал  $u_{in}(t)$  и напрежението  $u_{out}(t)$  за схемата от фиг. 7.12

напрежение от типа VPULSE за задаване на периодичен импулсен сигнал с данни:

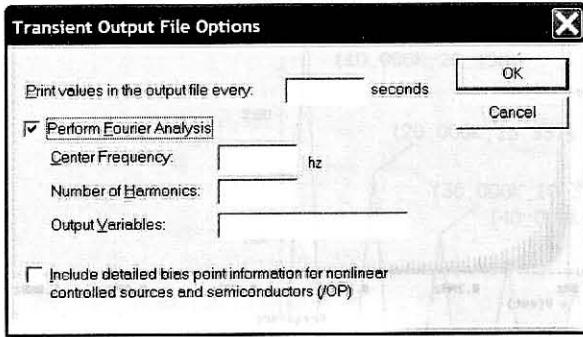
- постоянноотоково отместване  $VOFF=0V$
- закъснение  $TD=0s$
- долно ниво  $V1=0V$
- горно ниво  $V2=100V$
- време на нарастване  $TR=0.1ms$
- време на спадане  $TF=1ns$
- ширина на импулса  $1ns$
- период  $PER=0.1ms$

Резултатът за изходното напрежение  $u_{out}(t)$  е показан на фиг. 7.13б.

#### 7.4. Хармоничен анализ

Хармоничният анализ се извършва въз основа на резултатите от анализа в областта на времето, като се използва алгоритъм за бързо преобразование на Фурье. Данните за хармоничния състав на изследваните сигнали се получават в табличен вид в изходния (.out) файл. Процедурата за задаване на хармоничен анализ включва следните стъпки:

1. Влиза се в менюто Analysis/Analysis Type/Time Domain (Transient) на Capture;
2. Попълват се полетата с данни, необходими за задаване на анализ в областта на времето;
3. Маркира се клавиша Output File Options... и се избира Perform Fourier Analysis за разрешаване на хармоничен анализ;
4. Задава се честотата на първия хармоник в полето Center Frequency;
5. Задава се броят на хармониците, за които да



**Фиг. 7.14.** Меню за задаване на хармоничен анализ

#### FOURIER ANALYSIS FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(in)

| DC COMPONENT       | =         | 5.000949E+01 |           |
|--------------------|-----------|--------------|-----------|
| HARMONIC FREQUENCY | FOURIER   | PHASE        |           |
| NO                 | (HZ)      | COMPONENT    | (DEG)     |
| 1                  | 1.000E+04 | 3.183E+01    | 1.800E+02 |
| 2                  | 2.000E+04 | 1.592E+01    | 1.799E+02 |
| 3                  | 3.000E+04 | 1.061E+01    | 1.799E+02 |
| 4                  | 4.000E+04 | 7.958E+00    | 1.799E+02 |
| 5                  | 5.000E+04 | 6.366E+00    | 1.798E+02 |

#### FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(out)

| DC COMPONENT       | =         | 9.564317E-03 |            |
|--------------------|-----------|--------------|------------|
| HARMONIC FREQUENCY | FOURIER   | PHASE        |            |
| NO                 | (HZ)      | COMPONENT    | (DEG)      |
| 1                  | 1.000E+04 | 2.872E+01    | -1.545E+02 |
| 2                  | 2.000E+04 | 1.548E+01    | -1.666E+02 |
| 3                  | 3.000E+04 | 1.048E+01    | -1.711E+02 |
| 4                  | 4.000E+04 | 7.900E+00    | -1.733E+02 |
| 5                  | 5.000E+04 | 6.336E+00    | -1.747E+02 |

**Фиг. 7.15.** Резултати от хармоничния анализ в таблична форма от изходния (.out) файл

бъдат изведени данни в полето **Number of Harmonics**. Ако този брой не се зададе, по подразбиране се извеждат данни за първите 9 хармоника;

6. Задават се имената на изходните величини (напрежения и токове), чито хармоничен състав ще се изследва;

Записът на имената съответства на синтаксиса на входния език в текстов вид на симулатора *PSpice*.

7. Щраква се клавишът **OK**;

8. Стартира се симулацията.

**Пример 7.5.** Определяне на приблизи-

телното решение за изходното напрежение  $u_{out}(t)$  за схемата от фиг. 7.12, ако входното напрежение  $u_{in}(t)$  представлява периодична поредица от импулси от вида, показан на фиг. 7.13а с период на повторение  $T=0.1\text{ms}$ , като се използва анализ с разложение в ред на Фурье с отчитане на първите 5 хармоника.

Като се използва разложението в ред на Фурье, могат да се определят аналитично максималната стойност и началната фаза за  $k$ -ия хармоник на величините  $u_{in}(t)$  и  $u_{out}(t)$  във вида:

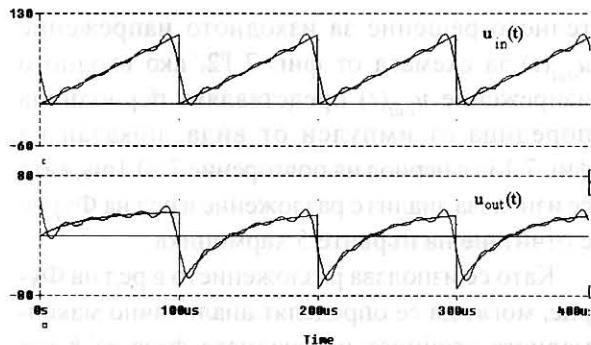
$$u_{in,m(k)} = \frac{U_m}{k\pi} ; \quad u_0 = \frac{U_m}{2} ; \quad \Psi_{u_{in}(k)} = \pi ;$$

$$u_{out,m(k)} = \frac{u_{in,m(k)} \cdot k\omega L}{\sqrt{R^2 + (k\omega L)^2}} ;$$

$$\Psi_{u_{out}(k)} = \Psi_{u_{in}(k)} + \arctg \frac{R}{k\omega L} .$$

Задаването на хармоничния анализ чрез *PSpice* става чрез менюто **Analysis/Analysis Type/Time Domain (Transient)** по изложената по-горе процедура. Попълват се следните данни:

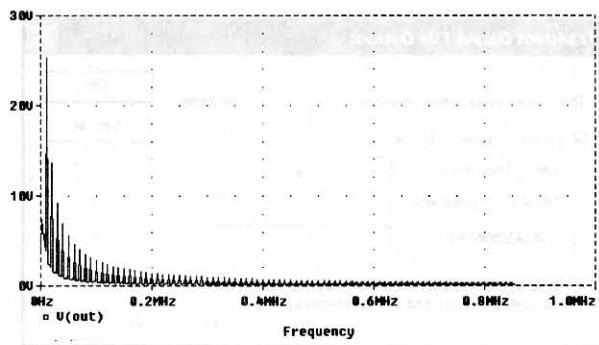
- интервал от време за анализ:  
**Run to time 500us**
- честотата на първия хармоник:  
**Center Frequency 10kHz**
- брой хармоники:  
**Number of Harmonics 5**
- изходни величини:  
**Output Variables: V(in) V(out)**  
(Входният и изходният възел трябва предварително да бъдат обозначени с етикети в *Capture*).  
Резултатите от хармоничния анализ са записани в таблична форма в изходния (.out) файл и могат да бъдат прегледани с команда **PSpice/View Output File** в *Capture*. Те са показани на фиг. 7.15. Извеждат се комплексите на всеки от хармониците (максимална стойност и начална фаза), както и нормирани им величини спрямо първия хармоник. Резултатите от симулацията за  $u_{in}(t)$  и  $u_{out}(t)$ , получени чрез приблизително представяне в ред на Фурье с отчи-



**Фиг. 7.16.** Резултати за  $u_{in}(t)$  и  $u_{out}(t)$ , получени чрез приблизително представяне в ред на Фурье с отчитане на първите 5 хармоника

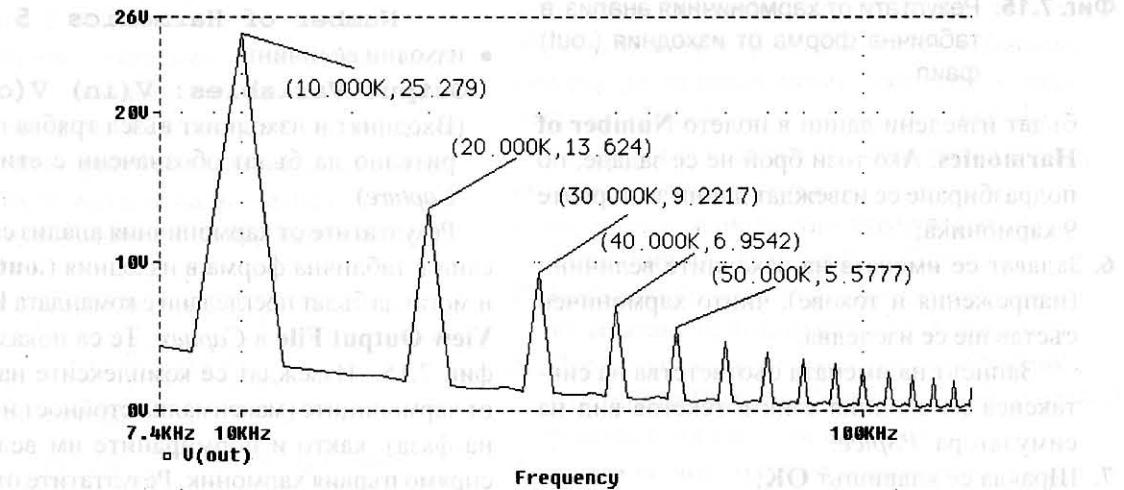
тане на първите 5 хармоника, са показани на фиг. 7.16. За сравнение на същата графика са приведени и резултатите за  $u_{in}(t)$  и  $u_{out}(t)$ , получени чрез анализа в областта на времето.

*Резултатите от хармоничния анализ са в сила, ако процесът е стационарен.* Затова при изчисляването на хармоничния състав на сигнала се взимат данни за последния изчислен период. Ако за изследвания интервал от време преходният процес все още не е завършил, това ще доведе до грешка в резултатите от хармоничния анализ. Затова *преди да разреши изчисляване на хармоничните съставки, потребителят трябва да се увери чрез Probe, че процесът се е установил.*

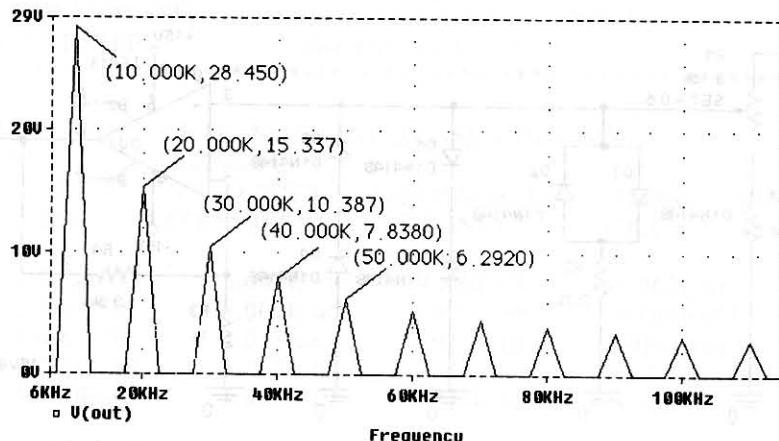


**Фиг. 7.17.** Спектър на напрежението  $u_{out}(t)$

Съществува още един начин за определяне на хармоничния състав на сигналите. Това се извършва чрез постпроцесорна обработка на резултатите от анализа в областта на времето в графичния анализатор *Probe* чрез командата *Trace/Fourier* или щракане върху клавиша *FFT* (Fast Fourier Transform – бързо преобразование на Фурье). В резултат в *Probe* се визуализират амплитудите на хармоничните съставки. Спектърът на напрежението  $u_{out}(t)$  е показан на фиг. 7.17. Спектърът може да бъде изчислен както на база на данните, получени за целия интервал от време на симулацията (фиг. 7.13б), така и въз основа на част от тях. На фиг. 7.18 са показани резултатите, получени от данните за целия интервал от време (от 0s до 600μs). На фиг. 7.19 са показани резултатите, получени



**Фиг. 7.18.** Големини на спектралните съставки на напрежението  $u_{out}(t)$ , получени от данните за целия диапазон от време



**Фиг. 7.19.** Големини на спектралните съставки, получени от данните за напрежението  $u_{out}(t)$  в стационарен режим

от данните след завършване на преходния процес, когато режимът е стационарен (от  $400\mu s$  до  $600\mu s$ ) чрез задаване на начално време за извеждане на резултати  $t_{np} = 400\mu s$  в полето **Save data after** на менюто **Analysis/Analysis Type/Time Domain (Transient)**. Съпоставянето на резултатите с табличните (фиг. 7.15) показва, че за получаване на достатъчно точни резултати за спектъра в *Probe*, трябва да се изведат и обработват данните само за стационарния режим.

Резултатите за хармоничните съставки на сигнала от фиг. 7.19, получени в *Probe*, могат да се преобразуват в табличен вид във функция от честотата и да се запишат в текстов файл от типа на **Microsoft Word** или да се прехвърлят в таблица в **Microsoft Excel**. Това е една полезна процедура за документиране на резултатите от изследването на хармоничния състав, особено при генераторни схеми, където спектърът се получава чрез графичния анализатор *Probe*.

Процедурата включва следните стъпки:

1. Определя се спектърът на сигнала, както е показан на фиг. 7.19;
2. Щрака се с мишката върху текста с името на извежданата величина;  
За разглеждания пример това е **V(out)**.
3. Избира се **Edit/Copy** за прехвърляне на данните в клипборда;

4. Извиква се текстовият редактор (например **Microsoft Word**);
5. Извличат се данните от клипборда с избиране на **Edit/Paste**.

В резултат в текстовия файл се записват стойностите на честотите и амплитудите на хармоничните съставки за всеки от хармониците.

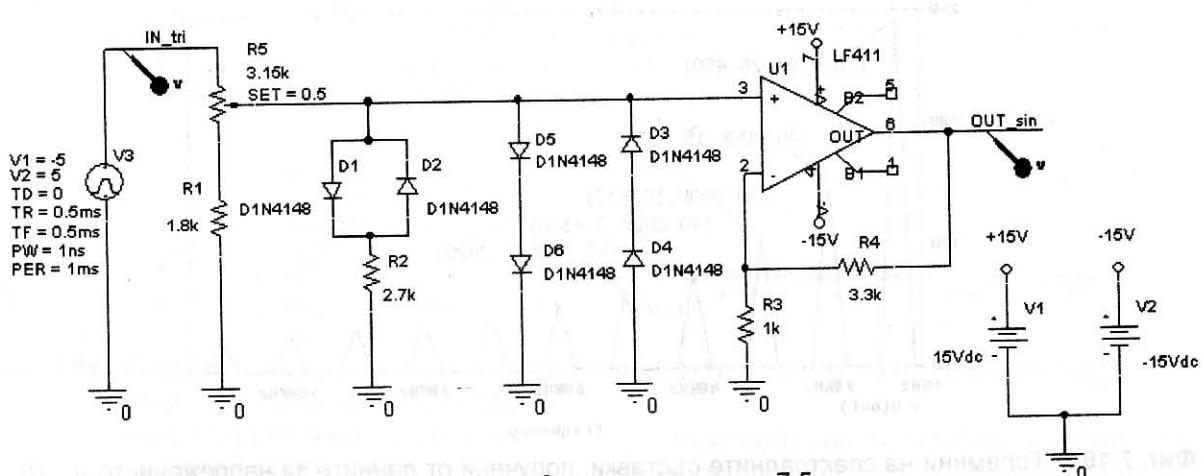
**Пример 7.5.** Да се изследва схемата за формиране от триъгълни в синусоидални сигнали, показана на фиг. 7.20.

Входното напрежение **V(IN\_tri)** представлява поредица от триъгълни импулси, зададени с източник тип **VPULSE**.

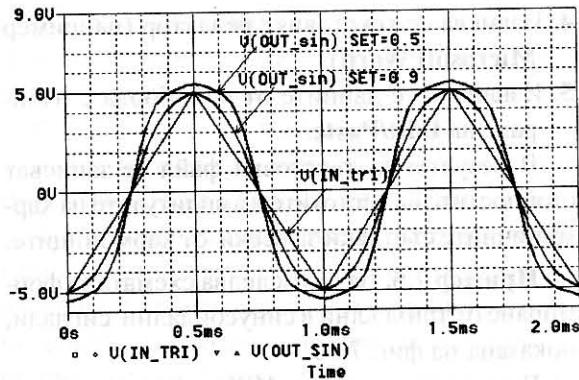
На фиг. 7.21 са дадени графиките на входното **V(IN\_tri)** и изходното напрежение **V(OUT\_sin)** при две положения на плъзгача на потенциометъра **POT**, зададени чрез параметъра **SET**: **SET=0.5** и **SET=0.9**.

На фиг. 7.22 е показано заданието за извършване на спектрален анализ чрез менюто **Output File Options...** и избор на режима **Perform Fourier Analysis** за разрешаване на хармоничен анализ. Зададена е честота на първия хармоник (**Center Frequency**) **1kHz**, брой хармоници (**Number of Harmonics**) **5** и име на изходната променлива (**Output Variables**) **V(OUT\_sin)**.

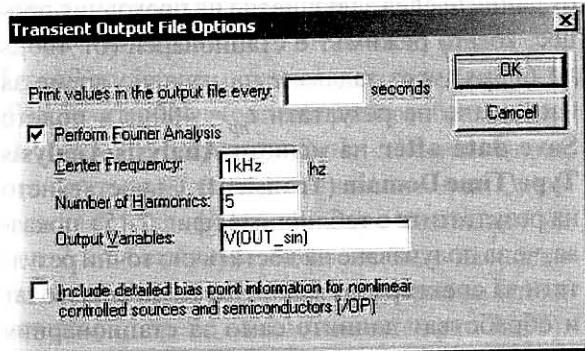
Резултатите от хармоничния анализ в таблична форма, записани в изходния (.out) файл, имат вида, показан на фиг. 7.23 при **SET=0.5** и на фиг. 7.24 при **SET=0.9**.



Фиг. 7.20. Схема към пример 7.5



Фиг. 7.21. Входно напрежение  $V(IN\_tri)$  и изходно напрежение  $V(OUT\_sin)$



Фиг. 7.22. Меню за задаване на хармоничен анализ на изходното напрежение  $V(OUT\_sin)$

```

**** FOURIER ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C
**** CURRENT STEP PARAM SET = .5
***** *****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(OUT_SIN)
DC COMPONENT = -3.343384E-06
HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE NORMALIZED
NO (HZ) COMPONENT COMPONENT (DEG) PHASE (DEG)
1 1.000E+03 6.055E+00 1.000E+00 -9.003E+01 0.000E+00
2 2.000E+03 1.545E-05 2.552E-06 -1.214E+02 5.868E+01
3 3.000E+03 8.315E-01 1.373E-01 8.990E+01 3.600E+02
4 4.000E+03 7.312E-06 1.208E-06 4.200E+01 4.021E+02
5 5.000E+03 1.592E-01 2.630E-02 -9.020E+01 3.600E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.398267E+01 PERCENT
```

Фиг. 7.23. Резултати от хармоничния анализ в таблична форма при  $SET=0.5$

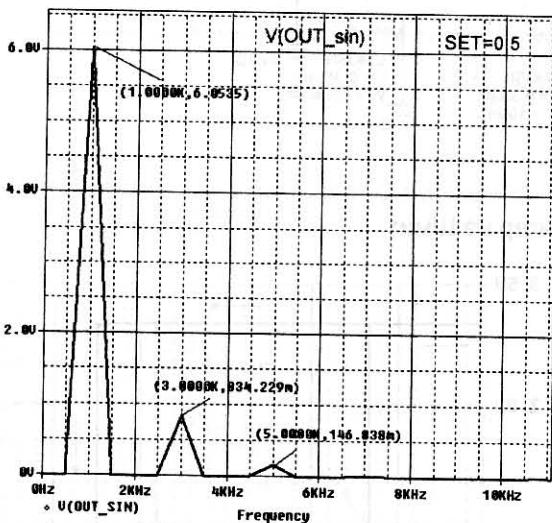
\*\*\*\*\* FOURIER ANALYSIS  
 \*\*\*\*\* CURRENT STEP  
 \*\*\*\* TEMPERATURE = 27.000 DEG C  
 \*\*\*\*\* PARAM SET = .9  
 \*\*\*\*

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(OUT\_SIN)  
 DC COMPONENT = -4.069775E-06

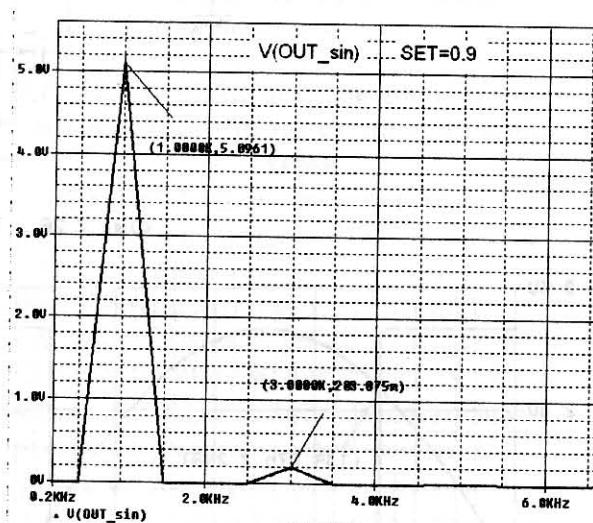
| HARMONIC NO | FREQUENCY (HZ) | FOURIER COMPONENT | NORMALIZED COMPONENT | PHASE (DEG) | NORMALIZED PHASE (DEG) |
|-------------|----------------|-------------------|----------------------|-------------|------------------------|
| 1           | 1.000E+03      | 5.097E+00         | 1.000E+00            | -9.003E+01  | 0.000E+00              |
| 2           | 2.000E+03      | 8.001E-06         | 1.570E-06            | -9.809E+01  | 8.198E+01              |
| 3           | 3.000E+03      | 2.015E-01         | 3.952E-02            | 8.988E+01   | 3.600E+02              |
| 4           | 4.000E+03      | 5.267E-07         | 1.033E-07            | 3.843E+00   | 3.640E+02              |
| 5           | 5.000E+03      | 1.893E-02         | 3.714E-03            | -9.045E+01  | 3.597E+02              |

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.969752E+00 PERCENT

Фиг. 7.24. Резултати от хармоничния анализ в таблична форма при SET=0.9



a)



б)

Фиг. 7.25. Големини на спектралните съставки на напрежението  $u_{out\_sin}(t)$  за (а) SET=0.5 и (б) SET=0.9

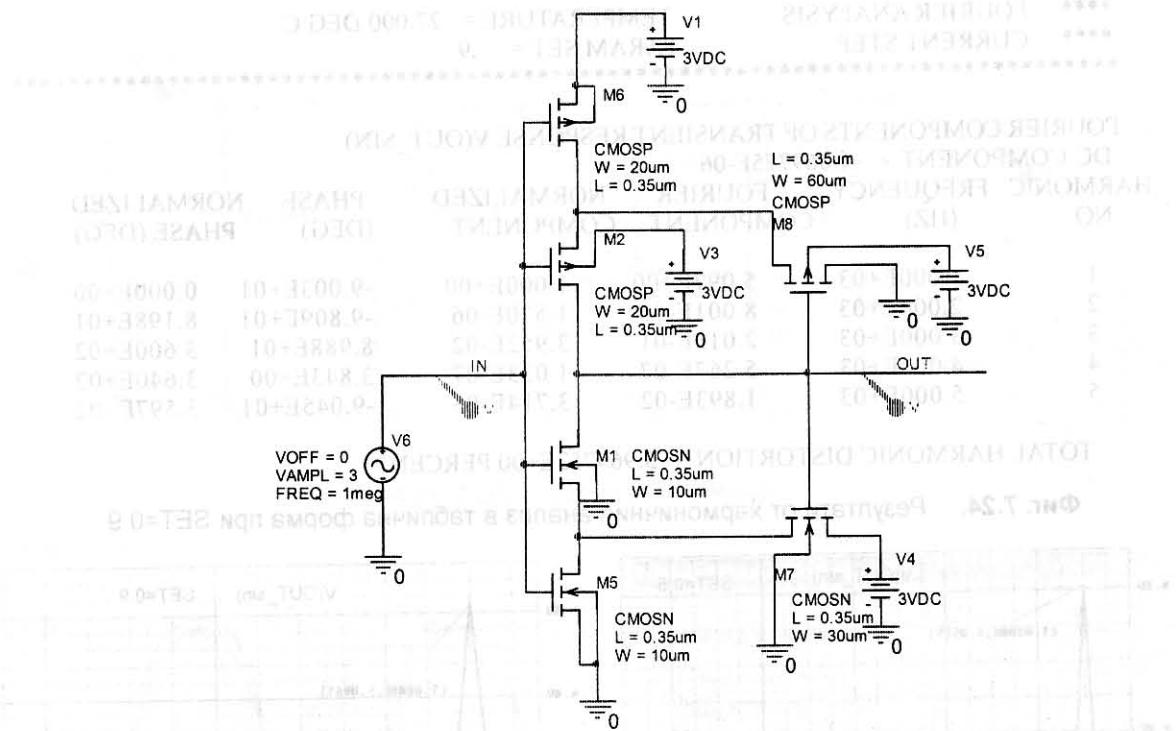
На фиг. 7.25 са показани стойностите на спектралните съставки, получени от данните за напрежението  $u_{out\_sin}(t)$  в Probe чрез команда Trace/Fourier при SET=0.5 (фиг. 7.25a) и SET=0.9 (фиг. 7.25b).

## 7.5. Изследване на напрежителен хистерезис

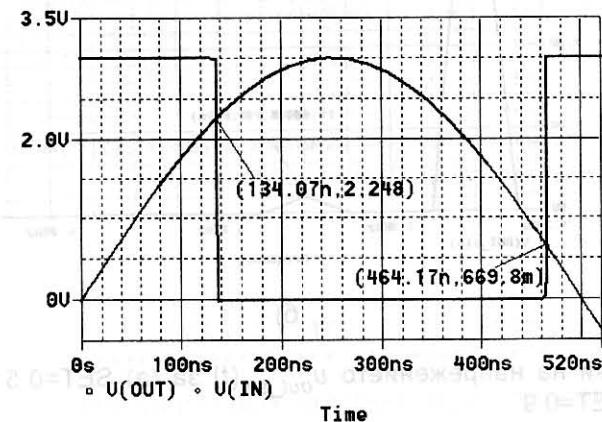
Пример 7.6. Да се изследва тригерът на Шмит от фиг. 7.26.

На входа е подаден синусоидален сигнал с помощта на независим източник от тип VSIN със следните параметри: постояннотоково отместване VOFF=0, амплитуда VAMPL=3V и честота FREQ =1MHz. Зададен е анализ в областта на времето със следните данни:  $t_{max}=500\text{ns}$ ,  $t_{uzc,max}=1\text{ns}$ .

Резултатите от симулацията за V(IN) и V(OUT) са показани на фиг. 7.27.



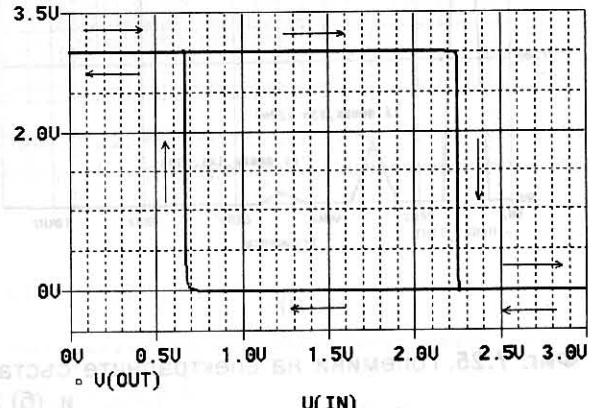
Фиг. 7.26. Тригър на Шмит



Фиг. 7.27. Резултати за  $V_{in}$  и  $V_{out}$

Построяването на хистерезисната крива в *Probe* се извършва по следната процедура:  
1. Променя се променливата по оста X от време (Time) на  $V(\text{IN})$  чрез менюто:

**Plot/Axes Settings/X Axis/Axes Variable/Trace Expression:  $V(\text{IN})/\text{OK}/\text{OK}$**

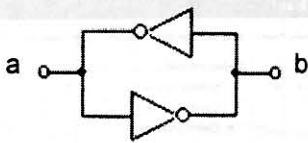


Фиг. 7.28. Построяване на хистерезисната крива  $V_{out} = f(V_{in})$

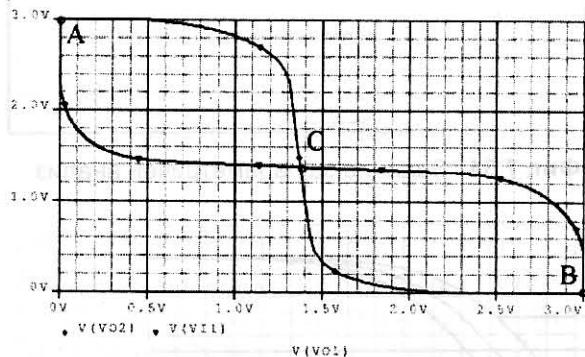
2. Задава се променливата  $V(\text{OUT})$  по оста Y:  
**Trace/ Trace Expression:  $V(\text{OUT})/\text{OK}/\text{OK}$**

В резултат се получава хистерезисната крива  $V_{out} = f(V_{in})$ , показана на фиг. 7.28.

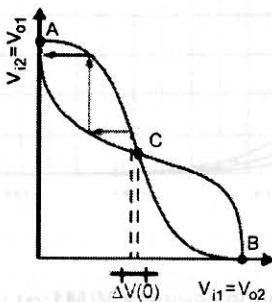
*PSpice* е изключително удобно средство за изследване на многобройните схемни варианти



Фиг. 7.29. Затворена верига от два инвертора

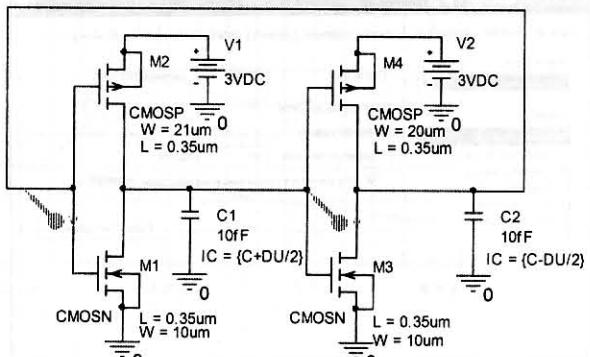


Фиг. 7.30. Работни точки А, В и С на схемата от фиг. 7.29



Фиг. 7.31. Движение на точката С към точка А

на тригера на Шмит. При конструиране на компаратори интерес представляват т.нр. тригери на Шмит с динамичен хистерезис [35,36,37]. Те се характеризират с един и същи праг при изменение на входния сигнал в двете посоки. Освен това в момента на превключване се появява хистерезис с управляема продължителност. Това позволява да се адаптира схемата с оглед потискане на различни шумови източници.



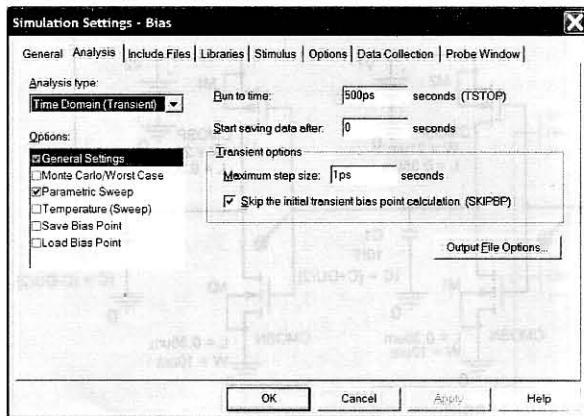
Фиг. 7.32. Схема за изследване на преходния процес при метастабилност на тригера схема

## 7.6. Изследване на преходен процес при метастабилност на тригера схема

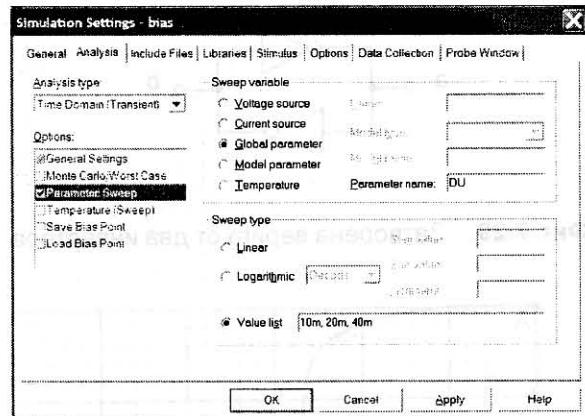
**Пример 7.7.** Да се изследва преходният процес при метастабилност на тригера схема.

В затворена верига от два инвертора (фиг. 7.29) съществуват две работни точки – А и В, които съответстват на двете устойчиви състояния на тригера (фиг. 7.30). В тях усилването на всеки инвертор, а следователно и на затворената верига, е равно на нула. В гл. 6, пример 6.6, бе определена и трета точка – С, т.нр. *точка на метастабилност*. При условие, че усилването в затворената верига е по-голямо от единица, започва самоускоряващ се (лавинообразен) процес на преместване на работната точка С до една от двете устойчиви точки – А или В (фиг. 7.31) [32]. Посоката на превключване – към А или към В, се определя от отклонението  $\Delta V(0)$  на реалната работна точка спрямо С в началото на процеса. Причините за промяната  $\Delta V(0)$  могат да бъдат например несиметрия в схемата, шумове или външен сигнал. *Времето за превключване зависи от амплитудата на  $\Delta V(0)$ .*

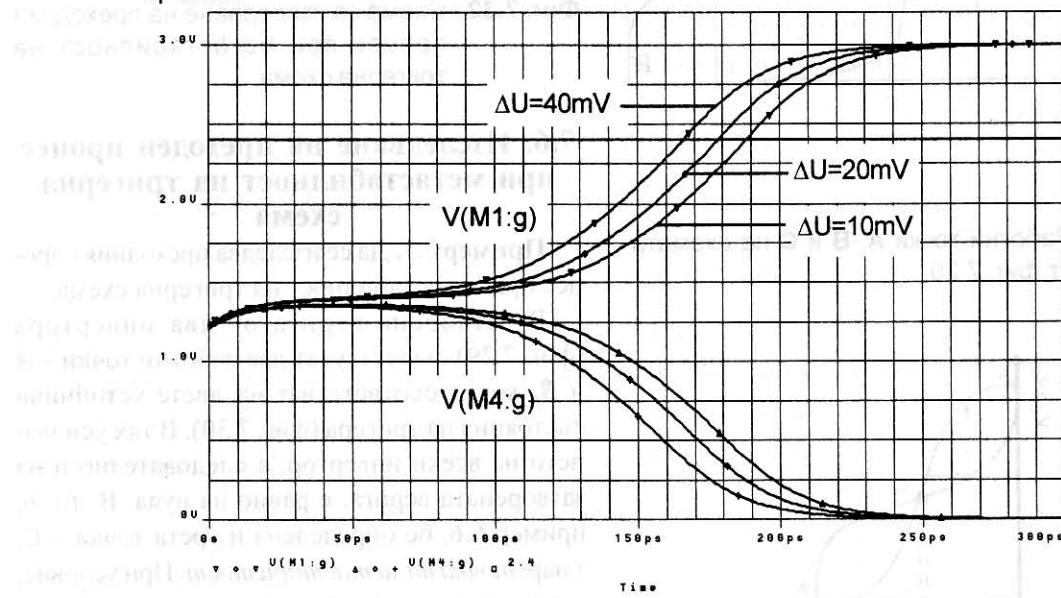
Целта на изследването е да се определи продължителността на този процес и зависимостта му от  $\Delta V(0)$ . На фиг. 7.32 е приведена схемата



Фиг. 7.33. Задание за анализ в областта на времето



Фиг. 7.34. Задание за параметричен анализ



Фиг. 7.35. Резултати от анализа в областта на времето за напреженията  $V(M1:g)$  и  $V(M4:g)$  с параметър  $DU$

за изследване на преходния процес при метастабилност. За изследване влиянието на  $\Delta V(0)$  върху продължителността на преходния процес с помощта на *PSpice* и *Probe*, е определена зависимостта на закъснението  $DLY=f(\Delta V(0))$ , измерено на ниво  $(C+(A-C)/2)$  – средата между точки С и А. Както се вижда от фиг. 7.30, ординатата на точка С е  $u_C=1.4V$ .

Отклонението  $\Delta V(0)$  е дефинирано като параметър  $DU$ . Задават се начални условия за напреженията на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$ :

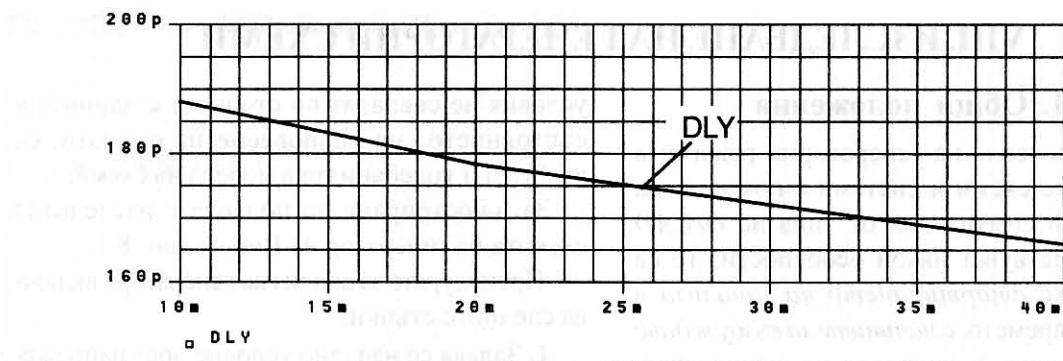
$$u_{C1}(0^+) = u_C + \Delta V(0)/2 \text{ и } u_{C2}(0^+) = u_C - \Delta V(0)/2$$

За целта се дефинират атрибутите за начални условия **IC** на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  (фиг. 7.32), където с параметъра  $C$  е означено напрежението  $u_C$ :

$$\text{за } C_1 : IC=\{C+DU/2\}$$

$$\text{за } C_2 : IC=\{C-DU/2\}$$

Зададен е анализ в областта на времето до 0.5ns с максимална стойност на стъпката 1ps и режим на стартиране от началните условия



**Фиг. 7.36.** Зависимост на закъснението DLY във функция от параметъра DU

(SKIPBP), както е показано на фиг. 7.33. Дефиниран е и параметричен анализ с параметър DU, зададен със списък от стойности: 10mV, 20mV и 40mV (фиг. 7.34). Резултатите от анализа в областта на времето са дадени на фиг. 7.35.

Построяването на зависимостта на закъснението DLY във функция от величината  $\Delta V(0)$  се извършва по следния начин:

1. Дефинира се закъснението DLY чрез функцията на Probe

**XatNthY(1,Y\_value,n\_occur)**

която определя стойността на аргумента X при n-тото преминаване на функцията 1 през стойността Y\_value

DLY е дефиниран чрез макроса:

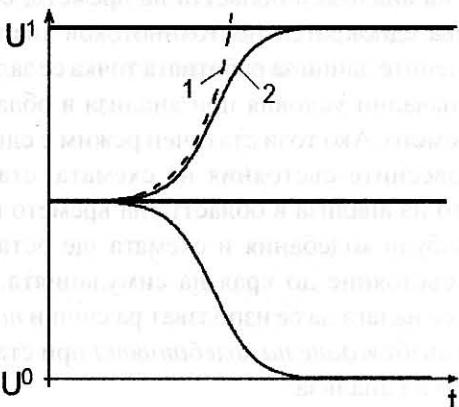
**DLY = XatNthY(V(M1:g),2.4,1)**

2. Построява се зависимостта  $DLY=f(\Delta V(0))$  чрез следните команди на Probe:

**Plot/Axes Settings.../X Axis/Performance Analysis/OK**

**Trace.../Add Trace/Trace Expression: DLY**

Получената графика е показана на фиг. 7.36. Теоретичните изследвания на тези процеси обикновено се правят на базата на линейни модели, т.е. отразяват протичането на тези процеси в активната линейна област на предава-



**Фиг.7.37.** Переходни процеси при метастабилност: линеен анализ (крива 1) и симулация (крива 2)

телните характеристики [33]. Теоретично полученните напрежения нарастват по експоненциална зависимост с положителен аргумент. На фиг. 7.37 те са съпоставени с получените по-горе резултати от симулацията. Както се вижда, симулираните криви съвпадат с теоретичните, но само в първата съвпадат с теоретичните, но само в първата половина. След това процесът на симулация отразява навлизането на работните точки на инверторите в нелинейните ограничителни области от характеристиките им. Това променя характера на изменение на напреженията. В техните криви се появява инфлексна точка и те започват да затихват, което отговаря напълно на експериментално получените резултати.

## VIII. ИЗСЛЕДВАНЕ НА ГЕНЕРАТОРНИ СХЕМИ

### 8.1. Общи положения

При изследване на генераторни режими в електронните схеми и системи с помощта на универсални симулатори от типа на *OrCAD PSpice* съществуват някои особености. Те са свързани със *стартирането на анализа* в областта на времето, с *начините за възбудждане на колебанията*, с *контрола на точността*, както и с *изследването на хармоничния състав* на изходния сигнал. По подразбиране, ако потребителят не се намеси с настройване на режимите на анализа в областта на времето, се извършва еднократен постояннотоков анализ и получените данни за работната точка се задават като начални условия при анализа в областта на времето. Ако този статичен режим е едно от равновесните състояния на схемата, стартирането на анализа в областта на времето няма да възбуди колебания и схемата ще остане в това състояние до края на симулацията. Ето защо се налага да се използват различни *подходи за възбудждане на колебанията* при стартирането на анализа.

### 8.2. Начини за възбудждане на колебанията при генераторни схеми

Основните подходи, които се използват за възбудждане на колебанията при стартирането на анализа в областта на времето, са:

- чрез задаване на начални условия;
- чрез възбудждане със стартов импулс;
- чрез задаване на време на увеличаване на захранващите напрежения;
- чрез въвеждане на малка несиметрия в симетрични схеми и др.

#### 8.2.1. Възбудждане чрез задаване на начални условия

Анализът в областта на времето започва от дадени начални условия, дефинирани от напреженията върху кондензаторите  $u_C(0^+)$  и токовете през бобините  $i_L(0^+)$  в момента на стартиране на симулацията ( $t = 0^+$ ). Ако тези начални

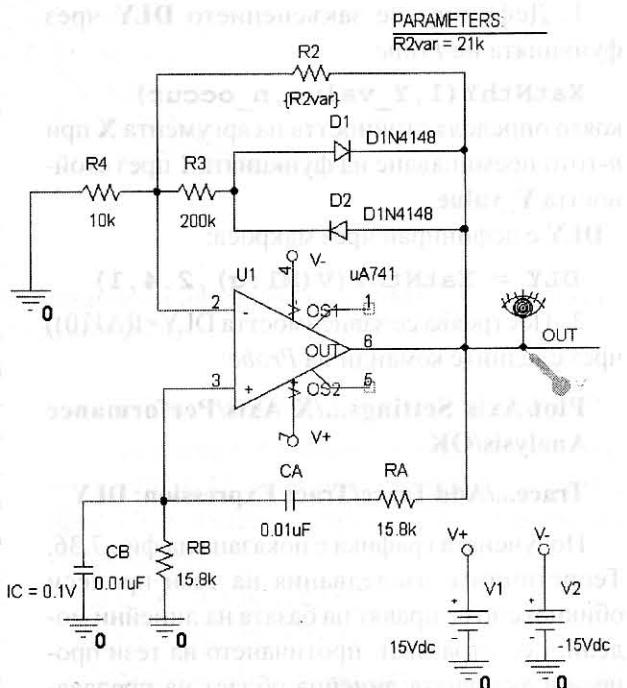
условия не съвпадат по стойност с данните в състоянието на равновесие на схемата, се възбуджда колебанията в модела на схемата.

За илюстриране на подхода е изследвана схемата на генератор на Вин от фиг. 8.1.

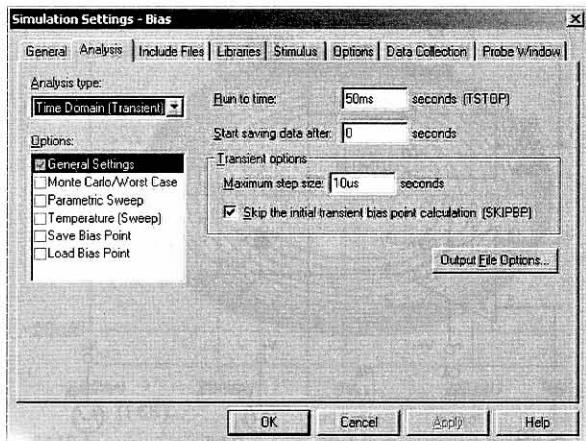
Процедурата за анализ на генератора включва следните стъпки:

1. Задава се начално условие чрез напрежението на кондензатора  $CB$  в момента  $t = 0^+$ :  $u_{CB}(0^+) = 0.1V$ . За целта се щрака двукратно върху елемента. Отваря се менюто с атрибути на елемента и се редактира атрибутът **IC** (Initial Condition – начално условие): **IC=0.1V**

2. Задава се анализ в областта на времето чрез менюто **PSpice/Edit Simulation Profile/Time Domain** (фиг. 8.2). Отменя се определянето на началните условия от постояннотоковия анализ, извършван при стартиране на симулацията, като се маркира режимът **Skip the initial transient bias point calculation (SKIPBYP)**.



Фиг. 8.1. Генератор на Вин



**Фиг. 8.2.** Меню за задаване на анализ в областта на времето

За примера е зададен анализ до 50ms:

**Run to time 50ms**

За повишаване на точността на анализа стъпката за изчисления е ограничена на 10 $\mu$ s:

**Maximum step size 10us**

Симулацията започва винаги от момента  $t = 0$ .

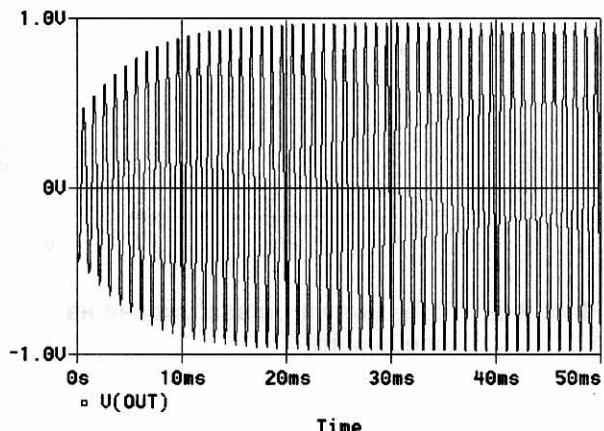
Както бе посочено в гл 7, симулаторът работи по подразбиране с максимална стъпка за изчисления  $\Delta t_{изч,max} = t_{max}/50$ . Ако този интервал е голям, той автоматично определя голяма стойност на максималната стъпка и в резултат се намалява точността на анализа. При поголеми схеми, поради натрупване на грешка, симулаторът може да преустанови работата си аварийно вследствие загуба на сходимост. Едно от средствата да се избегне това е потребителят да зададе по-малка максимално допустима стъпка на анализа (**Maximum step size**).

За примера е зададена максимална стъпка за изчисления  $\Delta t_{изч,max} = 10\mu$ s.

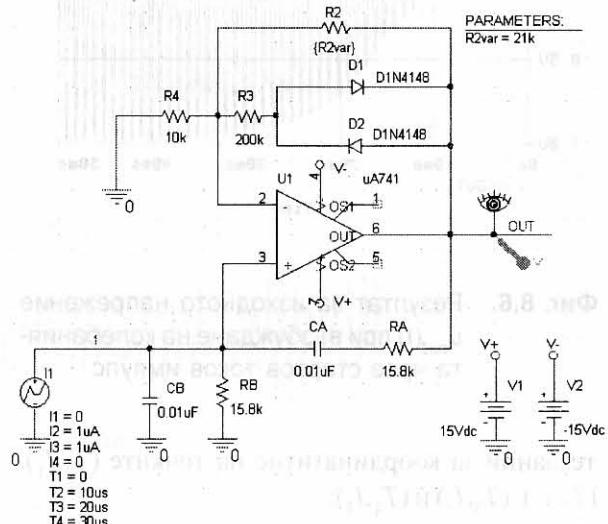
Графиката на изходното напрежение  $u_{out}(t)$  е показана на фиг. 8.3.

### 8.2.2. Възбуждане със стартов импулс

Симулацията може да бъде стартирана чрез прилагане на токов или напрежителен стартов импулс. За целта се използват независими източници с отрезово-линейна апроксимация

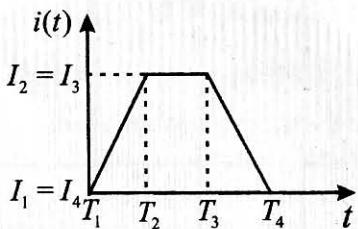


**Фиг. 8.3.** Графика на изходното напрежение  $u_{out}(t)$  при възбуждане на колебанията чрез начални условия

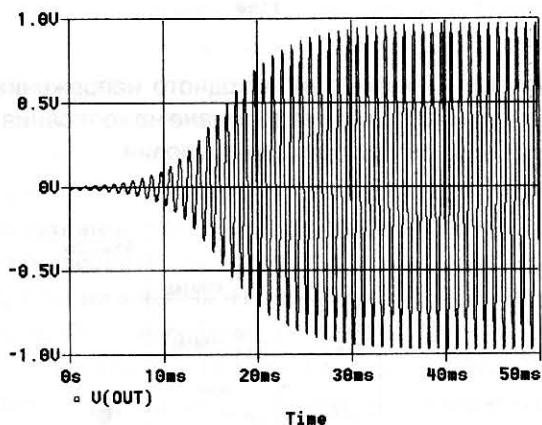


**Фиг. 8.4.** Схема на генератора при възбуждане с токов импулс

(**PWL** - Piece-Wise Linear) на сигнала. На фиг. 8.4 е показана схемата на генератора при възбуждане на колебанията с токов импулс, показан на фиг. 8.5. Той е моделиран с независимия източник на ток **I1** с отрезово-линейна апроксимация (тип **IPWL**). Щрака се двукратно върху елемента **I1** и в менюто за редактиране на свойствата **Edit Properties** се задават следни-



Фиг. 8.5. Токов импулс за възбуждане на колебанията



Фиг. 8.6. Резултат за изходното напрежение  $u_{out}(t)$  при възбуждане на колебанията чрез стартов токов импулс

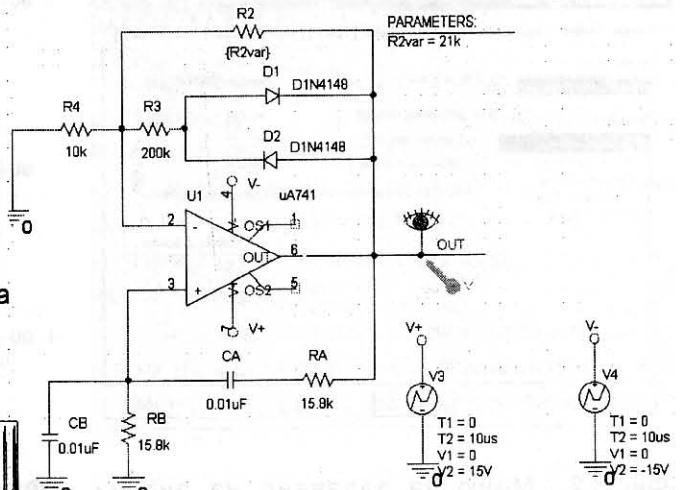
те данни за координатите на точките  $(T_1, I_1)$ ,  $(T_2, I_2)$ ,  $(T_3, I_3)$  и  $(T_4, I_4)$ :

$$\begin{array}{ll} T1=0 & I1=0 \\ T2=10\mu s & I2=1\mu A \\ T3=20\mu s & I3=1\mu A \\ T4=30\mu s & I4=0 \end{array}$$

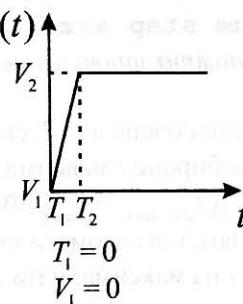
Графика на изходното напрежение  $u_{out}(t)$  е показан на фиг. 8.6.

### 8.2.3. Възбуждане чрез задаване на време на нарастване на захранващите напрежения

Стартирането на генератора може да се извърши чрез задаване на време на увеличаване на захранващите напрежения. За тази цел вместо чрез независими източници на напрежение



Фиг. 8.7. Възбуждане на генератора чрез задаване на време на увеличаване на захранващите напрежения

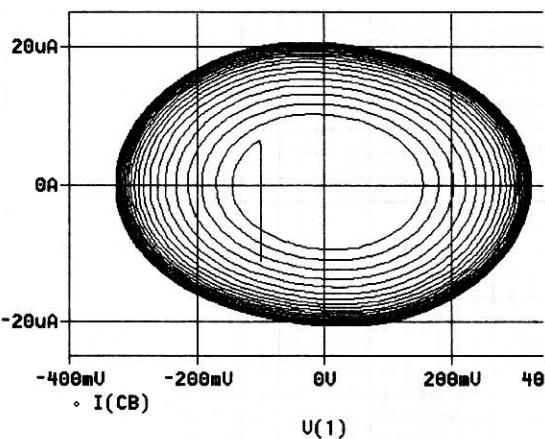


Фиг. 8.8. Задаване на време на увеличаване на захранващите напрежения

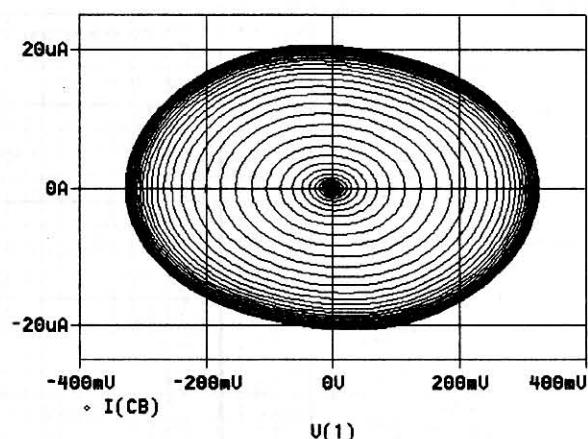
типов **VDC** (фиг. 8.1) тези напрежения се задават чрез независимите източници тип **VPWL** V3 и V4 (фиг. 8.7) с отрезово-линейна апроксимация на сигнала. Напреженията V3 и V4 имат вида, показан на фиг. 8.8 и се описват със следните данни:

За източника V3:  
 $T1=0 \quad V1=0$   
 $T2=10\mu s \quad V2=15V$

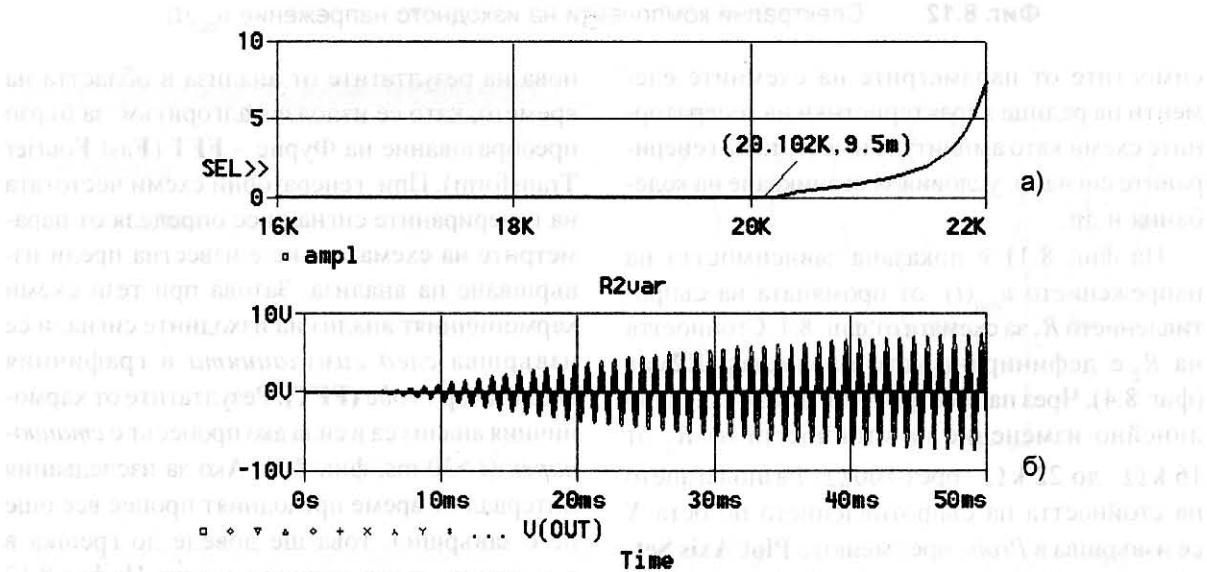
За източника V4:  
 $T1=0 \quad V1=0$   
 $T2=10\mu s \quad V2=-15V$



**Фиг. 8.9.** Фазов портрет на системата при възбуждане с начални условия



**Фиг. 8.10.** Фазов портрет на системата при възбуждане със стартов токов импулс



**Фиг. 8.11.** Зависимост на изходното напрежение  $u_{out}(t)$  от изменението на съпротивлението  $R_2$

### 8.3. Изследване на характеристиките на генераторните схеми

#### 8.3.1. Построяване на фазов портрет

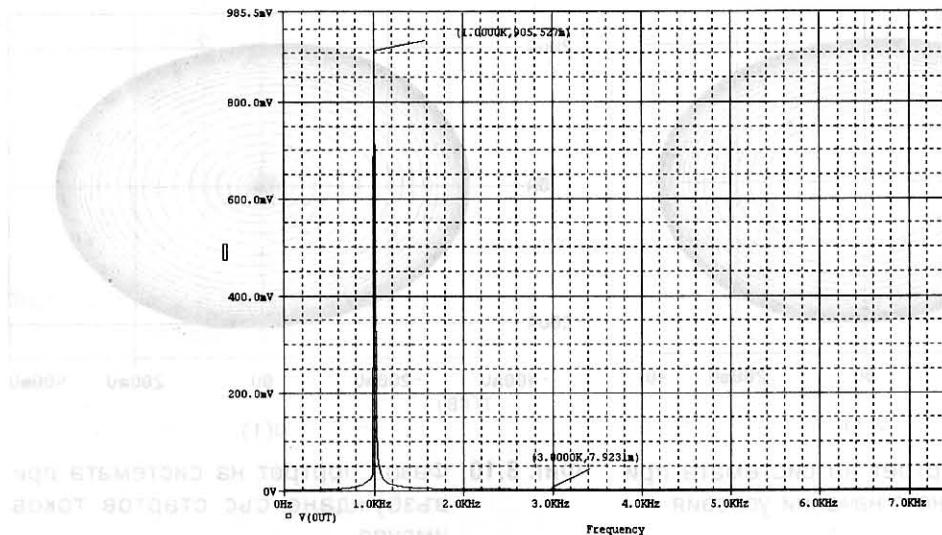
Чрез получените от симулацията изходни характеристики във функция на времето, в *Probe* може да се построи зависимостта  $\dot{x} = f(x)$  (*фазов портрет*) на системата въз основа на компонентното уравнение на някой от реактивните елементи, например кондензатора  $C_B$ :

$$i_{C_B}(t) = C_B \frac{du_{C_B}(t)}{dt}.$$

На фиг. 8.9 е показан фазовият портрет на системата при възбуждане с начални условия, а на фиг. 8.10 – при възбуждане със стартов токов импулс.

#### 8.3.2. Изследване на условията за възникване на колебания

С помощта на *времеви анализ*, съчетан с *параметричен анализ*, може да се изследват зави-



**Фиг. 8.12.** Спектрални компоненти на изходното напрежение  $u_{out}(t)$

симостите от параметрите на схемните елементи на редица характеристики на генераторните схеми като амплитуда и честота на генерираните сигнали, условия за възникване на колебания и др.

На фиг. 8.11 е показана зависимостта на напрежението  $u_{out}(t)$  от промяната на съпротивлението  $R_2$  за схемата от фиг. 8.1. Стойността на  $R_2$  е дефинирана като параметър R2var (фиг. 8.4). Чрез параметричен анализ е зададено линейно изменение на стойността на  $R_2$  от  $16 \text{ k}\Omega$  до  $22 \text{ k}\Omega$  през  $100 \Omega$ . Разполагането на стойността на съпротивлението по оста  $X$  се извършва в *Probe* чрез менюто *Plot/Axes Settings/X Axis/Performance Analysis*. Амплитудата *ampl* е дефинирана като макрос чрез *Trace/Macros* и има вида:

$$\text{ampl}=0.5 * (\max(V(\text{out})) - \min(V(\text{out})))$$

От графиката на зависимостта на амплитудата във функция от R2var (фиг. 8.11a) се вижда, че схемата е в генераторен режим при  $R_2 > 20.1 \text{ K}\Omega$ . Под тази стойност условията за самовъзбудждане не са изпълнени и колебанията затихват.

### 8.3.3. Извършване на хармоничен анализ

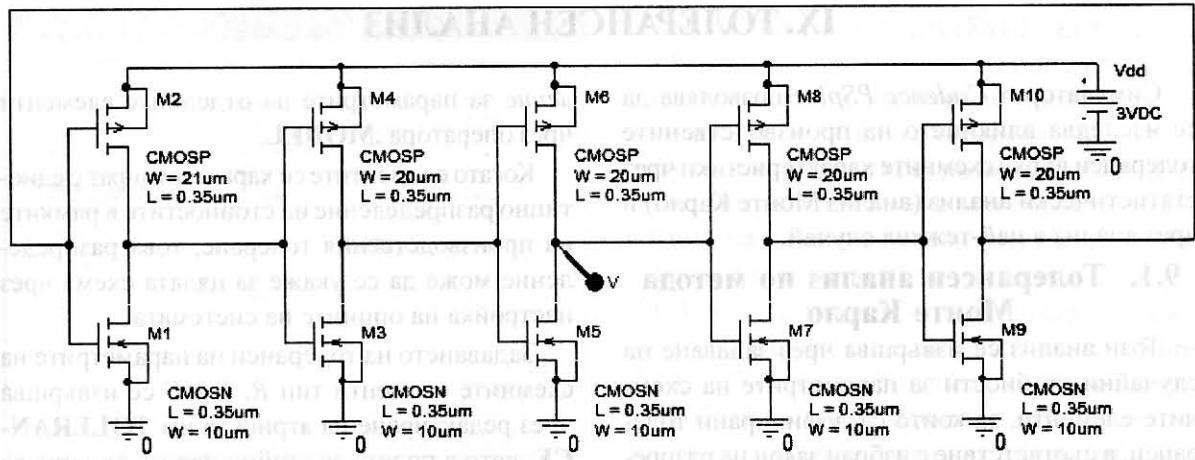
Хармоничният анализ се извършва въз ос-

нова на резултатите от анализа в областта на времето, като се използва алгоритъм за бързо преобразование на Фурье – FFT (Fast Fourier Transform). При генераторни схеми честотата на генерираните сигнали се определя от параметрите на схемата и не е известна преди извършване на анализа. Затова при тези схеми хармоничният анализ на изходните сигнали се извършва след *симулацията* в графичния анализатор *Probe (FFT)*. Резултатите от хармоничният анализ са в сила ако процесът е *стационарен* ( $t > 30 \text{ ms}$ , фиг. 8.3). Ако за изследвания интервал от време преходният процес все още не е завършил, това ще доведе до грешка в резултатите от хармоничния анализ. На фиг. 8.12 е показан спектърът на изходното напрежение V(out), получен в *Probe*.

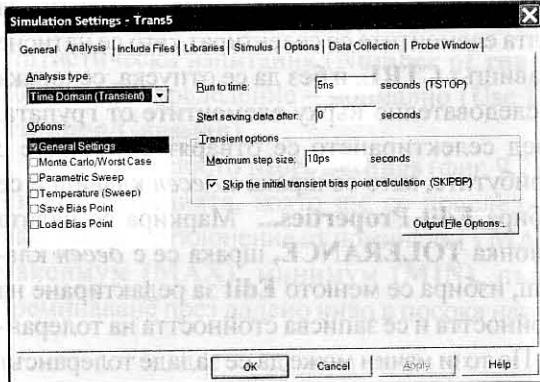
## 8.4. Изследване на кръгов генератор и приложение при определяне на средното време за закъснение на инверторите

**Пример 8.1.** Да се изследва кръгов генератор съставен от нечетен брой еднакви инвертори (фиг. 8.13).

Дефинира се анализ в областта на времето със следните данни (фиг. 8.14): интервал  $t_{max} = 5 \text{ ns}$ , максимална стъпка  $t_{изч,max} = 10 \text{ ps}$ .



Фиг. 8.13. Схема на кръгов генератор

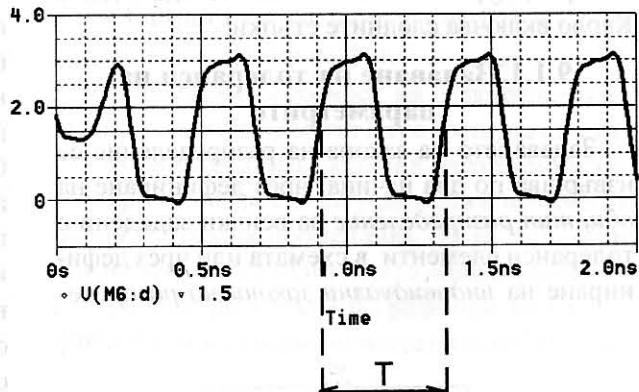


Фиг. 8.14. Меню за дефиниране на анализ в областта на времето

За възбуждане на колебанията се използва подходът с въвеждане на малка несиметрия в симетрични схеми. За целта за транзистора  $M_2$  е зададена стойност на параметъра  $w$ :

$$w = 21 \mu\text{m}.$$

Резултатите от анализа са дадени на фиг. 8.15. Периодът на колебанията  $T$  е равен



Фиг. 8.15. Резултати от анализа в областта на времето

на удвоеното време за преминаване на сигнала по затворената верига:

$$T = 2Q t_{scp},$$

където  $Q$  е броят на инверторите (в случая  $Q = 5$ ). Тази зависимост позволява да се изчисли средното закъснение  $t_{scp}$  на сигнала в един инвертор.

## IX. ТОЛЕРАНСЕН АНАЛИЗ

Симулаторът *Cadence PSpice* позволява да се изследва влиянието на производствените толеранси върху схемните характеристики чрез статистически анализ (анализ Монте Карло) и чрез анализ в най-тежкия случай.

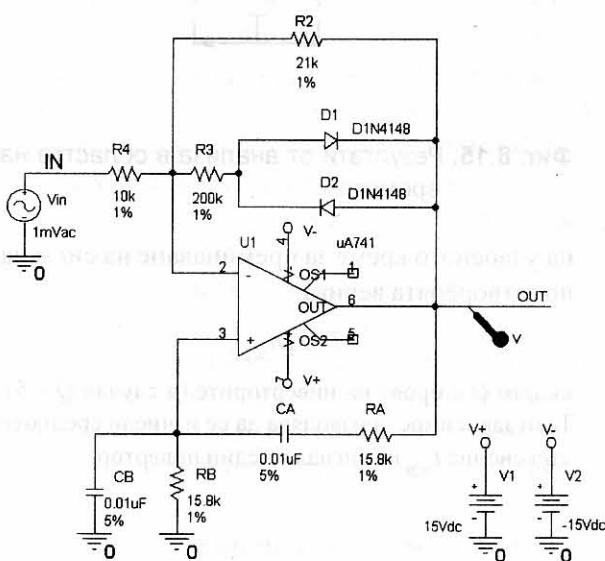
### 9.1. Толерансен анализ по метода Монте Карло

Този анализ се извършва чрез задаване на случаини стойности за параметрите на схемните елементи, за които са дефинирани толеранси, в съответствие с избран закон на разпределение. С помощта на *Probe* се изобразява толерансното поле на изследваната характеристика и се построяват съответни хистограми.

Процедурата за анализ по метода Монте Карло включва следните стъпки:

#### 9.1.1. Задаване на толеранси на параметрите

Задаването на закона на разпределение се извършва по два начина: чрез дефиниране на *общ тип разпределение* за всички зададени с толеранси елементи в схемата или чрез дефиниране на *индивидуални закони на разпределение*.



Фиг. 9.1. Пример за толерансен анализ в честотна област на схемата на Вин

ление за параметрите на отделните елементи чрез оператора **.MODEL**.

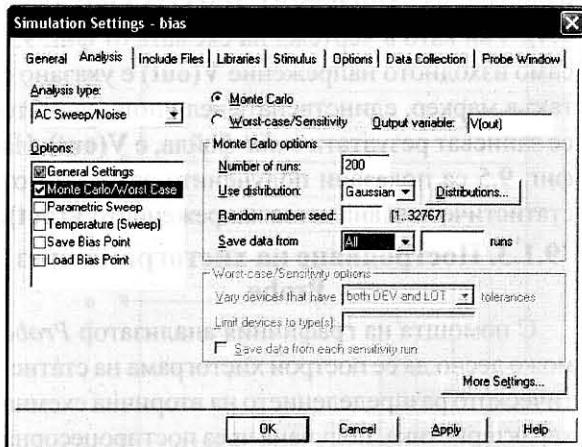
Когато елементите се характеризират с едно-типно разпределение на стойностите в рамките на производствения толеранс, това разпределение може да се укаже за цялата схема чрез настройка на опциите на системата.

Задаването на толеранси на параметрите на схемните елементи тип *R*, *L* и *C* се извършва чрез редактиране на атрибута им **TOLERANCE**, като в полето за стойността му се записва **толерансът в проценти**. Списъкът с атрибути се появява при двукратно щракане върху символа на елемента. Ако няколко елемента са с еднакъв толеранс, той може да бъде зададен едновременно за съответната група елементи. За целта елементите се селектират като се натисне клавишът **CTRL**, и без да се отпуска, се щрака последователно върху елементите от групата. След селектирането се отварят списъците с атрибутите, като се щрака с десен клавиш и се избира **Edit Properties...**. Маркира се цялата колонка **TOLERANCE**, щрака се с десен клавиш, избира се менюто **Edit** за редактиране на стойността и се записва стойността на толеранса. По този начин може да се зададе толерансът 1% за съпротивленията на всички резистори от схемата на Вин на фиг. 9.1. Визуализира се на екрана стойността на толеранса за групата елементи, като се маркира цялата колонка **TOLERANCE** и чрез менюто **Display** се задава **Value Only**. За кондензаторите е зададен толеранс 5%.

#### 9.1.2. Дефиниране на анализите

Дефинира се *основният анализ* – изследване в честотна област (честотен диапазон от 600Hz до 1400Hz, при линейно изменение на честотата с общ брой 500 честотни точки).

Задава се толерансен статистически анализ чрез менюто **PSpice/Edit Simulation Profile**. Избира се **Monte Carlo/Worst Case** и се задава статистически анализ (**Monte Carlo**) (фиг. 9.2).



**Фиг. 9.2.** Меню за дефиниране на анализ  
Монте Карло

Задава се името на изходната променлива **V(out)** в полето **Output variable**.

Дефинират се параметрите на анализа: брой статистически изпитания (**Number of runs**) – 200, тип разпределение – нормално (**Use Distribution/Gaussian**).

Чрез подменято **More Settings** (фиг. 9.2) се избира функцията, която ще се проследява: максимално отклонение от номинала (**YMAX**), максимум (**MAX**), минимум (**MIN**), първо преминаване през дадено ниво в посока нагоре

(**RISE\_EDGE**) или надолу (**FALL\_EDGE**).

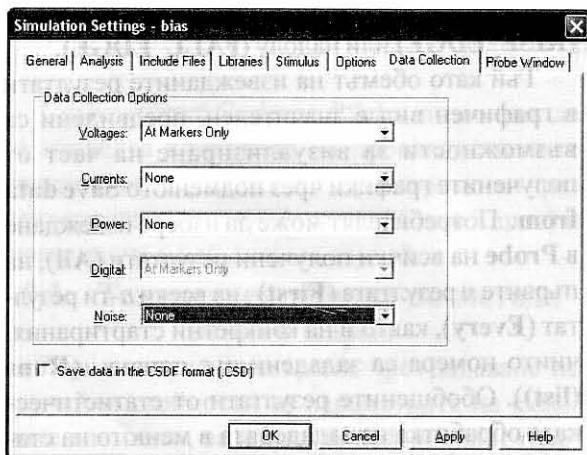
Тъй като обемът на извежданите резултати в графичен вид е значителен, предвидени са възможности за визуализиране на част от получените графики чрез подменято **Save data from**. Потребителят може да избере извеждане в **Probe** на всички получени резултати (**All**), на първите *n* резултата (**First**), на всеки *n*-ти резултат (**Every**), както и на конкретни стартирания, чито номера са зададени със списък (**Runs (list)**). Обобщените резултати от статистическата обработка на зададената в менюто на статистическия анализ изходна характеристика (фиг. 9.2) могат да се намерят във файла с изходни резултати от симулацията в текстов вид (**out**-файла). Съдържанието на този файл се визуализира чрез менюто на **Capture: PSpice/View Output File**. За примера от фиг. 9.1 тези резултати са дадени на фиг. 9.3.

Съществена особеност на статистическия анализ е, че в **Probe** могат да се изследват статистически всички извеждани в него схемни характеристики, а не само указаната в менюто от фиг. 9.2 изходна променлива. За да се ускори статистическият анализ и да се намали размерът на файла с резултати в графичен вид (**dat**-файла), е целесъобразно потребителят да огра-

```
**** SORTED DEVIATIONS OF V(OUT) TEMPERATURE = 27.000 DEG C
MONTE CARLO SUMMARY

Mean Deviation = .0107
Sigma = .0401
RUN MAX DEVIATION FROM NOMINAL
Pass 7 .3897 (9.71 sigma) higher at F = 1.0008E+03
 (673.47% of Nominal)
Pass 2 .1314 (3.27 sigma) higher at F = 991.18
 (298.08% of Nominal)
Pass 42 .1099 (2.74 sigma) higher at F = 995.99
 (262.8 % of Nominal)
Pass 168 .1024 (2.55 sigma) higher at F = 1.0265E+03
 (271.1 % of Nominal)
Pass 45 .098 (2.44 sigma) higher at F = 1.0024E+03
 (244.29% of Nominal)
....
```

**Фиг. 9.3.** Обобщени резултати от статистическата обработка на резултатите за зададената изходна характеристика



**Фиг. 9.4.** Меню за избиране на типове данни за съхраняване в dat-файла

ничи броя на подаваните към *Probe* изходни характеристики, като укаже само онези, които го интересуват. Това се извършва, като се обозначат тези величини в чертежа с маркери за напрежение и/или ток от менюто **PSpice/Markers** и чрез менюто **PSpice/Edit Simulation Profile/Data Collection** се настрои системата за извеждане в *Probe* само на маркираните величини. За разглеждания пример в менюто **Data Collection** е указано съхраняване само на напреженията на възлите, отбелязани с маркери чрез

избиране на **Voltages/At Markers Only** (фиг. 9.4). Тъй като в чертежа на схемата от фиг. 9.1 само изходното напрежение  $V(\text{out})$  е указано с такъв маркер, единствената величина, за която се записват резултати в *dat*-файла, е  $V(\text{out})$ . На фиг. 9.5 са показани получените резултати от статистическия анализ за напрежението  $V(\text{out})$ .

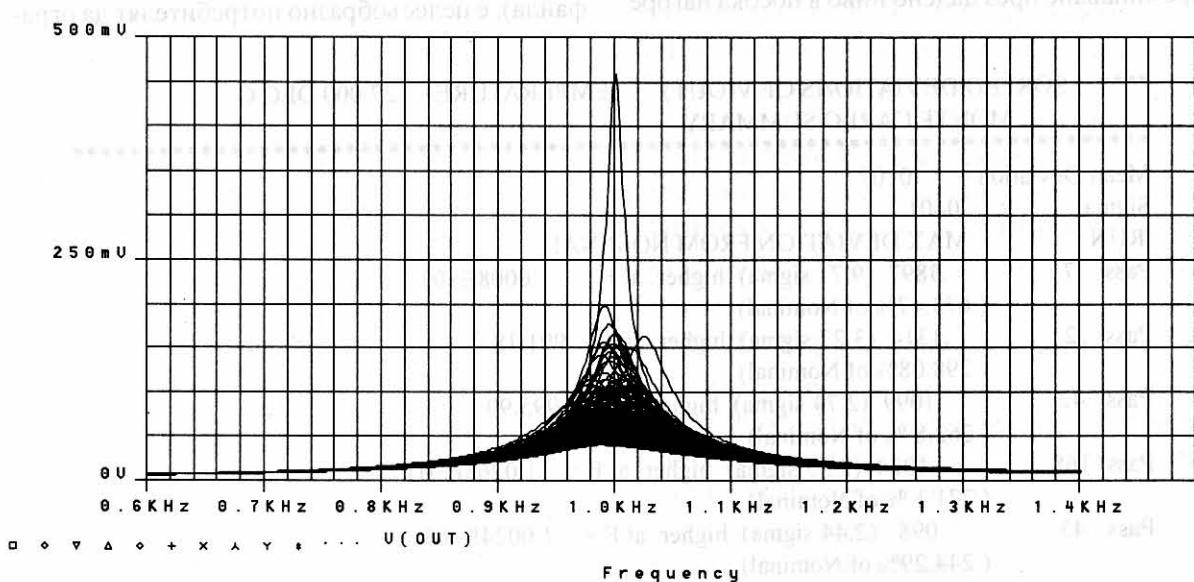
### 9.1.3. Построяване на хистограма чрез *Probe*

С помощта на графичния анализатор *Probe* може лесно да се построи хистограма на статистическото разпределението на вторична схемна характеристика, получена чрез постпроцесорна обработка на основните резултати от анализа (токове и напрежения). Процедурата е илюстрирана с построяване на хистограма на  $Q$ -фактора, централната честота  $F_o$  и ширината на честотната лента  $\Delta f$  на изходното напрежение  $V(\text{out})$  на схемата.

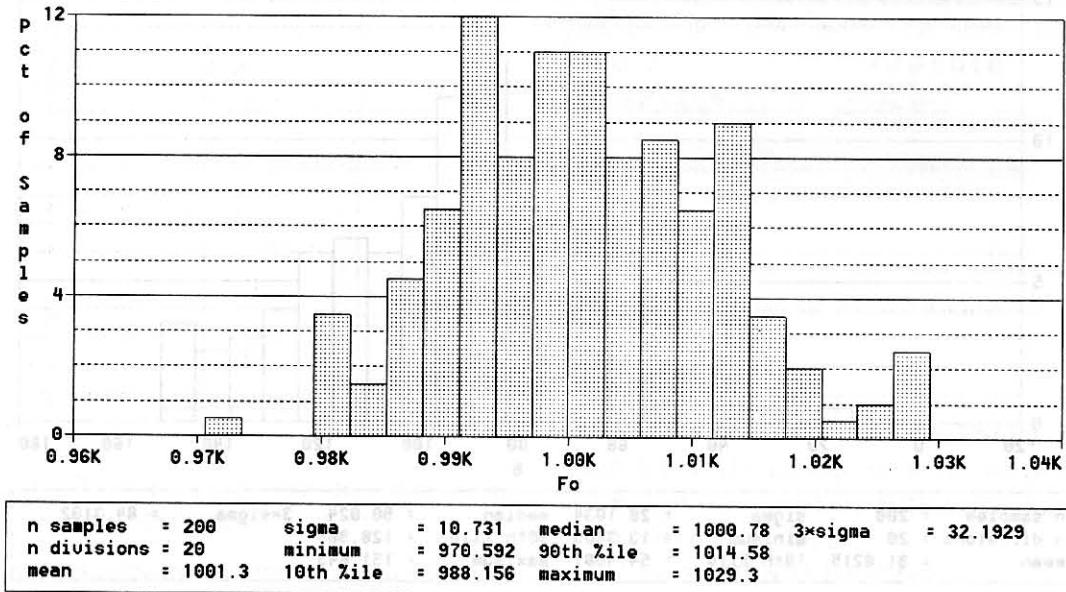
Хистограмата се построява по следната процедура:

1. В менюто **Plot/Axes Settings** се избира променливата по оста X чрез **X Axis/Performance Analysis**

2. Задава се променливата, чиято хистограма се построява чрез менюто **Trace/Add...**



**Фиг. 9.5.** Резултати от анализа Монте Карло за  $V_{\text{out}}$



Фиг. 9.6. Хистограма на централната честота  $F_o$

По оста  $Y$  е нанесен процентът попадения на величината в съответните подинтервали между минималната и максимална стойности. Дадени са също така и резултати от статистическата обработка – средна стойност (**Mean**), средноквадратично отклонение (**Sigma**) и др. Броят на подинтервалите по подразбиране е 10, но този брой може да се променя от потребителя чрез менюто за настройки на *Probe: Tools/Options/Number of Histogram Divisions*.

За построяване на хистограмата на  $Q$ -фактора на изходното напрежение  $V_{out}$  на схемата

$$Q = \frac{F_o}{\Delta f},$$

се използва дефиниране чрез макроси в *Probe* на  $Q$ , централната честота  $F_o$  и честотната лента  $\Delta f$ , както е показано в т. 4.7:

–  $Q$ -фактор:

$$Q = F_o/B$$

– Централна честота:

$$F_o = \text{CenterFrequency}(\text{Vdb(out)}, 3)$$

– Ширина на честотната лента:

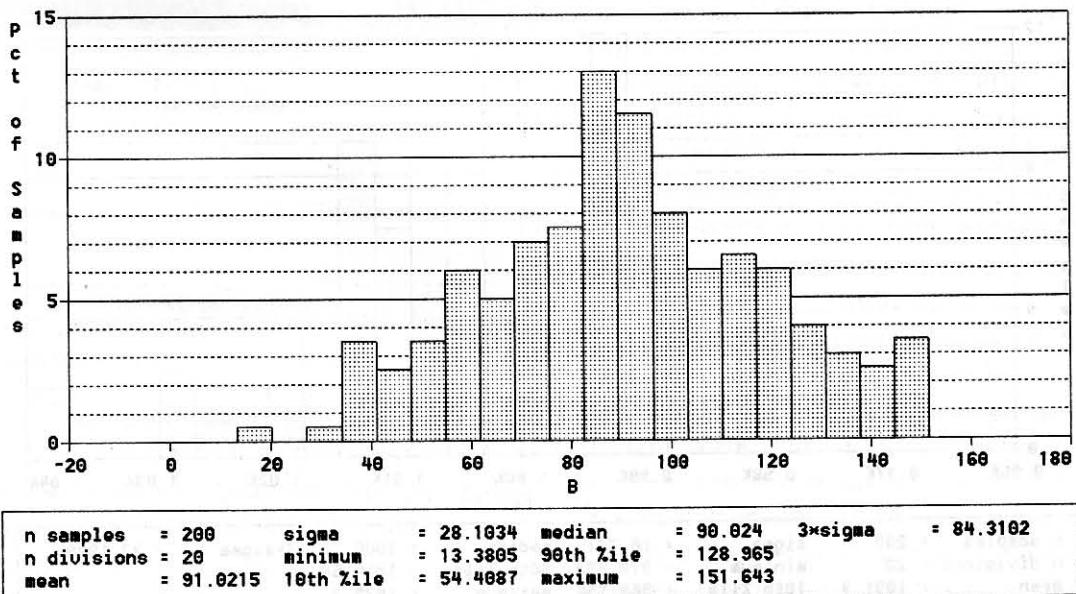
$$B = \text{Bandwidth}(\text{vdb(out)}, 3)$$

Хистограмите на величините  $F_o$ ,  $B$  и  $Q$  са показани съответно на фиг. 9.6, фиг. 9.7 и фиг. 9.8.

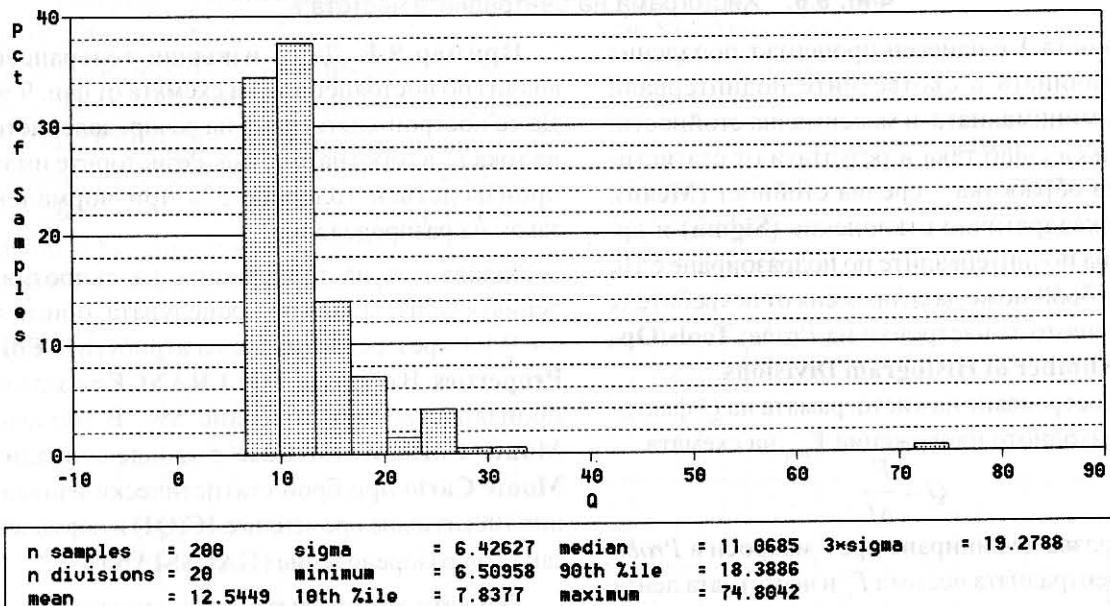
**Пример 9.1.** Да се извърши толерансен анализ по постоянен ток на схемата от фиг. 9.9. Да се построи хистограма на разпределението на тока  $I_C$  в работната точка. Резисторите имат производствен толеранс 5% при нормален закон на разпределение.

Задаването на толерансите на съпротивленията се извършва по процедурата, описана в т. 9.1.1 чрез редактиране на атриутите **Edit Properties**. В опцията **TOLERANCE** се задава производственият толеранс 5%. В менюто **Monte Carlo/Worst Case** е зададен анализ **Monte Carlo** при брой статистически изпитания 100, изходна променлива **IC(Q1)** и нормален закон на разпределение (**GAUSSIAN**).

Тъй като хистограмата се построява в графичния анализатор *Probe*, е необходимо да се извърши постояннотоков анализ от типа **DC Sweep**, при който се генерира файл за *Probe* (*dat*-файл). При анализа на работната точка (**Bias Point**) не се генерира *dat*-файл, поради което този анализ не може да се използва за построяване на хистограми. За да извърши чрез **DC Sweep** еднократен анализ в работната точка, се прилага следният “трик” – задава се линейно изменение на напрежението  $V1$  при



Фиг. 9.7. Хистограма на ширината на честотната лента  $B$



Фиг. 9.8. Хистограма на Q-фактора

еднакви начална и крайна стойност и при положителен нарастващ, например:

```

Start Value: 15V
End Value: 15V
Increment: 0.1V

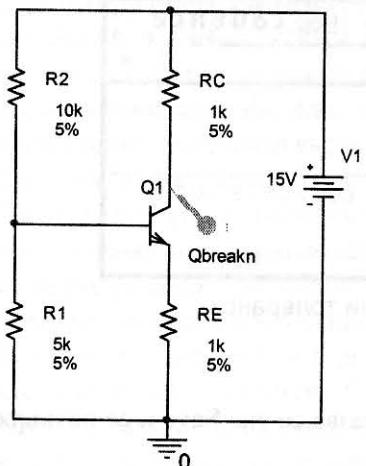
```

При така дефинираното задание се извършва само един анализ при  $V1=15V$ . При дефиниране и на статистически анализ, в *Probe* се

построява автоматично хистограмата на маркираната величина  $I_C$  (фиг. 9.10).

#### 9.1.4. Дефиниране на индивидуални толеранси и на индивидуални закони на разпределение за схемните параметри

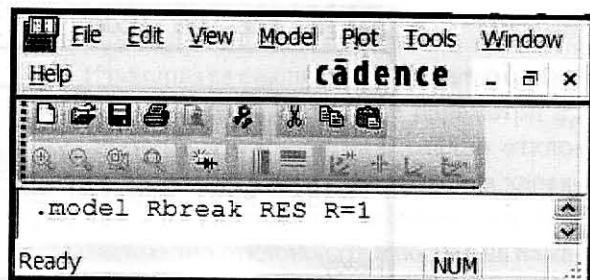
Задаването от потребителя на специфични закони на разпределение както и дефинирането



**Фиг. 9.9.** Пример за статистически анализ по постоянен ток

на корелация между параметри на схемни елементи, се извършва с помощта на оператора **.MODEL**. Елементите, чито атрибути могат да бъдат редактирани, се съхраняват в библиотеката **BREAKOUT.LIB**. Такива са резистор (**Rbreak**), кондензатор (**Cbreak**), бобина (**Lbreak**) и др.

Задаването на индивидуални толеранси, типове разпределение и корелация между стойностите на елементите се извършва чрез редактиране на параметрите на модела на съответния компонент от библиотеката **BREAKOUT.LIB**. За целта се избира елемен-



**Фиг. 9.11.** Меню за редактиране на PSpice модела

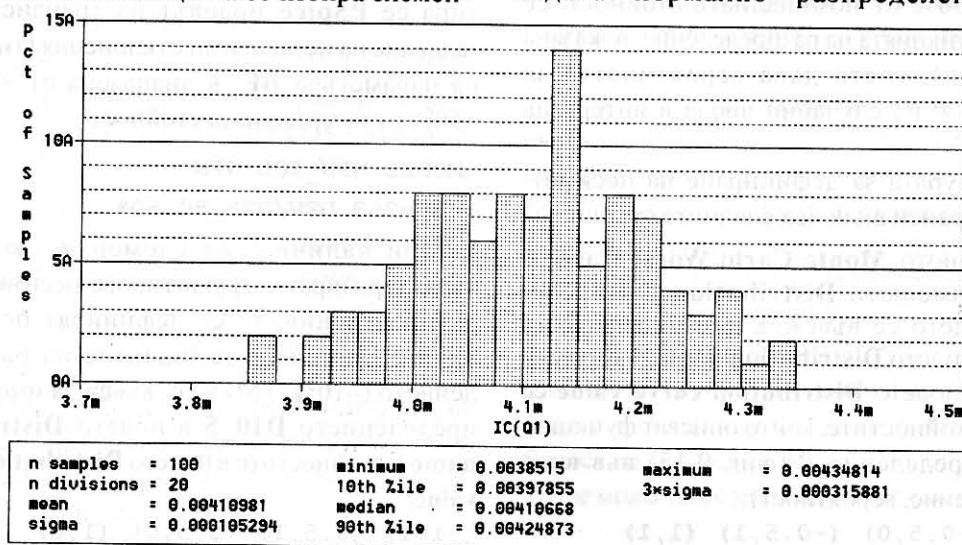
тът, щрака се с десен клавиш и се избира менюто за редактиране **Edit PSpice Model** (фиг. 9.11). Например, моделът на резистор **Rbreak** от библиотеката **BREAKOUT.LIB** по подразбиране има вида:

```
.model Rbreak RES R=1
```

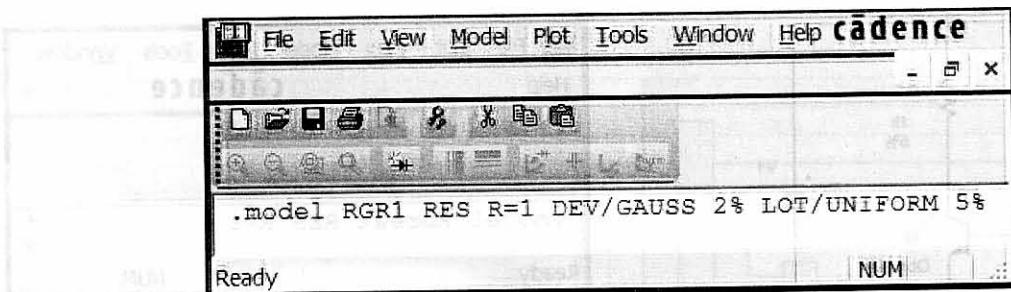
За дефиниране на група от резистори, чито параметри например имат корелирано (съвместно) равномерно разпределение 5% и независими изменения по 2% по нормален (Гаусов) закон, е необходимо да се редактира описанието на элемента чрез оператора **.MODEL** (фиг. 9.12), който добива следния вид:

```
.model RGR1 RES R=1 DEV/GAUSS 2%
+ LOT/UNIFORM 5%
```

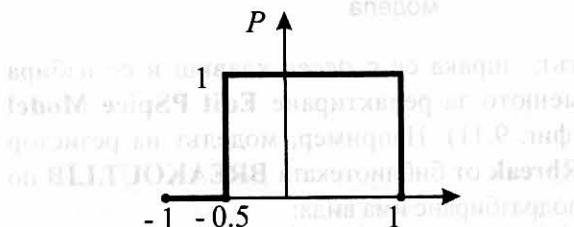
където с **DEV** се указва независимо изменение, с **LOT** – корелирано изменение. С **GAUSS** се задава нормално разпределение, а с



**Фиг. 9.10.** Хистограма на  $I_C$



Фиг. 9.12. Задаване на индивидуални толеранси



Фиг. 9.13. Задаване на несиметрична функция на разпределение

**UNIFORM** се задава равномерно разпределение. **RGR1** е името на дефинираната група елементи с индивидуални разпределения.

С помощта на оператора **.MODEL** може да се зададе несиметричен толеранс на даден параметър. За целта се използва операторът **DISTRIBUTION** за задаване от страна на потребителя на нови разпределения. Например за задаването на несиметричен толеранс на параметъра **BF** на биполярен транзистор от  $-25\%$  до  $+50\%$  от номиналната стойност, се използва функцията на разпределение, показана на фиг. 9.13, която дава вероятността за генериране  $P$  на случаини числа в интервала  $(-1, 1)$ .

Процедурата за дефиниране на несиметрични толеранси включва следните стъпки:

1. В менюто **Monte Carlo/Worst Case** се избира подменюто **Distribution** (разпределение), където се въвежда име на разпределението в полето **Distribution name**, например **D25\_50**. В полето **Distribution curve value** се въвеждат стойностите, които описват функцията на разпределение  $P$  (фиг. 9.13) във вида (разпределение, вероятност):

$(-1, 0) (-0.5, 0) (-0.5, 1) (1, 1)$

2. Запазва се със **Save** и се потвърждава с **OK**

3. От подменюто **Use Distributions** на менюто **Monte Carlo/Worst Case** се избира разпределението **D25\_50** от списъка с разпределенията. По този начин параметрите на всички елементи, за които е зададен атрибут **TOLE-RANCE**, се дефинират с разпределение **D25\_50**

Изпълнението на стъпки 1 – 3 води до включване в cir- файла на инструкциите:

```
.OPTIONS DISTRIBUTION D25_50
.DISTRIBUTION D25_50 (-1,0) (-0.5,0)
(-0.5,1) (1,1)
```

4. Избира се транзисторът **QBreakN**. С десен клавиш на мишката се избира режим на редактиране на модела (**Edit PSpice Model**). Редактира се PSpice моделът на транзистора за задаване на независими отклонения (тип **DEV**) на параметъра **BF** в диапазона от  $-25\%$  до  $+50\%$  от номиналната стойност:

```
.MODEL NPN_TOL NPN
+ BF=200 DEV/D25_50 50%
```

При наличие на елементи, които се характеризират с други типове несиметрични разпределения, те се дефинират по същия начин. Например за задаване на разпределението  $(-10\%, +5\%)$ , се въвежда име на разпределението **D10\_5** в полето **Distribution name** и стойностите в полето **Distribution curve value**:

$(-1,1) (0.5,1) (0.5,0) (1,0)$

## 9.2. Толерансен анализ чрез изследване в най-тежкия случай

Освен чрез статистически анализ симулаторът *PSpice* позволява да се изследва влиянието на производствените толеранси върху схемните характеристики и чрез анализ в най-тежкия случай. Този анализ дава възможност да се направи бърза оценка на максималното отклонение на изходната характеристика от номинала при най-неблагоприятната комбинация от изменения на схемните параметри в рамките на производствените им толеранси. Това се извършва като се задават производствените толеранси  $\varepsilon\%$  на схемните елементи  $q_{oi}$ ,  $i=1,2,\dots,m$  и се дефинира изходната характеристика  $F$ , която ще се изследва.

### 9.2.1. Реализиране чрез *PSpice* на изследването в най-тежкия случай

Симулаторът *PSpice* извършва анализа на най-тежкия случай по следния начин:

1. За всеки елемент  $q_{oi}$  се определя знакът  $z_i$  на производната  $\partial F / \partial q_{oi}$ :

$$z_i = \text{sign} \left( \frac{\partial F}{\partial q_{oi}} \right), \quad i=1,2,\dots,m. \quad (9.1)$$

Тъй като в *PSpice* липсва универсален блок за изчисляване на производните при отделните типове анализи, за определяне на производната  $\partial F / \partial q_{oi}$  се използва приближителният метод на нарастващите. Задава се нарастък на параметъра  $\Delta q_i = \varepsilon \cdot q_{oi}$ . За стойност на  $\varepsilon$  се приема данната за относителната точност **RELTOL** на симулатора.

За стойността на параметъра  $q_i = q_{oi} + \Delta q_i$  се изчислява новата стойност на изходната характеристика  $F_i = f(q_i)$ , откъдето се намира:

$$\frac{\partial F}{\partial q_{oi}} \approx \frac{\Delta F}{\Delta q_i} = \frac{F_i - F}{\Delta q_i}. \quad (9.2)$$

2. Задават се едновременно максимални отклонения на параметрите на всеки от схемните елементи в посока, която води до увеличаване на стойността на  $F$ :

$$q_i = q_{oi} \left( 1 + \frac{z_i \varepsilon_i \%}{100} \right)$$

3. Извършва се анализ за максимално отклонените стойности на схемните параметри  $q_i$ ,  $i=1,2,\dots,m$  и се изчислява максимално отклонената в посока на увеличение изходна характеристика  $F_{HI}$ . По аналогичен начин се изчислява максимално отклонената в посока на намаление изходна характеристика  $F_{LO}$ , като се задават едновременно максимални отклонения на параметрите на всеки от схемните елементи в посока, която води до намаление на стойността на  $F$ .

Общийят брой анализи, необходими за изследване в най-тежкия случай, е  $(m+2)$  и е значително по-малък от необходимия брой анализи за статистически анализ.

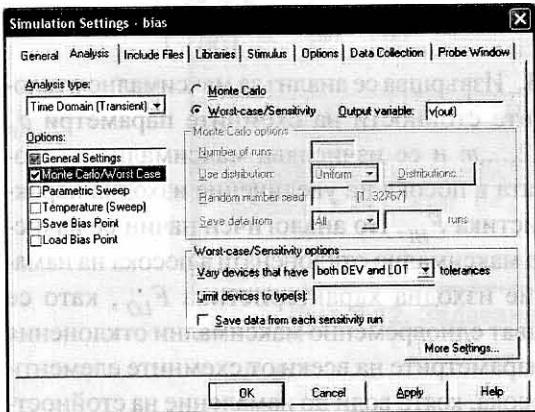
### 9.2.2. Задаване на производствени толеранси на схемните елементи и извършване на анализа

Задаването на производствените толеранси и закона на разпределение се извършва по два начина:

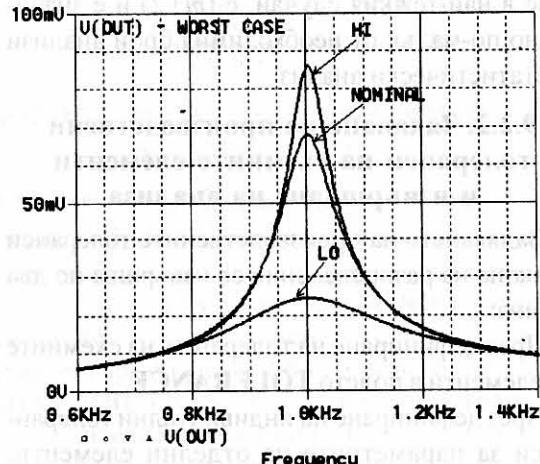
- Чрез дефиниране на толеранси на схемните елементи в полето **TOLERANCE**.
- Чрез дефиниране на индивидуални толеранси за параметрите на отделни елементи, описани с оператор **MODEL**.

Процедурата за анализ в най-тежкия случай е сходна с тази за статистически анализ.

Задават се производствените толеранси както в т. 9.1.1. Дефинира се основният анализ. Освен него се задава анализ в най-тежкия случай чрез менюто **PSpice/Edit Simulation Profile**. Избира се **Monte Carlo/Worst Case** и се задава анализ в най-тежкия случай (**Worst Case/Sensitivity**) (фиг. 9.14). Въвежда се името на изходната променлива **V(out)** в полето **Output variable**. За тази величина в изходния (.out) файл се записва обобщена информация за анализа в най-тежкия случай. Съществена особеност на анализа в най-тежкия случай е, че в **Probe** може да се изследва само схемната характеристика в (III)-зона възле на нула.



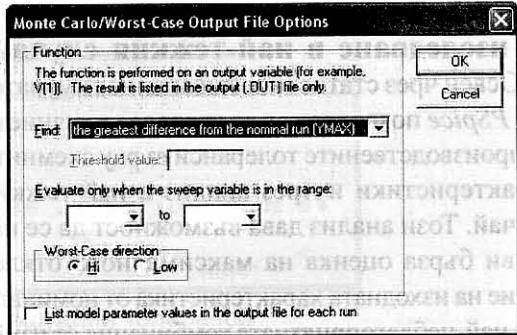
**Фиг. 9.14.** Меню за дефиниране на анализ в най-тежкия случай



**Фиг. 9.16.** Определяне на толерансно поле за изходната величина чрез анализ в най-тежкия случай

теристика, указана като изходна променлива в менюто **Monte Carlo/Worst Case**. С помощта на менюто за допълнителни настройки **More Settings/Worst Case direction** се дефинира посоката на изменение на изходната величина в най-тежкия случай: в посока нагоре (**HI**) или надолу (**LO**) (фиг. 9.15).

Чрез графичния анализатор **Probe** може лесно да се построи толерансното поле на изходната величина в резултат от производствените толеранси на схемните елементи. За целта се извършват две симулации в най-тежкия случай – една в посока нагоре (**HI**) и една в посока надолу (**LO**), като резултатите се запис-



**Фиг. 9.15.** Меню за задаване на посоката на изменение на изходната величина

ват в отделни *dat*-файлове. Това се постига, като за всеки от анализите се дефинира симулационен профил с ново име чрез менюто на **OrCAD Capture PSpice/New Simulation Profile**, което определя и името на изходния (*dat*-файл). Толерансното поле се изобразява в **Probe**, като към първия резултат (вариант **HI**) се добавя вторият (вариант **LO**) чрез менюто на **Probe File/Append Waveform**.

При версия **OrCAD 15.7** и следващите версии съществува възможност в **Probe** да се запише *dat*-файла под ново име чрез **File/Save as**. Извършва се симулацията в най-тежкия случай в посока нагоре (**HI**) и *dat*-файла се записва в **Probe** под ново име чрез **File/Save as**. Извършва се вторият анализ в най-тежкия случай (**LO**) и към получения резултат се добавя резултатът от първия анализ (**HI**) чрез менюто на **Probe File/Append Waveform**.

На фиг. 9.16 са показани резултатите за полученото толерансно поле за схемата от фиг. 9.1.

### 9.2.3. Дефиниране на индивидуални типове толерансни изменения за параметрите на схемни елементи

Задаването от потребителя на специфични типове толерансни изменения – независими и/или корелирани, е аналогично на това при статистическия анализ. То се извършва с помощта на оператора **.MODEL** и е описано в т. 9.1.4. При анализа в най-тежкия случай информацията за типа разпределение се игнорира.

## Х. МОДЕЛИРАНЕ И СИМУЛАЦИЯ НА СХЕМИ И СИСТЕМИ ОТ ДИСКРЕТЕН ТИП. ПРИЛОЖЕНИЕ ПРИ ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЦИФРОВИ ФИЛТРИ

### 10.1. Основни положения

През последните години цифровата обработка на сигнали и цифровата филтрация заема все по-голямо място във всички области на обработката на сигнали и при предаване на цифрови данни. Разработени бяха редица програмни продукти за анализ и синтез на схеми от дискретен тип. Специализираните програми DIANA, NETTAN, LCP2, SYMDIG и др. [15-21] се използват широко за анализ и синтез на цифрови филтри.

Също така от изключително голямо значение е да се използват разширение възможности на универсалните схемни симулатори от типа на Cadence PSpice за изследване на цифрови филтри в честотна област, в дискретната област на времето, за шумов анализ, статистически анализ и анализ в най-тежкия случай, както и за оценка на чувствителността.

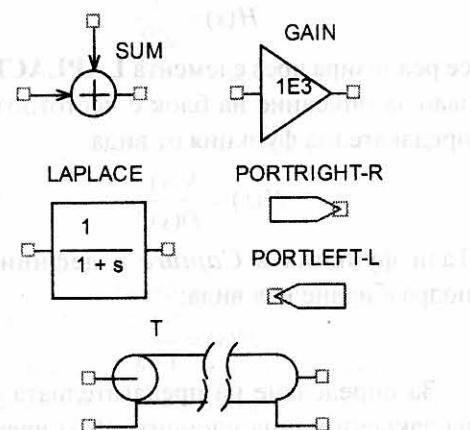
Някои от факторите, които допринасят за приложението на универсалните схемни симулатори от типа на Cadence PSpice за описание и изследване на цифрови филтри и системи от дискретен тип, са:

- Разширени възможности на входния език за описание на компютърните модели на цифровите филтри въз основа на моделиране на поведението с въвеждане в модела на елементи с честотнозависими параметри;
- Възможности за описание на блокове, които реализират предавателни функции в областта  $z$ ;
- Възможности, предоставени на потребителя, за лесно въвеждане на библиотечни модели за основните градивни блокове, предназначени за извършване на различните типове изследвания, както и за тяхното включване в съответни библиотеки с модели и библиотеки със символи;
- Допълнителни възможности на графичния

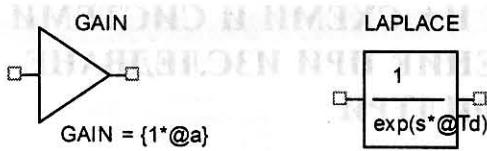
анализатор *Probe* за постпроцесорна обработка на резултатите от анализа, които позволяват дефиниране на допълнителни характеристики като обща чувствителност, възможности за сравнение на различни структури по отношение на шум, чувствителност и др., автоматична визуализация на резултатите с помощта на съответни макроси и командни файлове и др.

### 10.2. Градивни елементи на Cadence PSpice, използвани при анализ на цифрови филтри

Графичните изображения на основните градивни елементи на Cadence PSpice от стандартната библиотека за моделиране на поведението **ABM.LIB**, използвани при анализ на цифрови филтри, са дадени на фиг. 10.1. Това са: суматори (SUM), блокове за дефиниране на предавателна функция на комплексната променлива  $s=j\omega$  (LAPLACE), блок за умножение по коефициент (GAIN), предавателна линия без загуби (T), както и входни и изходни интерфейсни възли (**PORTRIGHT-R** и **PORTLEFT-L**).



Фиг. 10.1. Графични изображения на основните градивни елементи на Cadence PSpice, използвани при анализ на цифрови филтри



**Фиг.10.2.** Дефиниране на параметри на елементите **GAIN** и **LAPLACE** в подсхеми

### 10.3. Компютърни модели за анализ в честотна област

Компютърните макромодели за симулация на цифрови филтри в честотна област с използване на универсални програми за анализ на аналогови схеми са изградени въз основа на моделиране на поведението. При това на всеки сигнал в поточния сигнален граф на цифровия филтър  $y_i(z)$  се съпоставя образ на Лаплас на възлов потенциал от аналоговия модел  $U_i(s)$  [17]:

$$y_i(z) \Leftrightarrow U_i(s) \quad (10.1)$$

За изследване в честотна област се въвежда предавателната функция на закъснителния елемент:

$$H(z) = z^{-1}, \quad (10.2)$$

където  $z^{-1} = e^{-sT_d}$ ,

$T_d$  е периодът на дискретизация.

Функцията

$$H(s) = \frac{1}{e^{sT_d}} \quad (10.3)$$

се реализира чрез елемента **LAPLACE**, използван за описание на блок с честотнозависима предавателна функция от вида

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)}. \quad (10.4)$$

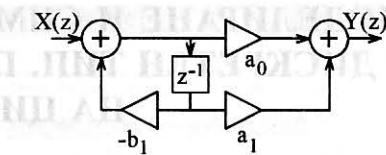
Тази функция в *Capture* е дефинирана по подразбиране във вида:

$$H(s) = \frac{1}{1+s}. \quad (10.5)$$

За определяне на предавателната функция на закъснителния елемент (10.3) чрез *PSpice*, знаменателят на  $H(s)$  от (10.5), се замества с израза

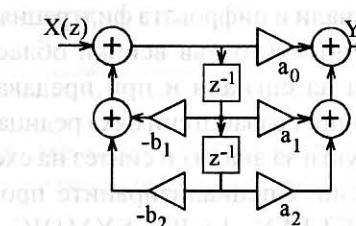
$$\exp(s*@\text{Td}),$$

В *PSpice* с променливата  $s$  се означава опера-



$$H(z) = \frac{a_0 \cdot z + a_1}{z + b_1}$$

a)



$$H(z) = \frac{a_0 \cdot z^2 + a_1 \cdot z + a_2}{z^2 + b_1 \cdot z + b_2}$$

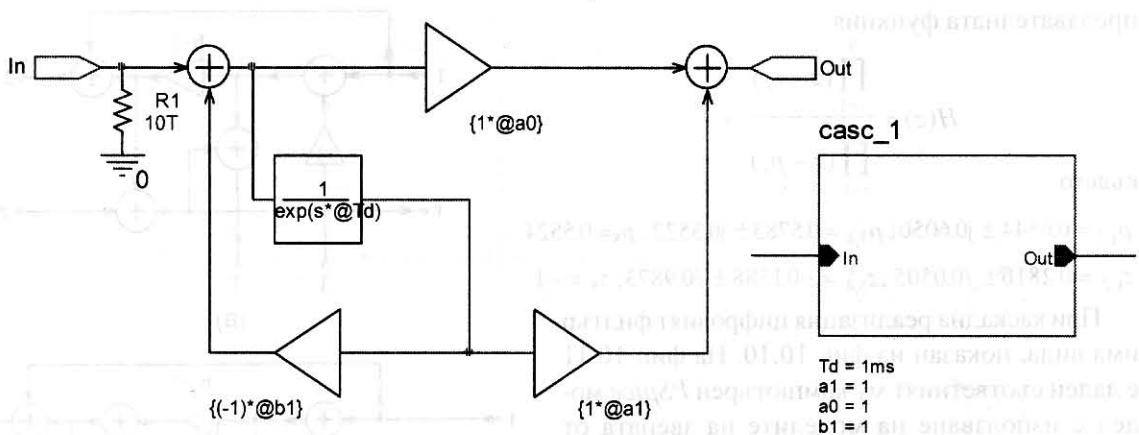
b)

**Фиг. 10.3.** Схематично представяне на звена от първи ред (а) и от втори ред (б) на каскадни цифрови филтри

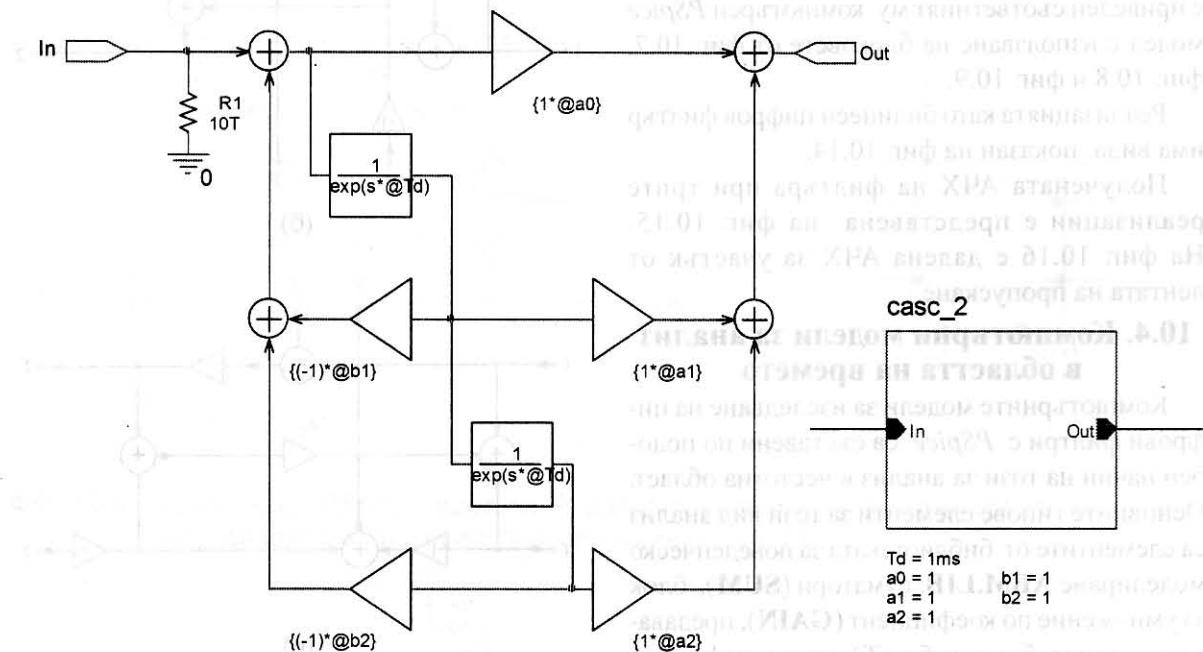
торът на Лаплас, а  $T_d$  е периодът на дискретизация. Символът  $@$  пред името на параметъра се поставя за дефиниране на *параметри в подсхеми*, които е необходимо да се извлекат като външни, достъпни за модифициране от страна на потребителя. По този начин са дефинирани параметрите на коефициента на умножение  $a$  в блока **GAIN** и на периода на дискретизация  $T_d$  в блока **LAPLACE** (фиг. 10.2).

Параметризацията позволява създаването на библиотеки с модели, които съдържат универсални блокове за най-често използвани типове структури, приложими при различни форми на реализация: при каскадна форма, при вълнови цифрови филтри, при билинейни цифрови филтри и др. [19-22].

На фиг. 10.3 е дадено схематичното представяне на звена от първи и втори ред на каскадни цифрови филтри, а на фиг. 10.4a и 10.5a са показани компютърните модели за анализ в честотна област на тези звена. Съответните дефиниции като блокове CASC\_1 и CASC\_2 с достъпни параметри  $a_i$ ,  $b_i$ , са показани съответно на фиг. 10.4b и фиг. 10.5b. Включването в моделите на резистора  $R_1$  с голяма стойност на



**Фиг. 10.4.** Компютърен PSpice модел на звено от първи ред за анализ в честотна област на каскадни цифрови филтри (а) и представянето му като блок (б)



**Фиг. 10.5.** Компютърен PSpice модел на звено от втори ред за анализ в честотна област на каскадни цифрови филтри (а) и представянето му като блок (б)

съпротивлението се извършва, за да се осигури изискването на симулатора PSpice към всеки схемен възел да бъдат свързани поне два елемента.

На фиг. 10.6 е дадено схематичното представяне на основните градивни елементи на вълнови цифрови филтри:  $P_1$  адаптер,  $P_2$  адаптер и

$S_1$  адаптер. На фиг. 10.7, фиг. 10.8 и фиг. 10.9 са показани съответните им компютърни PSpice модели, както и дефинирането им като блокове с достъпни за потребителя параметри.

**Пример 10.1.** Да се изчисли амплитудно-честотната характеристика на нискочестотен цифров филтър от пети ред, който реализира

предавателната функция

$$H(z) = \frac{\prod_{i=1}^5 (z - z_i)}{\prod_{i=1}^5 (z - p_i)},$$

където

$$p_{1,2} = 0.6544 \pm j0.6050; p_{3,4} = 0.5783 \pm j0.3522; p_5 = 0.5524$$

$$z_{1,2} = 0.2816 \pm j0.0505; z_{3,4} = -0.1588 \pm j0.9873; z_5 = -1$$

При каскадна реализация цифровият филтър има вида, показан на фиг. 10.10. На фиг. 10.11 е даден съответният му компютърен PSpice модел с използване на моделите на звената от първи и втори ред от фиг. 10.4 и фиг. 10.5.

Реализацията като вълнов цифров филтър има вида, показан на фиг. 10.12. На фиг. 10.13 е приведен съответният му компютърен PSpice модел с използване на блоковете от фиг. 10.7, фиг. 10.8 и фиг. 10.9.

Реализацията като билинейен цифров филтър има вида, показан на фиг. 10.14.

Получената АЧХ на филтъра при трите реализации е представена на фиг. 10.15. На фиг. 10.16 е дадена АЧХ за участък от лентата на пропускане.

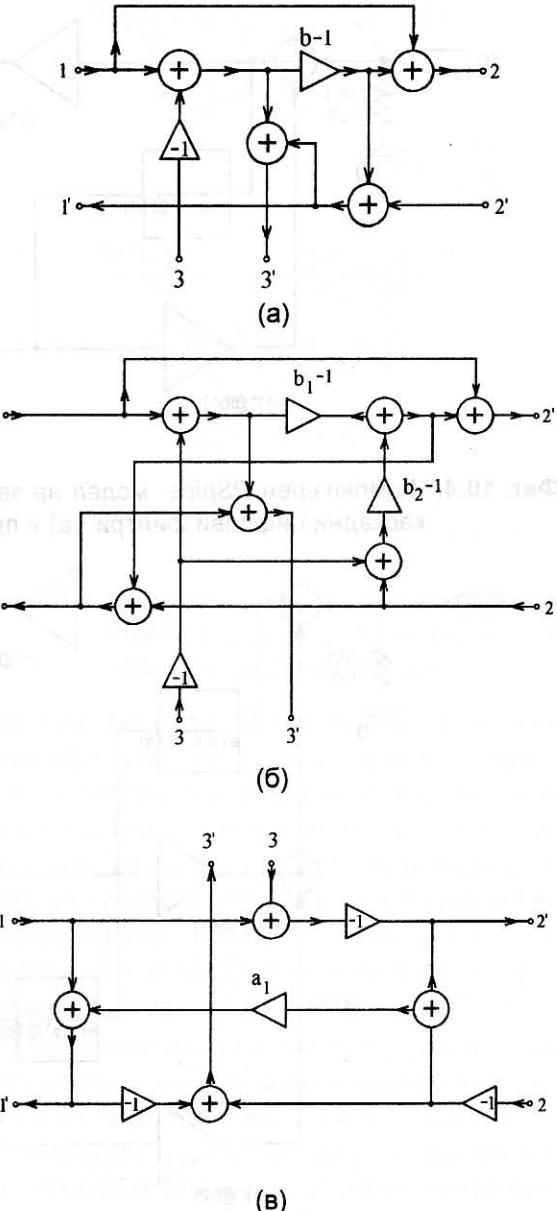
#### 10.4. Компютърни модели за анализ в областта на времето

Компютърните модели за изследване на цифрови филтри с PSpice са съставени по подобен начин на този за анализ в честотна област. Основните типове елементи за този вид анализ са елементите от библиотеката за поведенческо моделиране ABM.LIB: суматори (SUM), блок за умножение по коефициент (GAIN), предавателна линия без загуби (T), която дефинира закъснителния елемент, както и входни и изходни интерфейсни възли.

На фиг. 10.17 е показан PSpice модел за анализ в областта на времето на звено от първи ред при каскадна реализация на цифрови филтри.

#### 10.5. Компютърни модели за анализ на шума

За оценка на шума от закръгление при умножение с фиксирана запетая е използван шумо-

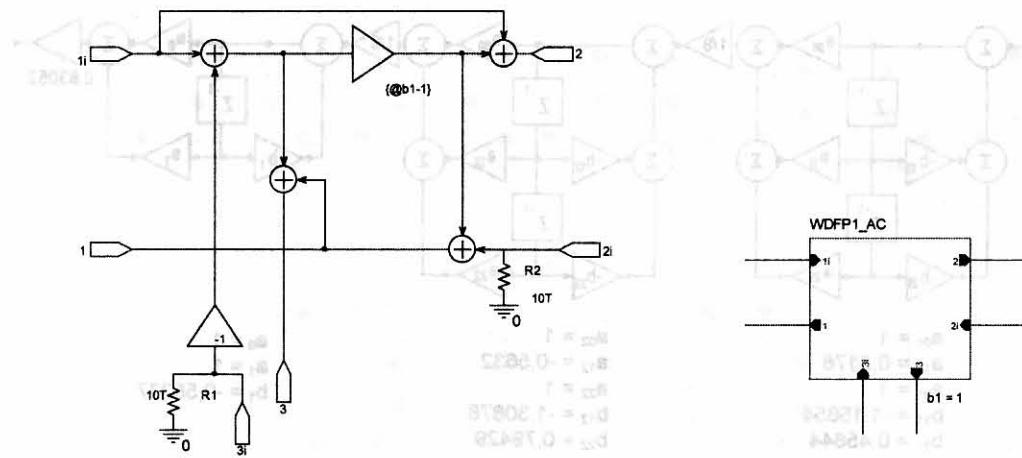


**Фиг.10.6.** Схематично представяне на основните градивни елементи на вълнови цифрови филтри: (а)  $P_1$  адаптер, (б)  $P_2$  адаптер и (в)  $S_1$  адаптер

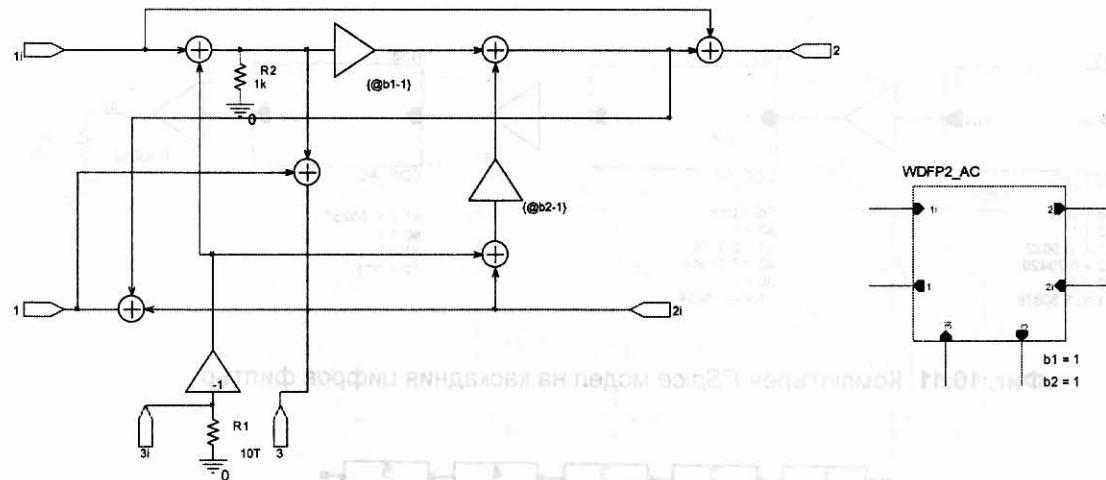
вият модел, показан на фиг. 10.18 [23]. Изходният сигнал на умножителя е

$$y_j = a y_i + e,$$

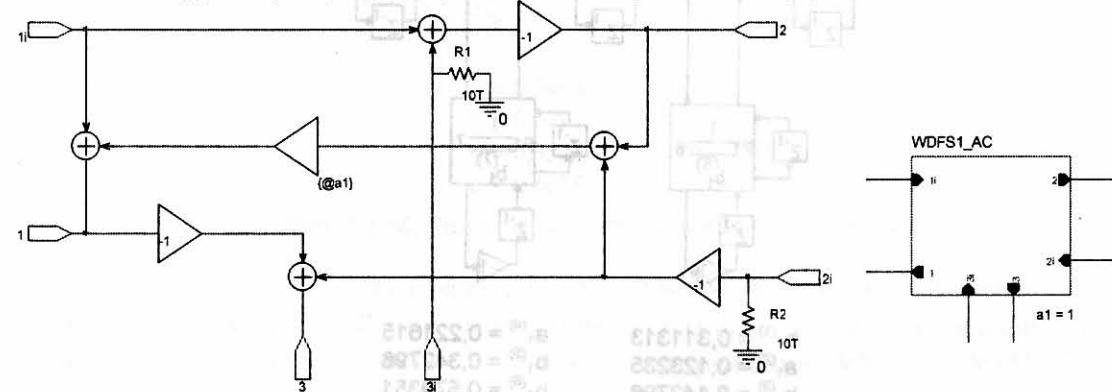
където  $e$  е източник на шум, чиято стойност е равномерно разпределена в интервала



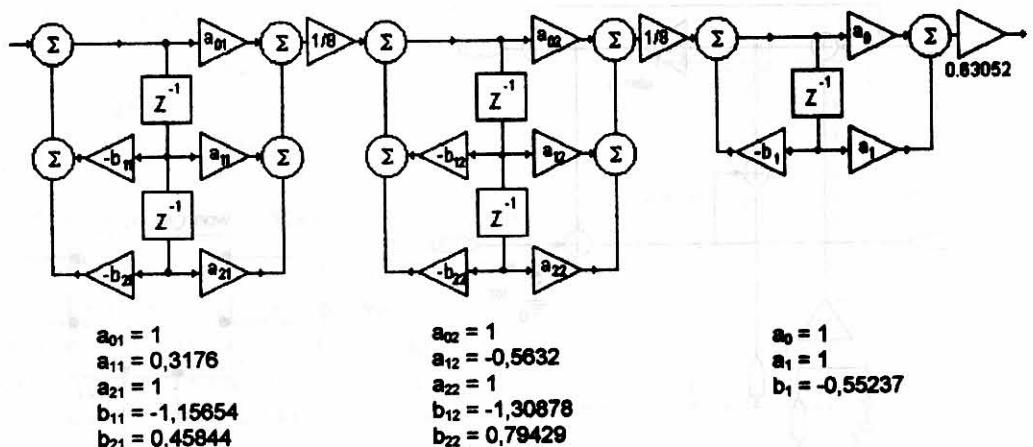
Фиг. 10.7. Компютърен PSpice модел на  $P_1$  адаптер за анализ в честотна област на вълнови цифрови филтри (а) и представянето му като блок (б)



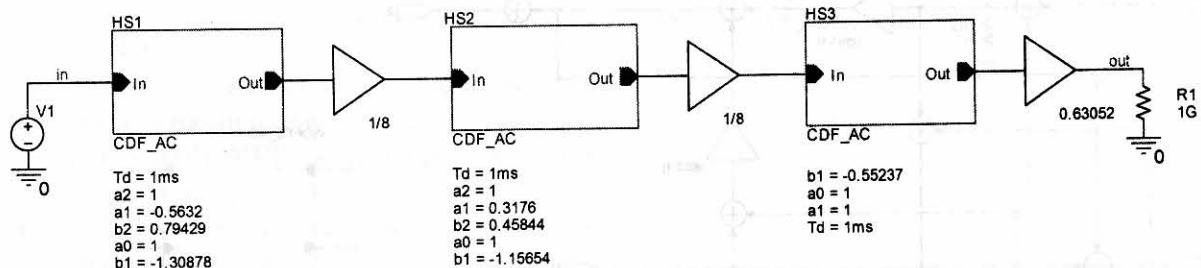
Фиг. 10.8. Компютърен PSpice модел на  $P_2$  адаптер за анализ в честотна област на вълнови цифрови филтри (а) и представянето му като блок (б)



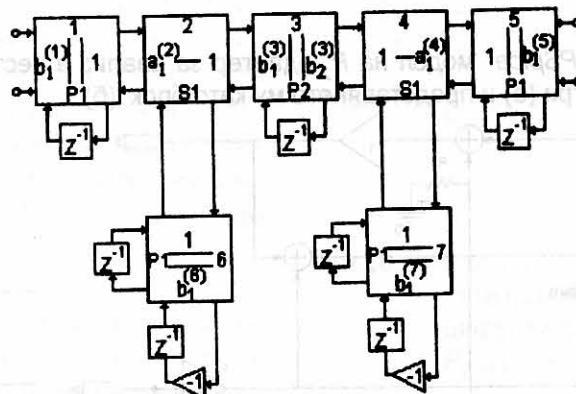
Фиг. 10.9. Компютърен PSpice модел на  $S$ , адаптер за анализ в честотна област на вълнови цифрови филтри (а) и представянето му като блок (б)



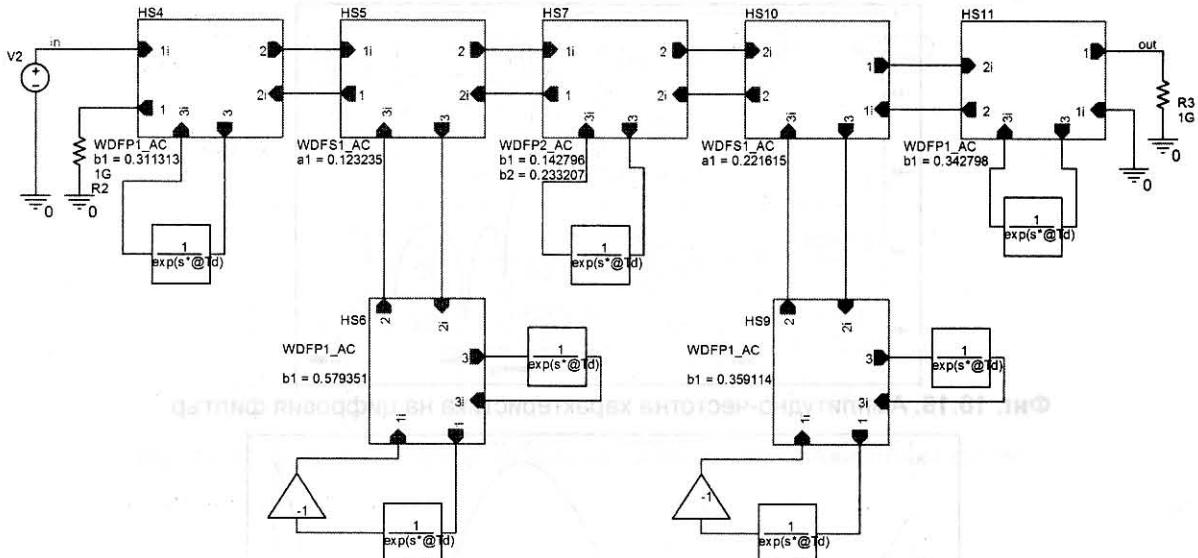
Фиг. 10.10. Каскадна форма на реализация на цифровия филтър от пример 10.1



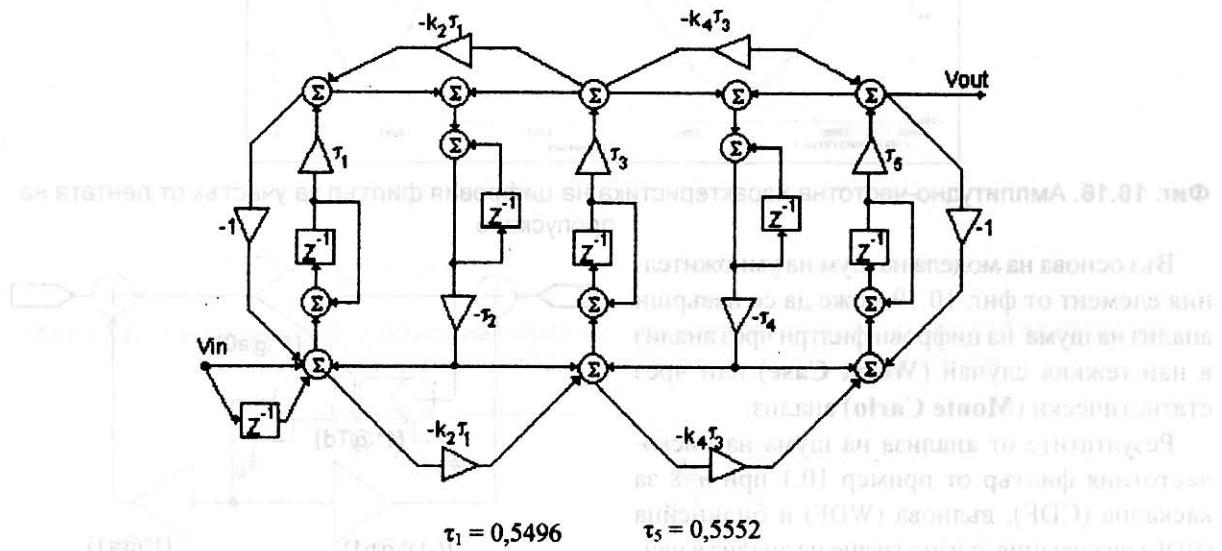
Фиг. 10.11. Компютърен PSpice модел на каскадния цифров филтър



Фиг. 10.12. Реализация като вълнов цифров филтър



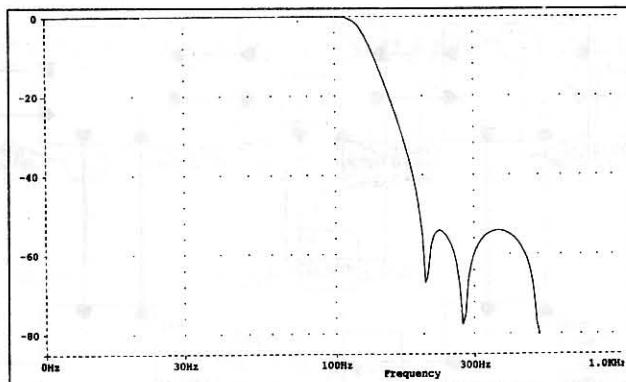
Фиг. 10.13. Компютърен PSpice модел на вълновия цифров филтър



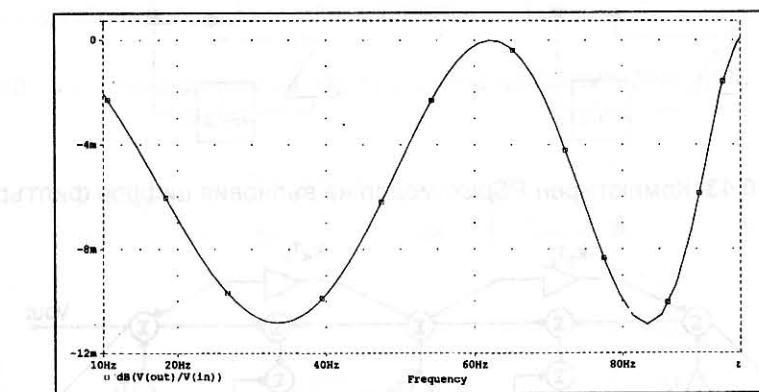
Фиг. 10.14. Реализация като билинейен цифров филтър

$[-2^{-(n+1)}, 2^{-(n+1)}]$ , а  $n$  е броят на разрядите. Съответният шумов модел за PSpice на умножителния елемент е показан на фиг. 10.19. Блокът  $A_1$  моделира члена  $(ay_i)$ , а източникът на шум е моделиран чрез блока  $A_2$ . Резисторът  $R_2$  е от тип  $Rbreak$  и е дефиниран чрез оператора .model:

.model Rbreak res (R=1 dev/uniform 99.9%)  
При задаване на независим източник на напрежение **V1** тип **VAC** с големина **ACMAG=1V**, напрежението  $U_{R3}=2^{-n} \cdot (U_{R2}-0.5)$  се получава равномерно разпределено в диапазона  $[-2^{-(n+1)}, 2^{-(n+1)}]$  и  $e=U_{R3}$ .



Фиг. 10.15. Амплитудно-честотна характеристика на цифровия филтър



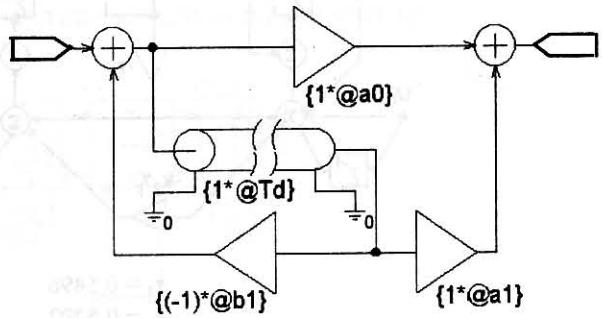
Фиг. 10.16. Амплитудно-честотна характеристика на цифровия филтър за участък от лентата на пропускане

Въз основа на модела на шум на умножителния елемент от фиг. 10.19 може да се извърши анализ на шума на цифрови филтри чрез анализ в най-тежкия случай (**Worst Case**) или чрез статистически (**Monte Carlo**) анализ.

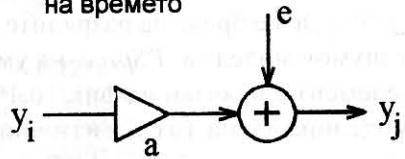
Резултатите от анализа на шума на нискочестотния филтър от пример 10.1 при  $n=8$  за каскадна (CDF), вълнова (WDF) и билинейна (BDL) реализация, с използване на анализ в най-тежкия случай, са показани на фиг. 10.20. Най-големи са стойностите на шума при каскадна реализация, а най-малки – при билинейна реализация [25,26].

Шумовите характеристики при билинейна (BDL) реализация, са дадени на фиг. 10.21 за  $n=5$  и  $n=8$ , с използване на анализ в най-тежкия случай (ALL DEVICES).

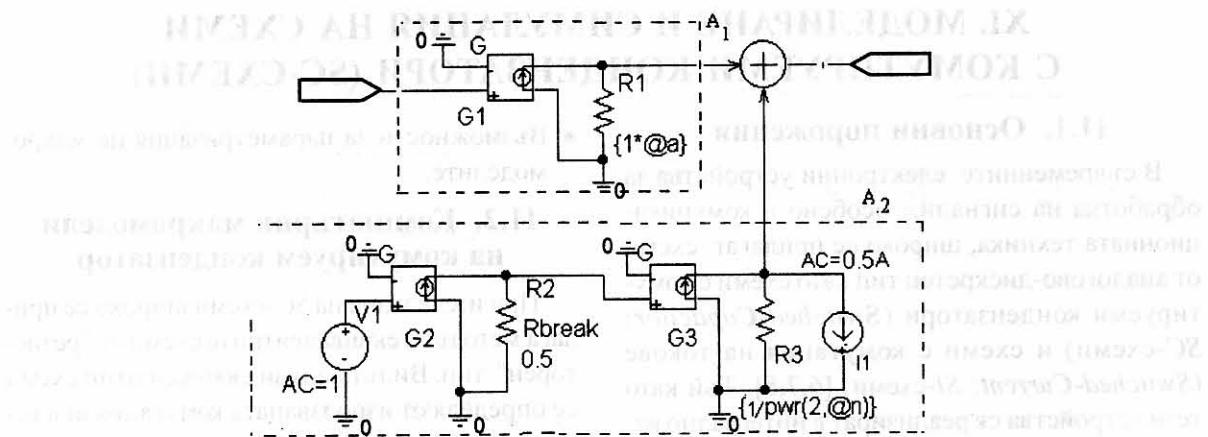
Получените резултати позволяват да бъдат сравнявани различни синтезирани структури по отношение на техните шумови характеристики.



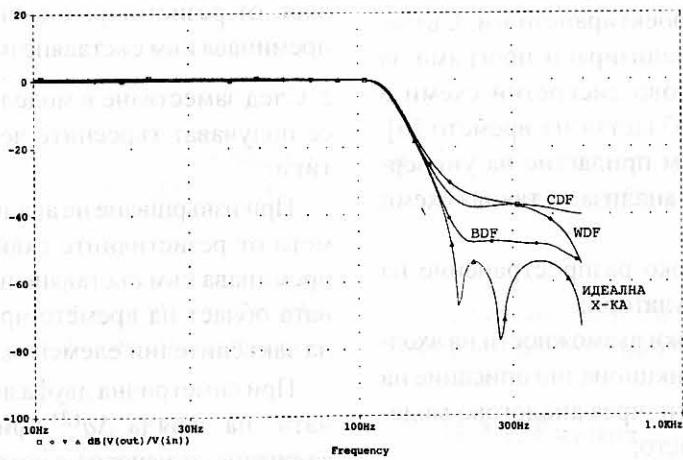
Фиг. 10.17. PSpice модел на звено от първи ред при каскадна реализация на цифрови филтри за анализ в областта на времето



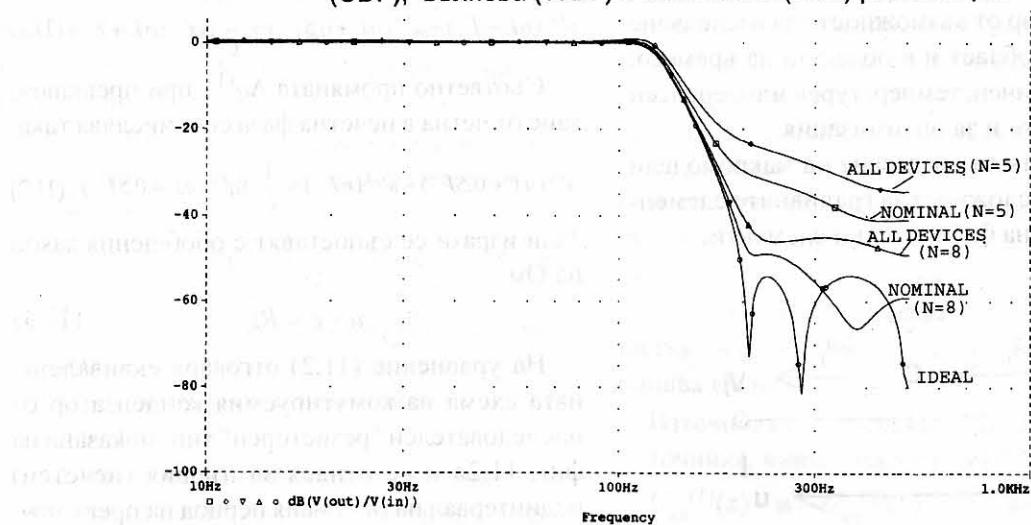
Фиг. 10.18. Модел на умножителния елемент за анализ на шума



**Фиг.10.19.** Модел за PSpice за анализ на шума на умножителния елемент



**Фиг.10.20.** Резултатите от анализа на шума на нискочестотния филтър при  $n=8$  за каскадна (CDF), вълнова (WDF) и билинейна (BDL) реализация



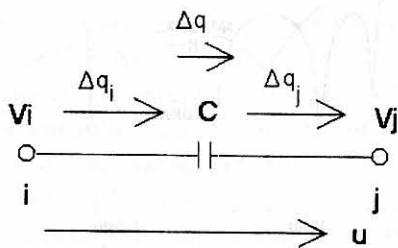
**Фиг.10.21.** Характеристики на шума при билинейна (BDL) реализация за  $n=5$  и  $n=8$

## XI. МОДЕЛИРАНЕ И СИМУЛАЦИЯ НА СХЕМИ С КОМУТИРУЕМИ КОНДЕНЗATORИ (SC-СХЕМИ)

### 11.1. Основни порождения

В съвременните електронни устройства за обработка на сигнали, особено в комуникационната техника, широко се прилагат схеми от аналогово-дискретен тип като схеми с комутируеми кондензатори (*Switched-Capacitor: SC-схеми*) и схеми с комутация на токове (*Switched-Current: SI-схеми*) [6,7,8]. Тъй като тези устройства се реализират в интегрално изпълнение, разработката на адекватни компютърни модели и методи за симулация е от решаващо значение при проектирането им. Създадени са редица специализирани програми за изследване на аналогово-дискретни схеми в честотна област и в областта на времето [6]. Голям е интересът към прилагане на универсални симулатори при анализа на такива схеми по следните причини:

- Достъпност и широко разпространение на универсалните симулатори;
- Изключително широки възможности на входните им езици за функционално описание на градивните елементи чрез аналогово моделиране на поведението;
- Възможности за описание на макромоделите чрез дефиниране на подсхеми;
- Широк набор от възможности за изследване в честотна област и в областта на времето, за параметричен, температурен и толерансен анализ, както и за оптимизация;
- Възможности за създаване на макромодели с различна сложност за градивните елементи, във вид на библиотечни елементи;



**Фиг.11.1.** Промяна на заряда на кондензатора

- Възможности за параметризация на макромоделите.

### 11.2. Компютърни макромодели на комутируем кондензатор

При изследване на *SC*-схеми широко се прилага методът с еквивалентните схеми от "резисторен" тип. Видът на тези еквивалентни схеми се определя от използваната комутация във веригата.

При извършване на анализ в честотна област, от резистивните еквивалентни схеми се преминава към съставяне на модели в областта  $z$ . След заместване в моделите на  $z = e^{sT} = e^{j\omega T}$  се получават търсените честотни характеристики.

При извършване на анализ в областта на времето от резистивните еквивалентни схеми се преминава към съставяне на модели в дискретната област на времето чрез въвеждане в тях на закъснителни елементи.

При симетрична двуфазна комутация промяната на заряда  $\Delta q^{(2)}$  (фиг. 11.1) при превключване от нечетна в четна фаза се определя от зависимостта [7]:

$$u^{(2)}(nT + T^-) - u^{(1)}(nT + 0,5T^-) = \frac{1}{C} \Delta q^{(2)}(nT + T^-). \quad (11.1)$$

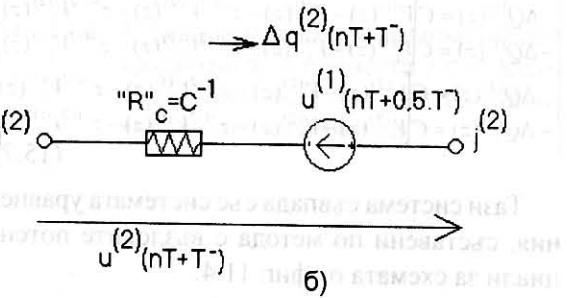
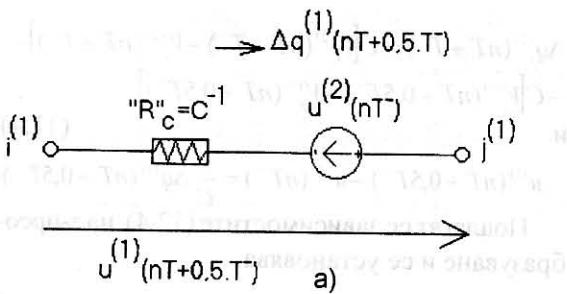
Съответно промяната  $\Delta q^{(1)}$  при превключване от четна в нечетна фаза се изчислява така:

$$u^{(1)}(nT + 0,5T^-) - u^{(2)}(nT^-) = \frac{1}{C} \Delta q^{(1)}(nT + 0,5T^-). \quad (11.2)$$

Тези изрази се съпоставят с обобщения закон на Ом

$$u + e = Ri \quad (11.3)$$

На уравнение (11.2) отговаря еквивалентната схема на комутируемия кондензатор от последователен "резисторен" тип, показана на фиг. 11.2а и се отнася за първия (нечетен) подинтервал на  $(n+1)$ -ия период на превключване. Аналогично на (11.1) съответства схемата



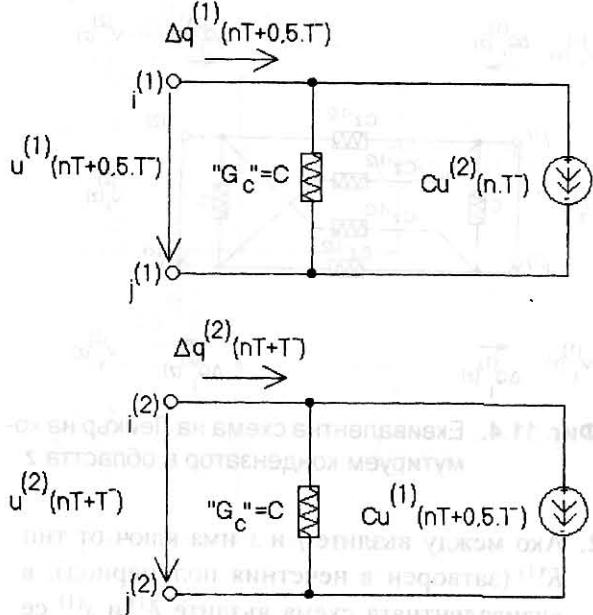
**Фиг. 11.2.** Еквивалентни схеми от последователен "резисторен" тип на комутируем кондензатор

от фиг. 11.2б, която се отнася за втория (четен) подинтервал на  $(n+1)$ -ия период на превключване.

Вместо схемите от фиг. 11.2 могат да се използват еквивалентни схеми на кондензатор в областта на времето при участието на източници на заряд (фиг. 11.3). Те са получени чрез преминаване от активен двуполюсник от последователен тип към активен двуполюсник от паралелен тип.

Главните предимства на метода с еквивалентните схеми в областта на времето в сравнение с прекия анализ са:

1. Влиянието на предния подинтервал върху работата на SC-схемата в поредния подинтервал на разглеждания период на превключване се отчита непосредствено с допълнително въведените източници на напрежение или заряди.
2. Съставянето на уравненията на схемата въз основа на еквивалентните схеми при участието на зарядните нарастващи  $\Delta q_i^{(1)}$  и  $\Delta q_i^{(2)}$



**Фиг. 11.3.** Еквивалентните схеми от паралелен "резисторен" тип на комутируем кондензатор

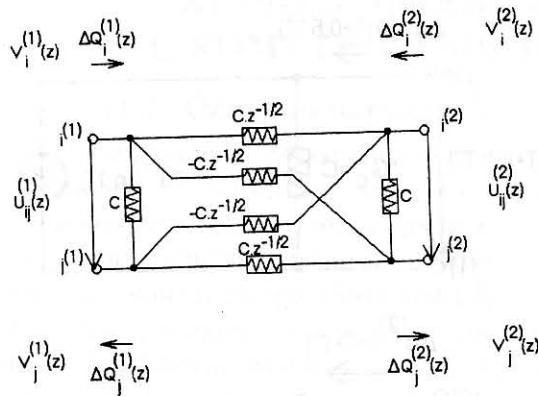
се извършва аналогично както при изследване на постоянния режим в резисторни вериги.

### 11.2.1. Еквивалентни схеми на комутируеми кондензатори в областта z

Определянето на предавателната функция в областта  $z$  се извършва на два етапа. В първия въз основа на двете еквивалентни схеми в областта на времето се съставят съответните системи диференчни уравнения. Във втория етап тези системи се подлагат на  $z$ -преобразуване, след което се намира търсената предавателна функция.

Съставянето на еквивалентните схеми в областта  $z$  в случая на двуфазна SC-верига се извършва в следния ред [7]:

1. Източникът на сигнали се замества с два източника, чиито "напрежения" са  $z$ -образите  $U_{ex}^{(1)}(z)$  и  $U_{ex}^{(2)}(z)$  на величините  $u_{ex}^{(1)}(nT+0,5T^-)$  и  $u_{ex}^{(2)}(nT+T^-)$ .



**Фиг. 11.4.** Еквивалентна схема на Лейкър на комутируем кондензатор в областта  $z$

2. Ако между възлите  $j$  и  $s$  има ключ от тип  $K^{(1)}$  (затворен в нечетния полупериод), в еквивалентната схема възлите  $j^{(1)}$  и  $s^{(1)}$  се дават накъсо, а връзката между възлите  $j^{(2)}$  и  $s^{(2)}$  се прекъсва. Съответно, когато ключът е от тип  $K^{(2)}$  (затворен в четния полупериод), връзката между  $j^{(1)}$  и  $s^{(1)}$  се прекъсва, докато  $j^{(2)}$  и  $s^{(2)}$  се дават накъсо.
3. Идеалните операционни усилватели се заместват с два усилвателя – единият в нечетната, а другият – в четната част на еквивалентната схема. Това заместване се основава на представянето на операционния усилвател със зависим източник на напрежение, управляван по напрежение.
4. Всеки кондензатор се замества с четириполюсна еквивалентна схема. Съществуват няколко типа схеми, които могат да бъдат използвани [7]:
  - симетрична схема на Лейкър;
  - схеми със зависими източници;
  - схема от индуктивен тип.

### Еквивалентна схема на Лейкър на комутируем кондензатор в областта $z$

Разглежда се идеален незаземен кондензатор с капацитет  $C$  (фиг. 11.1). Напрежението се представя като разлика на потенциалите  $V_i$  и  $V_j$ . След заместване в (11.1) се получава:

$$\Delta Q_i^{(2)}(nT + T^-) = C[V_i^{(2)}(nT + T^-) - V_j^{(2)}(nT + T^-)] - C[V_i^{(1)}(nT + 0,5T^-) - V_j^{(1)}(nT + 0,5T^-)] \quad (11.4)$$

$$u^{(1)}(nT + 0,5T^-) - u^{(2)}(nT^-) = \frac{1}{C} \Delta q^{(1)}(nT + 0,5T^-)$$

Подлагат се зависимостите (12.4) на  $z$ -преобразуване и се установява:

$$\begin{aligned} \Delta Q_i^{(1)}(z) &= C[V_i^{(1)}(z) - V_j^{(1)}(z) - z^{-1/2}V_i^{(2)}(z) - z^{-1/2}V_j^{(2)}(z)] \\ -\Delta Q_j^{(1)}(z) &= C[V_i^{(1)}(z) - V_j^{(1)}(z) - z^{-1/2}V_i^{(2)}(z) - z^{-1/2}V_j^{(2)}(z)] \\ \Delta Q_i^{(2)}(z) &= C[V_i^{(2)}(z) - V_j^{(2)}(z) - z^{-1/2}V_i^{(1)}(z) - z^{-1/2}V_j^{(1)}(z)] \\ -\Delta Q_j^{(2)}(z) &= C[V_i^{(2)}(z) - V_j^{(2)}(z) - z^{-1/2}V_i^{(1)}(z) - z^{-1/2}V_j^{(1)}(z)] \end{aligned} \quad (15.7)$$

Тази система съвпада със системата уравнения, съставени по метода с възловите потенциали за схемата от фиг. 11.4.

### Еквивалентни схеми със зависими източници на комутируем кондензатор в областта $z$

Представят се  $z$ -образите на напреженията чрез  $z$ -образите на съответните потенциали

$$\begin{cases} U_{ij}^{(1)}(z) = V_i^{(1)}(z) - V_j^{(1)}(z) \\ U_{ij}^{(2)}(z) = V_i^{(2)}(z) - V_j^{(2)}(z) \end{cases} \quad (11.6)$$

и се използват връзките

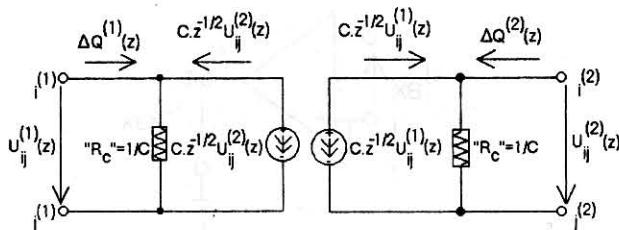
$$\begin{cases} \Delta Q^{(1)}(z) = \Delta Q_i^{(1)}(z) = -\Delta Q_j^{(1)}(z) \\ \Delta Q^{(2)}(z) = \Delta Q_i^{(2)}(z) = -\Delta Q_j^{(2)}(z) \end{cases} \quad (11.7)$$

Тогава системата (11.5) добива вида:

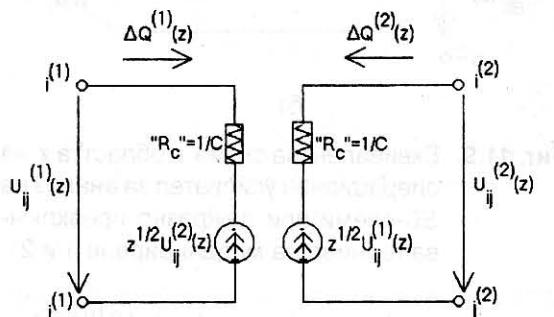
$$\begin{cases} \Delta Q^{(1)}(z) = C[U_{ij}^{(1)}(z) - z^{-1/2}U_{ij}^{(2)}(z)] \\ \Delta Q^{(2)}(z) = C[-z^{-1/2}U_{ij}^{(1)}(z) + U_{ij}^{(2)}(z)] \end{cases} \quad (11.8)$$

На уравнения (11.8) съответства еквивалентната схема в областта  $z$ , показана на фиг. 11.5. В нея участват зависими източници на "заряд", управлявани от "напрежение". Като се разделят уравнения (11.8) на  $C$ , се получава:

$$\begin{cases} U_{ij}^{(1)}(z) - z^{-1/2}U_{ij}^{(2)}(z) = \frac{1}{C} \Delta Q^{(1)}(z) \\ U_{ij}^{(2)}(z) - z^{-1/2}U_{ij}^{(1)}(z) = \frac{1}{C} \Delta Q^{(2)}(z). \end{cases} \quad (11.9)$$



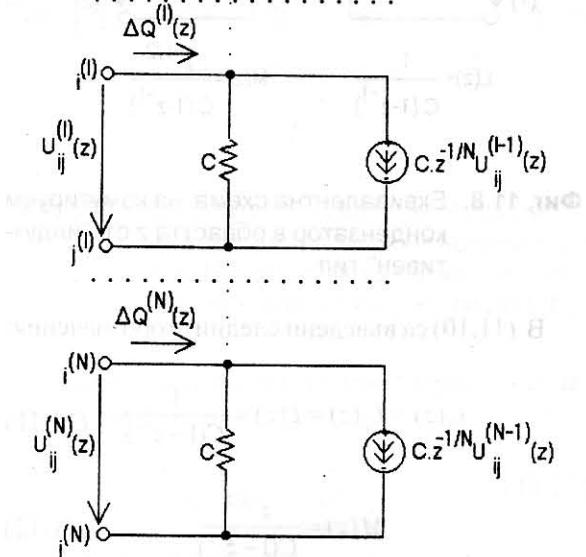
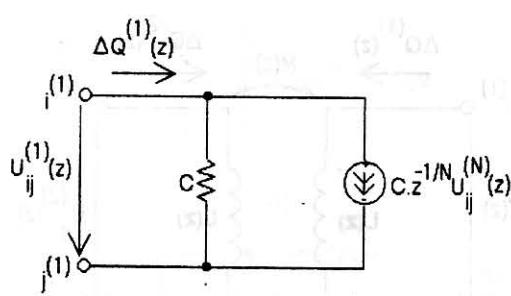
**Фиг. 11.5.** Еквивалентна схема на комутируем кондензатор в областта  $z$  със зависими източници на "заряд", управявани от "напрежение"



**Фиг. 11.6.** Еквивалентна схема на комутируем кондензатор в областта  $z$  със зависимости източници на "заряд", управявани от "напрежение"

На уравнения (11.9) съответства еквивалентната схема в областта  $z$ , показана на фиг. 11.6. В нея участват зависимости източници на "напрежение", управявани от "напрежение".

За съставяне на еквивалентни схеми за  $N$ -фазни  $SC$ -схеми се използва изразът за заряда на частиците, преминали през кондензатор с капацитет  $C$  през  $l$ -ия подинтервал на периода на превключване, за  $l = 1, 2, \dots, N$ . След прилагане на  $z$ -преобразуване, се извеждат уравненията за  $z$ -образите на зарядите  $\Delta Q^{(l)}(z)$  [7]. Съответната еквивалентна схема на кондензатор в областта  $z$  при  $N$ -фазно периодично превключване е показана на фиг. 11.7. Тя обхваща  $N$  фази, като нейният граф не е свързан.

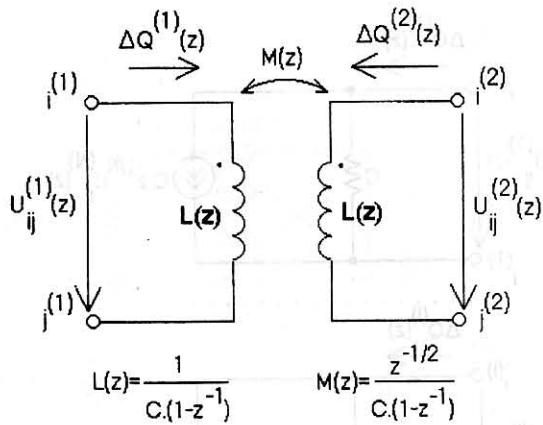


**Фиг. 11.7.** Еквивалентна схема на комутируем кондензатор в областта  $z$  със зависимости източници на "заряд", управявани от "напрежение" при  $N$ -фазно превключване

### Еквивалентна схема от "индуктивен" тип на комутируем кондензатор в областта $z$

Могат да се обосноват еквивалентни схеми на комутируем кондензатор, които се характеризират с намален брой елементи. Такава е триелементната схема от "индуктивен" тип, показана на фиг. 11.8 [7,9], за която е в сила система:

$$\begin{cases} U_y^{(1)}(z) = L(z)\Delta Q^{(1)}(z) + M(z)\Delta Q^{(2)}(z) \\ U_y^{(2)}(z) = M(z)\Delta Q^{(1)}(z) + L(z)\Delta Q^{(2)}(z) \end{cases} \quad (11.10)$$



**Фиг. 11.8.** Еквивалентна схема на комутируем кондензатор в областта  $z$  от "индуктивен" тип

В (11.10) са въведени следните обозначения:

$$L_1(z) = L_2(z) = L(z) = \frac{1}{C(1-z^{-1})} \quad (11.11)$$

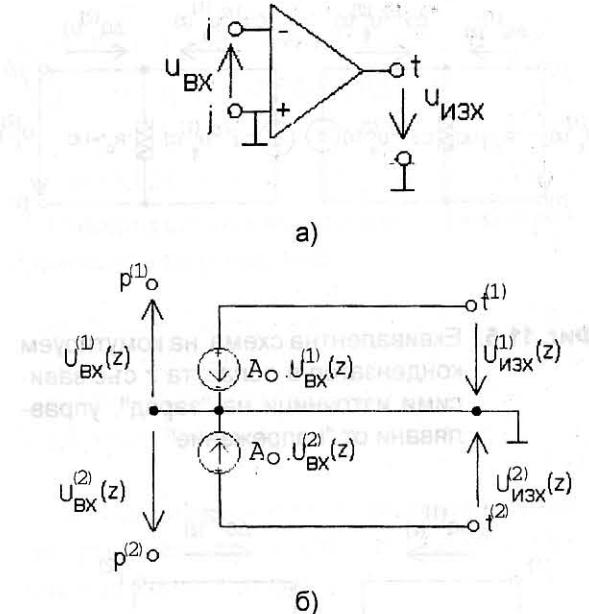
$$M(z) = \frac{z^{-1/2}}{C(1-z^{-1})}. \quad (11.12)$$

### 11.3. Еквивалентни схеми на операционни усилватели в областта $z$

Операционните усилватели (ОУ), които участват в схемите с комутируеми кондензатори, могат да бъдат моделирани с различна степен на точност в зависимост от типа на решавания проблем, както и от ограниченията, наложени от използвания продукт за симулацията. Това определя и степента на сложност на макромодела. Най-често се използват следните видове макромодели на операционни усилватели за симулация на SC-схеми:

- **ниво 1: макромодел на идеален ОУ**

Във всяка част на многофазния модел, която моделира съответната фаза, се включва идеален операционен усилвател (фиг. 11.9a), представен със зависим източник на напрежение, управляем по напрежение с голям коефициент



**Фиг. 11.9.** Еквивалентна схема в областта  $z$  на операционен усилвател за анализ на SC-схеми при двуфазно превключване (нива на моделиране 1 и 2)

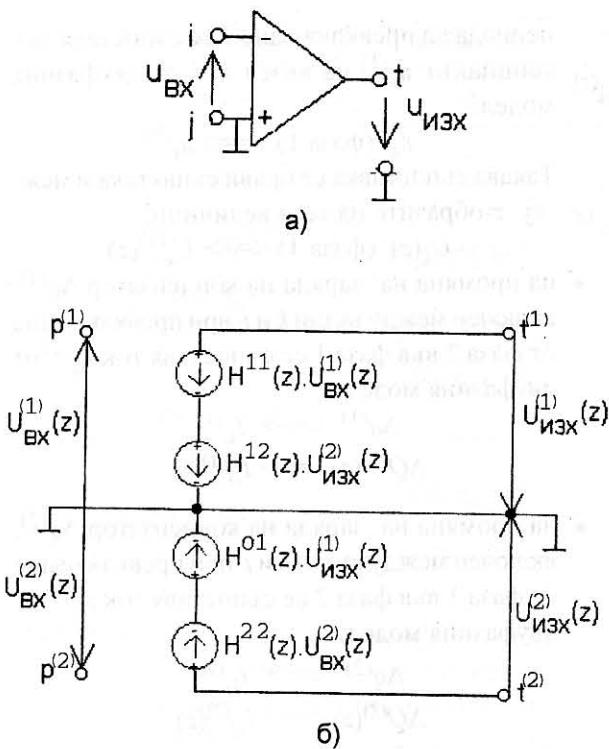
на усилване  $A_o$  (например  $A_o = 1 \times 10^{10}$ ). При двуфазно превключване този модел има вида, показан на фиг. 11.9б. По аналогичен начин се съставя моделът и при диференциално включване на входа.

- **ниво 2: макромодел на ОУ при отчитане на крайната стойност на коефициента на усилване без обратна връзка по постоянен ток  $A_o$  на операционния усилвател**

При двуфазно превключване този модел също има вида, показан на фиг. 11.9б, като се задава крайното усилване  $A_o$  на конкретния операционен усилвател.

- **ниво 3: макромодел на неидеален ОУ при отчитане на крайната стойност на коефициента на усилване без обратна връзка по постоянен ток  $A_o$ , както и честотната зависимост  $A(f)$**

При използване на еднополюсна апроксимация предавателната функция по напрежение на операционния усилвател  $H_{OY}(s)$  се представя



**Фиг. 11.10.** Еквивалентна схема в областта  $z$  на операционен усилвател за анализ на SC-схеми при двуфазно превключване (ниво на моделиране 3)

с израза:

$$H_{OY}(s) = \frac{U_{\text{изх}}(s)}{U_{\text{ax}}(s)} = \frac{A_o}{1 + \sigma s}. \quad (11.13)$$

Тя се описва в областта  $z$  по следния начин [10]:

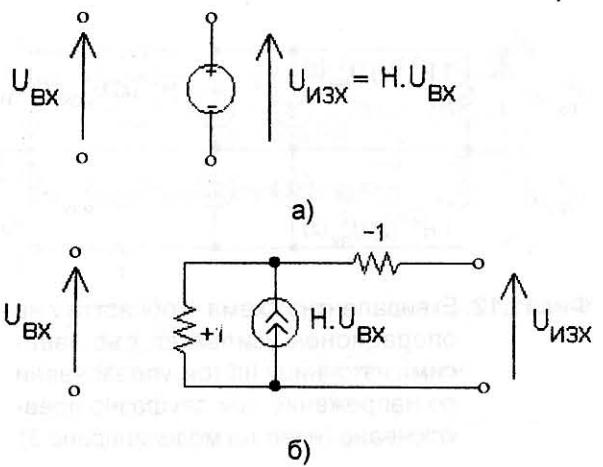
$$U_{\text{изх}}^k(z) = H_1 U_{\text{ax}}^k(z) + H_2 z^{-1/N} U_{\text{изх}}^l(z) \quad (11.14)$$

за

$$H_1 = A_o \left(1 - e^{-T/(N\sigma)}\right); \quad (11.15)$$

$$H_2 = e^{-T/(N\sigma)} \quad \text{за} \quad \sigma = \frac{A_o}{GB}, \quad (11.16)$$

където  $GB$  е произведението на усилването  $A_o$  по ширината на честотната лента на  $OY$ .



**Фиг.11.11.** Еквивалентна схема за моделиране на зависим източник на напрежение тип ЗИНУН (а) чрез схема със зависим източник на ток тип ЗИТУН (б)

Ако се използва опростеният израз за предавателната функция:

$$H_{OY}(s) = \frac{A_o}{GB s} \quad (11.17)$$

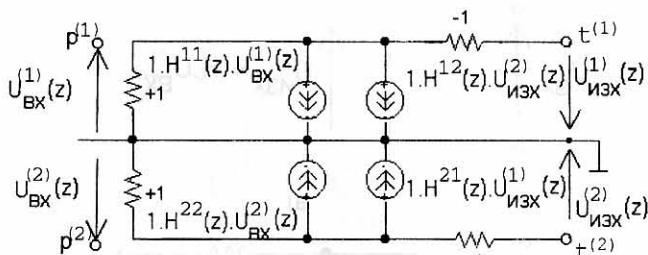
за  $H_1$  и  $H_2$  се получава:

$$H_1 = \frac{GBT}{N}; \quad H_2 = 1. \quad (11.18)$$

Моделът на ОУ в областта  $z$  за ниво на моделиране 3 при двуфазно превключване, който съответства на уравнения (11.14), (11.15) и (11.16), е показан на фиг. 11.10, където

$$H^{11} = H^{22} = H_1; \quad H^{12} = H^{21} = H_2 z^{-1/N} \quad (11.19)$$

Тъй като участящите в него зависими източници на напрежение, управлявани по напрежение, увеличават реда на схемната матрица, по-удобен при компютърна реализация е еквивалентният му модел със зависими източници на ток, управлявани по напрежение. За преобразуването се използва еквивалентната схема с отрицателни съпротивления за представяне на идеален зависим източник на напрежение със схема, която съдържа източник на ток, както е показано на фиг. 11.11. В резултат се получава



**Фиг.11.12.** Еквивалентна схема в областта  $z$  на операционен усилвател със зависими източници на ток, управлявани по напрежение при двуфазно превключване (ниво на моделиране 3)

моделът от фиг. 11.12. Ако при моделиране на ниво 3 се използват изразите (11.18) за коефициентите  $H_1$  и  $H_2$ , се получава опростеният макромодел (ниво 3а), а ако се използват изразите (11.15) и (11.16) за коефициентите  $H_1$  и  $H_2$ , се получава пълният модел на неидеален операционен усилвател в областта  $z$  (ниво 3б).

#### 11.4. Компютърни макромодели за анализ в честотна област на SC-схеми

Анализът в честотна област на SC-схеми се извършва, като се замести честотата  $f$  в израза за променливата  $z$ :

$$z = e^{sT} = e^{j\omega T} = e^{j2\pi fT} \quad (11.19)$$

Съществен момент от моделирането е представянето в модела на променливите величини (напрежения и заряди). "Естествените" величини за потребителите на симулаторите от типа на PSpice, ориентирани към анализ на електронни и електрически схеми, са токове и напрежения. Това ни най-малко не намалява възможностите на тези симулатори да изследват широк клас обекти, описвани с други величини. За целта се използва методът на електрическата аналогия, при който на моделираната променлива величина се съпоставя електрическа величина от компютърния модел.

При компютърната симулация на двуфазни SC-схеми се използва следното съответствие на величините:

- на потенциала  $u_k$  на възел  $k$  във фаза 1 от

периода на превключване  $T$  се съпоставя потенциалът  $u_k^{(1)}$  на възел  $k^{(1)}$  от двуфазния модел:

$$u_k \text{ (фаза 1)} \iff u_k^{(1)}$$

Такава съпоставка се прави също така и между  $z$ -образите на тези величини:

$$U_k(z) \text{ (фаза 1)} \iff U_k^{(1)}(z)$$

- на промяна на заряда на кондензатор  $\Delta q^{(1)}$ , включен между възли  $k$  и  $j$  при превключване от фаза 2 във фаза 1 се съпоставя ток  $i_{kj}^{(1)}$  от двуфазния модел:

$$\Delta q^{(1)} \iff i_{kj}^{(1)}$$

$$\Delta Q^{(1)}(z) \iff I_{kj}^{(1)}(z)$$

- на промяна на заряда на кондензатор  $\Delta q^{(2)}$ , включен между възли  $k$  и  $j$  при превключване от фаза 1 във фаза 2 се съпоставя ток  $i_{kj}^{(2)}$  от двуфазния модел:

$$\Delta q^{(2)} \iff i_{kj}^{(2)}$$

$$\Delta Q^{(2)}(z) \iff I_{kj}^{(2)}(z)$$

За моделиране на SC-схеми при анализ в честотна област с PSpice се използват градивните елементи от графичния редактор Capture:

- резистор (тип R);
- зависим източник на напрежение, управляван от напрежение с постоянен коефициент на управление (тип E);
- зависим източник на напрежение, управляван от напрежение с функционално описание на зависимостта от управляващото напрежение (тип EVALUE);
- зависим източник на ток, управляван от напрежение с честотнозависим коефициент на управление чрез оператора на Лаплас  $s = j\omega$  (тип GLAPLACE).

Графичните изображения на тези елементи са показани на фиг. 11.13.

#### 11.5. Създаване на макромодели на комутируем кондензатор

За реализация на макромоделите на градивните SC-елементи чрез PSpice се използват два основни подхода: дефиниране като блок и представяне с подсхема.

| Графично означение | Найменование  |
|--------------------|---------------|
|                    | R             |
|                    | E             |
|                    | GLAPLACE      |
|                    | V(%IN+, %IN-) |
|                    | EVALUE        |
|                    | GVALUE        |

**Фиг.11.13.** Графични изображения на градивните елементи, използвани при анализ в честотна област на SC-схеми

### 11.5.1. Създаване на макромодели на комутируем кондензатор чрез дефиниране на блок

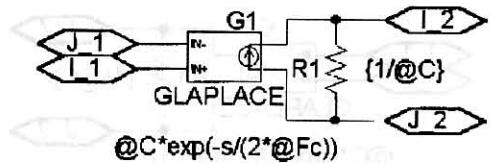
На фиг. 11.14 е показан компютърната реализация на еквивалентната схема на комутируем кондензатор със зависими източници на "заряд", управлявани от "напрежение", реализиран като блок. За да бъде универсален, макромоделът е параметризиран. Достъпни за потребителя са стойностите на капацитета на кондензатора  $C$  и честотата на превключване  $F_c$ . В съответствие с възприетия в *Capture* подход за дефиниране на параметър вътре в блок, пред името на параметъра се поставя символът  $@$ :

- в полето за стойност на резисторите се записва

$\{1/@C\}$

- в полето *XFORM* за управляващия параметър на зависимия източник на ток, управляем по напрежение **GLAPLACE**, се записва изразът:

$@C*exp(-s/(2*@Fc))$



a)

$$\begin{array}{|c|c|}\hline 1 & 1 \\ \hline 2 & 2 \\ \hline \end{array}$$

$C=1$   
 $F_c=100\text{kHz}$

b)

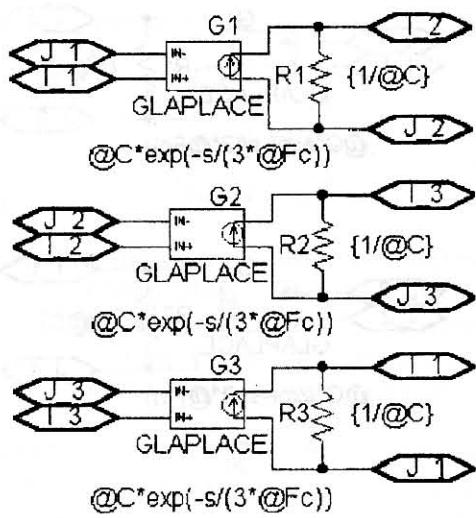
**Фиг.11.14.** Параметризиран макромодел на комутируем кондензатор при двуфазно превключване в съответствие с еквивалентната схема от фиг. 11.5

С променливата  $s$  в *PSpice* се означава операторът на Лаплас  $s=j\omega$ .

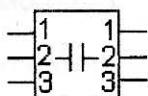
При преобразуване на макромодела в библиотечен елемент се следва процедурата, описана подробно в гл. 3. Параметрите  $C$  и  $F_c$  трябва да са достъпни за промяна от потребителя. За тази цел след създаване на символа на библиотечния елемент (фиг. 11.14а) се редактират атрибутите на символа по начина, описан в гл. 3. В резултат се получава символът на библиотечния елемент, показан на фиг. 11.14б.

По аналогичен начин могат да се създадат библиотечни елементи на комутируем кондензатор при друг брой на fazите на превключване: 3, 4, 6, 8 и т.н.

На фиг. 11.15а е показан параметризираният макромодел на комутируем кондензатор при трифазно превключване в съответствие с еквивалентната схема от фиг.11.7 за  $N=3$ . Символ-



a)



C=1  
Fc=100kHz

b)

**Фиг.11.15.** Параметризиран макромодел на комутируем кондензатор при трифазно превключване в съответствие с еквивалентната схема от фиг. 11.7

ното обозначение на библиотечния модел е показано на фиг. 11.15б.

### 11.5.2. Създаване на макромодели на комутируеми кондензатори чрез дефиниране на подсхема

Макромоделът на комутируем кондензатор за анализ в честотна област при двуфазно превключване може да се дефинира като подсхема с помощта на конструкцията:

```
.SUBCKT SCC2 i1 i2 j1 j2
+ PARAMS: C=1e-12 Fc=100e3
R1 i1 j1 {1/C}
R2 i2 j2 {1/C}
G1J j1 i1 LAPLACE {V(i2,j2)} =
+ {C*EXP(-S/Fc/2)}
G2J j2 i2 LAPLACE {V(i1,j1)} =
+ {C*EXP(-S/Fc/2)}
.ENDS SCC2
```

Той има следния вид:

```
.SUBCKT SCC2 i1 i2 j1 j2
+ PARAMS: C=1e-12 Fc=100e3
R1 i1 j1 {1/C}
R2 i2 j2 {1/C}
G1J j1 i1 LAPLACE {V(i2,j2)} =
+ {C*EXP(-S/Fc/2)}
G2J j2 i2 LAPLACE {V(i1,j1)} =
+ {C*EXP(-S/Fc/2)}
.ENDS SCC2
```

С  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $j_1$  и  $j_2$  са обозначени съответните възли  $i^{(1)}$ ,  $i^{(2)}$ ,  $j^{(1)}$  и  $j^{(2)}$  от модела на комутируем кондензатор от фиг. 11.5. Параметрите на модела  $C$  и  $Fc$  са зададени чрез опцията **PARAMS**. Свързването на модела с йерархичен символ става по процедурата, описана в гл. 3. Символът "+" в началото на даден ред в описанието, е знак за продължение при запис на дълъг оператор.

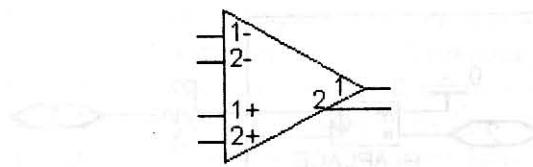
По аналогичен начин чрез подсхема се описва макромоделът на комутируем кондензатор за анализ в честотна област при трифазно превключване:

```
.SUBCKT SCC3 i1 i2 i3 j1 j2 j3
+ PARAMS: C=1e-12 Fc=100e3
R1 i1 j1 {1/C}
R2 i2 j2 {1/C}
R3 i3 j3 {1/C}
G1J j1 i1 LAPLACE {V(i3,j3)} =
+ {C*EXP(-S/Fc/3)}
G2J j2 i2 LAPLACE {V(i1,j1)} =
+ {C*EXP(-S/Fc/3)}
G3J j3 i3 LAPLACE {V(i2,j2)} =
+ {C*EXP(-S/Fc/3)}
.ENDS SCC3
```

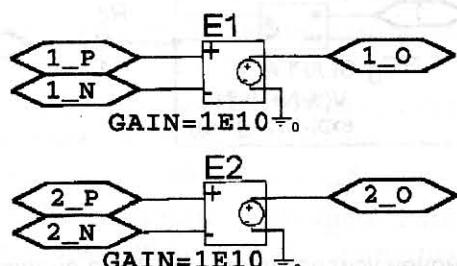
## 11.6. Създаване на макромодели на операционен усилвател

### 11.6.1. Създаване на макромодели на операционен усилвател чрез дефиниране на блок

На фиг. 11.16 е показана компютърната реализация чрез *PSpice* на модела от фиг. 11.9 на



a)



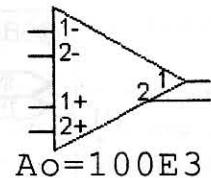
б)

**Фиг.11.16.** Компютърен макромодел на идеален операционен усилвател за анализ на SC-схеми при двуфазно превключване

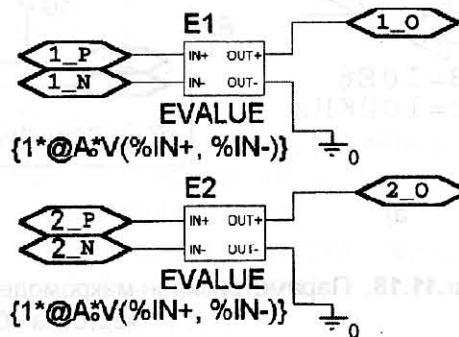
идеален операционен усилвател при двуфазно превключване при  $A_o = 1 \times 10^{10}$ , реализиран като блок, а на фиг. 11.17 – реализация на модела от фиг. 11.9 при отчитане на крайната стойност на коефициента  $A_o$  (ниво на моделиране 2). Компютърният модел е параметризиран, като коефициентът на усилване  $A_o$  е достъпен за промяна от потребителя.

На фиг. 11.18 е показан компютърният макромодел, който съответства на еквивалентната схема на неидеален операционен усилвател от фиг. 11.12 в опростения вариант на модела, описан с уравнение (11.18). Параметри са **GB** и **Fc**. Използват се два типа зависими източници на ток, управявани по напрежение:

- зависимости източници с честотнозависима функция на управляващия параметър (тип



a)



б)

**Фиг.11.17.** Параметризиран компютърен макромодел на операционен усилвател с отчитане крайната стойност на  $A_o$  за анализ на SC-схеми при двуфазно превключване

**GLAPLACE**). В полето **XFORM** за управляващия параметър се записва изразът:

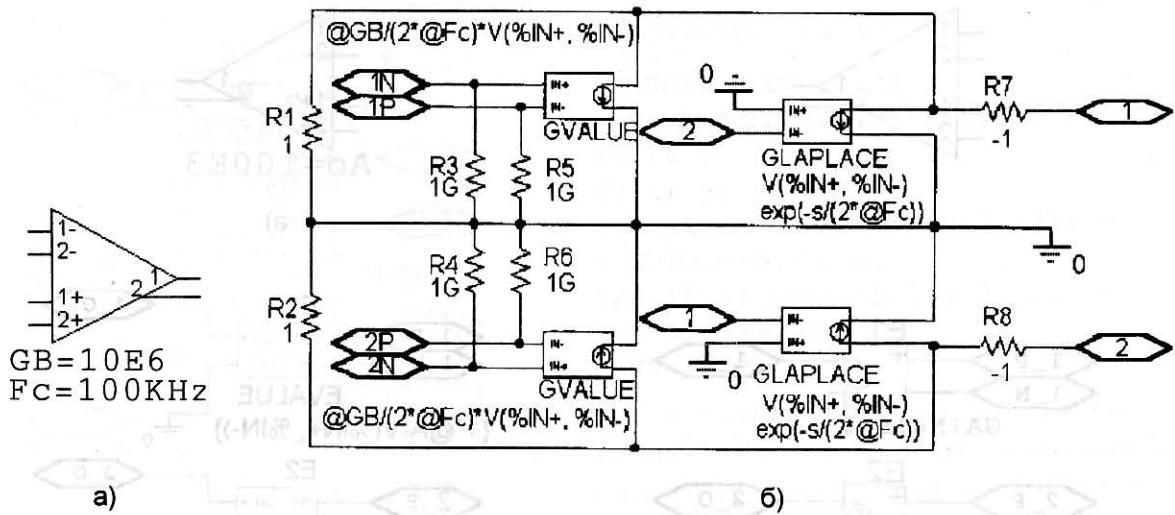
**exp (-s / (2 \* @Fc))**

- зависимости източници, чийто коефициенти на управление са зададени чрез функционална зависимост от параметрите **GB** и **Fc** (тип **GVALUE**). В полето **EXPRESSION** се задава изразът

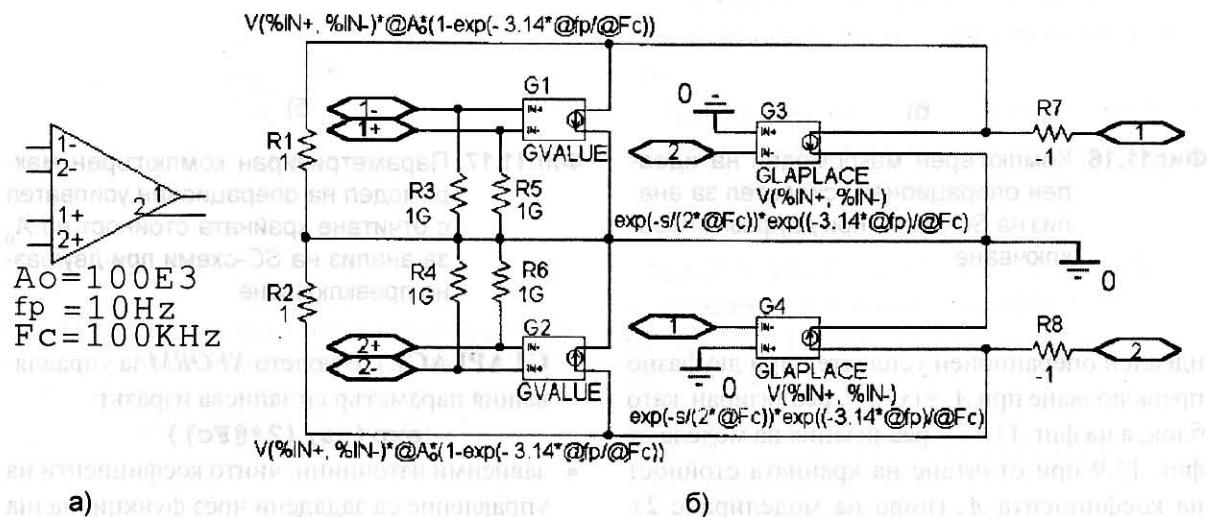
**@GB / (2 \* @Fc) \* V (%IN+, %IN-)**

където **V (%IN+, %IN-)** е означението на управляващото напрежение, което се генерира автоматично от графичния редактор за ползване от потребителя.

На фиг. 11.19 е показан компютърният макромодел, който съответства на еквивалентната схема на неидеален операционен усилвател от фиг. 11.12 в пълния вариант на модела, описан



Фиг.11.18. Параметризиран макромодел на операционен усилвател от ниво 3а за анализ в честотна област при двуфазно превключване



Фиг. 11.19. Параметризиран макромодел на операционен усилвател от ниво 3б за анализ в честотна област при двуфазно превключване

с уравнения (11.15) и (11.16) при  $f_p=1/\sigma$ .  
Параметри са  $Ao$ ,  $fp$  и  $Fc$ . В този модел също се използват **два типа зависими източници на ток, управлявани по напрежение**:

- зависимости источники тип **GLAPLACE**. В полето *XFORM* за управляющая параметрър се записва изразът:

$$\text{exp}(-s/(2*Fc))*\text{exp}(-3.14159*fp)/@Fc)$$

- зависимости источники тип **GVALUE**, чието коефициенти на управление са зададени чрез функционална зависимост от параметрите  $Ao$ ,  $fp$  и  $Fc$  (тип **GVALUE**). В този случай в полето *EXPRESSION* се задава изразът

$$@Ao*(1-\exp(-3.14159*fp)/@Fc)*V(\%IN+, \%IN-)$$

За преобразуване на макромодела в библиотечен елемент се следва процедурата, описана

подробно в гл. 3. Параметърът на макромоделите  $A_o$  от модела на фиг. 11.17, параметрите  $GB$  и  $Fc$  за модела на фиг. 11.18, както и параметрите  $A_o$ ,  $f_p$  и  $F_c$  за модела на фиг. 11.19, трябва да са достъпни за промяна от потребителя. За тази цел след създаване на символа на библиотечния елемент, се редактират атрибутите на символа по начина, описан в гл. 3. В резултат се получават символите на библиотечните елементи, показани съответно на фиг. 11.17а, фиг. 11.18а и фиг. 11.19а.

По аналогичен начин могат да се създадат библиотечни елементи на градивните компоненти при брой на фазите 3, 4, 6, 8 и т.н.

### 11.6.2. Създаване на макромодели операционен усилвател за анализ в честотна област чрез дефиниране на подсхема

Макромоделът на операционен усилвател за анализ в честотна област при двуфазно превключване, може да се дефинира като подсхема с помощта на конструкцията:

```
.SUBCKT
...
.ENDS
```

Моделът от ниво 1 има следния вид:

```
.SUBCKT SCIDOY 1N 2N 1P 2P 1 2
E1 1 0 1P 1N 1E10
E2 2 0 2P 2N 1E10
.ENDS SCIDOY
```

Моделът от ниво 2 има следния вид:

```
.SUBCKT SCOYA 1N 2N 1P 2P 1 2
+ PARAMS: Ao=100E3
E1 1 0 VALUE = {V(1P,1N)*Ao}
E2 2 0 VALUE = {V(2P,2N)*Ao}
.ENDS SCOYA
```

С 1N, 1P и 1 са обозначени възлите на инвертиращия вход, неинвертиращият вход и изхода на операционния усилвател в първа (нечетна) фаза, а с 2N, 2P и 2 са обозначени съответните възли във втора (четна) фаза на двуфазния модел. Параметърът на модела  $A_o$  е зададен чрез опцията PARAMS. Сързването на модела

с йерархичен символ става по процедурата, описана в гл. 3.

По аналогичен начин се описват чрез подсхема макромоделите от ниво 3.

Моделът от ниво 3а има следния вид:

```
.SUBCKT SCOYGB 1N 2N 1P 2P 1 2
+ PARAMS: GB=10e6 Fc=100e3
R1P V1 0 1
R1N V1 1 -1
R2P V2 0 1
R2N V2 2 -1
G11 V1 0 VALUE={V(1N,1P)*GB/Fc/2}
G21 V1 0 GLAPLACE {V(0,2)} =
+ {EXP(-S/Fc/2)}
G22 V2 0 VALUE={V(2N,2P)*GB/Fc/2}
G12 V2 0 GLAPLACE {V(0,1)} =
+ {EXP(-S/Fc/2)}
.ENDS SCOYGB
```

## 11.7. Макромодели на ключовете

Участващите ключове в дадена *SC*-схема с многофазно превключване се заместват със съответна многофазна еквивалентна схема в многофазния макромодел. Ако ключът е свързан между възли  $i$  и  $j$  в  $k$ -тия подинтервал на периода на превключване, възлите  $i^{(k)}$  и  $j^{(k)}$  в многофазния *SC*-модел се свързват накъсно.

При двуфазно превключване ключ от тип "1" се представя чрез модела от фиг. 11.20, а ключ от тип "2" – чрез модела от фиг. 11.21.

**Пример 11.1.** Да се изследва амплитудно-честотната характеристика на лентовия *SC*-фильтър, показан на фиг. 11.22 [13]. Честотата на превключване е  $F_c = 50\text{kHz}$ . Големините на капацитетите са:

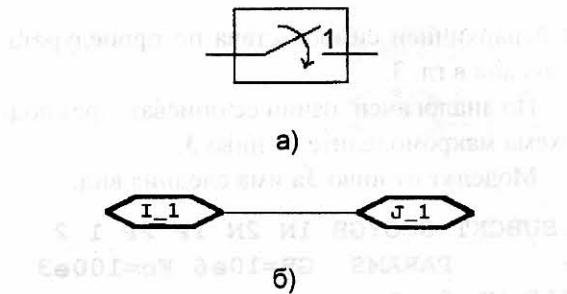
$$C_{u1}=C_{u2}=1\text{pF}; C_g=C_s=0.796\text{pF}; C_{f1}=C_{f2}=8\text{pF}.$$

Данните за операционните усилватели са:

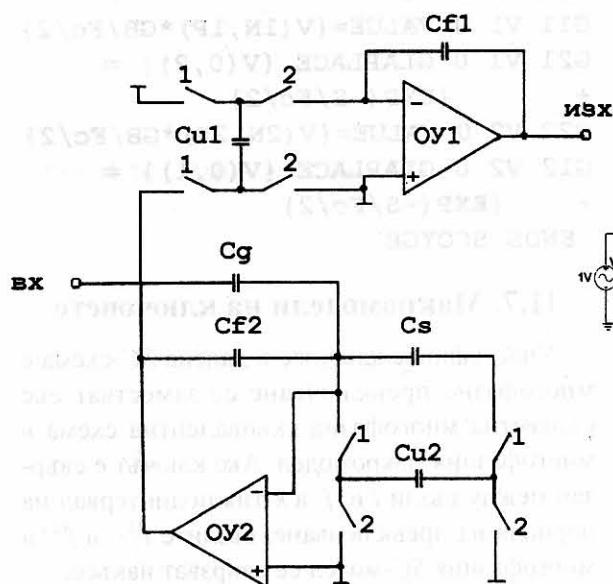
За ОУ1:  $A_{o1}=3000$ ,  $GB_1=2\pi \times 7.07\text{MHz}$ ;

За ОУ2:  $A_{o2}=3000$ ,  $GB_2=2\pi \times 3.09\text{MHz}$ .

На фиг. 11.23 е показан двуфазният *PSpice* модел на схемата, а на 11.24 е приведена амплитудно-честотната характеристика за нечетната фаза на филтъра



Фиг. 11.20. Моделиране на ключ тип "1" при двуфазно превключване

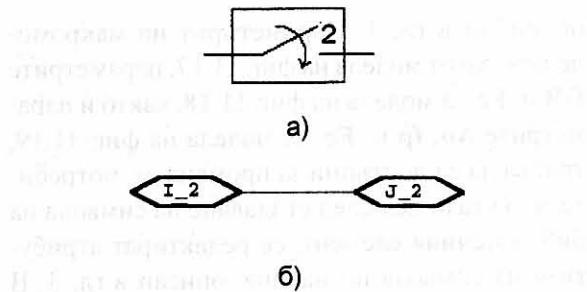


Фиг. 11.22. Лентов SC-фильтър [13]

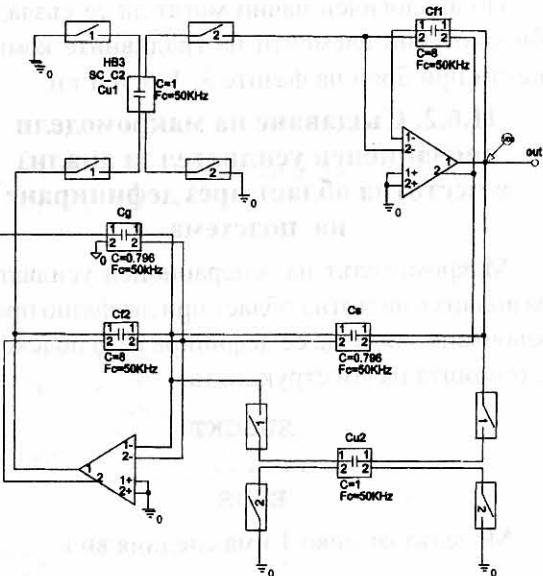
$$H(\omega) = \frac{\left| U_{out}^{(1)}(\omega) \right|}{\left| U_{in}^{(1)}(\omega) \right|}$$

## 11.8. Компютърна симулация на схеми с комутируеми кондензатори в областта на времето

При анализа на SC-схеми в областта на времето с помощта на PSpice, се съставят многофазни компютърни модели в дискретната об-

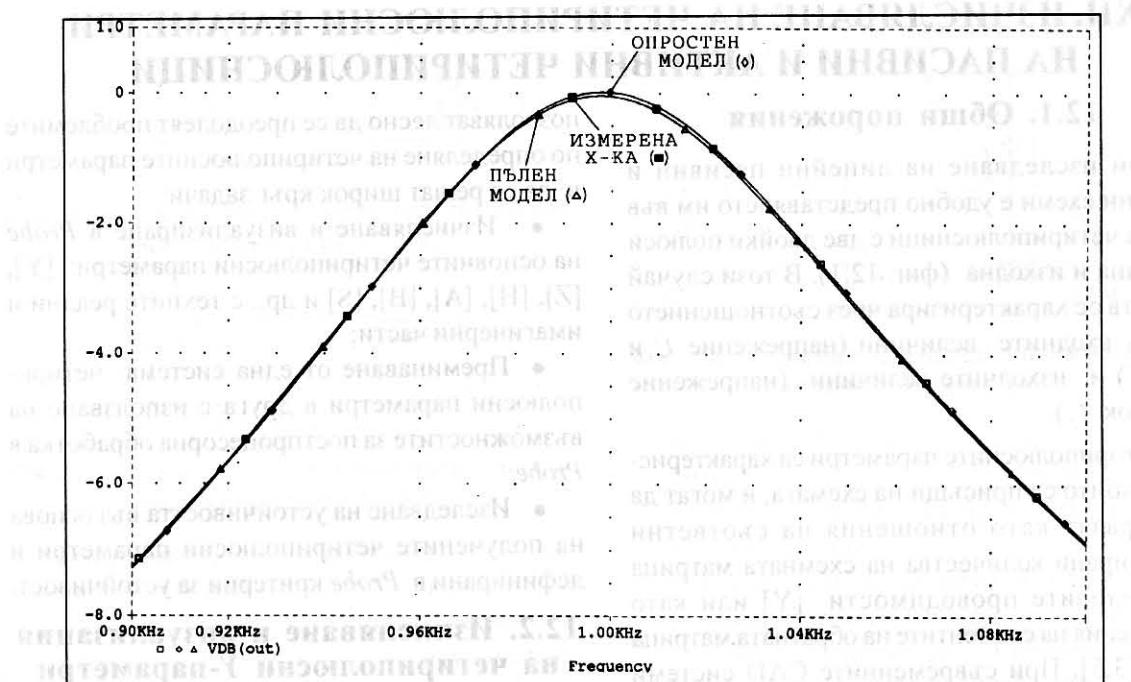


Фиг.11.21. Моделиране на ключ тип "2" при двуфазно превключване

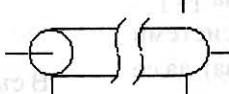


Фиг. 11.23. PSpice модел на лентовия SC-фильтър от пример 11.1

ласт на времето чрез въвеждане на закъснителни елементи в модела. Те се моделират с помощта на библиотечния елемент  $T$  (предавателна линия без загуби) от библиотеката за аналогово моделиране на поведението  $ABM.lib$  (фиг. 11.25) [22].



**Фиг. 11.24.** Амплитудно-честотна характеристика на  $V_{out}$  за нечетната фаза на филтъра от фиг. 11.22



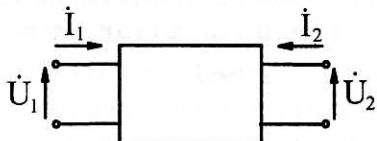
**Фиг. 11.25.** Елемент Т (предавателна линия без загуби) от библиотеката *ABM.lib*, използван при анализ на SC-схеми в областта на времето

## XII. ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА ЧЕТИРИПОЛЮСНИ ПАРАМЕТРИ НА ПАСИВНИ И АКТИВНИ ЧЕТИРИПОЛЮСНИЦИ

### 12.1. Общи порождения

При изследване на линейни пасивни и активни схеми е удобно представянето им във вид на четириполюсници с две двойки полюси – входна и изходна (фиг. 12.1). В този случай схемата се характеризира чрез съотношението между входните величини (напрежение  $\dot{U}_1$  и ток  $\dot{I}_1$ ) и изходните величини (напрежение  $\dot{U}_2$  и ток  $\dot{I}_2$ ).

Четириполюсните параметри са характеристики, които са присъщи на схемата, и могат да се изразят като отношения на съответни адюнгирани количества на схемната матрица на възловите проводимости  $[Y]$  или като отношения на елементите на обратната матрица  $[Y]^{-1}$  [3,5]. При съвременните CAD системи обаче с оглед ускоряване на симулацията на схеми с голям брой възли се използват други подходи за решаване на системата уравнения на схемата, при които не се изчислява  $[Y]^{-1}$ . Такива са методите за решаване на системи алгебрични уравнения, които позволяват да се отчита "разредеността" (наличието на голям процент нулеви елементи) на схемната матрица. При тези методи четириполюсните параметри не могат да се изчислят непосредствено от симулатора. Налага се определянето им да се извърши от потребителя въз основа на токовете  $\dot{I}_1, \dot{I}_2$  и напреженията  $\dot{U}_1, \dot{U}_2$  на четириполюсника. За целта всеки четириполюсен параметър трябва да се представи като отношение на съответни входни и изходни величини в съответствие с дефиницията му. Възможностите на OrCAD PSpice, заедно с графичния анализатор Probe,



Фиг. 12.1. Представяне на схемата във вид на четириполюсник

позволяват лесно да се преодолеят проблемите по определяне на четириполюсните параметри и да се решат широк кръг задачи:

- Изчисляване и визуализиране в *Probe* на основните четириполюсни параметри:  $[Y]$ ,  $[Z]$ ,  $[H]$ ,  $[A]$ ,  $[B]$ ,  $[S]$  и др., с техните реални и имагинерни части;
- Преминаване от една система четириполюсни параметри в друга с използване на възможностите за постпроцесорна обработка в *Probe*;
- Изследване на устойчивостта въз основа на получените четириполюсни параметри и дефинирани в *Probe* критерии за устойчивост.

### 12.2. Изчисляване и визуализация на четириполюсни $Y$ -параметри

Четириполюсните  $Y$ -параметри се дефинират от уравненията:

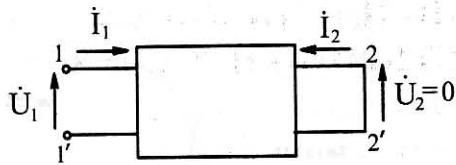
$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2 \end{aligned} \quad (12.1)$$

В съответствие с опитната постановка за определяне на параметрите  $Y_{ij}$ ,  $i,j=1,2$  [5] се получава:

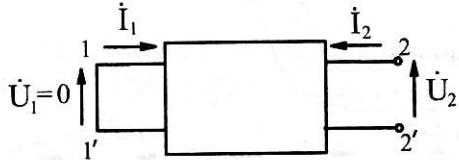
$$Y_{11} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \Big|_{\dot{U}_2 = 0} ; \quad Y_{21} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \Big|_{\dot{U}_2 = 0} \quad (12.2)$$

$$Y_{12} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \Big|_{\dot{U}_1 = 0} ; \quad Y_{22} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \Big|_{\dot{U}_1 = 0} \quad (12.3)$$

Параметрите  $Y_{11}$  и  $Y_{21}$  могат да се изчислят от (12.2) чрез задаване на входно напрежение  $\dot{U}_1$ , свързане накъсо на изходната двойка полюси ( $\dot{U}_2 = 0$ ) и определяне на токовете  $\dot{I}_1, \dot{I}_2$  (фиг. 12.2). По аналогичен начин се изчисляват параметрите  $Y_{12}$  и  $Y_{22}$  от (12.3) чрез задаване на изходно напрежение  $\dot{U}_2$ , свързане накъсо на входната двойка полюси ( $\dot{U}_1 = 0$ ) и определяне на съответните токове  $\dot{I}_1, \dot{I}_2$  (фиг. 12.3). Двата опита на късо съединение могат да бъдат съвместени при симулацията с *PSpice* с използ-



Фиг. 12.2. Опитната постановка за определяне на параметрите  $Y_{11}$  и  $Y_{21}$



Фиг. 12.3. Опитната постановка за определяне на параметрите  $Y_{12}$  и  $Y_{22}$

ване на параметричен анализ (фиг. 12.4). Към входната и изходната двойка полюси се свързват независимите източници на напрежение със стойности  $E_1=1-par$  и  $E_2=par$  и се задава параметричен анализ при  $par=0$  и  $par=1$ .

При  $par=0$  се реализира опитната постановка от фиг. 12.2. В съответствие с (12.2)

$$par=0:$$

$$\dot{U}_1 = 1V; \dot{U}_2 = 0; Y_{11} = \dot{I}_1 / 1; Y_{21} = \dot{I}_2 / 1 \quad (12.4)$$

При  $par=1$  се реализира опитната постановка от фиг. 12.3. В съответствие с (13.3)

$$par=1:$$

$$\dot{U}_1 = 0; \dot{U}_2 = 1V; Y_{12} = \dot{I}_1 / 1; Y_{22} = \dot{I}_2 / 1 \quad (12.5)$$

**Пример 12.1.** Да се изчислят и да се визуализират в *Probe* четириполюсните  $Y$ -параметри за верижното съединение на две Г-образни звена, показано на фиг. 12.4.

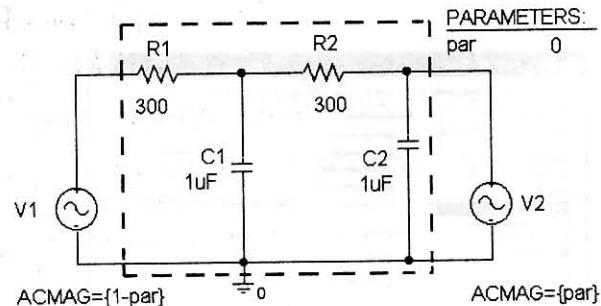
Процедурата за изследване на четириполюсните  $Y$ -параметри включва следните стъпки:

1. Към изследваната четириполюсна схема се добавят независимите източници на напрежение **V1** и **V2** от тип **VAC**. Ефективните им стойности са зададени чрез израз във функция от параметъра *par*:

за V1: **ACMAG = {1-par}**

за V2: **ACMAG = {par}**

2. Дефинира се основният анализ: симулация в честотна област **AC Sweep/Noise** чрез менюто **PSpice/Edit Simulation Profile/Analy-**



Фиг. 12.4. Пример за изследване на четириполюсните  $Y$ -параметри

**sis Type.** За примера е зададен честотен диапазон от 1Hz до 1MHz при логаритмично изменение на честотата с 50 честотни точки на декада;

3. Дефинира се и допълнителен параметричен анализ **Parametric Sweep** със следните данни: тип на параметъра – глобален (**Global Parameter**), име (**Name: par**), начин на изменение – със списък стойности (**Value list: 0, 1**) (фиг. 12.5);

4. Стартира се симулацията (**F11**);

5. В *Probe* се дефинират и изобразяват четириполюсните  $Y$ -параметри в съответствие с изразите (12.4) и (12.5). За улесняване на работата, те могат да бъдат дефинирани като макроси чрез менюто **Trace/Macros** във вид:

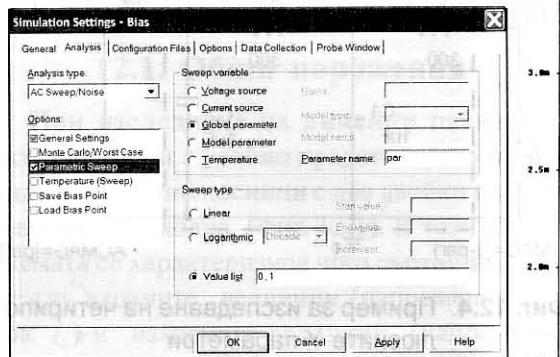
$$Y11=I(V1)@1*(-1)$$

$$Y21=I(V2)@1*(-1)$$

$$Y12=I(V1)@2*(-1)$$

$$Y22=I(V2)@2*(-1)$$

Означението  $I(V1)@1$  се използва за указване да се вземат данни за тока на източника  $I(V1)$  при първата стойност на параметъра ( $par=0$ ). Аналогично при задаване на  $I(V1)@2$  се взимат данни за тока  $I(V1)$  при втората стойност на параметъра ( $par=1$ ). Тъй като в *PSpice* положителната посока на тока през източника на напрежение е от (+) към (-), за да се определи токът  $\dot{I}_1$  се налага умножаването на  $I(V_1)$  по (-1). Аналогично се изчислява и токът  $\dot{I}_2$ . Реалните и имагинерни части на  $Y$ -параметрите се определят



**Фиг. 12.5.** Пример за изследване на четириполюсните  $Y$ -параметри

с макросите:

$$Y11r=R(Y11)$$

$$Y11i=IMG(Y11)$$

$$Y21r=R(Y21)$$

$$Y21i=IMG(Y21)$$

$$Y12r=R(Y12)$$

$$Y12i=IMG(Y12)$$

$$Y22r=R(Y22)$$

$$Y22i=IMG(Y22)$$

На фиг. 12.6 са показани честотните характеристики на  $Re(Y_{11})$  и  $Im(Y_{11})$ .

### 12.3. Изчисляване и визуализация на четириполюсни $S$ -параметри

Четириполюсните  $S$ -параметри [5] позволяват да се описва поведението на схемите при СВЧ, да се изследват техните усилвателни характеристики, устойчивост и др.

Анализът се основава на описание на четириполюсници в честотна област с помощта на **вълнови уравнения на разсейването**:

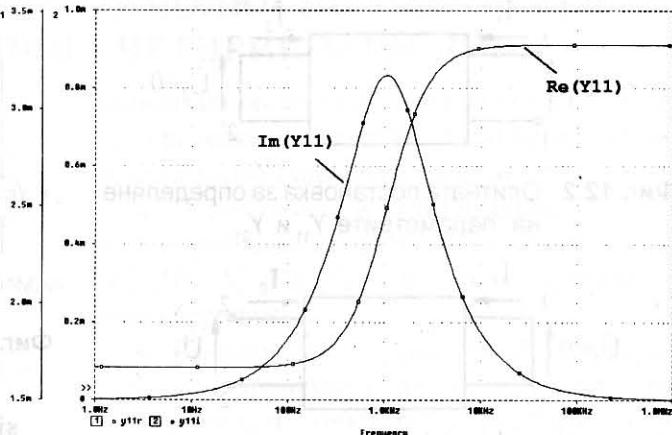
$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (12.6)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 ,$$

които показват връзката между вълните  $b_1$  и  $b_2$ , които напускат четириполюсника и вълните  $a_1$  и  $a_2$ , ориентирани към този четириполюсник.

$S_{ij}$  са **вълнови коефициенти на разсейване**:

$S_{11}$  – входен коефициент на отражение;



**Фиг. 12.6.** Честотни характеристики на  $Re(Y_{11})$  и  $Im(Y_{11})$

$S_{21}$  – коефициент на право предаване;

$S_{12}$  – коефициент на обратно предаване;

$S_{22}$  – изходен коефициент на отражение.

В съответствие с дефиницията на  $S$ -параметри (фиг. 12.7), се получават следните изрази:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} ; \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} , \quad (12.7)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} ; \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} ,$$

където

$$a_1 = \frac{\dot{U}_1 + Z_o \dot{I}_1}{2\sqrt{Z_o}} ; \quad b_1 = \frac{\dot{U}_1 - Z_o \dot{I}_1}{2\sqrt{Z_o}} \quad (12.8)$$

$$a_2 = \frac{\dot{U}_2 + Z_o \dot{I}_2}{2\sqrt{Z_o}} ; \quad b_2 = \frac{\dot{U}_2 - Z_o \dot{I}_2}{2\sqrt{Z_o}}$$

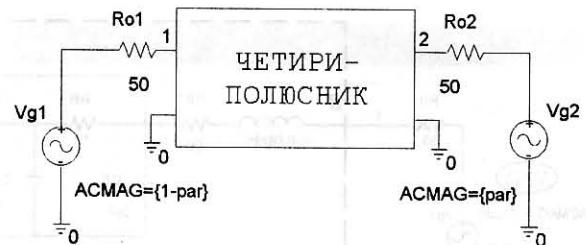
В резултат се намира

$$S_{11} = \frac{2\dot{U}_1}{\dot{U}_{g1}} - 1 ; \quad S_{12} = \frac{2\dot{U}_1}{\dot{U}_{g2}} , \quad (12.9)$$

$$S_{21} = \frac{2\dot{U}_2}{\dot{U}_{g1}} ; \quad S_{22} = \frac{2\dot{U}_2}{\dot{U}_{g2}} - 1 .$$



**Фиг. 12.7.** Дефиниция на четириполюсните S-параметри



**Фиг. 12.8.** Задаване на параметричен анализ за определяне на четириполюсните S-параметри

Определянето на S-параметрите може да се извърши лесно с помощта на *PSpice* по начин, аналогичен на описания в т. 12.2 за четириполюсните Y-параметри. Дефинира се параметричен анализ при  $U_{g1}=1\text{-par}$  и  $U_{g2}=\text{par}$  (фиг. 12.8), където параметърът *par* заема стойности  $\text{par} = 0$  и  $\text{par} = 1$ . S-параметрите се получават в *Probe* с използване на макросите:

$$\begin{aligned} S11 &= 2 * V(1) @ 1 - 1 \\ S12 &= V(1) @ 2 \\ S21 &= V(2) @ 1 \\ S22 &= 2 * V(2) @ 2 - 1 \end{aligned}$$

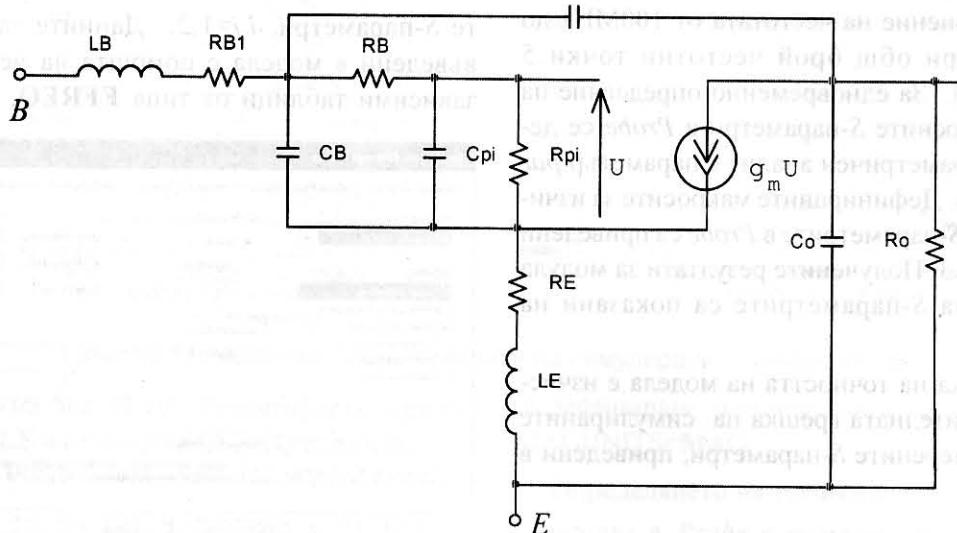
Модулът, фазата, реалната и имагинерна част на параметъра  $S_{11}$  се определят с макросите:

$$\begin{aligned} S11m &= M(S11) \\ S11p &= P(S11) \\ S11r &= R(S11) \\ S11i &= Img(S11) \end{aligned}$$

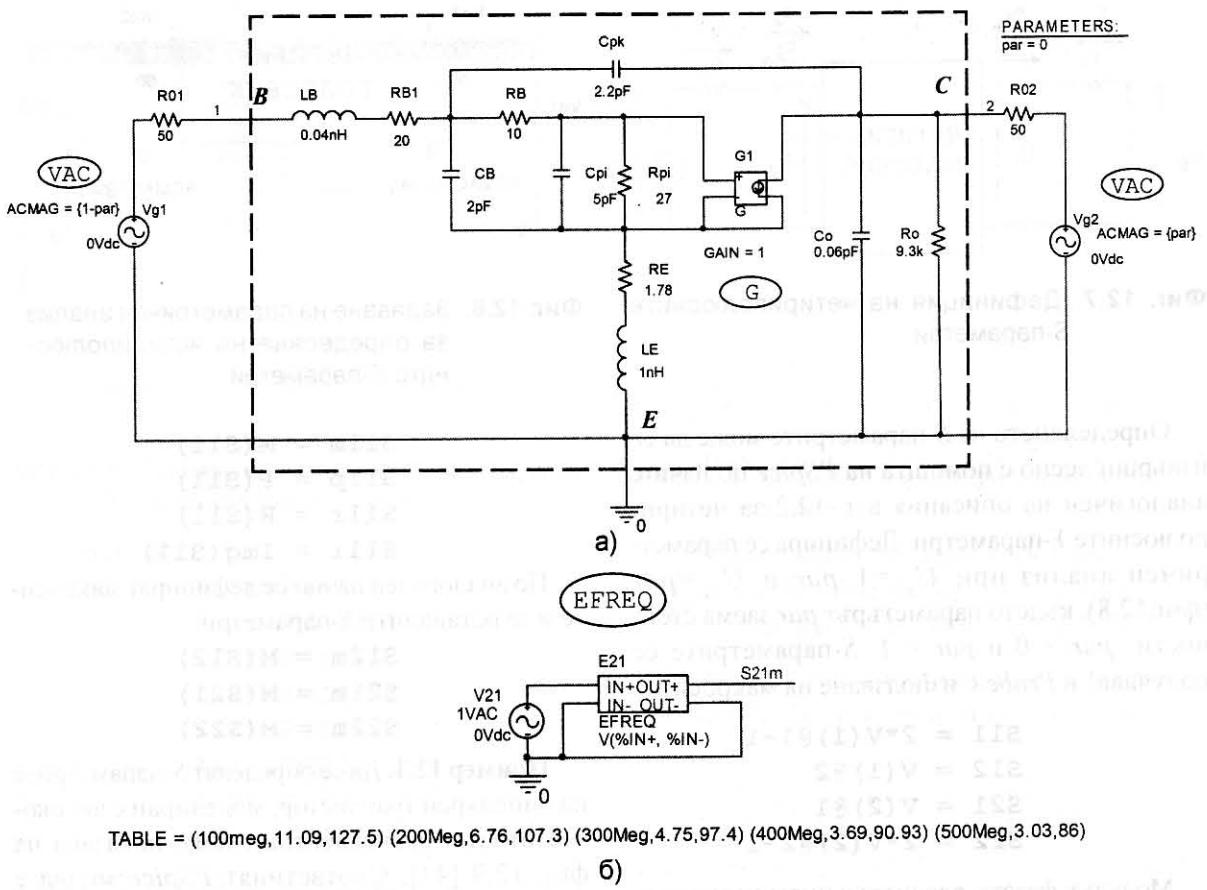
По аналогичен начин се дефинират макросите и за останалите S-параметри:

$$\begin{aligned} S12m &= M(S12) \\ S21m &= M(S21) \\ S22m &= M(S22) \end{aligned}$$

**Пример 12.1.** Да се определят S-параметрите на биполярен транзистор, моделиран с високочестотната еквивалентна схема, показана на фиг. 12.9 [41]. Съответният *PSpice* модел е приведен на фиг. 12.10а. Зависимият източник на ток, управляван по напрежение G1 е от тип



**Фиг. 12.9.** Високочестотен модел на биполярен транзистор [41]

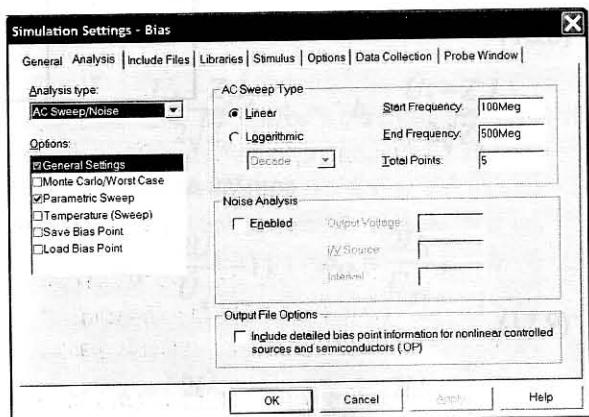


**Фиг. 12.10.** Задаване на параметричен анализ за определяне на четириполюсните S-параметри

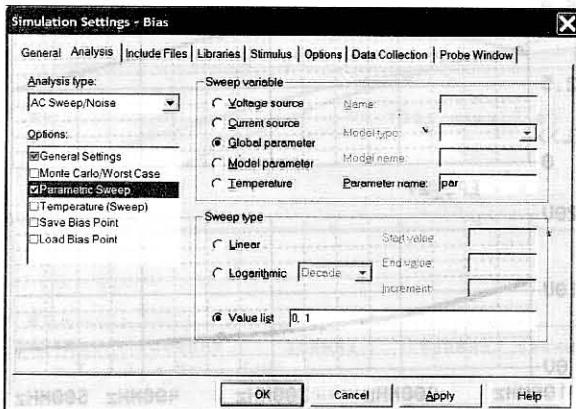
**GVALUE.** Зададен е честотен анализ при линейно изменение на честотата от 100MHz до 500MHz при общ брой честотни точки 5 (фиг. 12.11). За едновременно определяне на четириполюсните S-параметри в *Probe* се дефинира параметричен анализ с параметър *par* (фиг. 12.12). Дефинираните макросите за изчисляване на S-параметрите в *Probe* са приведени на фиг. 12.13. Получените резултати за модула и фазата на S-параметрите са показани на фиг. 12.14.

За оценка на точността на модела е изчислена относителната грешка на симулираните спрямо измерените S-параметри, приведени в [41].

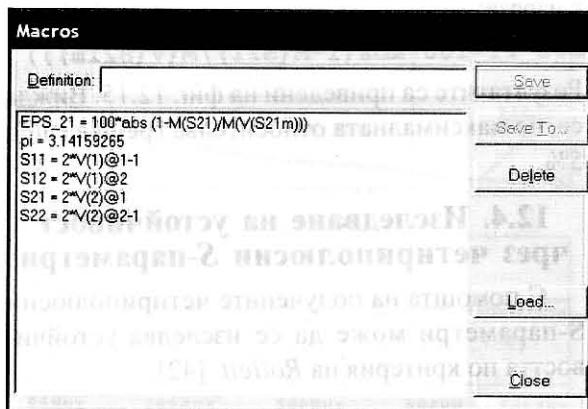
$$\varepsilon_{Sij} = 100 \cdot \left| \frac{S_{ij}^m - S_{ij}}{S_{ij}^m} \right|, \quad (12.10)$$



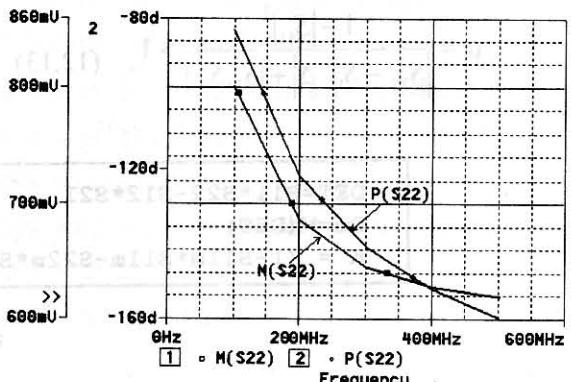
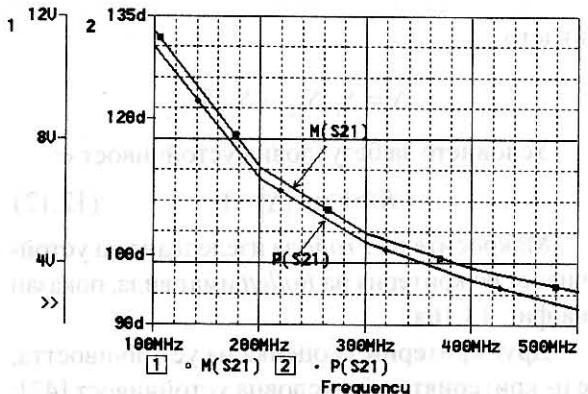
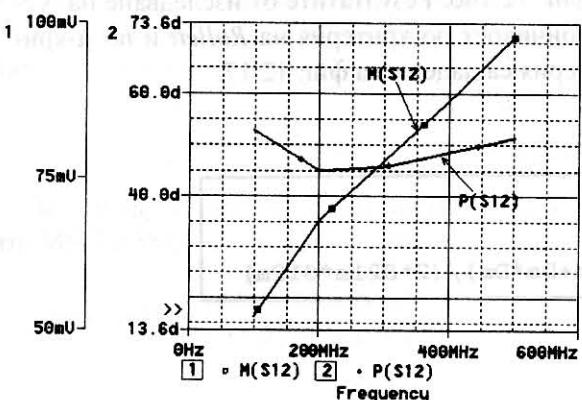
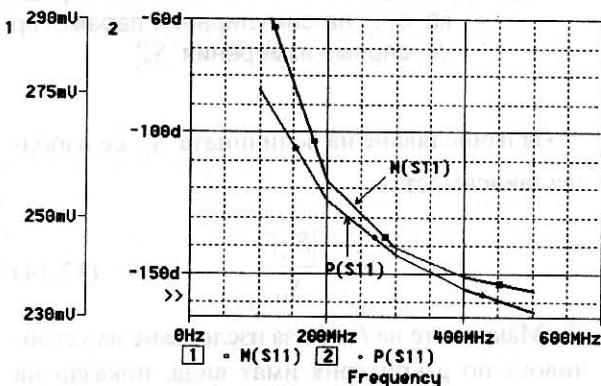
**Фиг.12.11.** Задание за анализ в честотна област



**Фиг.12.12.** Дефиниране на параметричен анализ с параметър *par*



**Фиг.12.13.** Дефиниране на макроси за изчисляване на S-параметрите в *Probe*



**Фиг.12.14.** Честотни характеристики на симулираните S-параметри

показано на фиг. 12.106. Редактират се атрибутът **TABLE** на елемента **EFREQ** във вида:  
**(честота1, модул1, фаза1)(честота2, модул2, фаза2)**  
...  
**(100meg,11.09,127.5) (200Meg,6.76,107.3)**  
**(300Meg,4.75,97.4) (400Meg,3.69,90.93)**  
**(500Meg,3.03,86)**

За дефиниране чрез модул се задава атрибутът **MAGUNITS=MAG**

Определянето на грешките  $\epsilon_{Sij}$ ,  $i,j=1,2$ , се извършва в *Probe* с помощта на съответни макроси. Например, грешката  $\epsilon_{S21}$  се определя

с израза:

$$\text{EPS\_21} = 100 * \text{abs}(1 - M(S21) / M(V(S21m)))$$

Резултатите са приведени на фиг. 12.15. Вижда се, че максималната относителна грешка е под 5%.

#### 12.4. Изследване на устойчивост чрез четириполюсни S-параметри

С помощта на получените четириполюсни S-параметри може да се изследва устойчивостта по критерия на *Rollett* [42]:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}||S_{21}|}, \quad (12.11)$$

където

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}.$$

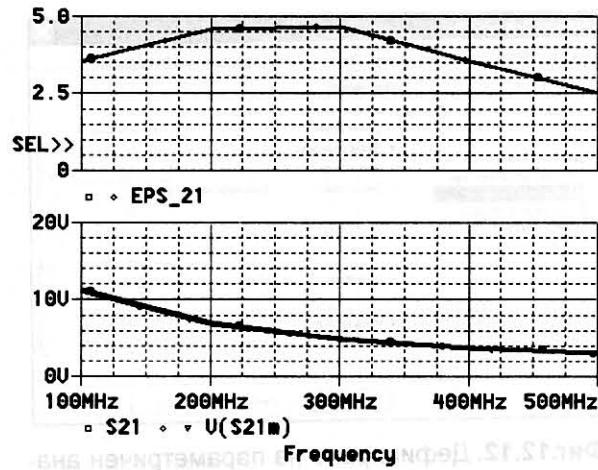
Условието за безусловна устойчивост е:

$$K > 1 \text{ и } |\Delta| < 1 \quad (12.12)$$

Макросите на *Probe* за изследване на устойчивост по критерия на *Rollett* имат вида, показан на фиг. 13.16а.

Друг критерий за оценка на устойчивостта, е  $\mu$ -критерият за безусловна устойчивост [42]:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1. \quad (12.13)$$



**Фиг.12.15.** Определяне на относителната грешка  $\varepsilon_{S21}$  на симулирания параметър  $S_{21}$  спрямо измерения  $S_{21}^m$

За изчисляване на величината  $S_{11}^*$  се използва зависимостта:

$$S_{11}^* = \frac{|S_{11}|^2}{S_{11}}. \quad (12.14)$$

Макросите на *Probe* за изследване на устойчивост по  $\mu$ -критерия имат вида, показан на фиг. 12.16б. Резултатите от изследване на устойчивост по критерия на *Rollett* и по  $\mu$ -критериия са дадени на фиг. 12.17.

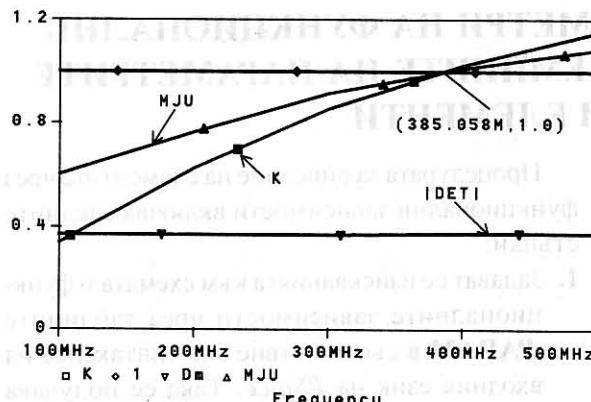
```
DET=S11*S22-S12*S21
Dm=M(DET)
K = (1-S11m*S11m-S22m*S22m+Dm*Dm) / (2*S21m*S12m)
```

a)

```
S11zv=S11m*S11m/S11
MJU=(1-S11m*S11m) / (M(S22-S11zv*DET)+S21m*S12m)
```

б)

**Фиг.12.16.** Макроси на *Probe* за изследване на устойчивост (а) по критерия на *Rollett* и (б) по  $\mu$ -критерия



**Фиг.12.17.** Резултати от изследване на устойчивост по критерия на Rollett и по  $\mu$ -критерия

Други важни схемни характеристики, определени чрез  $S$ -параметри, са:

- Коефициент на усиливане  $MAG$  (*Maximum Available Gain*), дефиниран за устойчив четириполюсник ( $K > 1$ )

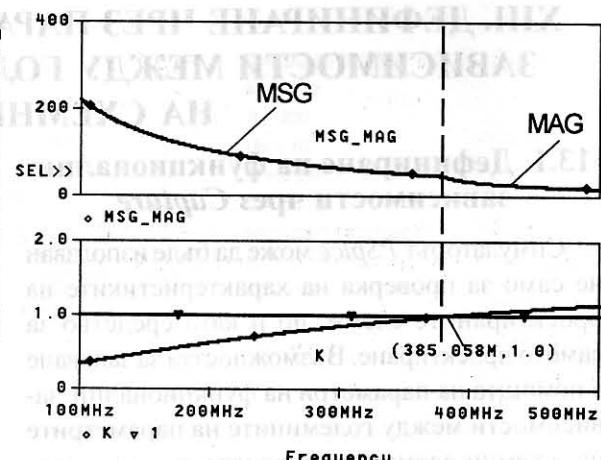
$$MAG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right). \quad (12.15)$$

- Коефициент на усиливане  $MSG$  (*Maximum Stable Gain*), дефиниран за потенциално неустойчив четириполюсник ( $K < 1$ )

$$MSG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|. \quad (12.16)$$

За едновременна визуализация на функциите  $MSG$  и  $MAG$  се съставя функцията

$$MSG\_MAG = \begin{cases} MSG & \text{при } K < 1 \\ MAG & \text{при } K \geq 1 \end{cases}$$



**Фиг.12.18.** Коефициенти на усиливане  $MSG$  и  $MAG$

$MSG\_MAG$  се изчислява чрез израза:

$$MSG\_MAG = MSG \cdot (1 - ena) + MAG \cdot ena$$

където

$$ena = \begin{cases} 0 & \text{при } K < 1 \\ 1 & \text{при } K \geq 1 \end{cases}.$$

Величините  $MSG$ ,  $MAG$  и  $MSG\_MAG$  се дефинират чрез макросите:

$$MAG = M(S21/S12) * (K - \sqrt{K*K - 1})$$

$$MSG = M(S21/S12)$$

$$ENA = (\text{sign}(K-1) + 1) / 2$$

$$MSG\_MAG = MSG * (1 - ENA) + MAG * ENA$$

$$MAG = (S21m/S12m) * (K - \sqrt{K*K - 1})$$

$$MSG = S21m/S12m$$

## XIII. ДЕФИНИРАНЕ ЧРЕЗ ПАРАМЕТРИ НА ФУНКЦИОНАЛНИ ЗАВИСИМОСТИ МЕЖДУ ГОЛЕМИНИТЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА СХЕМНИ ЕЛЕМЕНТИ

### 13.1. Дефиниране на функционални зависимости чрез *Capture*

Симулаторът *PSpice* може да бъде използван не само за проверка на характеристиките на проектирани схеми, но и като средство за самото проектиране. Възможността за задаване с помощта на параметри на функционални зависимости между големините на параметрите на схемни елементи позволява да се въведат уравненията за проектиране в описанието на схемата. Като пример е разгледана схемата на лентовия филтър от фиг. 13.1. Централната честота  $f_0$ , амплитудата на предаването по напрежение  $H_0$  и ширината на честотната лента  $B$  са съответно [4]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{(R_1 \| R_2) R_3}}, \quad (13.1)$$

$$H_0 = \frac{R_3}{2R_1}, \quad (13.2)$$

$$B = \frac{1}{\pi R_3 C}. \quad (13.3)$$

Нека изискванията към филтъра са следните:

$f_0 = 1 \text{ kHz}$ ,  $H_0 = 10$ ,  $B = 200 \text{ Hz}$ .  
и е избрана стойност  $C_1 = C = 8.2 \text{nF}$  [4].

Тези данни се описват като параметри чрез таблица **.PARAM**, а стойностите на съпротивленията  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  се задават чрез въвеждане в таблицата **.PARAM** на функционалните зависимости:

$$Q = \frac{f_0}{B}, \quad (13.4)$$

$$R_3 = \frac{Q}{\pi f_0 C}, \quad (13.5)$$

$$R_1 = \frac{R_3}{2H_0}. \quad (13.6)$$

$$R_2 = \frac{R_3}{4Q^2 - 2H_0}. \quad (13.7)$$

Процедурата за описание на елементите чрез функционални зависимости включва следните стъпки:

1. Задават се изискванията към схемата и функционалните зависимости чрез таблици **.PARAM** в съответствие със синтаксиса на входния език на *PSpice*. Така се получава параметризираното описание на схемните елементи.

За разглеждания пример това описание има вида (фиг. 13.1):

#### PARAMETERS:

|           |                    |
|-----------|--------------------|
| <b>f0</b> | 1kHz               |
| <b>B</b>  | 200                |
| <b>H0</b> | 10                 |
| <b>C</b>  | 8.2nF              |
| <b>Q</b>  | {f0/B}             |
| <b>R3</b> | {Q/(3.14159*f0*C)} |
| <b>R1</b> | {R3/(2*H0)}        |
| <b>R2</b> | {R3/(4*Q*Q-2*H0)}  |
| <b>C1</b> | {C}                |
| <b>C2</b> | {C}                |

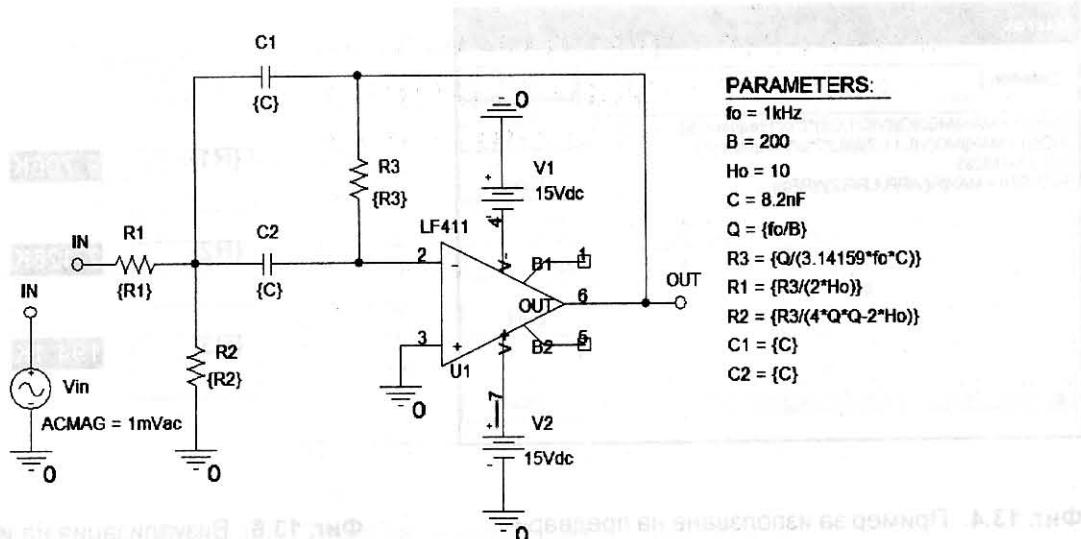
2. Стойностите на елементите, зададени аналитично, се дефинират като параметри.

В резултат се получава чертежът на схемата, показан на фиг. 13.1. Зависимостта за амплитудно-честотната характеристика на коефициента на предаване по напрежение на схемата е показан на фиг. 13.2.

### 13.2. Визуализиране на изчислените стойности на параметрите на схемните елементи

Изчислените чрез *PSpice* стойности на параметрите на елементите, описани чрез функционални зависимости, могат да бъдат визуализирани по различни начини в *Capture* и *Probe*:

1. Чрез използване на **предварително дефинирани макроси с параметър** в *Probe*. Те служат за изчисление на стойностите на параметрите на елементи тип *R*, *L* и *C* на база на съответните им напрежения и токове:



Фиг. 13.1. Въвеждане на уравненията за проектиране в описанието на схемата

$$R = \operatorname{Re} \left[ \frac{\dot{U}_R}{\dot{I}_R} \right], \quad C = \operatorname{Im} \left[ \frac{\dot{I}_C}{2\pi f \dot{U}_C} \right], \quad (13.8)$$

$$L = \operatorname{Im} \left[ \frac{\dot{U}_L}{2\pi f \dot{I}_L} \right].$$

Зависимостите (13.8) са оформени във вид на макроси, показани на фиг. 13.3. Тези макроси се записват в списъка на макросите чрез **Trace/Macros** (фиг. 13.4).

Ако потребителят желае да изведе чрез *Probe* стойността на съпротивлението  $R_1$ , достатъчно е да запише в полето на менюто **Trace/Evaluate Measurement...** макроса:

**RES (R1)**

За извеждане на стойността на капацитета  $C_1$  се записва:

**CAP (C1)**

за съпротивление на резистор:

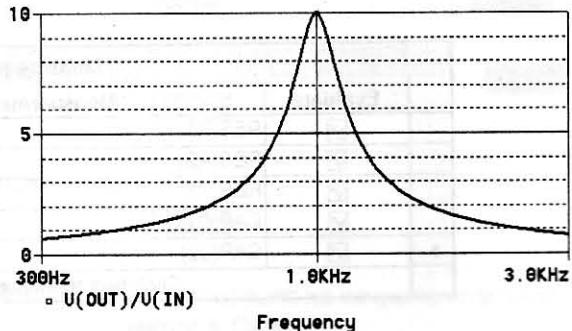
**RES (RR) = MAX(R(V(RR:1, RR:2) I (RR)))**

за капацитет на кондензатор:

**CAP (C) = MAX(IMG(I(C) / (V(C:1, C:2) \* 2\*pi\*Frequency)))**

за индуктивност на бобина:

**IND (L) = MAX(IMG(V(L:1, L:2) / (I(L) \* 2\*pi\*Frequency)))**

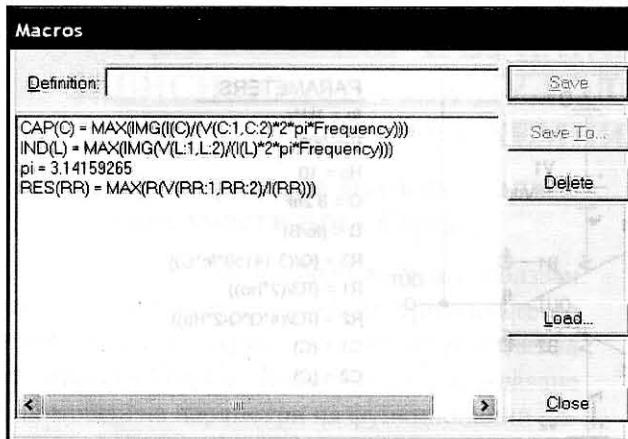


Фиг. 13.2. Амплитудно-частотна характеристика на коефициента на предаване по напрежение на схемата от фиг. 13.1

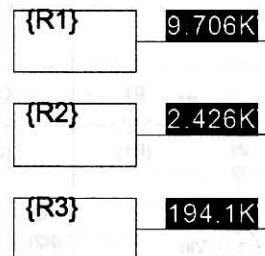
По аналогичен начин се определят параметрите и на останалите схемни елементи  $R_2$ ,  $R_3$  и  $C_2$ . Резултатите се визуализират във вида, показан на фиг. 13.5.

2. Чрез представяне на стойността на параметра във вид на възлов потенциал по

Фиг. 13.3. Предварително дефинирани макроси за изчисляване в *Probe* на параметрите на схемни елементи



**Фиг. 13.4.** Пример за използване на предварително дефинирани макроси в *Probe*



**Фиг. 13.6.** Визуализация на изчислени параметри в *Capture*

| Measurement Results                 |             |            |
|-------------------------------------|-------------|------------|
| Evaluate                            | Measurement | Value      |
| <input checked="" type="checkbox"/> | RES(R1)     | 9.70458k   |
| <input checked="" type="checkbox"/> | RES(R2)     | 2.42614k   |
| <input checked="" type="checkbox"/> | RES(R3)     | 194.09157k |
| <input checked="" type="checkbox"/> | CAP(C1)     | 8.20000n   |
| <input checked="" type="checkbox"/> | CAP(C2)     | 8.20000n   |

Click here to evaluate a new measurement...

**Фиг. 13.5.** Визуализация на стойностите на параметрите  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C_1$  и  $C_2$  в *Probe* с използване на функцията Evaluate Measurement

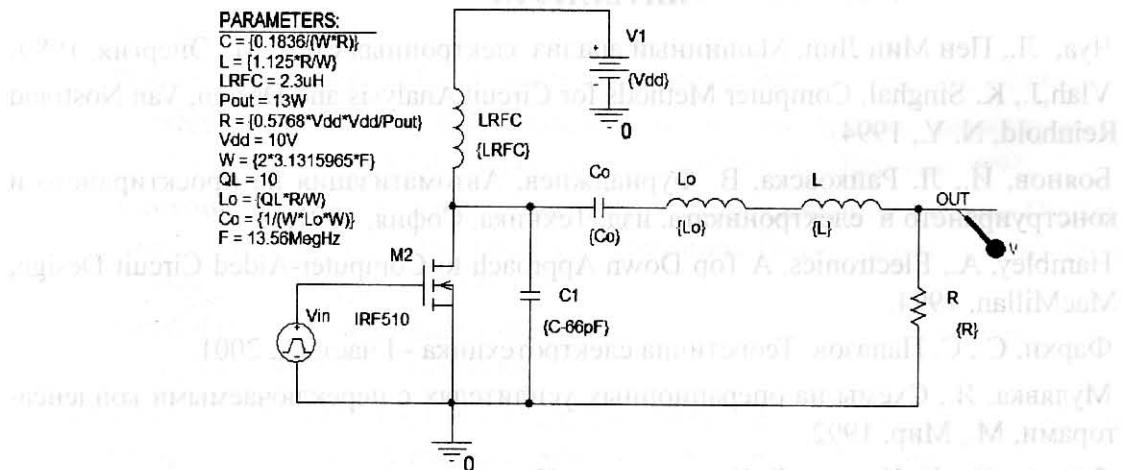
постоянен ток и визуализация в *Capture*. За целта се добавя елементът **ABM** от библиотеката *ABM.lib* (фиг. 13.6). В полето за израз **EXP1** се въвежда името на параметъра във фигурни скоби. При стартиране на симулацията в честотна област се извършва автоматично и еднократен постояннотоков анализ в работната точка. Стойностите на параметрите на елементите се получават като възлови потенциали в постояннотоков режим в съответните възли на **ABM** елементите и се визуализират с бутона **V** (**Enable Bias Voltage Display**). Резултатите са показани на фиг. 13.6.

### 13.3. Задаване на функционални зависимости чрез параметри при проектиране на усилвател на мощност клас Е

Уравненията за проектиране на усилвател на мощност клас *E* (фиг. 13.7) при голяма стойност на индуктивността  $L_{RFC}$  имат вида [45,46]:

$$R = \frac{0.5768V_{dd}^2}{P_{out}}, \quad C = \frac{0.1836}{\omega R}, \quad (13.9)$$

$$L = \frac{1.125R}{\omega}, \quad L_o = \frac{Q_o R}{\omega}, \quad C_o = \frac{1}{\omega^2 L_o}.$$



Фиг. 13.7. Схема на усилвател на мощност клас Е

Входни параметри са: захранващото напрежение  $V_{dd}$ , честотата  $f$ , изходната мощност  $P_{out}$ , качественияят фактор  $Q_L$ . За примера са зададени следните входни данни:

$$V_{dd} = 10V, f = 13.56MHz, L_{RFC} = 2.3\mu H, Q_L = 10.$$

На входа се задават правоъгълни импулси с честота  $f$  и коефициент на запълване 0.5 с помощта на независим източник на напрежение тип VPULSE.

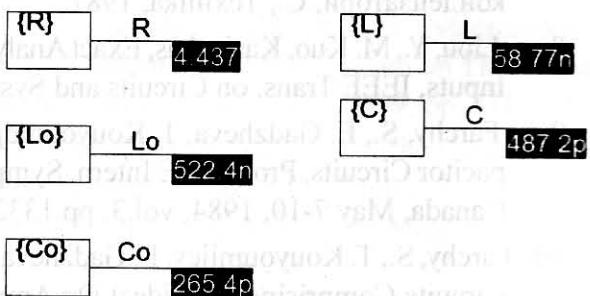
Задават се функционалните зависимости чрез табличите .PARAM в съответствие със синтаксиса на входния език на PSpice. Така се получава параметризираното описание на схемните елементи:

**PARAMETERS:**

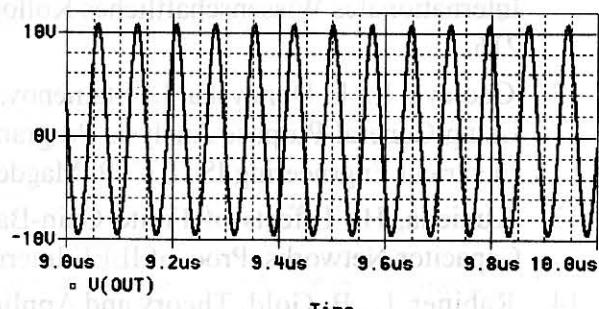
|      |                       |
|------|-----------------------|
| Vdd  | 10V                   |
| Pout | 13W                   |
| F    | 13.56MHz              |
| LRFC | 2.3μH                 |
| QL   | 10                    |
| W    | {2*3.1315965*F}       |
| R    | {0.5768*Vdd*Vdd/Pout} |
| L    | {1.125*R/W}           |
| C    | {0.1836/(W*R)}        |
| Lo   | {QL*R/W}              |
| Co   | {1/(W*Lo*W)}          |

В резултат се получава чертежът на схемата, показан на фиг. 13.7. Капацитетът на кондензатора  $C_1$  се определя от  $C_1 = C - C_{1tr}$ , където  $C_{1tr} = C_{oss} - C_{rss}$ .

$C_{oss}$  е изходният капацитет на транзистора,



Фиг. 13.8. Визуализация на изчислените параметри в Capture



Фиг. 13.9. Изходно напрежение  $V_{out}$

$C_{rss}$  е капацитетът на обратно предаване. За транзистора IRF510 имаме  $C_{oss} = 81pF$ ,  $C_{rss} = 15pF$  и  $C_{1tr} = 66pF$ .

Стойностите на елементите са дефинирани като параметри. Те се извеждат на екрана в Capture чрез елементи ABM (фиг. 13.8). Резултатът от анализа в областта на времето за  $u_{out}(t)$  е показан на фиг. 13.9.