



ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - СОФИЯ

Михаил Христов Анчев

СИЛОВИ ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА

София
2008

Док. д-р инж. Михаил Христов Анчев

СИЛОВИ ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА

Учебник за студенти от Технически Университет - София

София
2007

ВЪВЕДЕНИЕ

Настоящият учебник е предназначен за студенти бакалавърска степен от специализация „Силова електроника“ на Факултета по електронна техника и технологии на Технически Университет - София, изучаващи учебната дисциплина „Силови електронни устройства“. Той може да се използва и от студенти магистърска степен на същия факултет, изучаващи учебната дисциплина „Електронни енергийни преобразуватели“.

Подреждането на материала по глави следва историческото развитие на силовите електронни устройства и е съобразено с електротехническата теория на дуалността.

Глава 1 – започва с разглеждане на звездически инвертори, чиято теория се явява продължение на тази при управляемите транзисторни токонизправители. Разглеждат се и двупосочни транзисторни преобразуватели.

В следващите глави е отделено внимание на разполите се впоследствие независими инвертори:

Глава 2 – инвертори на ток;

Глава 3 – инвертори на напрежение;

Глава 4 – инвертори със Z – източник;

Глава 5 – резонансни инвертори.

Развитието на силовите полупроводникови прибори, методите и средствата за израждане на системите за управление способства за повишаване енергийната ефективност на съхраняните към захранващата електрическа мрежа силови електронни устройства. В следващите глави се разглеждат:

Глава 6 – матрични преобразуватели;

Глава 7 – активни силови филтри.

Включчените в учебника въпроси го правят подходящ и за студенти и специалисти, работещи в близки до силовата електроника области – електротехника, електроенергетика, електрически машини и апарати, електрически транспорт, автоматизация на електrozадвижванията и др.

Развитието на науката и техниката е не само неразделна част от развитието на човешката цивилизация, но в голяма степен обуславя нейния прогрес. Непрекъснато ставаме свидетели на все по-значими постижения при използването на природните ресурси, в космическото дело, в транспорта. Бурно развитие в последно време получават информационните и комуникационни технологии, свързани с възможности за обработка на големи количества информация с висока скорост и пренасянето ѝ на разстояние на Земята и в Космоса. Едновременно с това се наблюдават процеси на развитие в областта на материалознанието, свързани и с нови технологии за обработка. Изключително значими са постиженията при използването на съвременни компютърни, комуникационни и електронни технологии в областта на медицината. Функционирането на техническите средства и устройства в изброяните области на този етап от развитието на човечеството е немислим без използване на електрическа енергия. Процесите на получаването ѝ, нейното преобразуване, пренасяне на разстояние, съхраняване и равнонаселено използване, пренасяне на електрическа или друг вид енергия при определено качество, а понякога и непрекъсваемост, са свързани с непрекъснати изследвания и усъвършенстване. Съществена роля в тези процеси имат силовите електронни устройства, без които те са невъзможни. Това са комплексни технически изделия, състоящи се най-общо от силова схема на базата на силови полупроводникови прибори и система за управление и регулиране на определени техни параметри. Развитието на нови полупроводникови материали и технологии за производство доведе до създаването на нови силови прибори, а прогресът в областта на информационните и комуникационни технологии – до нови възможности при реализацията на системите за управление. За успешна работа при създаването и експлоатацията на силовите електронни устройства се изисква значителен обем познания в различни области на техниката, което е свързано със сериозни усилия при подготовката и реализацията на специалистите в тази област, удоволствието и довдовлетворението от работата в която е голямо.

СЪДЪРЖАНИЕ

Глава 1 Зависими инвертори	5
1.1 Общи сведения	5
1.2 Тиристорни зависимости инвертори	5
1.3 Двупосочни транзисторни преобразуватели	14
Глава 2 Инвертори на ток	21
2.1 Общи сведения	21
2.2 Еднофазни инвертори на ток	21
2.3 Трифазни инвертори на ток	34
2.4 Инвертори на ток с модулация на няколко нива	38
2.5 Системи за управление на инверторите на ток	43
Глава 3 Инвертори на напрежение	55
3.1 Общи сведения	57
3.2 Еднофазни инвертори на напрежение	57
3.3 Трифазни инвертори на напрежение	85
3.4 Използване на силовите прибори при инвертори на напрежение	125
3.5 Филтриране на изходното напрежение при инверторите на напрежение	128
3.6 “Пусто(мъртво)” време при инверторите на напрежение	135
3.7 Конструктивни особености и защитни елементи при инверторите на напрежение	138
3.8 Системи за управление на инверторите на напрежение	143
Глава 4 Инвертори със Z-източник	158
4.1 Общи сведения	158
4.2 Трифазен инвертор със Z-източник	158
4.3 Пространствено-векторна широчинно-импулсна модулация при трифазен инвертор със Z-източник	161
4.4 Синусоидална широчинно-импулсна модулация при трифазен инвертор със Z-източник	165
Глава 5 Резонансни инвертори	167
5.1 Общи сведения	167
5.2 Тиристорни резонансни инвертори	167
5.3 Транзисторни резонансни инвертори	184
5.4 Системи за управление на резонансните инвертори	195
Глава 6 Матрични преобразуватели	200
6.1 Общи сведения	200
6.2 Основни схеми и зависимости	200
Глава 7 Активни силови филтри	207
7.1 Общи сведения	207
7.2 Паралелни активни силови филтри	207
7.3 Последователни активни силови филтри	219
Литература	224

ГЛАВА 1. ЗАВИСИМИ ИНВЕРТОРИ

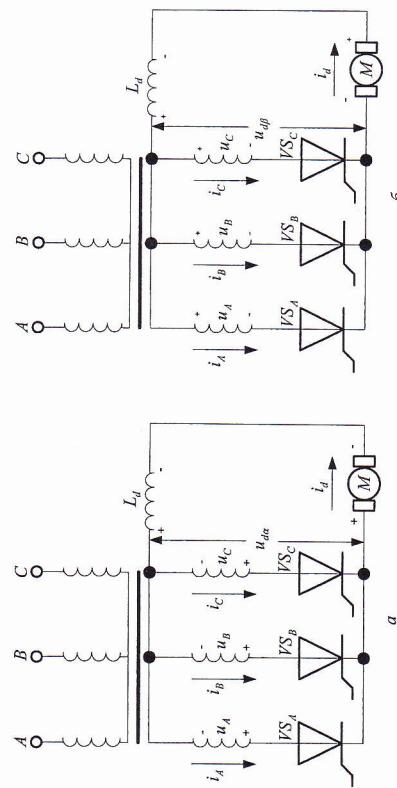
1.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

Зависимите инвертори са преобразуватели на постояннотокова в променливотокова електрическа енергия. Работата им е свързана с наличието на захранваща променливотокова мрежа, към която инверторът отдава променливотоковата мощност. При това се предполага, че към същата мрежа има включени други генератори, чиято мощност е много по-голяма от мощността на инвертора. Поради това честотата на изходното напрежение на инвертора се задава от честотата на променливотоковата мрежа, откъдето идва и наименованието на инверторите – зависими. Тези преобразуватели могат да работят и в токоизправителен режим, при което променливотоковата мощност от захранващата мрежа се отдава като постояннотокова в товара. Типично пример за това е постояннотоковото електроиздвижване. В двигателен режим за електрическата машина преобразувателят работи като токоизправител и енергията постъпва от захранващата мрежа, преобразува се в постояннотокова и в механична. В генераторен режим за машината механичната енергия, преобразувана като постояннотокова от нея, посредством преобразувателя, работещ като зависим инвертор, постъпва в захранващата мрежа и може да се използва от други консуматори.

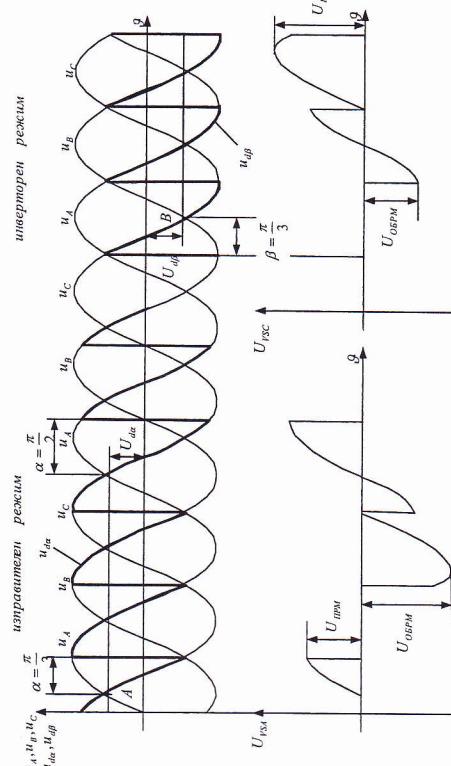
1.2. ТИРИСТОРНИ ЗАВИСИМИ ИНВЕРТОРИ

В режим на зависимости инвертори могат да работят тиристорните управляеми токоизправители. За целта в изхода им трябва да бъде включен постоянно-токов източник с полярност противоположна на тази в режим на изправяне. Освен това да се осигури провеждане на тиристорите в полуperiодите на захранващите напрежения с противоположна полярност на полуperiодите, в които те провеждат в токоизправителен режим. За изясняване принципа на действие се използва трифазният единполупериоден управляем токоизправител, чиято принципна схема е показана на фиг.1.1 в двата режима на работа. Използва се известна идеализация на условията – пристема се безгранично голяма стойност на индуктивността в постояннотоковата страна I_d и се пренебрегват явленията на комутация. Фиг.1.1а съответства на токоизправителен режим, а фиг.1.1б – на инверторен режим. Съответните времедиаграми, поясняващи действието в двата режима на работа, са показани на фиг.1.2. В токоизправителен режим ъгъльт на регулиране α се отчита надясно от точката на естествена комутация на приборите – т.А за v_{S_A} . Средната стойност на напрежението в

постояннотоковата страна U_{da} е положителна (виж напрежението върху електрическата машина M), а постоянният ток протича през нея в означена посока. Т.е. електрическата машина, работеща в двигателен режим, се явява консуматор на енергия. От друга страна, вземайки предвид означените посоки за всеки от трите фазови токи i_A, i_B, i_C , както и



Фиг. 1.1. Принципни схеми на трифазен единополуправителен-д и инверторен-б режими



Фиг. 1.2. Временни диаграми, поясняващи действието в двета режими от фиг. 1.1

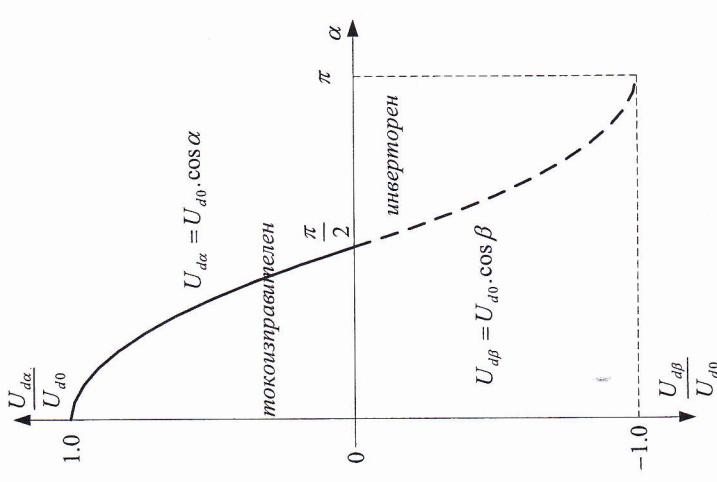
поларността на фазовите напрежения се вижда, че източник на електрическа енергия е променливотоковата мрежа. Тогава, когато моментната стойност на някое от фазовите напрежения премине нулата в отрицателна посока, напрежението на индуктивността приема показаната на фигураната полярност (стремейки се да поддържа постояннотоковия ток в същата посока) и запасената в индуктивността енергия осигурява поддържане на провежданния тиристор отпушен и в част от отрицателния полуциклид на соответственото фазово напрежение до момента на отпушване на следващия.

В инверторен режим на работа ѝгълът на подаване на управляващите импулси β се отчита наляво от трансисторния на π момент на естествена комутация на приборите – т.в за VS_c . Поради това този ѝгъл се нарича ѝгъл на изпреварване. Времендиаграмата на изходното напрежение u_{dp} е показана при същата стойност на ѝгъла на регулиране $\beta = \frac{\pi}{3}$, както и в токоправителен режим – $\alpha = \frac{\pi}{3}$. От казаното и от фиг. 1.2 се вижда, че между ѝгълите на регулиране в токоправителен и в инверторен режим съществува взаимна връзка:

$$(1.1) \quad \alpha + \beta = \pi$$

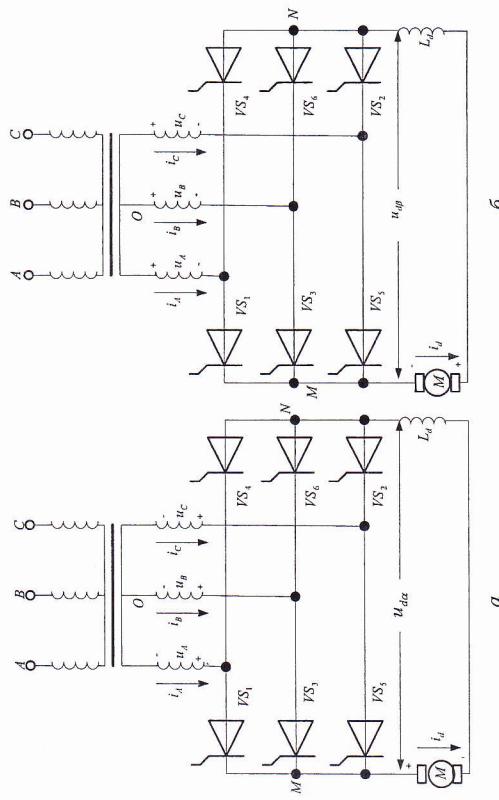
Средната стойност на напрежението в постояннотоковата страна е отрицателна (виж напрежението върху електрическата машина M), а постояннотоковият ток протича през нея в означената посока. Това означава, че електрическата машина, работеща в генераторен режим, се явява източник на енергия. Консуматорът на тази енергия е електрическата мрежа, т.к. при означената посока на токовете през фазите полярността на фазовите напрежения е противоположна на тази от фиг. 1.1а. Наличието на индуктивността L_d позволява провежданият тиристор да остане отпушен и след момента, в който моментната стойност на съответното фазово напрежение става по-отрицателна от напрежението на генератора M . Тогава напрежението върху нея има показаната на фиг. 1.1б полярност, поддържайки тока в същата посока. На фиг. 1.2 са показвани времендиаграмите на напрежението върху тиристора VS_d в токоправителен и VS_c в инверторен режим. Осцилограмата на напрежението върху тиристора в инверторен режим може да се получи от тази в токоправителен като се направи отгедланият ѝ образ спрямо абсцисната, а след това и спрямо ординатната ос. От тази осцилограма се вижда, че обратно напрежение върху тиристора се прилага само за време, съответстващо на ѝгъла на изпреварване β , което ограничава неговата минимална стойност, за да могат тиристорите да се възстановяват.

На фиг.1.3 са показани регулировъчните характеристики в двата режима на работа, като са приведени и съответстващите им изрази при предположение за безкрайно голяма стойност на индуктивността L_d .



Фиг.1.3. Регулировъчни характеристики в токонизправителен и инверторен режим

Трифазната тиристорна мостова схема е показана на фиг.1.4, като на фиг.1.5 са показани времедиаграмите на изходното напрежение в токонизправителен и инверторен режими при равни стойности на α и β . Отново се предполага безкрайно голяма стойност на индуктивността в постояннотоковата страна L_d , но са отчетени и явленията на комутация на тока между тиристорите. От означенията на схемата в токонизправителен режим – фиг.1.4а се вижда, че през по-голямата част



Фиг.1.4. Принципни схеми на трифазен мостов управляван токонизправител за работа в токонизправителен-а и инверторен-б режим

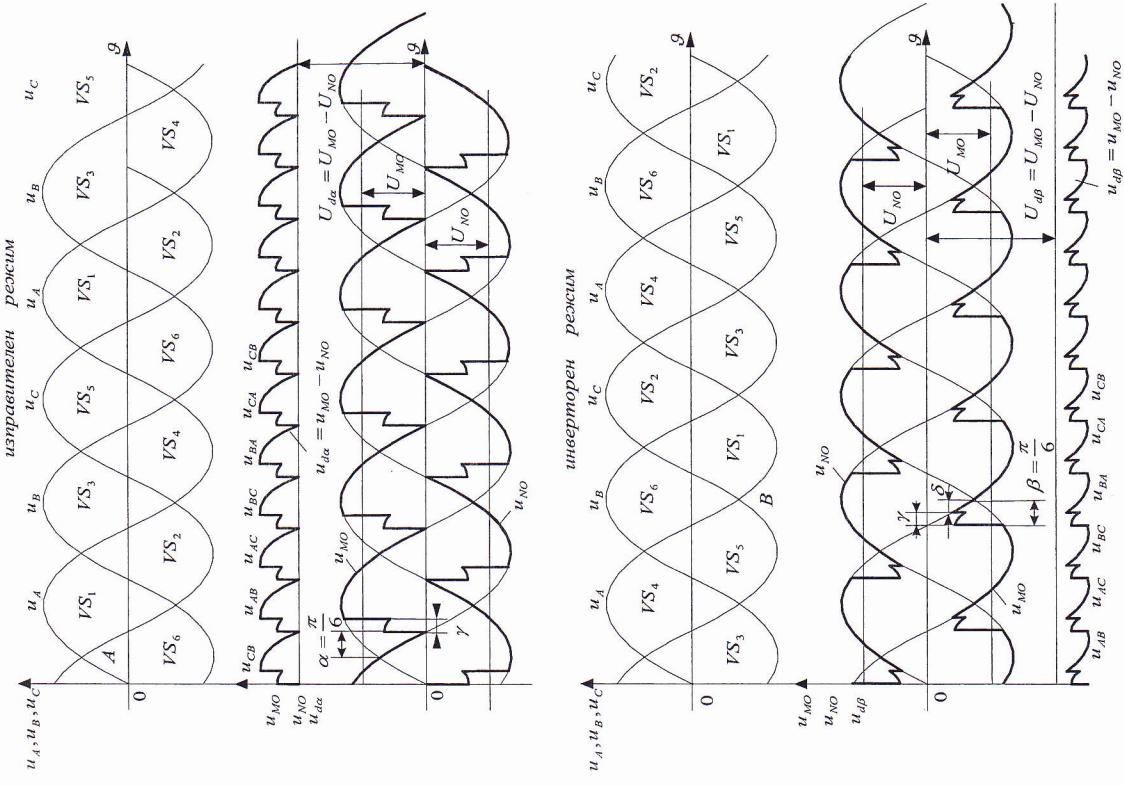
на периода на всяко фазово напрежение посоката му съвпада с тази на съответния фазов ток, т.е. захранващата мрежа се явява източник на електрическа енергия. Условно са показани знаците на фазовите напрежения през положителните им полупериоди, в по-голямата част на които провеждат тиристорите с нечетни номера VS_1, VS_3, VS_5 . Консуматор е електрическата машина, работеща в двигателен режим. По същия начин от означенията на схемата в инверторен режим – фиг.1.4б се вижда, че през по-голямата част на периода на фазовите напрежения посоките им са противоположни на посоките на съответните им фазови токове, т.е. захранващата мрежа се явява консуматор на електрическа енергия. Условно са показани знаците на фазовите напрежения през

отрицателните им полупериоди, в по-голямата част на които провеждат отново тиристорите с нечетни номера VS_1, VS_3, VS_5 . Източник на енергия е електрическата машина, работеща в генераторен режим. Нейното напрежение е причина за запазване посоката на тока в изходната верига и през фазите така, както се вижда от сравнението между двете схеми. При осцилограмите от фиг. 1.5 умишлено са избрани равни стойности на юглите α и β , за да се подчертава влиянието на явленията на комутация, дължащи се на индуктивността на разсейване на захранващия трансформатор, върху режимите на работа [6, 7, 12]. И в двата режима върху осцилограмите на фазовите напрежения са означени тиристорите, които провеждат в съответните им интервали. Мостовата схема е разгледана като съставена от две трифазни единополупериодни схеми. Първата от тях включва тиристорите с нечетни номера VS_1, VS_3, VS_5 и изходното ѝ напрежение се явява между т.М и т.О, а втората – тиристорите с четни номера VS_2, VS_4, VS_6 и изходното ѝ напрежение се явява между т.Н и т.О. Разликата между моментните стойности на изходните напрежения на двата единополупериодни токоизправители представлява изходното напрежение на трифазната мостова схема. При сравнение на времедиаграмите както на изходните напрежения на двете единополупериодни схеми, така и на мостовата схема, в токоизправителен и инверторен режим се вижда, че е нарушен определеността и спрямо двете оси на координатната система. Таки определеност щеше да бъде налице, ако бяха преенбернати явленията на комутация така, както бе направено при фиг. 1.2.

В токоизправителен режим например при $\alpha = \frac{\pi}{6}$ предният тиристор VS_1 , получава управляващ импулс, следва интервал на комутация, чито ъгъл е означен с γ и едва след това изходното напрежение става равно на съответното линейно. Същото се отнася и за инверторен режим при $\beta = \frac{\pi}{6}$, но последващият интервал на комутация е причина за промяна във формата на изходното напрежение, вследствие на която времедиаграмите в токоизправителен и инверторен режим нямат прилика помежду си. Особено важно е да се отбележки, че времето за възстановяване на тиристорите се определя не от ъгъла β , както бе на фиг. 1.2, а от разликата между юглите на изпреварване и комутация, означена с δ .

$$(1.2) \quad \delta = \beta - \gamma$$

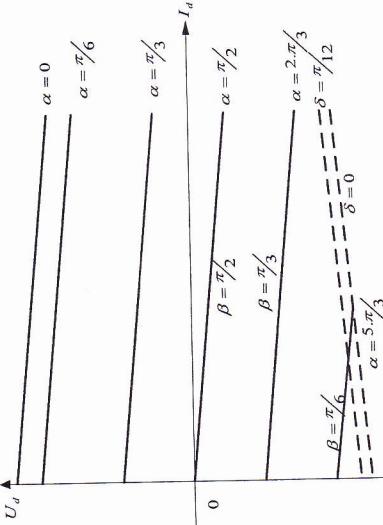
Известно е, че при нарастване на изходния ток I_d Ѹгълът на комутация нараства [6].



Фиг. 1.5. Времедиаграми, поясняващи действието в двата режима от фиг. 1.4

От (1.2) се вижда, че при това ще намалява времето за възстановяване на тристорите на зависимия инвертор, с опасност за срив на инвертори и попадане в аварийен режим. Времето за възстановяване намалява и с намаляване на ъгъла на изпреварване β . Това обаче е свързано с нарастване на стойността на изходното напрежение на инвертора. Следователно колкото по-малка е стойността на ъгъла на изпреварване, толкова по-малка е допустимата стойност на изходния ток на инвертора. Зависимостта на изходното напрежение на зависимия инвертор от изходния ток при $\delta = \text{const}$ представлява ограничителна характеристика на зависимия инвертор.

На фиг.1.6 са показани зависимости между напрежението и тока от постояннотоковата страна на трифазната мостова схема в двата режима на работа.



Фиг.1.6. Зависимости между напрежението и тока от постояннотоковата страна на трифазната мостова схема в двата режими на работа

При работа в токоизправителен режим зависимостите на постоянното напрежение от постояннотоковата страна на мостовата схема и токовете на токоизправителя. Те са падащи, т.к. индуктивният пад на напрежение намалява стойността на U_d [6]. При работа в режим на зависимия инвертор зависимостите на постояннотоковата страна на мостовата схема и токовете на токоизправителя са пропорционални на напрежението на инвертора. Тези зависимости са представени на фиг.1.5, като се види каква част от изходното напрежение се губи от или добавя към стойността му. С пунктир са представени и две ограничителни характеристики при различни стойности на ъгъла δ . Може да се покаже, че всяка ограничителна характеристика

представлява огледален образ на съответната изходна характеристика на токоизправителя при ъгъл на регулиране, равен на δ [16]. Съществен е въпросът за изменението на фактора на мощност на тристорните зависими инвертори при регулиране. Както е известно [2], факторът на мощност на управляемите токоизправители се определя спрямо зависимостта:

$$(1.3) \quad K_p = \frac{P}{S} = \nu \cdot \cos \varphi$$

където P и S са активната и пълна мощност от захранващата мрежа.

Кофициентът на изкривяване на формата на тока от мрежата ν е:

$$(1.4) \quad \nu = \frac{I_1}{I}$$

където I и I_1 са ефективните стойности на тока от мрежата и на първата му хармонична. Кофициентът на дефазиране $\cos \varphi$ се определя от дефазирането φ между изходното напрежение и първата хармонична на тока от мрежата. Известно е също, че факторът на мощност на управляемите тристорни токоизправители намалява при регулиране основно поради увеличаването на φ . Аналогично са и зависимостите при зависимите инвертори. Ако се проследят посоките на напрежението и токовете при работа в изправителен и инверторен режим от фиг.1.4, то може да се види, че активната мощност е положителна при изправяне и отрицателна при инвертиране. В това се състои и предаването на енергия от постояннотоковата страна към захранващата мрежа. В този случай и стойността на коефициента на дефазиране $\cos \varphi$ е отрицателна.

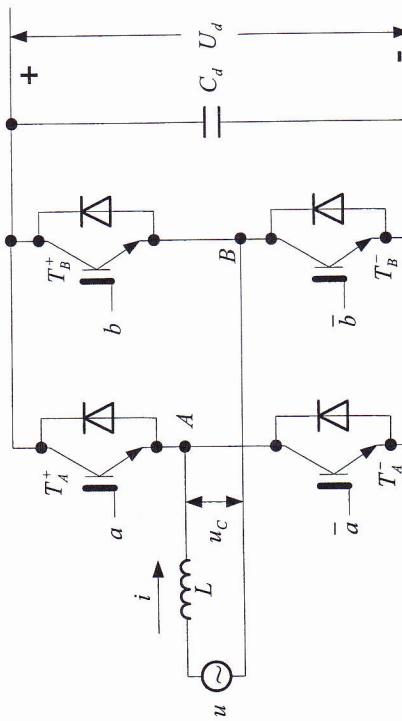
Прието е общата стойността на фактора на мощност да бъде положителна, поради което при определеното му за зависимия инвертор в (1.3) се вземат абсолютните стойности на P и на $\cos \varphi$. При приетото условие за всички фази при зависимия инвертор е подобна на тази при управляемия токоизправител, разбира се дефазирана на друг ъгъл по отношение на съответното фазово напрежение. Поради това може с достатъчна точност да се приеме, че стойността на кофициента на изкривяване на формата на тока в двата режима е приближително една и съща. Ясно е, че ако при управляемите тристорни токоизправители за повишаване фактора на мощност е добре да се работи с малки ъгли на регулиране, то при тристорните зависими инвертори е добре да се работи с малки ъгли на изпреварване. Това обаче, както видяхме, трябва да става при отчитане явленията на комутация и необходимостта от време за възстановяване на тристорите на зависимите инвертори.

Освен при реверсивно постояннотоково електrozадвижване с ресултативно спиране, те се използват и в системите за високоволтово постояннотоково пренасяне на електроенергия.

1.3. ДВУПОСОЧНИ ТРАНЗИСТОРНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ

Както стана ясно при разглеждането на тиристорните зависимости инвертори, факторът им на мощност зависи от въгъла на изпърварване и намалява при неговото увеличаване. При това хармоничният състав на тока е влошен поради наличието на индуктивност с голима стойност в постояннотоковата страна. Използването на пълноуправляеми силови прибори открива нови възможности за контролиране потока на електрическа енергия от и към захранващата мрежа. Основната идея при това е така да се синтезира и управлява силовата схема, че независимо от регулирането стойността на мощността, консумирана от или отдавана към променливотоковата захранвача мрежа, факторът на мощност ще остава близък до единица. Следователно в токоизправителен режим токът трябва да бъде синусоидален и във фаза с мрежовото напрежение, а в инверторен режим – синусоидален и в противофаза с него.

На фиг.1.7 е показана силовата схема на еднофазен преобразувател двупосочено предаване на енергия [2].



Фиг. 1.7. Принципна схема на еднофазен двупосочен транзисторен преобразувател
Входната индуктивност L включва и индуктивността на захранващата мрежа, като предназначението ѝ е да намали високочестотните пулсации на тока, свързани с превключването на транзисторите. Като елемент за съхранение на постояннотоковата енергия се използва кондензаторът C_d . Възможно е това да става и в индуктивност, но тези преобразуватели са намерили по - ограничено приложение. Схемата позволява токът от мрежата да следва предварително зададена крива чрез подходящо

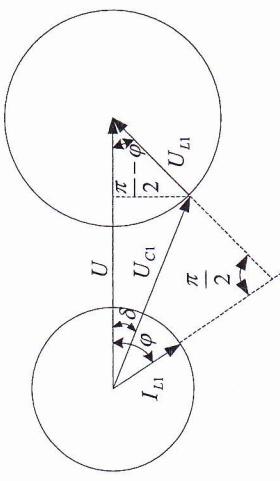
управление на транзисторите. Така например през положителния полупериод на мрежовото напрежение, ако е необходимо токът да нараства, се включват транзисторите T_A^- , T_B^+ , в противен случай – T_A^+ , T_B^- . През отрицателния полупериод първата двойка транзистори се включва за да намале токът, а втората – за да нараства. Отказаното следва, че ако две съседни стойности на тока се сравняват по абсолютна стойност, то и в двета полупериода при включване на T_A^- , T_B^+ токът ще нараства, а при включване на T_A^+ , T_B^- – ще намалява. По този начин може да се следи предварително зададена синусоида за тока от мрежата, като се променя само нейната стойност и дефазирането ѝ спрямо мрежовото напрежение. Във всеки момент от време са изпълнени зависимостите:

$$(1.5) \quad u(t) = u_a(t) + u_c(t); \quad u_L(t) = L \cdot \frac{du(t)}{dt}$$

С u_c е означено напрежението на преобразувателя (конвертора) между т.А и т.В на фиг.1.7.
Ако се приеме, че захранващото напрежение е синусоидално, то за първите хармонични на останалите величини може да се запише:

$$(1.6) \quad U = U_{L1} + U_{C1}; \quad U_{L1} = \omega L I_1$$

Векторната диаграма, съответстваща на (1.6) е показана на фиг.1.8. За базов вектор е пристъпен векторът на напрежението на захранващата мрежа U . Разгледана е индуктивна реакция на преобразувателя по отношение на мрежата, при която токът от нея изостава директно напрежението на π ъгъл φ . Дефазирането между мрежовото напрежение и първата хармонична на напрежението на конвертора U_{C1} е означено с δ . На базата на тази векторна диаграма могат да бъдат съставени изрази за активната и реактивната мощност:



Фиг. 1.8. Векторна диаграма, показваща действието на преобразувателя от фиг.1.7

за включване на даден транзистор провежда той или антипаралелно свързаният му диод.

(1.7) и тъй като от фиг.1.8

$$(1.8) \quad U_{L1} \cos \varphi = \omega L I_1 \cos \varphi = U_{C1} \sin \delta$$

то

$$(1.9) \quad P = \frac{U^2}{\omega L} \left(\frac{U_{C1}}{U} \cdot \sin \delta \right)$$

От друга страна:

$$(1.10) \quad Q = U I_1 \sin \varphi$$

и тъй като

$$(1.11) \quad U_{C1} \cos \delta = U - U_{L1} \sin \varphi = U - \omega L I_1 \sin \delta$$

то

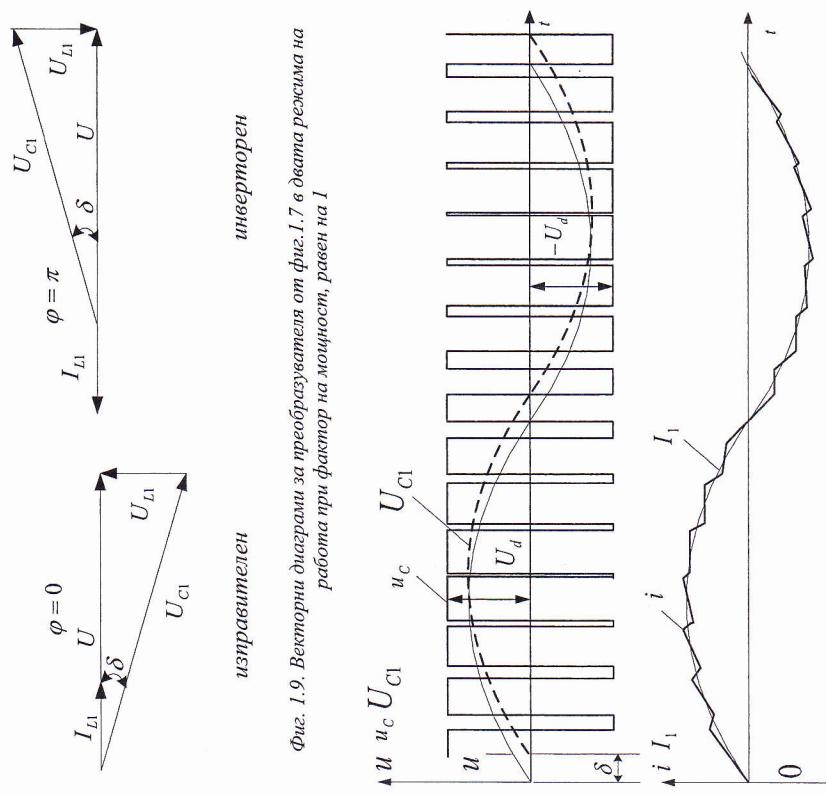
$$(1.12) \quad Q = \frac{U^2}{\omega L} \left(1 - \frac{U_{C1}}{U} \cos \delta \right)$$

Освен това от (1.6) следва:

$$(1.13) \quad I_1 = \frac{U - U_{C1}}{\omega L}$$

Стойността на индуктивността L е фиксирана. От (1.9) и (1.12) се вижда, че при дадена стойност на напрежението на захранващата мрежа U , активната и реактивната мощност могат да се променят чрез изменение на напрежението на входа на конвертора U_{C1} и юъгъла му на дефазиране спрямо мрежовото δ . Като се променя този юъгъл може да се върти векторът на тока от мрежата, като изпреварва или изостава по отношение на нейното напрежение. От фиг.1.8 се вижда, че ако при регулиране на активната и реактивна мощност, както и при промяна потока на мощните от или към захранващата мрежа, е необходимо токът I_1 да се поддържа постоянен, върхът му би описвал окръжност, каквата окръжност би описвал и върхът на вектора на напрежението U_{C1} .

На фиг.1.9 са показани векторните диаграми в изправителен и инверторен режим на работа с фактор на мощност, равен на единица. На фиг.1.10 са показани времедиаграмите на напрежението и токовете в схемата от фиг.1.7 при работа в изправителен режим с фактор на мощност, равен на единица. Вижда се изменението на тока от мрежата около предварително зададената синусонда посредством превключване на силовите прибори. Напрежението на входа между т.А и т.В в определени моменти става равно на постоянно напрежение U_d с различен знак. В зависимост от посоката на тока при подаване на импулс

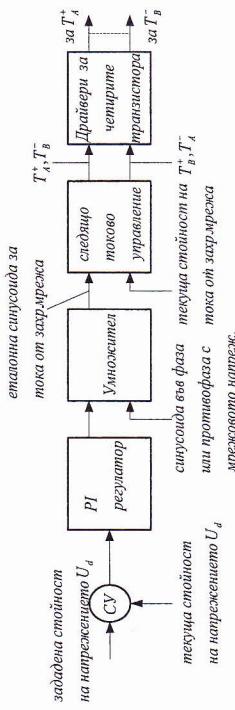


Фиг. 1.9. Векторни диаграми за преобразувателя от фиг.1.7 в двата режима на работа при фактор на мощност, равен на 1

Фиг. 1.10. Времедиаграми, поясняващи действието на преобразувателя от фиг.1.7 в токонизправителен режим с фактор на мощност, равен на 1

Допълнително предимство на преобразувателя е възможността да се поддържа стабилизирано постоянно напрежение U_d . На фиг.1.11 е показана структурната схема, по която трябва да бъде реализирана системата за управление в този случай. Еталонната форма за тока се получава чрез умножение на синусонда във фаза (за работа в изправителен режим) или противофаза (за работа в инверторен режим)

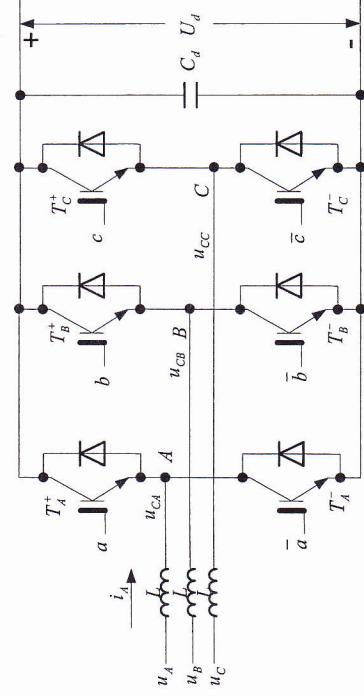
напрежението на конвертора в т. A,B,C съответно по отношение на същия звезден център. Връзката между всяка съответна двойка фазови напрежения и напрежения на конвертора с тока през съответната индуктивност се дава с (1.6). Напрежението на трифазната захранваща мрежа образува симетрична трифазна система:



Фиг. 1.11. Структурна схема на системата за управление на еднофазен двупосочен транзисторен преобразувател

с изходното напрежение на РІ - регулатора. На входа му постъпва сигнал от сравнението на зададена и текуща стойности на постоянното напрежение U_d . При непрекъснатото сравнение на еталонната синусоида с текущата стойност на тока от захранната мрежа (например чрез компаратор с хистерезис) се изработват сигнали за превключване на силовите прибори по горе алгоритъм. Следват драйверни стапла, в които допълнително трябва да се реализира и т.н. „Мъртво време“ между включването на еднораменните транзистори – глава 3.

Принципната схема на трифазен двупосочен транзисторен преобразувател е показана на фиг. 1.12.



Фиг. 1.12. Принципна схема на трифазен двупосочен транзисторен преобразувател

u_A, u_B, u_C са означени моментните стойности на фазовите напрежения по отношение на звездния център. $C_{u_{CA}, u_{CB}, u_{CC}}$ са означани

$$(1.14)$$

$$\begin{aligned} u_A &= U_m \sin \vartheta \\ u_B &= U_m \sin \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_C &= U_m \sin \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

Такава система образува и фазовите токове, при положение че са дефазирани на ъгъл φ спрямо напрежението. Този ъгъл $\varphi = 0$ в токоправителен режим и π в инверторен.

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \sin(\vartheta - \varphi) \\ i_B &= I_m \sin \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) \\ i_C &= I_m \sin \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) \end{aligned} \quad (1.15)$$

Използва се векторът на управляващите сигнали $[a, b, c]$ - глава 3, всеки от които се изменя по синусoidalен закон при амплитуда M и дефазиране δ - виж фиг. 1.10 при преобразувател:

$$(1.16)$$

$$\begin{aligned} a &= M \sin(\vartheta - \delta) \\ b &= M \sin \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} - \delta \right) \\ c &= M \sin \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} - \delta \right) \end{aligned}$$

Въз основа на глава 3 за всяко от напрежениета u_{CA}, u_{CB}, u_{CC} може да се запише:

$$\begin{aligned} u_{CA} &= \frac{1}{2} U_d a = \frac{1}{2} U_d M \sin(\vartheta - \delta) \\ u_{CB} &= \frac{1}{2} U_d b = \frac{1}{2} U_d M \sin \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} - \delta \right) \\ u_{CC} &= \frac{1}{2} U_d c = \frac{1}{2} U_d M \sin \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} - \delta \right) \end{aligned} \quad (1.17)$$

Съответните величини от (1.14), (1.15) и (1.17) са свързани помежду си със зависимост (1.6), както при еднофазния преобразувател.

Използвайки теорията на матричните преобразуватели – глава 6, за постоянния ток може да се запише:

$$(1.18) \quad I_d = [a \ b \ c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

След заместване от (1.15) и (1.16) се получава:

$$(1.19) \quad I_d = M \cdot \sin(\vartheta - \delta) I_m \cdot \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} - \delta\right) I_m \cdot \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) + M \cdot \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} - \delta\right) I_m \cdot \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right)$$

След извършване на необходимите преобразувания се стига до израза:

$$(1.20) \quad I_d = M I_m \cos(\delta - \varphi)$$

Връзката между изходното напрежение и изходния ток е линейна:

$$(1.21) \quad U_d = R I_d$$

Където R е съпротивлението в постояннотоковата страна. Въз основа на (1.20) и (1.21) може да се направи изводът, че стойността на постоянното напрежение зависи от максималната стойност на тока, амплитудата на управляващите сигнали и ъгъла δ (имайки предвид, че $\varphi = 0$ или $\varphi = \pi$). Следователно структурата на системата за управление на трифазния двуphasочен транзисторен преобразувател е подобна на разгледаната на фиг. 1.11. Необходимо е да се изработят три еталонни синусоиди за всеки фазов ток във фаза или противофаза със съответните фазови напрежения. Следенето на всяка от синусоидите води до превключване на свързаните към съдътата фаза силови прибори. Регулаторът за изходното напрежение е общ, като през умножител изходната му величина променя едновременно амплитудите и на трите фазови тока. Интересно е да се отбележи, че както еднофазният, така и трифазният двуphasочен транзисторен преобразувател са повишаващи преобразуватели в режим на предаване на енергия от захранващата мрежа към постояннотоковата страна. Това е възможно вследствие запасяваната периодично енергия в индуктивностите L , които се прехвърля към постояннотоковата страна при превключване на транзисторите.

Разгледаните двуphasочни транзисторни преобразуватели са в основата на изграждането на активните силови филтри, разгледани по-подробно в глава 7.

ГЛАВА 2. ИНВЕРТОРИ НА ТОК

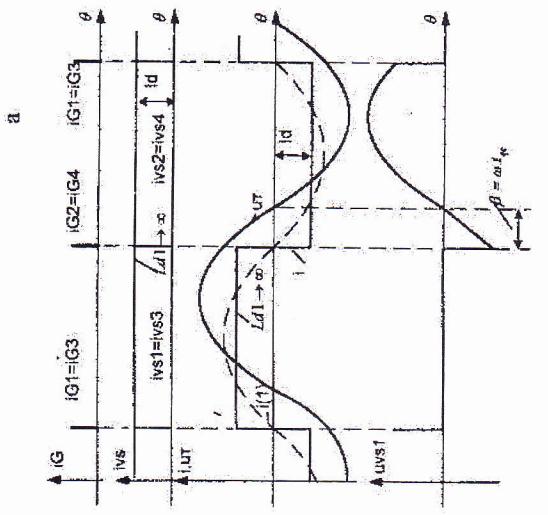
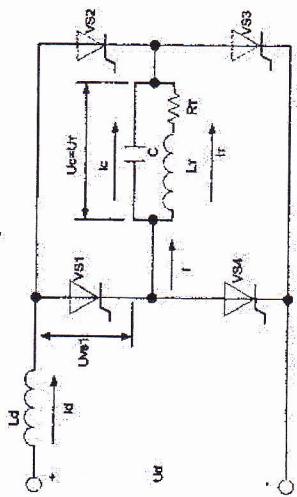
2.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

Характерна особеност на инверторите на ток е наличието на индуктивност с голяма стойност, свързана последователно с постояннотоковия захранващ източник, поставяща го в режим на генератор на ток. Вследствие на това токът през приборите и в нераклонената част на изходната верига има близка до правоъгълната форма. Формата на напрежението върху товара се определя от неговия характер и параметрите му. Инверторите на ток намират приложение предимно в областта на индукционното нагряване на метали и управлението на променливотокови електродвигатели, като честотният диапазон на създаваните от тях променини напрежения и токове зависи от типа на използваните прибори. Получуилите широко разпространение при тези схеми тирисори напоследък се изместват от биполярни транзистори с изолиран гейт (IGBT), а съществуват инвертори на ток за честоти над 100 kHz с използване на мощнни полеви транзистори (MOSFET). Трябва да се отбележи, че използването на пълноуправляеми силови прибори (с възможност за включване и изключване от управляващ електрод) при инверторите на ток води до промяна както в елементите от силовата схема, така и в системата за управление.

2.2. ЕДНОФАЗНИ ИНВЕРТОРИ НА ТОК

Принципната схема на еднофазен паралелен мостов инвертор на ток, изпълнен с тирисори, времедиаграми, поясняващи действието му и векторна диаграма за първите хармонични на напрежението и токовете, са представени на фиг. 2.1. Тогава, когато след комутация провеждат тирисорите $V1$ и $V3$, токът през тях ($i_{V3} = i_{V1}$) е равен на тока в нераклонената част на изходната верига (обозначен с i). Част от този ток зарежда кондензатора (i_c), а останалата протича през товара (i_T). В началото на следдящия (в случаи отрицателен) полупериод за тока i се подават управляващи импулси, които отпушват тирисорите $V2$ и $V4$. За кратко време се оказват включени и четирите тирисора, като напрежението на кондензатора се променя като обратно за $V1$ (през $V2$) и за $V3$ (през $V4$). Разриденият му ток през веригата, включваща $V1$ и $V2$, противна в противоположна посока на анодния ток на $V1$ и предизвиква изключването му. Аналогичен процес се раз развива и във веригата, включваща $V3$ и $V4$, вследствие на което и $V3$ се изключва. Започва прераждане на кондензатора през $V2$ и $V4$ (чрез ток $i_{V2} = i_{V4}$) с напрежение, чиято полярност е противоположна на тази от предходния полупериод, като токът през изходната верига само сменя посоката си. От

Фиг.2.1б и фиг.2.1в се вижда, че първата хармонична на изходния ток изпърварва изходното напрежение със ъгъл β (ъгъл на изпърварване) който, ако се пренебрегнат явленията на комутация, определя и схемното време на възстановяване на тиристорите t_{qc} ($\beta = \omega t_{qc}$).



Фиг.2.1. Принципна схема-а, времедиаграми-б и векторна диаграма-в на еднофазен мостов паралелен тиристорен инвертор на ток

Следователно част от стойността на кондензатора трябва да компенсира индуктивния характер на товара, а друга – да осигури капацитетивния характер на изходната верига и схемното време на провеждалата до съответния момент двойка диагонално свързани тиристори – t_{qc} . Ако това време се окаже по-малко от изискваното по каталог за съответния тип тиристори – t_q , настъпва аварисен режим, състоящ се в едновременно включване и на четирите тиристора, представляващ късъ съединение за захранвания източник. Токът през тях в установен режим би се ограничили само от паразитното съпротивление в контура и това би предизвикало необратим пробив на тиристорите. Скоростта на нарастване на този ток се ограничава от голямата по стойност входна индуктивност, като за предаване от пробив при попадане в този аварисен режим се предвиждат специални методи и схеми за защита.

С помощта на векторните диаграми от фиг.2.1в за първите хармонични на напрежението и токовете, се извеждат основните характеристики, свързани с работата на инвертора. Изхожда се от равенството на мощностите – консумираната от захранвания източник и активната в диагонала на инверторния мост:

$$(2.1) \quad P_d = P_T$$

$$(2.2) \quad U_d \cdot I_d = U_T \cdot I \cdot \cos \beta$$

От тук следва:

$$(2.3) \quad \frac{U_T \cdot I}{U_d \cdot I_d} = \frac{1}{\cos \beta}$$

Т.к. формата на тока в диагонала на инвертора е правоъгълна с максимална стойност равна на I_d , а I е ефективната стойност на първата й хармонична, то от връзката им чрез Фуриеров анализ следва:

$$(2.4) \quad \frac{I}{I_d} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = K_H$$

Където K_H се нарича коефициент на инвертиране. При заместването му в (2.3) се получава:

$$(2.5) \quad \frac{U_T \cdot K_H}{U_d} = \frac{1}{\cos \beta}$$

Като се вземе предвид връзката между $\cos \beta$ и $\operatorname{tg} \beta$ то:

$$(2.6) \quad \frac{U_T \cdot K_H}{U_d} = \frac{1}{\cos \beta} = \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \beta}$$

От съответния триъгълник на векторната диаграма се получава:

$$(2.7) \quad \operatorname{tg}\beta = \frac{I_c - I_r \cdot \sin\varphi}{I_r \cdot \cos\varphi} = \frac{\frac{U_T}{X_C} - \frac{U_T}{Z_T} \cdot \sin\varphi}{\frac{U_T}{Z_r} \cdot \cos\varphi} = \frac{1 - B \cdot \sin\varphi}{B \cdot \cos\varphi}$$

Кофициентът B се нарича коффициент на товара и представлява отношение между съпротивлението на кондензатора и импеданса на товара. Той има своя активна и реактивна компоненти:

$$(2.8) \quad B_a = B \cdot \cos\varphi \quad B_p = B \cdot \sin\varphi$$

От (2.7) следва:

$$(2.9) \quad \beta = \operatorname{arctg} \left[\frac{1}{B_a} (1 - B_a \operatorname{tg}\varphi) \right]$$

Този израз представлява зависимост на щълка на изпредварване от кофициента на товара и съответства на семейство характеристики на инвертора при параметър $\cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + (\operatorname{tg}\beta)^2}}$.

При заместване на (2.7) в (2.6) се получава:

$$(2.10) \quad \frac{U_T \cdot K_H}{U_d} = \sqrt{1 + \left(\frac{1 - B \cdot \sin\varphi}{B \cdot \cos\varphi} \right)^2}$$

От тази зависимост се получават семейство изходни характеристики на инвертора – зависимост на относителната стойност на напрежението върху товара от кофициента на товара при параметър $\cos\varphi$.

Като се вземе предвид, че активната мощност в диагонала на инверторния мост е равна на активната мощност отдалена в товара, то израз (2.2) има вида:

$$(2.11) \quad U_d \cdot I_d = U_T \cdot I_r \cdot \cos\varphi$$

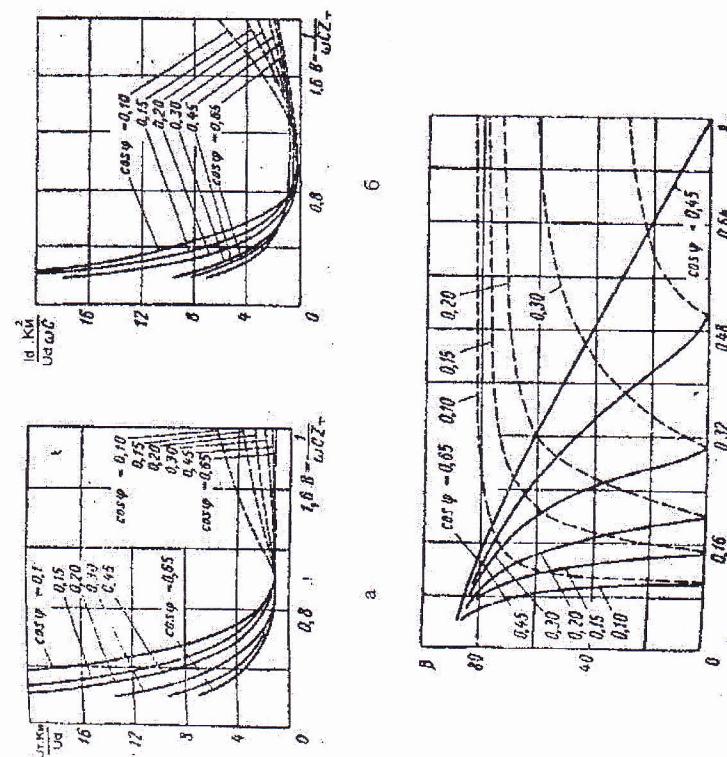
От тук:

$$(2.12) \quad U_d \cdot I_d = U_T \cdot I_r \cdot \cos\varphi = \frac{U_T^2}{Z_T} \cdot \cos\varphi = \frac{U_T^2}{X_C} \cdot B \cdot \cos\varphi$$

След заместване на U_T от (2.6) и преобразуване се получава:

$$(2.13) \quad \frac{I_d \cdot K_H^2}{U_d \cdot \omega C} = B \cdot \cos\varphi \left[1 + \left(\frac{1 - B \cdot \sin\varphi}{B \cdot \cos\varphi} \right)^2 \right]$$

От този израз се получават семейство входни характеристики на инвертора – зависимост на относителната стойност на консумирания от захранващия източник ток от кофициента на товара при параметър $\cos\varphi$. Всички характеристики са показани на фиг.2.2 [12]. От тях могат да се направят изводи за промяната на основните величини при промяна на товара и работа с постоянна честота ω .



Фиг.2.2. Основни характеристики на еднофазен мостов паралелен тирсториден инвертор на ток

От времедиаграмите и векторната диаграма на фиг.2.1 се вижда, че работата на инвертора е възможна само при капацитетна разстройка на товарния кръг, т.к. товара е възможна комутация на тирсторите. На нея

Съответстват левите клонове на характеристиките от фиг.2.2, показани с пътна линия. Десните клонове, показани с пунктир, съответстват на индуктивна разстройка на товарния кръг и в тях работа на инвертора е невозможна. В реален технологичен процес и работа с постоянна честота ω , промяна в коефициента на товара B става под действие на промените в импеданса Z_T . Така например при увеличаването му от фиг.2.2а се вижда, че нараства напрежението върху товара, а от там и върху тиристорите и съществува опасност от пробив. От друга страна, при намаляване на импеданса Z_T (на което съответства нарастване на B и B_d) от фиг.2.2в се вижда, че намалява ъгълът на изпредваряване и схемното време за възстановяване на тиристорите с опасност от аварийен режим вследствие едновременно включване на еднораменни тиристори. От фиг.2.2б се вижда, че е добре да се работи в долните участъци на левите клонове, т.к. тогава консумираният ток от захранвания източник е по-малък. На практика чрез система за автоматично регулиране при промяна на граници от товара Z_T се променя честотата на работа на инвертора ω по такъв начин, че коефициентът на товара B да се поддържа в оптимални граници от гледна точка консумиран ток от захранвания източник и без опасност от аварийни режими вследствие пренадреждане на тиристорите или еднораменното им включване.

Тъй като системата за автоматично регулиране променя честотата на работа, то интерес представляват т.н. честотни характеристики на паралелния инвертор на ток, представляващи зависимостта на основните величини, свързани с работата му, от относителната честота $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$, където ω_0 е резонансната честота на товарния кръг, при постоянен качествен фактор. Първоначално схемата на резонансния кръг в диагонала на инверторния мост се преобразува в паралелно свързване на резистор R_e , индуктивност L_e и кондензатор C при връзка между елементите, както следва [12]:

$$(2.14) \quad R_e = R_T \left[1 + \left(\frac{\omega L_T}{R_T} \right)^2 \right] = \frac{Z_T^2}{R_T} \quad L_e = L_T \cdot \left[1 + \left(\frac{R_T}{\omega L_T} \right)^2 \right] = \frac{Z_T^2}{\omega L_T}$$

Използва се фактът, че качественияят фактор и резонансната честота на двата кръга са равни:

$$(2.15) \quad Q = \sqrt{\frac{L_e}{C}} = \sqrt{\frac{L_e}{R_e C}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_T C}} = \frac{1}{\sqrt{L_e C}}$$

Като се вземе предвид, че на практика $\frac{\omega_0 L_T}{R_T} \approx 3 \div 10$, то от (2.14) следва:

$$(2.16) \quad R_e \approx \frac{(\omega L_T)^2}{R_T}$$

При умножение на числителя и знаменателя в (2.16) с ω_0^2 , преобразуване и като се имат предвид (2.15), се получава:

$$(2.17) \quad R_e \approx \Omega^2 \cdot Q \cdot \omega_0 \cdot L_T$$

За паралелната еквивалентна схема:

$$(2.18) \quad tg \varphi_e = \frac{R_e}{\omega L_e}; \quad \cos \varphi_e = \frac{Z_e}{R_e}; \quad B_a = B \cdot \cos \varphi_e = \frac{X_C}{Z_e} \cdot \cos \varphi_e = \omega C R_e$$

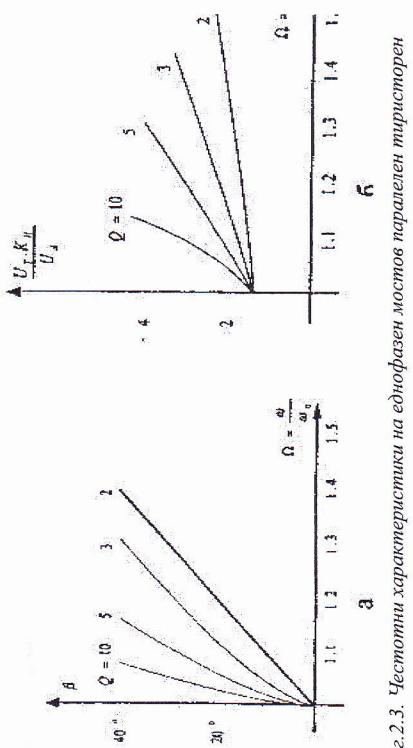
При заместване на (2.18) в (2.9), преобразуване и като се има предвид (2.17), се получава:

$$(2.19) \quad \beta = \arctg [\Omega \cdot Q (\Omega^2 - 1)]$$

След заместване на (2.19) в (2.6) се получава:

$$(2.20) \quad \frac{U_T K_H}{U_d} = \sqrt{1 + \Omega^2 \cdot Q^2 (\Omega^2 - 1)^2}$$

На фиг.2.3 са показани семейства честотни характеристики, съответстващи на изрази (2.19) и (2.20), като параметър е качественият фактор на кръга [12].



Фиг.2.3. Честотни характеристики на еднофазен мостов паралелен инвертор на ток

Като се има предвид, че активна мощност се отдава само в активното съпротивление на кръгът, може да се запише:

$$(2.21) \quad U_d I_d = \frac{U_T^2}{R_e} = \frac{U_d^2}{K_H^2} \cdot \frac{1}{\cos^2 \beta} = \frac{U_d^2}{K_H^2} \left[1 + \Omega^2 \cdot Q^2 \cdot (\Omega^2 - 1)^2 \right] \frac{1}{\Omega^2 \cdot Q \cdot \omega_0 \cdot L_T}$$

От това следва:

$$(2.22) \quad \frac{I_d \cdot \omega_0 \cdot L_T \cdot K_H^2}{U_d} = \frac{1}{\Omega^2 \cdot Q} \cdot [1 + \Omega^2 \cdot Q^2 \cdot (\Omega^2 - 1)^2]$$

От (2.22) следва, че входният ток на инвертора, а оттам и входната мощност, биха били минимални при работа в режим на резонанс – $\Omega = 1$. Такъв режим обаче е невъзможен, т.к. от (2.19) и фиг.2.3а се вижда, че тъгълът на изпърварване би трябвало да бъде равен на 0. Инверторът работи само при честота, по-висока от резонансната – капацитивна разстройка. При това нараства тъгълът на изпърварване и схемното време за възстановяване на тирисорите, както и изходното напрежение. От фиг.2.3 се вижда, че наклонът на характеристиките се увеличава при по-голям качествен фактор на кръга.

Нарастването на изходното напрежение при намаляване кофициента на товара – фиг.2.2а е недостатък на паралелния инвертор на ток. За избиването му са познати варианти на схемата с обратен токоизправител или с индуктивно - гристиорен компенсатор [6].

На фиг.2.4 са показани принципната схема и векторните диаграмми на последователно - паралелния инвертор на ток. Въведен е допълнително последователният кондензатор в диагонала на инверторния мост. От векторните диаграмми се вижда, че посредством подходящ избор на стойността на C_n инверторът е работоспособен както при капацитивна (фиг.2.4б), така и при индуктивна (фиг.2.4в) разстройка на товарния кръг. И в двата случая е възможно да се осигури достатъчна стойност на тъгла на изпърварване β' (с β е означено дефазирането между първите хармонични на изходния ток и напрежението върху товара).

Аналогично на паралелния инвертор, с помощта на векторните диаграмми от фиг.2.4 могат да бъдат извършени изрази за основните характеристики и на последователно - паралелния инвертор. От съответните триъгълници на фиг.2.4б и фиг.2.4в се вижда, че

$$(2.23) \quad \operatorname{tg} \beta' = \frac{U_{Cn} \pm U_T \sin \beta}{U_T \cos \beta}$$

Знакът “+” съответства на капацитивна разстройка, а “-“ – на индуктивна разстройка на товарния кръг. След преработка се получава:

$$(2.24) \quad \operatorname{tg} \beta' = \frac{1}{\omega C_n \cdot \frac{U_T}{I} \cdot \cos \beta} = \frac{1}{\omega C_n \cdot \frac{U_T}{I_{Re}} \cdot \cos^2 \beta} \pm \operatorname{tg} \beta$$

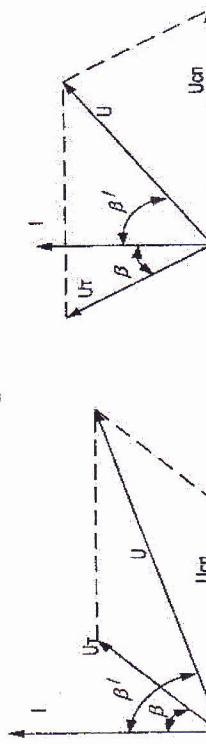
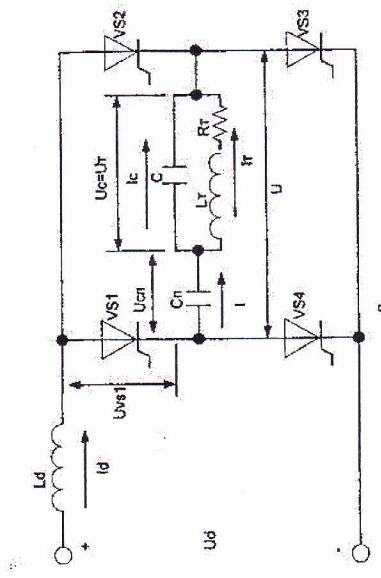
След умножение на числителя и знаменателя на първия член отдясно в (2.24) с C и като се има предвид, че $\frac{U_T}{I_{Re}} = R_e$, а $\frac{1}{\omega C \cdot R_e} = B_a$, се получава:

$$(2.25) \quad \operatorname{tg} \beta' = \chi \cdot B_a (1 + \operatorname{tg}^2 \beta) \pm \operatorname{tg} \beta$$

$$\text{където } \chi = \frac{C}{C_n}$$

След заместване от (2.9) и преобразуване се получава окончателно:

$$(2.26) \quad \beta' = \operatorname{arctg} \left\{ \chi \cdot \frac{1}{B_a} \left[B_a^2 + (1 - B_a \operatorname{tg} \varphi)^2 \right] \pm \frac{1}{B_a} (1 - B_a \operatorname{tg} \varphi) \right\}$$

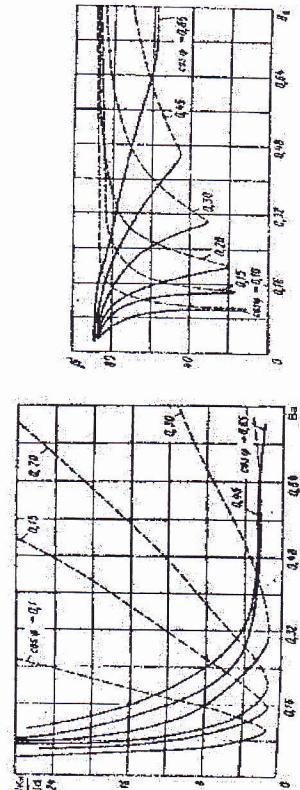


Фиг.2.4. Принципна схема-а и векторни диаграми-б, в на еднофазен мостов последователно-паралелен тиристорен инвертор на ток

Имайки предвид (2.6) и (2.26), за семейството изходни характеристики се получава:

$$(2.27) \quad \frac{U_r K_u}{U_d} = \sqrt{1 + \left\{ \chi \cdot \frac{1}{B_a} [B_a^2 + (1 - B_a \cdot \operatorname{tg} \varphi)^2] \pm \frac{1}{B_a} (1 - B_a \cdot \operatorname{tg} \varphi) \right\}^2}$$

Семействата характеристики, съответстващи на (2.26) и (2.27), са представени на фиг. 2.5 [12].



Фиг. 2.5. Основни характеристики на еднофазен мостов последователно-паралелен тиристорен инвертор на ток

Те са подобни на тези от фиг. 2.2 за паралелния инвертор, но последователно-паралелният инвертор е работоспособен и по левите и по дясните им клонове, съответстващи на различна по характер разстройка. Друга особеност е спадането на ъгъла на изпърващане до минимална стойност при дадено B_a , а не до 0, както беше при паралелния инвертор.

Тази стойност трябва да бъде достатъчна за нормалната работа на последователно-паралелният инвертор. Аналогично на паралелния инвертор могат да бъдат получени изрази за честотните характеристики. Така например, като се има предвид от (2.24), че:

$$(2.28) \quad \operatorname{tg} \beta' = \frac{C}{C_n \cdot \omega \cdot C \cdot R_e} \left(1 + \operatorname{tg}^2 \beta \right) \pm \operatorname{tg} \beta$$

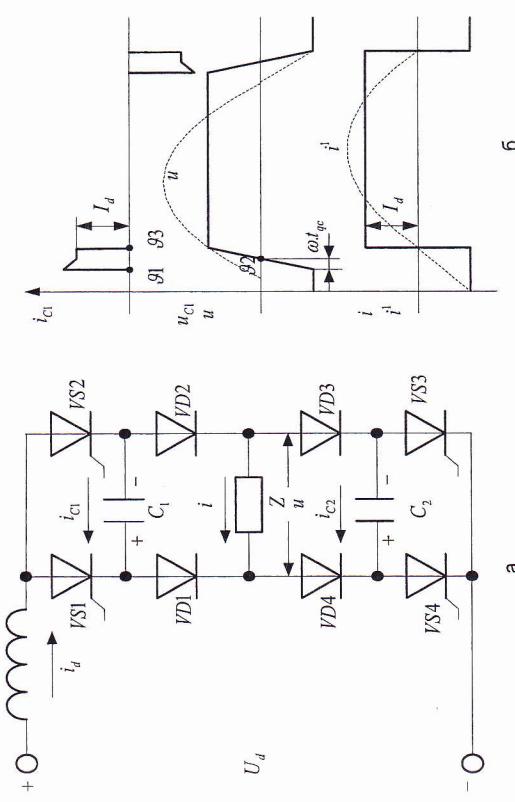
при заместване от (2.19) се получава:

$$(2.29) \quad \beta' = \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{\omega \cdot C_n \cdot R_e} \left[1 + [\Omega \cdot Q(\Omega^2 - 1)]^2 \pm \Omega \cdot Q(\Omega^2 - 1) \right] \right)$$

Обхватът на разстройките, в които инверторът може да работи, е поширок от този на паралелния инвертор. При работа в режим на резонанс $\Omega = 1$, а от (2.29):

$$(2.30) \quad \beta' = \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{\omega \cdot C_n \cdot R_e} \right)$$

Следователно чрез подхождащ избор на стойността на последователния кондензатор C_n може да се осигури достатъчна стойност на ъгъла на изпърващане в режим на резонанс във възможния диапазон на изменение на честотата и R_e , като от (2.17) $R_e = \frac{Z_f^2}{R_f}$. Това е предпочтителен в енергийно отношение режим, т.к. консумираният ток от захранванния източник е минимален.



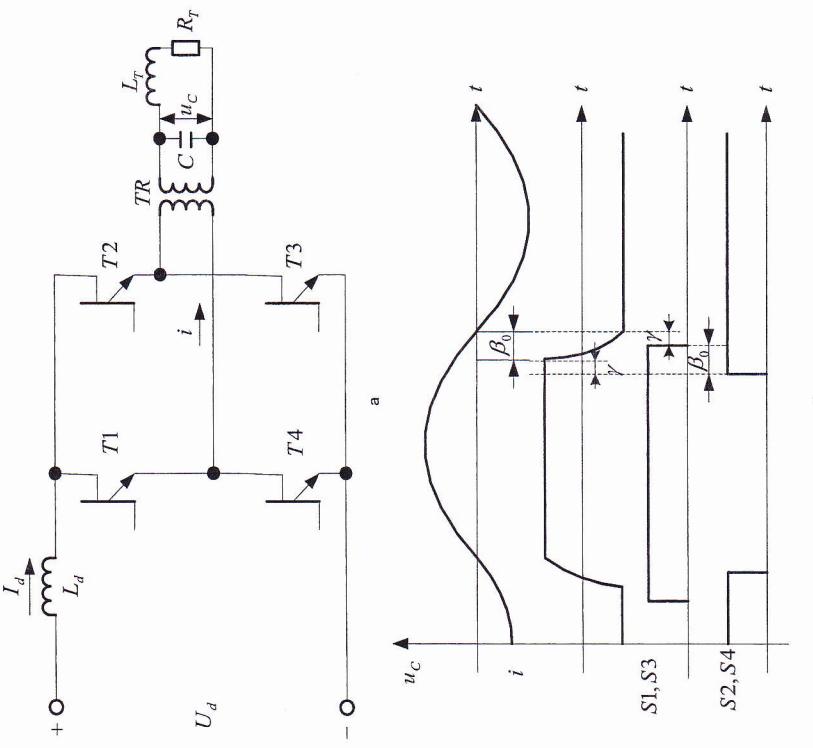
Фиг. 2.6. Принципна схема-a и времедиаграми-b на еднофазен тиристорен инвертор на ток с 'отключачи' диоди

Известни са различни схемни варианти на еднофазни паралелни инвертори на ток – схема с два тиристора и средна точка на изходния

трансформатор, с обратен токонзправител, с индуктивно-тиристорен компенсатор, с директно захранване от мрежата и др. [7,8]. От различните варианти все още намира приложение инверторът с “отсичащи диоди” в областта на електрозавивките, чито схема и времедиаграми са показани на фиг.2.6. Както бе отбелзано, при паралелния инвертор на ток от фиг.2.1 част от стойността на кондензатора компенсира индуктивния характер на товара, а останалата осигурява комутация на тиристорите. При инвертора с “отсичащи диоди” товарът Z в диагонала може да бъде резонансен към с индуктивна реакция (т.e., да се използва по-малък компенсатор кондензатор), а комутацията на тиристорите се осигурява от кондензаторите C_1 и C_2 . Това позволява да се намали общата установена мощност на кондензаторното оборудуване. На фиг.2.6 интервалите на комутацията са увеличени мащаб за по-голяма прегледност при описание на действието. До момента ϑ_1 токът е против час отляво надясно през товара през приборите $V_{S1}, VD_1, V_{S3}, VD_3$. Кондензаторите са били заредени с напрежение с показанияния поляритет и отделени (“отсечени”) от товара посредством VD_2, VD_4 . В момента ϑ_1 се подават управляващи импулси на тиристорите V_{S2}, V_{S4} . Напрежението на кондензаторите се прилагат в обратна посока за V_{S1}, V_{S3} . Започва процес на презаряд на кондензаторите – за C_1 през V_{S2}, VD_1 , а за C_2 през VD_3, V_{S4} . От фиг.2.6б се вижда, че напрежението на C_1 достига стойност 0 в момента ϑ_2 . Следователно интервалът $\vartheta_1 \div \vartheta_2$ определя схемното време за възстановяване на тиристора V_{S1} . След момента ϑ_2 напрежението на кондензатора C_1 сменя знака си. Аналогични процеси се развиват и във веригата на кондензатора C_2 . В момента ϑ_3 напрежението на кондензаторите се изравняват по стойност с напрежението в диагонала на моста – u . Тогава се отпушват диодите VD_2, VD_4 , като VD_1, VD_3 се запушват. В този момент токът през диагонала на моста сменя посоката си и започва да протича отляво право през $V_{S2}, VD_2, VD_4, V_{S4}$. Кондензаторите са заредени с напрежения с обратна на показаната на фиг.2.6 полярност и са “отсечени” от товара посредством VD_1, VD_3 . С пунктир са показани първите хармонични на напрежението и тока в диагонала на инверторния мост. Както се вижда, реакцията на товара Z е индуктивна, като първата хармонична на тока изостава от тази на напрежението.

Мощни полупроводникови прибори с възможност за включване и изключване по управляващ електрод намират приложение и при инверторите на ток, като с увеличаване на възможностите им по напрежение и ток те все повече изместяват тиристорите. По-широко е използването им при трифазни инвертори на ток, разгледани по-нататък. Високочестотен еднофазен инвертор на ток за индукционно напряване с

използване на транзистори със статична индукция (SiT) е описан в [18]. Принципната схема и основните времедиаграми са показани на фиг.2.7.



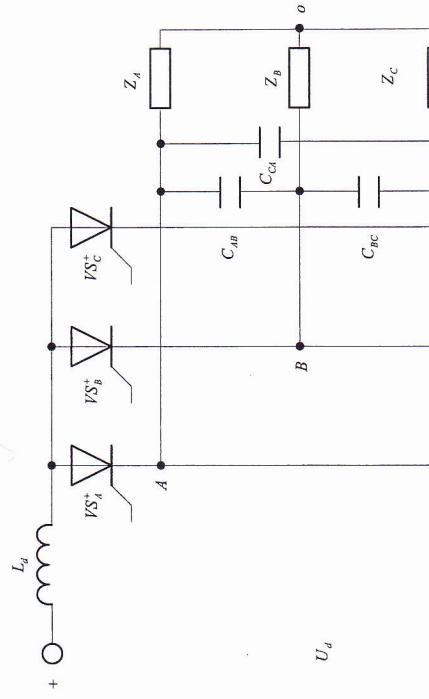
Фиг.2.7. Принципна схема и времедиаграми-б на еднофазен инвертор на ток с транзистори със статична индукция

Транзисторите притежават блокираща способност в обратна посока до известно напрежение (не изискват последователно свързани диоди), поради което се работи с ниско захранващо напрежение и изходен напрежение и ток те все повече изместяват тиристорите. Основен въпрос, свързан с високочестотен повишаваш трансформатор. Основен въпрос, свързан с работата на системата за управление, е определянето на бъгъла на превключване на силовите прибори β_0 спрямо преминаването на

напрежението върху кондензатора през 0. Както ще видим по-нататък при разглеждане системите за управление на инверторите на ток, този въпрос се решава и при тиристорните инвертори със самовзуждане. Тук обаче, при тези честоти на работа (над 100 kHz), трябва да се вземе предвид и времето на закъснение в драйверните стъпала, съответстващо на ъгъл γ от фиг.2.7. Показаните сигнали за управление на диагонално свързаните транзистори S1,S3 и S2,S4 са преди тези стъпала. В [18] са дадени зависимости на ъгъла β_0 от входния ток I_d , напрежението на кондензатора u_C , честотата на работа ω и при тези високи честоти – индуктивността в контура на комутация на транзисторите L_C . Описана е и полюходяща система за управление.

2.3. ТРИФАЗНИ ИНВЕРТОРИ НА ТОК

На фиг.2.8 е показана схемата на трифазен паралелен тиристорен инвертор на ток. И тук част от капацитета на кондензаторите компенсира индуктивността на товара, а останалата осигурява комутацията на



Фиг.2.8. Принципна схема на трифазен паралелен тиристорен инвертор на ток

тиристорите. Показано е свързване на кондензаторите в тритъйник, а на товара – в звезда. Възможни са и останалите варианти – тритъйник – тритъйник, звезда – звезда или звезда – тритъйник, като привеждането става чрез връзката между стойностите на елементите. Всеки тиристор провежда последователно с тиристори от другите две фази, но от другата група. Така например тиристорът VS_A^+ провежда 1/6 част от периода с VS_B^- , при което кондензаторът C_{AB} се зарежда с напрежение, чито полъртест е “+” на горната по схемата плоча и “-” – на долната. Следваната 1/6 част от периода този тиристор провежда с VS_C^- , като C_{CA} се зарежда с “+” на горната плоча. Изключването на всеки тиристор става при включване на следващия от същата група, но от другата фаза. Така например след разгледаните по-горе два интервала следва подаване на управляващ импулс и включване на VS_B^+ . При това напрежението на C_{AB} се прилага като обратно за VS_A^+ и го изключва. Следователно токът през всяка фаза е равен на входния ток, като 2/3 от единния полуperiод има положителна полярност, а 2/3 от другия – отрицателна. Така например, ако условната посока на тока за фаза А е отляво-надясно, то при работа на VS_A^+ той ще е положителен, а при работа на VS_A^- – отрицателен. От развитието на този ток в ред на Фурие се получава връзката между ефективната стойност на първата хармонична на фазовия ток I и входния ток на инвертора I_d :

$$(2.31) \quad I = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$$

От баланса на мощностите следва:

$$(2.32) \quad U_d I_d = 3U_T I \cos \beta$$

където U_T е ефективната стойност на първата хармонична на фазовото напрежение. След преработване на (2.32) и имайки предвид (2.31) се стига до израз, аналогичен на (2.5):

$$(2.33) \quad \frac{U_T K_H}{U_d} = \frac{1}{\cos \beta}$$

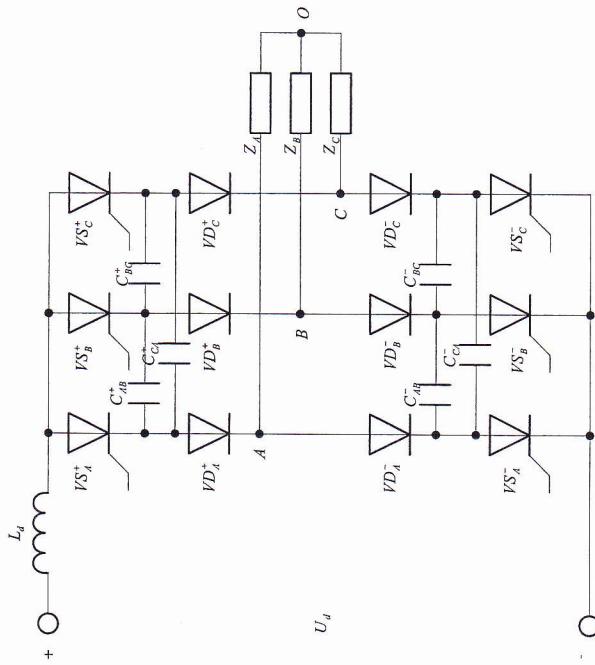
като коефициентът на инвертиране е:

$$(2.34) \quad K_H = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \approx 2.34$$

за разлика от еднофазния инвертор, където е 0.9 – виж (2.4).

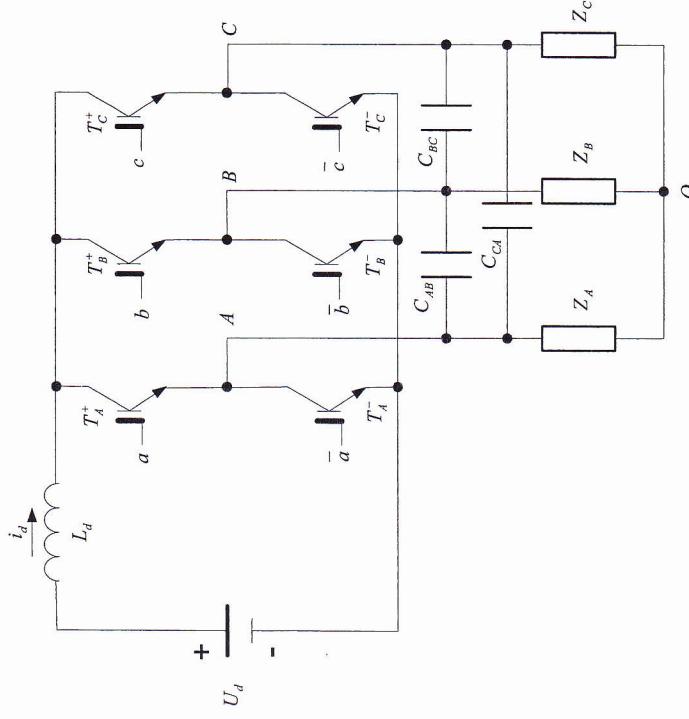
При този коефициент на инвертиране изходните характеристики на трифазния инвертор се определят от израз (2.10), а входните – от (2.13). Стойностите на тези коефициенти (2.4 и 2.34) са равни на тези за съответните схеми на токозправители и зависими инвертори [6,12].

На фиг.2.9 е показана схемата на трифазен паралелен тиристорен инвертор на ток с "отсечки" диоди.



Фиг.2.9. Принципна схема на трифазен паралелен тиристорен инвертор на ток с „отсечки“ диоди

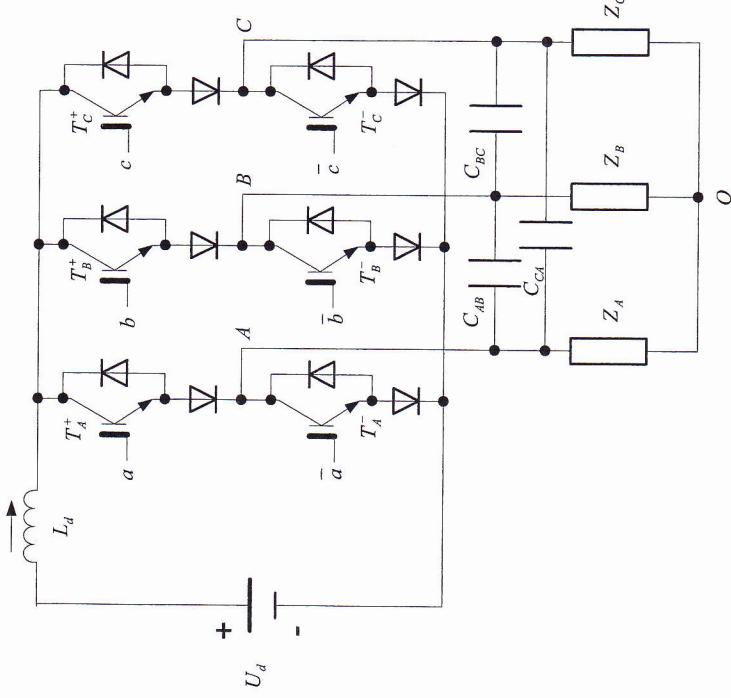
Независимо, че броят на кондензаторите е удвоен в сравнение с инвертора от фиг.2.8 и тук, както при еднофазния инвертор с "отсечки", диоди, общата установена мощност на кондензаторното оборудване е намалена. По същество действието на инвертора е подобно на вече разгледаното при аналогичния еднофазен вариант. И тук в определени интервали от време кондензаторите се оказват "отсечени" от товара посредством диодите. При използване на пълноуправляеми силови прибори вариантите за реализация на инвертори на ток са два в зависимост от това дали тези прибори притежават или не блокирана способност в обратна посока. На фиг.2.10 е показан вариант, при който транзиستорите нямат вградени обратни диоди, а на фиг.2.11 – при който имат такива. Вторият вариант е по - широкочастотни хармонични с номера 5, 7, 11, 13. Поради мощните транзиистори с по-големи допустими стойности по напрежение и ток. Както се вижда от фиг.2.11, в този случай се налага свързване на блокиращ диод последовательно на всеки прибор.



Фиг.2.10. Принципна схема на трифазен инвертор на ток с биполярни транзистори с изолиран гейм без вградени обратни диоди

При тези транзиисторни варианти може да бъде приложено управление на силовите прибори по такъв начин, че формата на тока да бъде еднаква с тази на описаната по-горе при тиристорния инвертор. В такъв случай ефективната стойност на третата хармонична на фазовия ток се определя от (2.31). Т. к. съществува приложение на трифазни инвертори на ток за управление на променливотокови електродвигатели, то от съществено значение е хармоничният състав на тока. И тук, както при аналогичните инвертори на напрежение, номерата на хармоничните се определят от (3.62), като липсват кратните на три хармонични. Свойността на всяка k-та хармонична е k – пъти по-малка от тази на първата. Недостатък при това е наличието на нискочестотни хармонични с номера 5, 7, 11, 13. Поради това при транзиисторните трифазни инвертори се прилага широчинно-импулсна модулация на изходния ток [34]. Чрез подходящи схемни

решения е възможно да се извърши модулация на изходния ток на няколко нива – multilevel current source inverters.

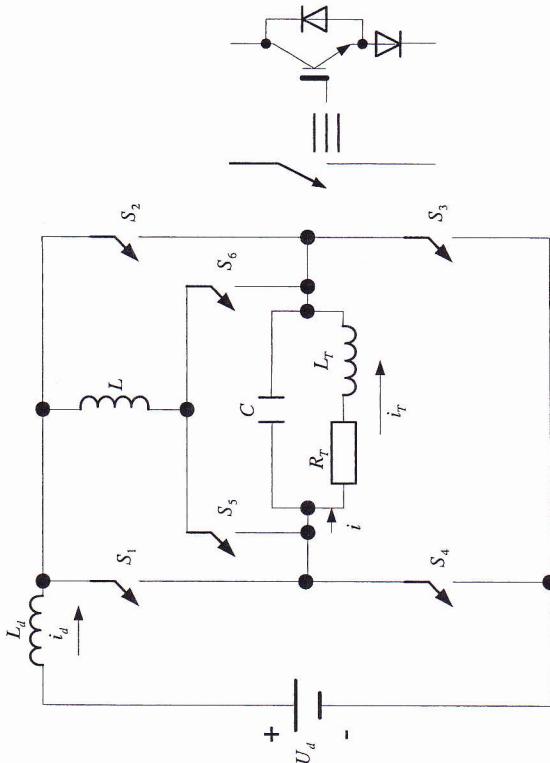


Фиг.2.11. Принципна схема на трифазен инвертор на ток с биполярни транзистори и изолирани геймс с вградени обратни диоди

2.4. ИНВЕРТОРИ НА ТОК С МОДУЛАЦИЯ НА НЯКОЛКО НИВА

В последно време се наблюдава засилване на интереса към схемите на инвертори на ток, реализирани с пълноуправляеми прибори, като преобразуватели за разпределено генериране на електрическата енергия [33]. За тази цел те прилежават някои предимства пред инверторите на напрежение като възможност за директно формиране на генерирания ток за електроснабдителната мрежа и по-добри динамични свойства. Особено подходящо е използването им в системите за съхранение на енергията като магнитна в свърхпроводящи индуктивности, за чието нараствашо

разпространение съществуват прогнози [38]. При тези системи с много голяма мощност източникът е генератор на ток, т.к. генерираният ток за мрежата трябва да бъде с много близка до синусоидалната форма, то за управлението на инвертора се прилагат различни методи. Една възможност е използването на схеми на инвертори на ток с модулация на няколко нива. На фиг.2.12 е показан такъв еднофазен инвертор с модулация на тока на пет възможни нива [22]. Комбинацията от IGBT и последователно свързан диод условно е обзначена като ключ за по-толкова прегледност. Два от тях са основни – допълните по схемата S_3, S_4 .



Фиг.2.12. Принципна схема на еднофазен инвертор на ток с модулация на тока на пет възможни нива

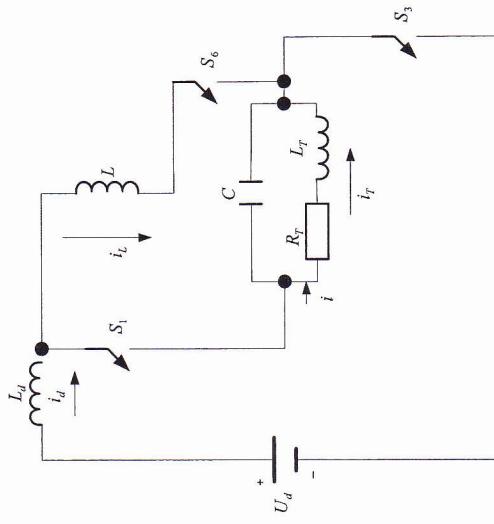
В табл.2.1 е пояснена последователността на включване на силовите прибори за формиране на различните нива на тока i . За положителен негов полупериод е приет условно този, през който той простира отляво надясно по схемата. През него непрекъснато трябва да бъде включен ключът S_3 , а през отрицателния полупериод – ключът S_4 . Ако едновременно с това са включени еднораменните прибори – за $S_4 - S_1, S_5$ и за $S_3 - S_2, S_6$, токът i е равен на 0. Ако едновременно с тях от основните прибори са включени двета му диагонално свързани – за $S_4 - S_2, S_6$ и за $S_3 - S_1, S_5$ токът i има стойност, равна на входния ток на инвертора I_d в едната или в другата посока. При всички останали комбинации този ток се поддържа чрез

следене от системата за управление равен на половината от входния ток на инвертора и протича в едната или в другата посока към инверторния кръг.

Таблица 2.1

Полупериод		Включени	Стойност на тока i
+	S3	S2,S6	0
+	S3	S1,S6	$\frac{1}{2} Id$
+	S3	S2,S5	$\frac{1}{2} Id$
+	S3	S1,S5	Id
-	S4	S1,S5	0
-	S4	S1,S6	$-\frac{1}{2} Id$
-	S4	S2,S5	$-\frac{1}{2} Id$
-	S4	S2,S6	$-Id$

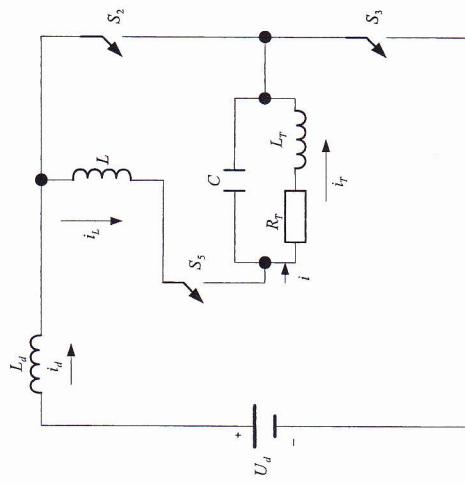
Така например еквивалентните схеми при включени комбинации S_1, S_6 и S_2, S_3 са показани на фиг. 2.13 и фиг. 2.14. От схемата на фиг. 2.13 се вижда, че в установено състояние целият входен ток би протичал през



Фиг.2.13. Еквивалентна схема при включени S_1, S_6

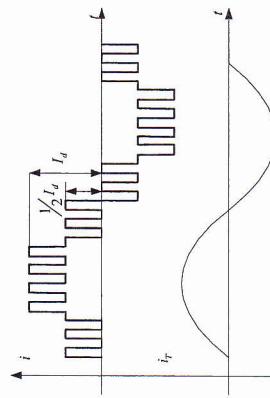
балансната индуктивност L и ключа S_6 , докато при фиг. 2.14 целият входен ток би протичал през ключа S_2 . Следователно при переход между двете комбинации и съответстващите им схеми в първия случай токът i_L през балансната индуктивност L ще нараства, а във втория – ще намалява. Този

ток се следи посредством подходяща схема за обратна връзка и в интервалите, през които токът i трябва да бъде равен на половината от входния ток, става преключване на двойките прибори, като се преминава от едната към другата еквивалентна схема. Така например, ако $i_L < \frac{1}{2} Id$ се включват S_1, S_6 , а ако $i_L > \frac{1}{2} Id$ се включват S_2, S_5 . По този начин и токът през кръга се поддържа равен на половината от входния ток на инвертора.



Фиг.2.14. Еквивалентна схема при включени S_2, S_3

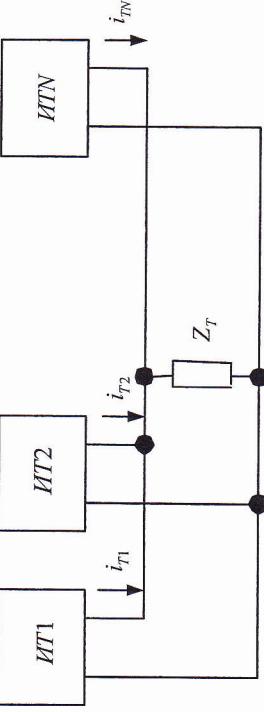
Времедиаграмте на тока i и на тока през товара i_T са показани на фиг. 2.15. Както се вижда, по този начин може да се формира ток през товара с много близка до синусоидална форма.



Фиг.2.15. Времедиаграми на тока в диагонала i и на тока през товара i_T на еднофазен инвертор на ток с модулация на тока на пет часа

Подобно на инверторите на напрежение от такъв тип – глава 3 съществуват и инвертори на ток, състоящи се от няколко отделни модула, захранвани от галванично разделени източници на ток. Всички модули работят на общ товар, като чрез включване и изключване на модулите може да се формира кривата на тока през товара на няколко нива.

Реализацията е пояснена на фиг.2.16.



Фиг.2.16. Блокова схема за свързване на модули от инвертори на ток към обич товар

Трябва да се отбележи, че като идея и реализация паралелната работа на отделни инверторни модули, състоящи се от инвертори на ток, съществува отдавна, още при реализация на отделните инвертори посредством тиристори. По този начин първоначално се повишава мощността върху товара чрез синхронизация на системите за управление на отделните модули. Основният проблем в този случай е изравняването на тока през паралелно работещите модули. В по - съвременния вариант идеха се използват инвертори на ток, изградени на базата на пълноуправляеми силови прибори, като основната цел е формиране на ток през близка до синусоидална форма посредством модулация на няколко нива. Обикновено отделните модули от фиг.2.16 се захранват от източници на ток с равни стойности, като по този начин и изходните им токове са равни помежду си. Реализацията на отделните инвертори с IGBT позволява в даден момент от време да се включат или изключат желан брой модули за формиране на съответното стъпало от кривата на тока през товара Z_T .

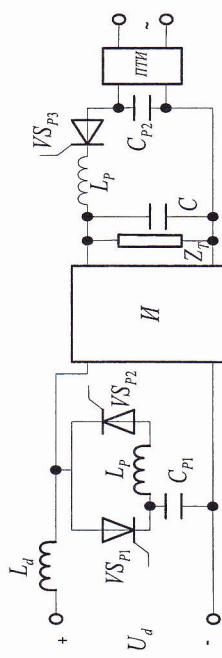
Съществуват схемни варианти и на трифазни инвертори на ток с модулация на няколко нива [21].

При инверторите на ток се предвиждат елементи за защита от пренапрежение на приборите, като това най-често става посредством RC-групи паралелно на приборите. При тиристорните инвертори е възможно и включване на малки по стойност индуктивности последователно на тиристорите за ограничаване скоростта на нарастващите на тока през тях пренапрежения.

2.5. СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ИНВЕРТОРИТЕ НА ТОК

От направленото разглеждане стават ясни различията в спиртовите схеми и принципите на действие на инверторите на ток, изградени с тиристори и тези на базата на пълноуправляеми силови прибори. Това определя и съществените различия при реализацията на системите им за управление. Най-важното от тях е свързано с процесите на първоначален пуск на инвертора. Ако той е реализиран на базата на обикновени тиристори, поради наличието на голяма по стойност индуктивност на входа му, при подаване на управляващи импулси към тиристорите тя възпрепятства нарастващето на тока през тях. Ако този ток остане по-малък от тока им на удръжане, те не могат да се включат и въпреки наличието на управляващи импулси силовата схема на инвертора не работи. Освен това първоначално кондензаторът е разреден, като напрежението върху него би се повишавало постепенно. Това крие опасност от малко време за възстановяване при пуск, свързано с единоразмено включване на тиристори. Поради това в самата силова схема на тези инвертори се предвиждат елементи, които изтраждат т.н. "пускови устройства", целят на които е да се натрупа енергия във входната индуктивност и да се зареди предварително кондензаторът, преди да бъдат подадени управляващите импулси към тиристорите по алгоритъм, съответстващ на работа в установен режим. Ако източникът на постоянно захранване напрежение е управляем токизправител, стойността на изходното му напрежение също играе съществена роля при пуск. От казаното е ясно, че една част от системата за управление на тиристорните инвертори на ток е предназначена да управлява елементите на пусковите устройства, както и да следи съществени за правилния пуск величини. След това започва работа основната част от системата за управление, реализираща функциите след пуск на инвертора. При наличие на управляем токизправител за получуване на входното напрежение, функциите на двете системи за управление са свързани помежду си както при пуск, така и при работа в установен режим. Като пример може да бъде разгледан начинът за реализация на пуск при еднофазен инвертор на ток по схемата от фиг.2.1. На фиг.2.17 основно внимание е отдалено на пусковите устройства, като останалите елементи от схемата са обединени в общ блок. С помощта на тази схема могат да бъдат разгледани два варианта за пусков процес. При първият се използва пусковото устройство, състоящо се от V_{S_p} , $V_{S_{p2}}$, I_p , C_{p1} , като първоначално се подава управляващ импулс на пусковия тиристор $V_{S_{p1}}$, при което кондензаторът C_{p1} се зарежда през входната индуктивност L_d . При достигане на определено напрежение върху пусковия кондензатор се подава импулс за включване на пусковия тиристор $V_{S_{p2}}$ и импулси за едините диагонално свързани основни тиристори на инвертора И.

Разрядният ток на пусковия кондензатор през I_p , $V_{S_{p2}}$ и основните тиристори на инвертора зарежда кондензатора на инвертора С, като при спадане на тока до нула се изключва $V_{S_{p2}}$. След това може да се подлагат управляващи импулси на поредните диагонално свързани тиристири в зависимост от полярността на напрежението на кондензатора С след пуска.



Фиг.2.17. Схема за свързване на пускови устройства към три стопрен инвертор на ток

При втория вариант за реализация на пуск липсва пусковото устройство $V_{S_{p1}}, V_{S_{p2}}, I_p, C_{p1}$. Нагруване на енергия във входната индуктивност става чрез подаване на серия управляващи импулси към два еднораменни тиристори на инвертора И, при което изходът на източника на захранващо напрежение се дава накъс през входната индуктивност. Това става за определено време в зависимост от стойностите на захранващото напрежение и входната индуктивност. През маломощен пусков токозправител ПТИ, захранван от отделен източник на променливо напрежение, е зареден пусковият кондензатор C_{p2} . При подаване на импулс за включване на пусковия тиристор $V_{S_{p2}}$, разрядният му ток зарежда кондензатора на инвертора И. Пусковият тиристор се изключва при спадане на тока през него до 0, като върху товара Z_T , в случаи че е активно-индуктивен, биха възникнали затихвания колебания. Т.к. полярността на напрежението върху кондензатора С след включване на пусковия тиристор е известна, то в подходящ момент може да се подадат управляващи импулси за поредната двойка диагонално свързани тиристири на инвертора И. Както се вижда, частта от системата за управление, свързана с пусковите процеси на инверторите на ток, реализирани с тиристори, е много специфична. Тя зависи от типа на пускового устройство и от избрания алгоритъм на пуска. Поникога чрез нея се подават импулси за определено време, а в друг случай може да се слелят величини, свързани с пусковия процес – ток на входната индуктивност или напрежение на кондензатора. След първоначалния пуск на инвертора функционирането на тази част от системата за управление се забранява.

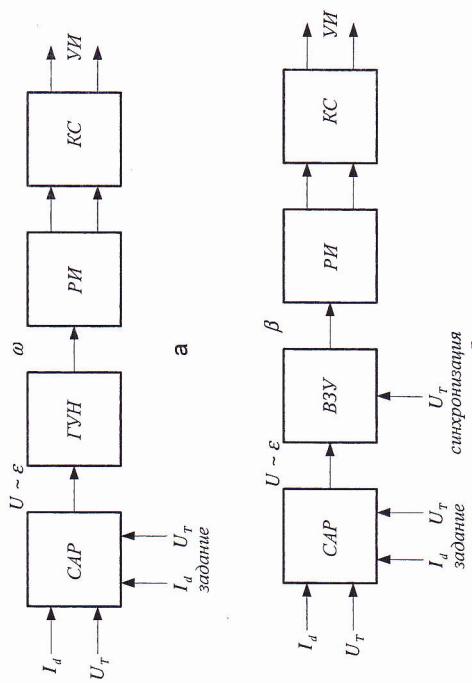
Синтезът и реализацията ѝ изискват известен опит, съчетан и с

компютърна симулация на пусковите процеси [14] за намиране на оптимално решение.

По подобен начин друга част от системата за управление на инверторите на ток е предназначена да осъществи защита при попадане в аварийен режим на работа. Основният проблем е свързан с наличието на входната индуктивност, в която има запасена енергия и при прекъсване на тока през нея биха се повинили недопустимо напрежението върху тиристорите. При инверсионен режим например биха могли да се спрат импулсите към тиристорите на инвертора И и да се подаде импулс за включване на тиристора трябва да е свързан с десния по схемата извод на индуктивността, и при включването му запасената в нея енергия ще се разсее в защитния резистор. При друг вариант, наличие на управляваем токозправител и аварийен режим, може той да се приведе в инверторен режим на работа и енергията на индуктивността да се върне в захранващата мрежа – глава 1.

По-нататък се разглеждат само тези части от системите за управление, които осъществяват функциониране на инверторите след първоначалния пусков процес и без елементите им за защита.

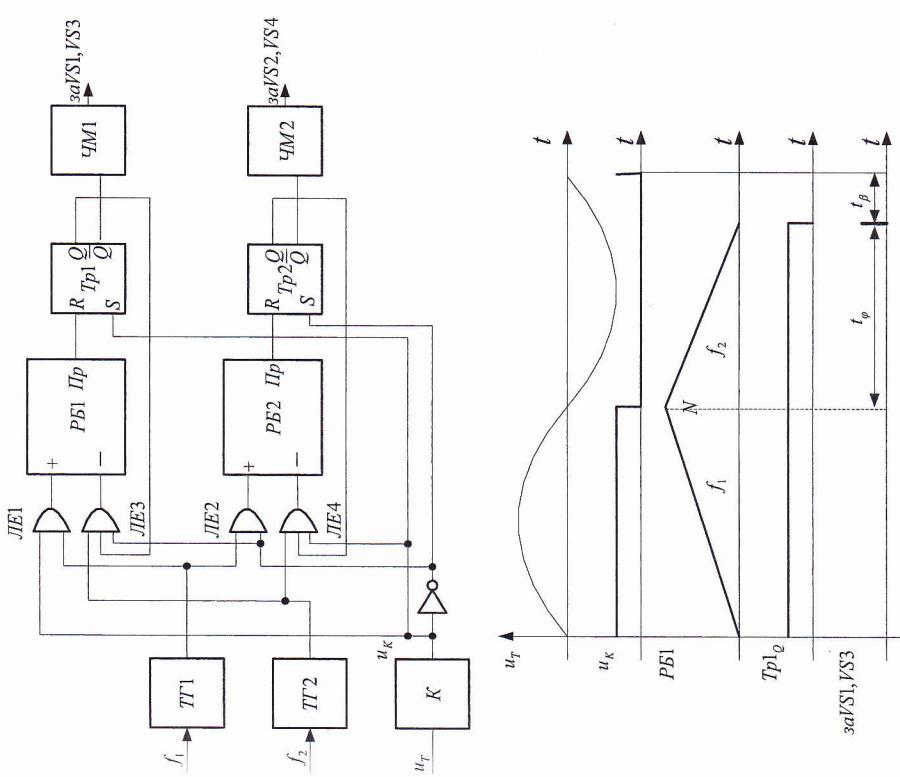
При тиристорните инвертори на ток съществуват два метода за избуждане – независимо избуждане и зависимо от товара избуждане или самовъзбудждане. Показващите ги структурни схеми са показани на фиг.2.18.



Фиг.2.18. Блокови схеми, показващи независимо избуждане-а и зависимо от товара избуждане-б при инвертори на ток

И при двета метода е възможно да се осъществи стабилизация на някоя от величините – входен ток I_d или напрежение върху товара U_T . Видът на стабилизираната величина зависи от конкретното предназначение на инвертора. За тази цел е предвидена система за автоматично регулиране САР. При независимото възбуждане – фиг.2.18a управляващите импулси се изработват от генератор управяван с напрежение ГУН, което е пропорционално на грешката ε в САР. Като изходен параметър по този начин се явява честотата на работа на инвертора ω , а следствие от нея са ъгълът на изпреварване β , входният ток и напрежението върху товара, които зависят естествено и от параметрите на товара и силовата схема на инвертора. При самовъзбуждането – фиг.2.18b е необходимо синхронизация с напрежението на товара (по-рядко с тока през диагонала на моста). Управляващите импулси се изработват под действие на т.н. времезадаващи устройства ВЗУ, с помощта на които се определя ъгълът на изпреварване β , който се явява изходен параметър. Честотата на работа ω , входният ток и напрежението върху товара, които зависят и от параметрите на товара и силовата схема, се явяват следствие на ъгъла на изпреварване. И при двета метода са необходими разпределители на импулси РИ за отделяне на поредиците импулси в различни канали за едновременно включваните тиристори, както и крайни стъпала КС, предназначени за формиране на управляващите импулси УИ с достатъчна за включване на тиристорите мощност. Трябва да се отбележи, че системите за управление с независимо възбуждане имат по-голяма инерционност, която при рязка промяна на товара може да доведе до срив в работата на инвертора и сработване на системите за защита. Системите за управление със самовъзбуждане се характеризират с по-голямо бързодействие, но със значително по-голяма схемотехническа сложност. Особен интерес при тях представлява възможността чрез промяна и стабилизация на ъгъла на изпреварване β поради връзката (2.5) и (2.33) в известен диапазон да се регулира и стабилизира напрежението на товара, без да е необходимо регулиране на управляемия токоизправител за промяна на захранващото напрежение U_d . Т.к. в практиката съществуват много и разнообразни схеми на генератори управявани с напрежение ГУН, тук по-подробно ще бъде разгледан пример за реализация на ВЗУ за формиране ъгъла на изпреварване при еднофазен инвертор на ток със самовъзбуждане. Принципната схема и поясняващите времедиаграми са показани на фиг.2.19.

Увеличаване съдържанието на броячите, а вторият – за намалването му, което става по-бързо, т.к. $f_2 > f_1$. Действието на първия канал е следното:



Фиг.2.19. Принципна схема и времедиаграми на времегадащо устройство за формиране ъгъла на изпреварване при еднофазен инвертор на ток със самовъзбуждане

Приема се, че двата тригера са нулирани, при което постъпването на импулси от ТГ2 към реверсивните броячи е забранено. В началото например на положителния полуциклид прегЛЕ1 се разредява постъпване на импулсите от ТГ1 към РВ1. Тр1 се установява в 1, но импулси от ТГ2 не

постъпват към РБ1, т.к. са забранени от ЛЕЗ чрез изхода на инвертора. В края на положителния полупериод съдържанието на РБ1 е достигнало стойност N, след което в началото на отрицателния с разрешава броене в обратна посока чрез ЛЕЗ. При нулиране на РБ1 посредством сигнала за пренос Пр Тр1 се нулира и забранява постъпване на импулсите от ТГ2 към броячка. По предния фронт от инвертора – в случаи V_{S1}, V_{S3} . От фиг.2.19 се вижда, че

$$(2.35) \quad \frac{T}{2} = N \cdot \frac{1}{f_1}; \quad t_\varphi = N \cdot \frac{1}{f_2}$$

където T е периодът на изходното напрежение на инвертора. От (2.35) следва:

$$(2.36) \quad t_\varphi = \frac{1}{2f} \cdot \frac{f_1}{f_2}$$

От фиг.2.19 за времето, съответстващо на ютия на изпреварване, може да се запише:

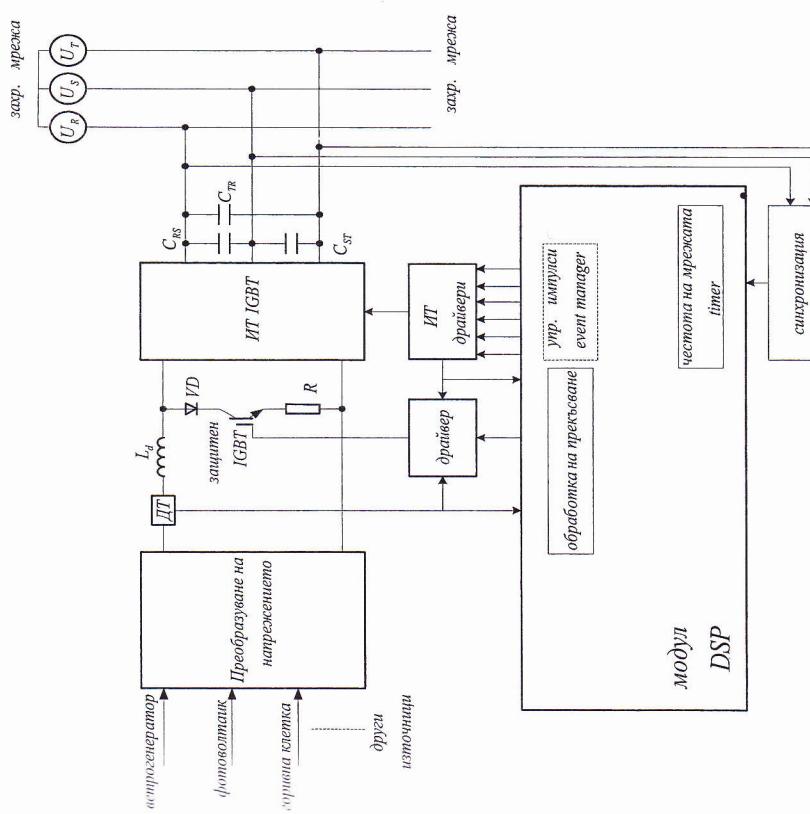
$$(2.37) \quad t_\beta = \frac{T}{2} - t_\varphi = \frac{1}{2f} \left(1 - \frac{f_1}{f_2} \right)$$

Следователно ако честотите на двата генератора или тяхното отношение се поддържат постоянни, при промяна на резонансната честота на инвертора ще се промени времето t_β . За да се поддържа то постоянно е необходимо да се промения едната или и двете честоти на ТГ, както е показано на фиг.2.19. Това може да стане чрез подходяща обратна връзка, с цел да се стабилизира напрежението на инвертора U_T , чрез която върху тиристора е приложено обратно напрежение [5]. Освен това чрез изменение в известни граници на времето, съответстващо на ютия на изпреварване β , може да се регулира в съответствие с (2.5) и (2.33) изходното напрежение, без да се налага промяна на захранващото за инвертора U_d . Задолжената на фиг.2.19 идея може да бъде реализирана и чрез използване гаймерната система на подходящ микроконтролер.

Разгледаните дотук особености на управлението на тиристорни инвертори на ток са свързани с едно от приложенията им – честотни преобразуватели за индукционно нагряване. Приложението им с други цели имат свои специфични особености.

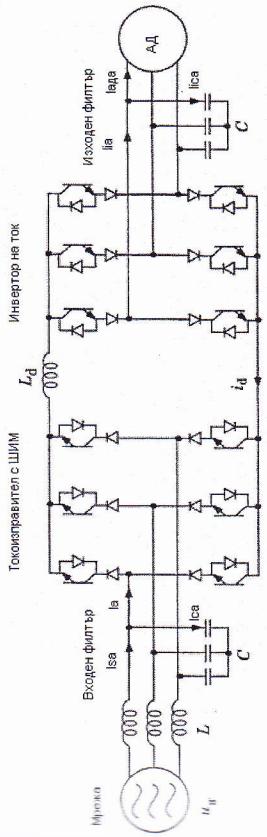
Силовите електронни устройства намират широко разпространение и в системите за разпределено генериране на електрическа енергия. Независимо от източника и междинното преобразуване на енергията, крайният преобразувател, свързан към електроснабдителната мрежа, обикновено е инвертор на напрежение или инвертор на ток. Ако

инверторът е предназначен за генериране на енергия независимо от поведението на всички други източници, то той трябва да следи и стабилизира напрежението на товара, и тогава се използва инвертор на напрежение. Ако електрическа енергия ще се генерира към електроснабдителна мрежа, в която напрежението се следи от други основни източници, то тогава по-подходящ е инверторът на ток.



Фиг. 2.20. Блокова схема, поясняваща приложението на инвертор на ток за разпределено генериране на електрическа енергия

направление на два преобразувателя – трифазен управляем токоизправител с широчинно – импулсна модулация ПСИМ и трифазен инвертор на ток с ПСИМ. Ако използванието транзистори притехкават блокираща способност в обратна посока, то последователно свързаните с тях диоди не са необходими.



Фиг.2.21. Схема за свързване на трифазен асинхронен токоизправител и инвертор на ток захранваща мрежа чрез токоизправител и инвертор на ток

Регулирането на изходното напрежение на токоизправителя, респ. изходния ток на инвертора i_d , става чрез кофициента на модулация на управляемия токоизправител. Използването на токоизправител с широчинно-импулсна модулация в съчетание с входния филтър дава възможност за повишаване фактора на мощност по отношение на чихранващата мрежа, като фазовият ток i_{sa} е синусоидален и във фаза със съответното фазово напрежение [2]. Използването на инвертор на ток позволява напрежението и токът на асинхронния електродвигател да бъдат с ладна синусоидална форма и намалява кратковременните пренапрежения при намотките. При това за защита от претоварване по ток може да се следи входният ток на инвертора, а не статорните токове на двигателя. В [50] е описано векторно управление на електродвигателя чрез широчинно-импулсна модулация в инвертора на ток, без следене на статорните токове. Системата за управление на дата преобразувателя от фиг.2.21 е показана на фиг.2.23 и в основата ѝ са заложени за всеки преобразувател отделен микроконтролер и програмируема логика за широчинно-импулсната модулация. Използвани са 16 – битови едночипови микроконтролери MC68HC916Y1 на Motorola. Първите серийни комуникационни интерфейси SCI се използват за задание на тока на трифазния токоизправител. Комуникацията с персонален компютър става чрез втория интерфейс SCI на микроконтролера за управление на инвертора. И при токоизправителя и при инвертора е използвана пространствено-векторна широчинно-импулсна модулация по отношение на токовете. Трифазният инвертор на ток се изпълнява с GTO – тиристори. На фиг.2.21 е показано свързване на трифазен асинхронен електродвигател при същевременно захранване на токоизправителя и инвертора на ток.

Системите за управление на инверторите на ток имат специфични особености и при използването им за управление и регулиране на трифазни асинхронни електродвигатели. В този случай намира приложение схемата от фиг.2.9, но все по-често – тези от фиг.2.10 и фиг.2.11. При електрораздвижване с много голема мощност трифазните инвертори на ток се изпълняват с GTO – тиристори. На фиг.2.21 е показано свързване на трифазен асинхронен електродвигател при същевременно захранване на токоизправителя и инвертора на ток.

Особеностите на управлението при такова приложение са пояснени на фиг.2.10 или фиг.2.11, но може да бъде и трифазен с модулация на няколко нива. Първоначалното преобразуване до подходящо по стойност постоянно напрежение е показано в общ блок, който не е обект на разглеждане, и е различен при различните видове източници. За управление на всички преобразуватели може да се използва цифров сигнален процесор (модул DSP), като на фигурата са показвани само функциите му, свързани с управлението на инвертора на ток. Основната цел е да бъде инжектирана в захранващата мрежа трифазна система токове с възможно най-близка до синусоидална форма, която е синхронизирана с трифазната система напрежения, а всеки фазов ток е в противофаза със съответното фазово напрежение. За тази цел нещастъчното се следи развитието на напрежението във времето, като се измерва и честотата. Това може да стане чрез походящо програмиране на таймер и е необходимо за промяна честотата на управляващите импулси за инвертора.

Предвиден е и защлен транзистор, който трябва да се включи или при аварисен режим в инвертора на ток, или при превишаване стойността на постоянното ток над допустимата. Тогава запасената енергия в индуктивността се разсеява в резистора R , като едновременно може да се залейства и защитата на предния преобразувател. Предполага се, че аварийният режим в инвертора на ток е свързан с повишаване на тока на някой от транзисторите му над допустимата стойност, която се следи от драйверните стъпала, подаващи в тъкъв случаи сигнал към процесора и драйвера на защитния транзистор. Повишаването на постоянната входен ток на инвертора се установява с датчик (ДГ), подаваш сигнал към процесора и драйвера на защитния транзистор. Последният може да получи сигнал за включване и от процесора, например при изключване на цялата система или други режими. Включването на защитния транзистор е свързано с подаване на сигнали за прекъсване към цифровия сигнален процесор и поддължата им обработка. Интересно и перспективно е генерирането на електрическа енергия от електромагнитна, съхранена в полето на индуктивност в условията на свърхпроводимост [38]. Поради много големата стойност на тази индуктивност естествено е това да стане с инвертор на ток, управлението на който има свои особености за този случай.

Системите за управление на инверторите на ток имат специфични особености и при използването им за управление и регулиране на трифазни асинхронни електродвигатели. В този случай намира приложение схемата от фиг.2.9, но все по-често – тези от фиг.2.10 и фиг.2.11. При електрораздвижване с много голема мощност трифазните инвертори на ток се изпълняват с GTO – тиристори. На фиг.2.21 е показано свързване на трифазен асинхронен електродвигател при същевременно захранване на токоизправителя и инвертора на ток.

$$(2.38) \quad \vec{i}_N = \frac{2}{\sqrt{3}} i_d e^{j(2(N-1)\pi)/6} \quad \text{за } N=1,2,\dots,6$$

Трите нулеви вектора съответстват на едновременно включване на еднораменни прибори в някое от трите рамена на инверторния мост. Това може да се види, ако се дефинира пространствен вектор за тока, умножавайки всеки фазов ток по ориентацията му:

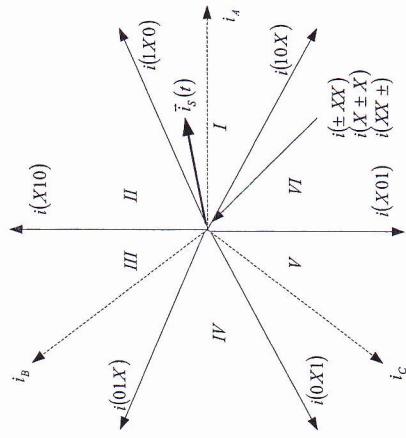
$$(2.39) \quad \vec{i}_S(t) = I_A e^{j0} + I_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_C e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

При инвертора на ток могат да бъдат включени едновременно два прибора - един от горната и един от долната група. Включване на горен транзистор означаваме със сигнал за управление 1, а включване на долн – с 0. Когато транзистори от едно рамо не са включени, сигналът за управление ще означим с X, а когато са включени едновременно – с ±.

Освен това трябва да се има предвид, че ако е включен горен транзистор, то токът през съответната фаза е равен на I_d , а ако е включен долн транзистор – на $-I_d$. По този начин чрез (2.39) се получават резултатите от таблица 2.2.

Таблица 2.2

Управляващи променливи			Базов вектор	Стойност
a	b	c		
1	X	0	$i(1X0)$	$I_d e^{\frac{j\pi}{6}}$
X	1	0	$i(X10)$	$I_d e^{\frac{j\pi}{2}}$
0	1	X	$i(01X)$	$I_d e^{\frac{5\pi}{6}}$
0	X	1	$i(0X1)$	$I_d e^{\frac{j7\pi}{6}}$
X	0	1	$i(X01)$	$I_d e^{\frac{3\pi}{2}}$
1	0	X	$i(10X)$	$I_d e^{\frac{j11\pi}{6}}$
±	X	X	$i(\pm XX)$	0
X	±	X	$i(X \pm X)$	0
X	X	±	$i(XX \pm)$	0



Фиг.2.22. Векторна диаграма, показваща пространствено-векторна широчинно-импулсна модулация при инвертор на ток

Положението на шестте активни вектора, формирани шестте сектора, трите нулеви вектора, както и положението на пространствения вектор за токовете в първи сектор са показани на фиг.2.22.

След измерване на юловата скорост (чрез тахогенератор и аналогов вход AD1 на микроконтролера), преобразуване в съответствие със зависимостите на асинхронния електродвигател и координатна трансформация, се подава задание за пространствения вектор към схема за широчинно - импулсна модулация, изпълнена с програмирана логическа матрица ПЛМ. Това става при използване на сигнали "output compare" OC0-OC6 от таймерната система на микро контролера. Стойността и положението на пространствения вектор във всеки период на превключване се получават от подходяща комбинация на два съседни нулеви вектора и нулев вектор подобно на описаната при инверторите на напрежение пространствено - векторна широчинно - импулсна модулация – глава 3. Стойността на постоянния ток се следи от двета микроконтролера чрез входове на аналогово - цифровия преобразувател AD0. При микроконтролера за управление на инвертора те необходима за реализация на модулацията, а при микроконтролера за управление на токонизправителя тя се използва заедно със стойността на входного постоянно напрежение на инвертора (от аналогов вход AD4) за реализация модулацията на токонизправителя. Логически сигнал, съответстващ на повишаване входния ток на инвертора над допустимия се подава на входовете "input capture" IC1 и IC3 за задействване софтуерна процедура за запита. Температурата на силовите прибори на двата преобразувателя се

ГЛАВА 3. ИНВЕРТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

The diagram illustrates the functional block diagram of the power supply control system using the MC68HC916Y1 microcontroller. The system consists of several functional blocks:

- Power Supply (PS) Block:** Provides the main power source for the system.
- Current Sensors:** Detect primary current (i_p) and secondary current (i_d).
- Temperature Sensors:** Measure ambient temperature and winding temperature for both primary and secondary sides.
- MC68HC916Y1 Microcontroller:** The central processing unit managing the system.
- Driver Circuits:** Drive the primary side through switches (LAM1-LAM4) and the secondary side through switches (LAM5-LAM8).
- Feedback Path:** Provides feedback for current and temperature measurements to the microcontroller.
- PC Interface:** Allows communication between the microcontroller and a personal computer (PC).
- Output Power Control:** Manages the output power levels.

Key components and signals include:

- Primary side current sensor: i_p
- Secondary side current sensor: i_d
- Winding temperature sensors: T_{w1}, T_{w2}
- Ambient temperature sensors: T_{amb1}, T_{amb2}
- MC68HC916Y1 pins: AD0, AD1, AD2, AD3, AD4, AD5, AD6, AD7, AD8, IO1, IO2, IO3, IO4, IO5, IO6, IO7, IO8, IO9, IO10, IO11, IO12, SC11, SC12, I/O1, I/O2, I/O3, I/O4, I/O5, I/O6, I/O7, I/O8, I/O9, I/O10, I/O11, I/O12.
- Driver ICs: LAM1-LAM8.
- Feedback amplifiers: A_1, A_2, A_3, A_4 .
- Filtering and isolation stages: $\text{ПМ}1, \text{ПМ}2, \text{ПМ}3, \text{ПМ}4$.
- PC interface: $\text{Ни}\Phi$ (High Frequency), ω_r , ω_t .
- Microcontroller labels: MC68HC916Y1, MC68HC916Y1.

Фиг.2.23. Блокова схема на системата за управление на преобразувателите от физ.2.21

следи чрез подходящи сензори и аналогови входове AD1 на двата микропрограммиращи контролери. Логическо ниво на един от входно - изходните изводи на МП/СО1 е индикация за правилна работа на токоизправителя. Управление на токоизправителя с ШИМ също използва пространствено - векторна модулация чрез сигнали КВМ и програмирамуема логическа матрица. Синхронизацията с трифазната система захранвания напрежения и определянето последователността на фазите се осъществява с компаратори при използване на входове IC1, IC2 и подходяща софтуерна обработка. Следи се стойността на захранващото напрежение чрез аналогов вход AD3 или отпадане на някоя от фазите – чрез AD1 на микроконтролера. Управляващият софтуер за инвертора на рисунката включва няколко процедури, чито приоритет и изпълнение във

В настоящата част бяха разгледани само няколко типични примера за реализация на системите за управление на инвертори на ток. Както се изяснява, изискава се комплексен подход, при който водещи са изискванията на конкретния обект, чието поведение и особености в голяма степен определят и сложността на самата система.

Инверторите на напрежение принадлежат към преобразувателите на постояннотокова в променливотокова електрическа енергия. Наричат се инвертори на напрежение, т.к. напрежението в изхода им има строго определена форма, която зависи само от алгоритъма на управление на силовите прибори в схемата и от харектера на веригата откъм страна на постояннотоковия захранващ източник. Формата на тока през товара в изхода, при положение че върху него се прилага напрежение със строго определена форма, зависи от харектера и параметрите на товарната верига.

В зависимост от системата променливи напрежения за захранване на товара в изхода, най-често се използват еднофазни (еднофазна система) и трифазни (трифазна система) инвертори на напрежение. По - ограничено е използването при товари, изисвани повече от три фази – например стъпкови електродвигатели.

Основният елементи за силовата схема на тези инвертори са силови полупроводникови прибори с възможност за включване и изключване по управляващ електрод. Това най-често са биполярни транзистори с пълнолиан гейт (IGBT) , мощни полеви транзистори с индуциран канал (power MOSFET) или тиристори, изключвани от гейта (GTO -thyristors). Все още по - рядко се използват триистори със статична индукция (SIT), а използват се и приложението на мощнни биполярни транзистори (power BJT).

Видът на използваните прибори се определя основно от необходимата мощност и от съобразения, свързани с нужната честота на работа в използваната сила схема на инвертора. При инверторите на напрежение може да бъде реализирана твърда или мека комутация на силовите прибори. При последната се постига намаляване на загубите върху силовите прибори за сметка на известно усложняване на схемата. В зависимост от вида на комутациите се определя характера на веригата

Най - разпространени са инверторите на напрежение с твърда комутация на силовите прибори (voltage source inverters). При тях паралелно на източника на захранващо напрежение на входа на инвертора се включва кондензатор с голем капацитет, който придава на захранванция източник характер на източник на електроизвеждащо напрежение (с малко вътрешно съпротивление). По този начин напрежението на входа на инвертора остава неизменно. Поради това в зависимост от алгоритъма на управление на силовите прибори изходното напрежение има правоъгълна форма или различни варианти на тази форма, но основното е, че за фиксирани интервали от време то остава неизменно и равно на напрежението на захранващия източник.

По-малко разпространени са инверторите на напрежение с мека комутация на силовите прибори. При тези от тях с резонанс откъм страната на захранванция източник (resonant DC - link inverters), на входа са свързани индуктивност и кондензатор, понякога в комбинация с допълнителни силови прибори така, че образуват последователен или паралелен резонансен кръг. По този начин напрежението на входа на инвертора представлява последователност от импулси с висока честота, променящи се във времето по строго определен и близък до синусоидалния закон, като в определени моменти от време достига нулема стойност. В тези моменти се превключват силовите прибори от схемата на инвертора при нулево напрежение върху тях, като в зависимост от алгоритъма на управление напрежението върху товара представлява комбинация от високочестотните импулси на входа на инвертора.

Най-често (но не задължително) цепта е от изходното напрежение на инвертора, независимо от вида му, да се отдели напрежението с честота само на първата гармонична, което да се използва за захранване на товара. Поради това при инверторите на напрежение важен е въпросът за добрия гармоничен състав на изходното напрежение, който да позволява това да стане най-лесно от техническа и икономическа гледна точка.

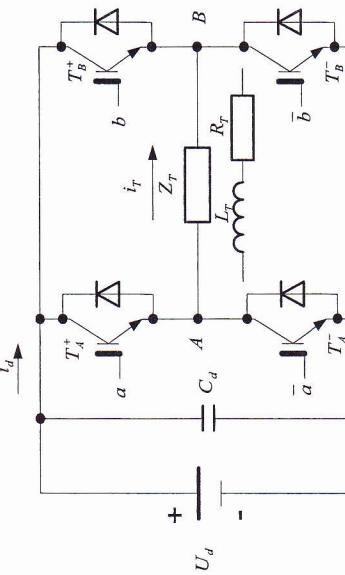
- Инверторите на напрежение намират приложение в следните области:
 - управление и регулриране на променливотокови електрически двигатели – синхронни и асинхронни;
 - системи за непрекъсваемо електрическо захранване, в частност – системи за резервно електрическо захранване;
 - системи за електрическо захранване при използване на възобновяеми енергийни източници с преобразуване на енергията от ветрогенератори, фотоволтаични панели, горивни клетки, а също свързване на такива системи към захранващата мрежа;
 - системи за преобразуване и съхранение на енергията като кинетична в машици;
 - надеждни, гъвкави и интелигентни системи за генериране, предаване и разпределение на електрическата енергия;
 - системи за контрол на качеството на електрическата енергия, в частност – активни силови филтри;
 - електротехнологии.
- Въз основа на изискванията на конкретното приложение се избира и проектира подходяща силова схема на инвертора на напрежение. След това се проектират веригите за обратни връзки за следене на параметри на товара или инвертора, определят се изисквания по отношение на управление, регулиране, защити, диагностика, индикация и др. Избира се подходяща система за управление на инвертора, в която се разпределят функции между аналогова и цифрова част, между хардуерно и софтуерно осигуряване.

3.2. ЕДНОФАЗНИ ИНВЕРТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

- Съществуват различни схемни варианти на еднофазни инвертори на напрежение, както и различни алгоритми за управление на силовите прибори и формиране кривата на изходното напрежение при тях. Те могат да бъдат регулирани или нерегулирани в зависимост от това дали съответният алгоритъм позволява да се промени ефективната стойност на напрежението върху товара. Последователно се разглеждат най-разпространените от тях:
- еднофазни инвертори с правоъгълна форма на изходното напрежение;
 - еднофазни инвертори със синусоидална спирочинно – импулсна модулация на изходното напрежение;
 - еднофазни инвертори със селективно елиминиране на гармонични от кривата на изходното напрежение;
 - еднофазни инвертори с модулация на изходното напрежение на няколко нива;
 - еднофазни инвертори с резонанс откъм постоянното захранващо напрежение.

3.2.1. Еднофазни инвертори с правоъгълна форма на изходното напрежение

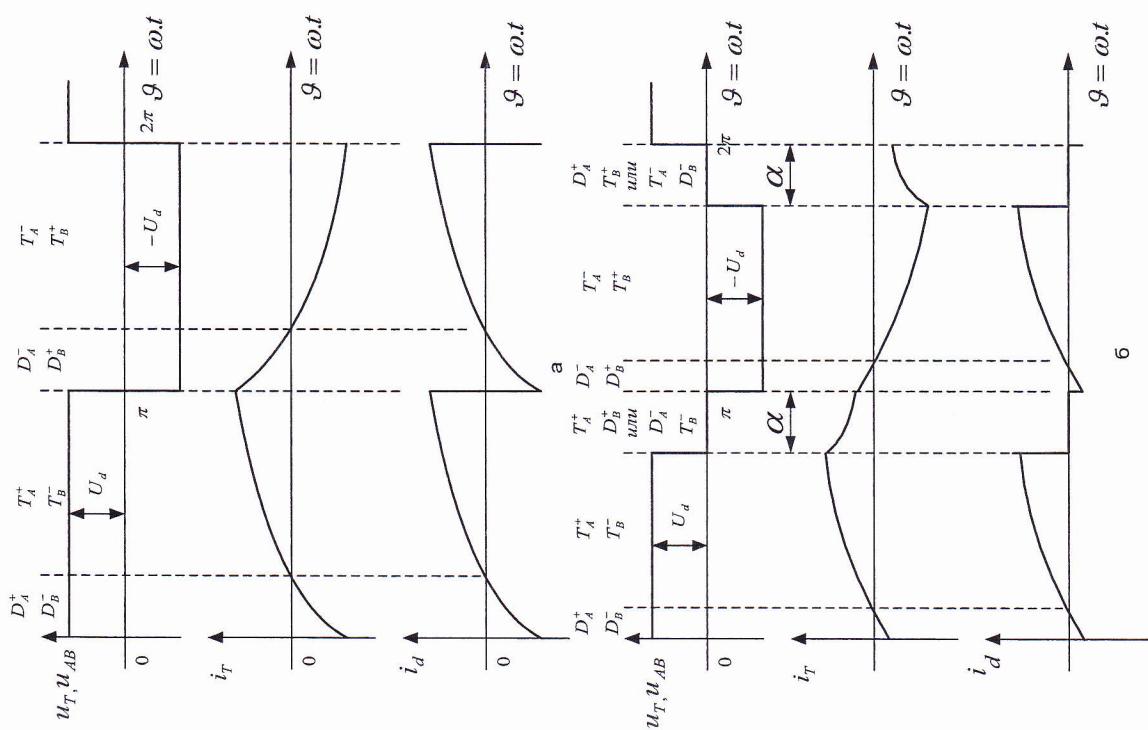
На фиг.3.1 е показана мостова схема на еднофазен инвертор на напрежение, като със Z_T е означен импедансът на товара. Той може да има различен характер, но най-често е активно-индуктивен така, както допълнително е показано на фиг.3.1.



Фиг.3.1. Мостова схема на еднофазен инвертор на напрежение

Това е продиктувано от факта, че между точките A и B , между които се получава изходното напрежение, обикновено е включена пръвичната намотка на изходен трансформатор или входът на изграждащ филтер за отстраняване висшите хармонични на изходното напрежение. Всяка двойка горен и долн транзистор образуваат т.н. еднораменни транзистори и се предлагат от фирмите - производители в общ корпус. Поникога и четирите транзистора се произвеждат в общ корпус. Рамената са означени условно като рамо A и рамо B . Означението на транзисторите съдържат индекси за рамото, на което съответстват, и “ $+$ ” или “ $-$ ” в зависимост от това дали имат общна точка с плюса или минуса на захранвания източник. Сигналите за гейтовете на транзисторите от великото рамо са инверсни помежду си, т.к. двата еднораменни транзистора не могат да бъдат включени едновременно. Това би бил аварийен режим, представляващ късо свързане през тях за захранвания източник.

На фиг.3.2 са показани времедиаграмите, поясняващи действието на схемата в два случая – нерегулируем инвертор – фиг.3.2a и регулируем инвертор с форма независеща от товара – фиг.3.2б. Най-отгоре на графиката за товарното напрежение са означени силовите прибори, които провеждат в съответните интервали от време. Нека разгледаме действието на нерегулируемия инвертор. Транзисторите се включват два по два диагонално. Така например тогава, когато са включени T_A^+, T_B^- (напрежението в т. A спрямо т. B е положително и равно на захранващото на T_B^+, T_A^-). T_A^+, T_B^- се изключват, но поради запасената в индуктивността на товара енергия T_b^+, T_A^- не се включват веднага. Необходим е известен интервал от време, през който токът запазва посоката си. През него провеждат диодите D_B^+, D_A^- , напрежението върху товара сменя знака си, като през диодите снергията от индуктивността на товара се поема от кондензатора C_d . Едва когато товарният ток спадне до 0, започват да провеждат транзисторите T_B^+, T_A^- (които имат импулси за включване още от $\vartheta = \pi$), а токът през товара започва да протича от дясно наляво. Тези процеси се повтарят и след това, т.е. преди включване на предната двойка диагонално свързани транзистори провеждат антипаралелно свързаните им диоди. Интервалите на проводимост на диодите зависят само от параметрите на товара – времеконстанта и стойност на товарния ток. На фиг.3.2а е показвана и формата на тока i_d , често място е указано на фиг.3.1. Винаги когато провежда двойка диагонално свързани транзистори той проптича от дясно наляво, а когато провежда двойка диагонално свързани диоди – отляво наляво. Средната стойност на този ток е равна на постоянния ток, консумиран от захранвания източник U_d . Тя съответства



Фиг.3.2. Времедиаграми на нерегулируем-а и регулируем-б инвертор

на постояннотоковата мощност от захранващия източник. Ако товарът е активен, то формата на тока би била еднаква с тази на изходното напрежение и биха липсвали интервалите на проводимост на обратните диоди. На практика обаче идеализираният активен товар почти не се среща. От действието на схемата става ясно, че при изборния алгоритъм на управление на силовите прибори не може да се осъществи регулиране на стойността на изходното напрежение. То е равно или на U_d през положителния полупериод или на $-U_d$ през отрицателния.

Нека разгледаме изменението на товарния ток през единия полупериод (например положителния) на изходното напрежение. Тогава е в сила следното диференциално уравнение:

$$(3.1) \quad \omega L_T \frac{di_T}{dg} + i_T \cdot R_T = U_d$$

Решението му има вида

$$(3.2) \quad i_T = \frac{U_d}{R_T} + A e^{-\frac{g}{\omega \tau}}$$

където τ е времеконстантата на товара

$$(3.3) \quad \tau = \frac{L_T}{R_T}$$

Константата A се намира от условията:

$$\text{за } g = 0, \quad i_T = -I_M$$

$$\text{за } g = \pi, \quad i_T = I_M$$

При заместването им в (3.2), събиране на получените зависимости и преработване на резултата се получава:

$$(3.4) \quad A = -\frac{2U_d}{R_T} \cdot \frac{1}{1 + e^{-\frac{\pi}{\omega \tau}}}$$

При заместване на константата в (3.2) се получава законът за изменение на товарния ток

$$(3.5) \quad i_T = \frac{U_d}{R_T} \left(1 - \frac{2e^{-\frac{g}{\omega \tau}}}{1 + e^{-\frac{\pi}{\omega \tau}}} \right)$$

Имайки предвид, че за $g = \pi$, $i_T = I_M$, от (3.5) може да се намери максималната стойност на тока през силовите прибори

$$(3.6) \quad I_M = \frac{U_d}{R_T} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{\omega \tau}}}{1 + e^{-\frac{\pi}{\omega \tau}}}$$

Ако се пренебрегнат комутационните пренапрежения при превключване на силовите прибори, то максималното напрежение върху тях е равно на захранващото. Това е така, понеже при включване на даден прибор (транзистор или диод) върху единорамочния му (транзистор или диод) се прилага цялото захранващо напрежение.

От графиката на фиг.3.2а може да се намери ефективната стойност на изходното напрежение:

$$(3.7) \quad U_T = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi U_d^2 d\vartheta} = U_d$$

Максималната стойност на първата хармонична с основна честота на изходното напрежение е:

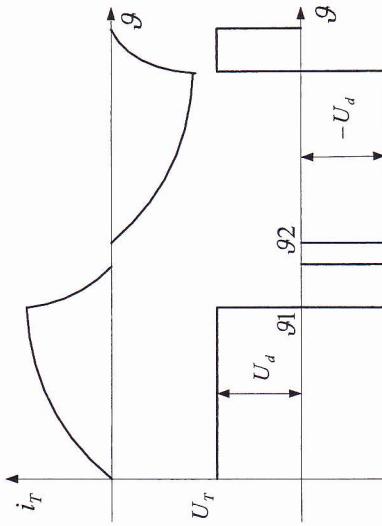
$$(3.8) \quad U_{Tm}^1 = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi U_d \sin \vartheta d\vartheta = \frac{4}{\pi} U_d$$

Следователно ефективната ѝ стойност е:

$$(3.9) \quad U_T^1 = \frac{U_{Tm}^1}{\sqrt{2}} = 2\sqrt{2} \frac{U_d}{\pi}$$

Еднофазният нерегулируем инвертор на напрежение може да се използва тогава, когато промяните на изходното напрежение, предизвикани от промените на захранващото остават в диапазон, който е допустим за съответния консуматор. При направсенто допук разглеждане е ока пренебрежат падовете на напрежение върху силовите прибори, които нарастват при промяна на тока през тях, resp. на тока през товара. Много често диапазонът на изменение на захранващото напрежение е широк (например акумуляторни батерии, горивни клетки, фотоволтаични панели) и в комбинация с изменение на товарния ток предизвиква големи промени в стойността на изходното напрежение. Това би нарушило нормалната работа на консуматора и се изисква регулатор и стабилизация на стойността на изходното напрежение. Това може да стане чрез присаждане на паузи в кривата му. Пръвоначалната идея е да се введе присаждане между момента на изключване на преддата двойка

транзистори и момента на включване на следващата така, както е показано на фиг.3.3. Така например ако при $\vartheta = \vartheta_1$ се изключват T_A^+ , T_B^- , то T_A^- , T_B^+ да се включват при $\vartheta = \vartheta_2$. По този начин се получава регулируем инвертор на напрежение с форма на изходното напрежение, зависеща от параметрите на товара. Както се вижда при всяко изключване на провеждащите транзистори поради запасената в товарната индуктивност енергия се включва двойката антипаралелно свързани диоди на другите транзистори, изходното напрежение сменя знака си и остава така докато товарният ток спадне до 0. Тези инвервали зависят само от параметрите на товара и практически се нарушува както хармоничният състав, така и самото регулиране, т.к. е възможно при определен товар да не могат да се получат паузите в кривата на изходното напрежение. Поради това този начин на управление с цел регулиране се използва много рядко.



Фиг.3.3. Форма на изходните величини, зависеща от товара

Регулируем инвертор с форма на изходното напрежение, независеща от параметрите на товара, се получава при алгоритъм на управление на силовите прибори, работата при който е пояснена на фиг.3.26. Продължителността на паузата, която се променя, за да се осъществи регулиране, е означена с α . Както се вижда, след провеждане на двойка диагонално свързани транзистори се изключва само единият от тях. При това товарният ток се затваря прес другия и обратния диод на съседния му от другото рамо. Изходното напрежение става равно на 0, а е осигурена и верига за товарният ток. При подаване на импулси за включване на другата двойка диагонално свързани транзистори процесите са аналогични на разгледаните при нарегулируемия инвертор.

Ефективната стойност на изходното напрежение може да се получи от кривата му на фиг.3.26 :

$$(3.10) \quad U_T = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\vartheta_2}^{\pi - \alpha} U_d^2 d\vartheta} = U_d \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}$$

За максималната стойност на първата хармонична на изходното напрежение се предполага, че началото на координатната система е в средата на паузата. При това функцията става нечетна и:

$$(3.11) \quad U_{TM}^1 = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\vartheta_2}^{\pi - \alpha} U_d \cdot \sin \vartheta d\vartheta = \frac{4}{\pi} U_d \cos \frac{\alpha}{2}$$

Следователно ефективната му стойност е:

$$(3.12) \quad U_T^1 = \frac{U_{TM}^1}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \cos \frac{\alpha}{2}$$

Правоъгълната форма на изходното напрежение с един интервал на проводимост в полупериод съдържа нечетни хармонични с номер k , чиято максимална стойност може да се определи от зависимостта:

$$(3.13) \quad U_M^K = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\vartheta_2}^{\pi - \alpha} U_d \cdot \sin(k\vartheta) d\vartheta$$

Ако с t_H се означи продължителността на интервала на проводимост за един полупериод на изходното напрежение с период T , то от фиг.3.2 се вижда, че

$$(3.14) \quad \alpha t_H = \pi - \alpha$$

Въвежда се кофициентът

$$(3.15) \quad \gamma = \frac{2t_H}{T}$$

След решаване на (3.13) и като се имат предвид (3.14) и (3.15) се получава:

$$(3.16) \quad U_M^K = \frac{4}{k\pi} U_d \sin \left(\frac{k\pi\gamma}{2} \right)$$

Стойността може да се представи в относителни единции във вида:

$$(3.17) \quad \frac{\pi U_M^K}{4 U_d} = \frac{1}{k} \cdot \sin \left(\frac{k\pi\lambda}{2} \right)$$

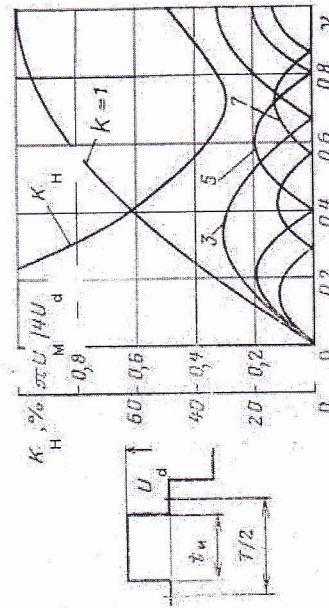
На фиг.3.4 е показано изменението на първата хармонична и на най-влиятелните от висшите с номера от 3 до 7 в зависимост от γ [23]. Представено е и изменението на кофициента на хармонични

$$(3.18) \quad K_H = 100 \cdot \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (U_k^k)^2} / U_1^2, \%$$

В числителя са ефективните стойности на всички висши хармонични, а в знаменателя – на първата хармонична на изходното напрежение. При анализираната правовъгълна форма този кофициент се определя от зависимостта:

$$(3.19) \quad K_H = 100 \cdot \sqrt{\frac{\gamma \pi^2}{8 \sin^2 \left(\frac{\pi \gamma}{2} \right)}}$$

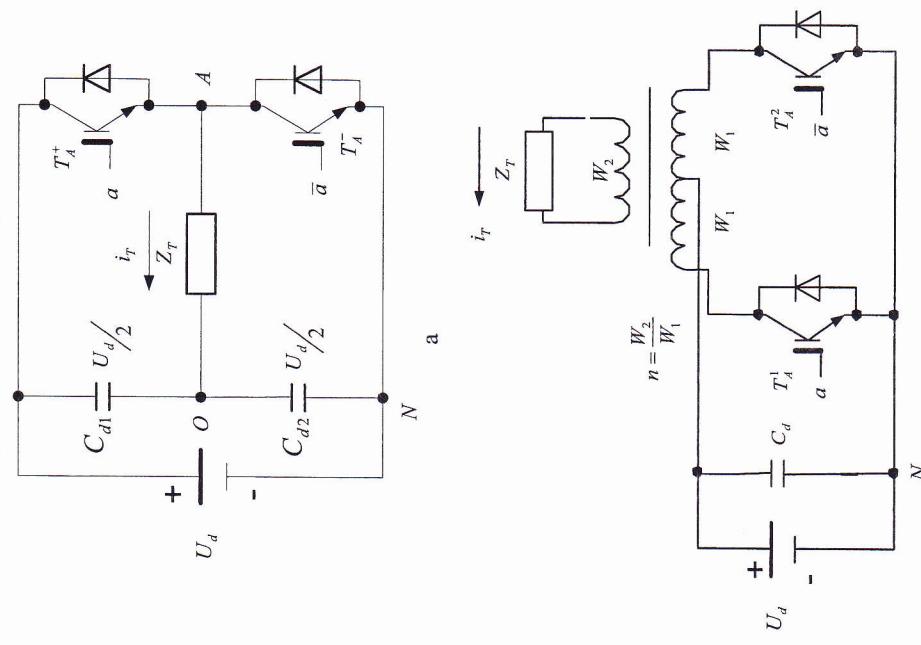
От нея се получава, че при нерегулируем инвертор ($\gamma = 1$) стойността му е 48,4%. Минималната му стойност е равна на 29% при $\gamma = 0,74$ – пауза $\alpha = 46,44^\circ$.



Фиг.3.4. Изменение на хармоничните и K_H от γ .

Предимство на еднофазния инвертор с разгледаната форма на изходното напрежение е малкият брой комутации в полупериод, както и по-лесният начин за реализация на системата за управление. Недостатък е никога честота на висшите хармонични, която би изисквало за отстраняването им

фильтри с голем обем и тегло. Филтрирането се затруднява допълнително и от промяната в стойността на кофициента на хармонични при регулиране. Други схемни варианти за реализация на еднофазни инвертори с правовъгълна форма на изходното напрежение са показани на фиг.3.5. На фиг.3.5а е представена полуумостова схема, а на фиг.3.5б – схема със средна точка на изходния трансформатор или т.н. пушпулна схема.



Фиг.3.5. Схемни варианти на еднофазни инвертори на напрежение: *a* – полуумостова схема; *b* – пушпулна схема

Полумостовата схема съдържа само едно транзисторно рамо, като захранващото напрежение е разделено наполовина посредством двата кондензатора. Ролята на обратните диоди е аналогична на гази, които изпълняват те при вече разгледаната мостова схема. Транзисторите се включват последователно за формиране на всеки полуperiод на изходното напрежение. При активно - индуктивен характер на товара при подаване на управляващ импулс за вклочване на никой от тях първоначално провежда обратният му диод, осигурявайки връщане на част от реактивната енергия на товара в съответния входен кондензатор. Едва след спадане на тока до 0, започва да провежда транзисторът и токът през товара сменя посоката си. При вклочване на никой от горните прибори T_4^+, D_4^+ върху товара се прилага напрежението от горния кондензатор C_{n1} с плюс отрицано на товара. При вклочване на никой от долните прибори T_4^-, D_4^- върху товара се прилага напрежението от долнния кондензатор C_{n2} с минус отрицано на товара. Така зависимости (3.8) и (3.9) при тази схема имат вида:

$$(3.20) \quad U_T = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{U_d}{2}\right)^2 d\theta} = \frac{U_d}{2}$$

$$(3.21) \quad U_T^1 = \frac{U_{TM}^1}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_d}{2}$$

Хармоничният състав на изходното напрежение е същият както при мостовата схема, но тъй като върху товара се прилага трансформирано захранващото напрежение зависимости (3.16) има вида:

$$(3.22) \quad \frac{\pi U_M^K}{2U_d} = \frac{1}{k} \cdot \sin\left(\frac{k\pi\theta}{2}\right)$$

В така разгледаната схема може да се осъществи регулиране с форма на изходното напрежение, зависеща от параметрите на товара – фиг.3.3, но поради описаните по-горе недостатъци това се избива. Би могло да се направи и регулиране независещо от параметрите на товара, ако паралелно на него се свърже двупосочен управляем силов прибор, който да се включва при изключване на никой от основните транзистори, осигурявайки запазване посоката на тока през товара и нулево напрежение върху него. На практика обаче за тази цел се предпочтита разгледаната мостова схема.

Характерно за пушпулната схема – фиг.3.5б е наличието на изходящ трансформатор със средна точка. Транзисторите се включват

последователно, като върху всяка половина на първичната намотка се прилага захранващото напрежение. Следователно във вторичната намотка има място за смени знака си и променя стойността си със съответния кофициент на трансформация n . По този начин зависимости (3.8) и (3.9) имат вида:

$$(3.23) \quad U_T = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (nU_d)^2 d\theta} = nU_d$$

$$(3.24) \quad U_T^1 = \frac{U_{TM}^1}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} nU_d$$

Хармоничният състав на изходното напрежение е същият както при мостовата схема, но тъй като върху товара се прилага трансформирано захранващото напрежение зависимости (3.16) има вида:

$$(3.25) \quad \frac{\pi U_M^K}{4nU_d} = \frac{1}{k} \cdot \sin\left(\frac{k\pi\lambda}{2}\right)$$

Ролята на обратните диоди е аналогична на тази от разгледаните дотук схеми. Те започват да провеждат първоначално при подаване на импулс за включване на транзисторите, които се включват едва след като токът през обратните им диоди спадне до 0. Казаното по отношение регулиране за полумостовата схема е в сила и тук с тази разлика, че двупосочният управляем силов прибор трябва да се включи паралелно на първичната намотка на трансформатора. Обикновено обаче тази схема се използва за реализация на нерегулируем инвертор. Характерна особеност за нея е това, че максималната стойност на напрежението върху всеки от силовите прибори е равна на $2U_d$. Например при включване на T_4^1 върху T_4^2 се прилага сумата от захранващото напрежение и индуцираното напрежение върху дясната половина на първичната намотка, което също е равно на захранващото.

3.2.2. Еднофазни инвертори със синусоидална широчинно-импулсна модулация на изходното напрежение

За епилминиране на хармоничните с малък номер и подобряване на хармоничният състав се използва методът на синусоидалната широчинно-импулсна модулация, пояснен на фиг.3.6 за полумостовата схема от фиг.3.5а. В случая модулацията е двуполярна, т.к. в рамките на един полупериод изходното напрежение сменя своята полярност. Включването

II изключването на силовите прибори става чрез сравнение в системата за управление на едно управляващо синусоидално напрежение $u_{\text{упп}}$ с честотата на първата хармонична на изходното (период T_s) и едно трионообразно напрежение $u_{\text{тр}}$ (период T_s) така, както е показано на фигура. Ако управляващото е по - голямо от трионообразното се включва горният прибор, ако е по - малко - долният.

При включен прибор напрежението върху товара е равно на половината от заруменацата. Регулирането на стойността на първата хармонична на изходното напрежение става чрез промяна в съотношението на амплитудите M_A , която може да се променя между 0 и 1. За целта се изменя амплитудата на управляващото напрежение $U_{\text{упп}}$. За намиране максималната стойност на първата хармонична на изходното напрежение се използва фиг. 3.6.

Т.к. превключването е с висока честота, то за малкия период T_s се предполага, че не се изменя стойността на управляващото напрежение $u_{\text{упп}}$. На същото основание се приема, че моментната стойност на първата хармонична на изходното напрежение е равна на средната стойност за този интервал, получена като сума от едно положително и едно отрицателно напрежение:

$$(3.26) \quad \bar{u}_T = \bar{u}_{T+} + \bar{u}_{T-}$$

където

$$(3.27) \quad \bar{u}_{T+} = \delta_+ \cdot \frac{U_d}{2} = \frac{t_+}{T_s} \cdot \frac{U_d}{2}$$

$$(3.28) \quad \bar{u}_{T-} = \delta_- \left(-\frac{U_d}{2} \right) = (1 - \delta_+) \left(-\frac{U_d}{2} \right) = \left(1 - \frac{t_-}{T_s} \right) \left(-\frac{U_d}{2} \right)$$

За времето t_1 от фиг. 3.6 може да се запише:

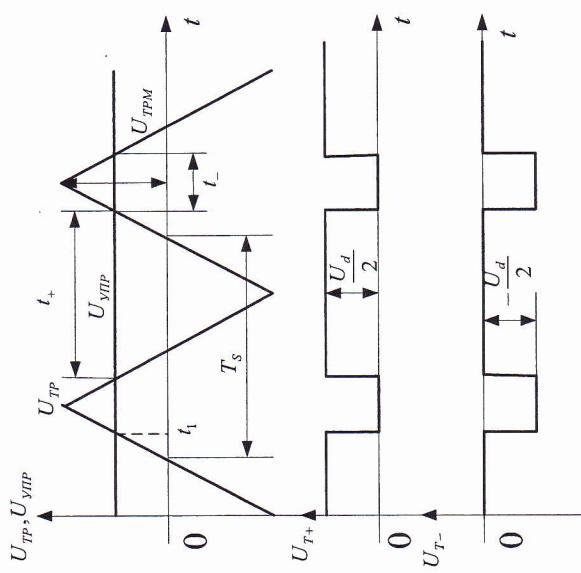
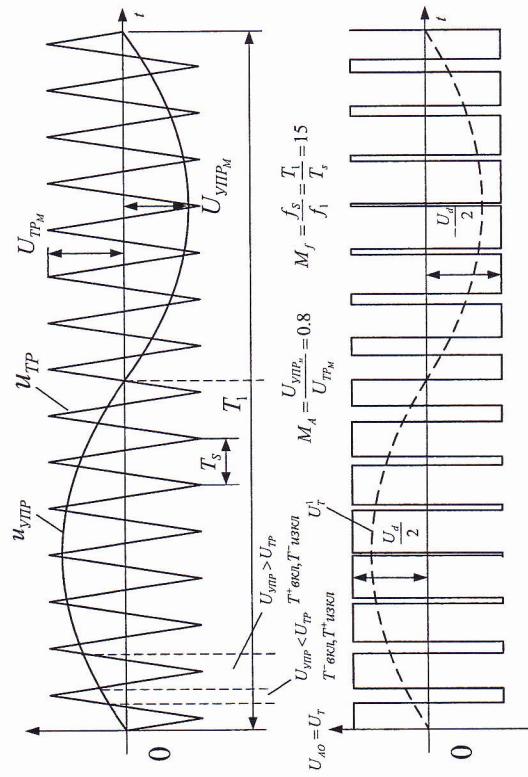
$$(3.29) \quad t_1 = \frac{T_s}{4} \cdot \frac{u_{\text{упп}}}{U_{\text{трМ}}}$$

и за t_+ :

$$(3.30) \quad t_+ = 2t_1 + \frac{T_s}{2}$$

При заместване на (3.29) в (3.30) и преобразуване се получава:

$$(3.31) \quad \frac{t_+}{T_s} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_{\text{упп}}}{U_M} \right)$$



Фиг. 3.6. Времедиаграми, показващи дуплополярна синусоидална широчинно-импулсна модулация за полумостовата схема от фиг. 3.5а

При заместване на (3.31) в (3.27) и (3.28) и имайки предвид (3.26), след преобразуване се получава:

$$(3.32) \quad \bar{u}_T = \frac{u_{\text{ymp}}}{U_{\text{TPM}}} \cdot \frac{U_d}{2}$$

Т.к. управляващото напрежение се изменя по синусоидален закон с честота на първата хармонична, то

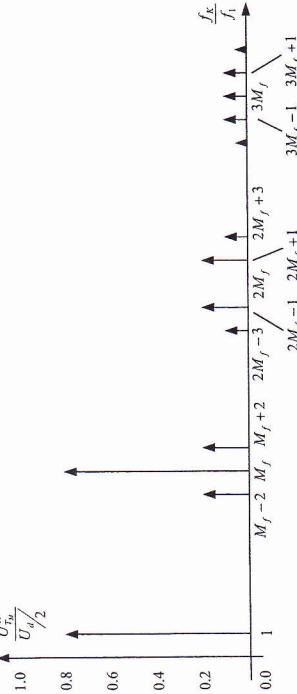
$$(3.33) \quad \bar{u}_T(t) = \frac{U_{\text{ymp}} \cdot \sin \omega_f t}{U_{\text{TPM}}} \cdot \frac{U_d}{2} = M_A \cdot \frac{U_d}{2} \cdot \sin \omega_f t$$

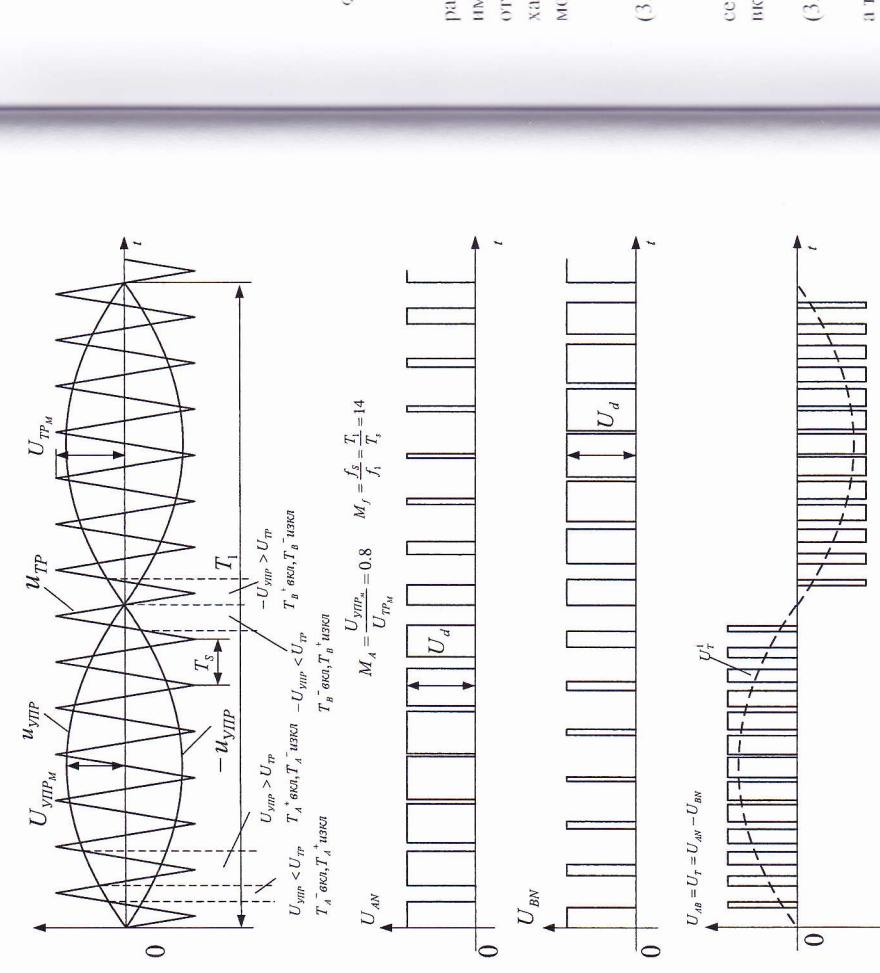
Следователно максималната стойност на първата хармонична на изходното напрежение зависи от стойността на захранващото и от съотношението на амплитудите:

$$(3.34) \quad U_{TM}^1 = M_A \cdot \frac{U_d}{2}$$

Важен параметър, определящ хармоничния състав, е отношението на честотите M_f , което при двуполярната модулация трябва да е нечетно число. Разпределението на хармоничните зависи от кофициента M_f и е представено на фиг.3.7 за съотношение на амплитудите 0,8. Липсват хармоничните с малък номер, характерни за правотъгълната форма на изходното напрежение – фиг.3.4. Вижда се, че при повишаване честотата на превключване на силовите прибори (увеличаване на M_f) хармоничните се изместват по посока на по-високите честоти, т.е. филтрирането им би станало по-лесно.

На фиг.3.7 е представена зависимостта

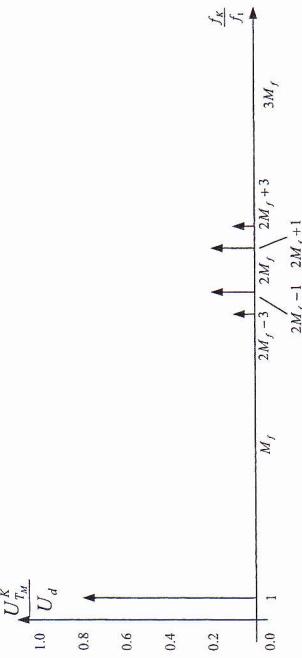




Фиг.3.8. Времедиаграми, показващи еднолючна синусоидална широчинно-импулсна модулация за мостовата схема от фиг.3.1

На фиг.3.9 е представено разпределението на хармоничните, откъдето се вижда, че те са изместени по посока на по-високите честоти, което води до по-лесно филтриране. В сравнение с фиг.3.7 липсва честотната лента около M_f , после около $3M_f$ и т.н.

Друг алгоритъм за получаване на еднолючна синусоидална широчинно-импулсна модулация е пояснен на фиг.3.10 посредством управляващите сигнали за транзисторите от мостовата схема на фиг.3.1[4].



Фиг.3.9. Разпределение на хармоничните при еднолючна синусоидална широчинно-импулсна модулация

Полупериодът на изходното напрежение се разделя на $N+1$ на брой равни по продължителност интервали. В него се формират N на брой импулси за управление на даден силов прибор от рамо *A*. Транзисторите от другото рамо *B* се управляват противофазно с честотата на основната хармонична на изходното напрежение. Интервалите на проводимост са модулирани по синусоидален закон:

$$(3.36) \quad \Delta x_i = \frac{\pi}{N+1} \cdot M \cdot \sin\left(i \frac{\pi}{N+1}\right), \quad i = 1, 2, \dots, N$$

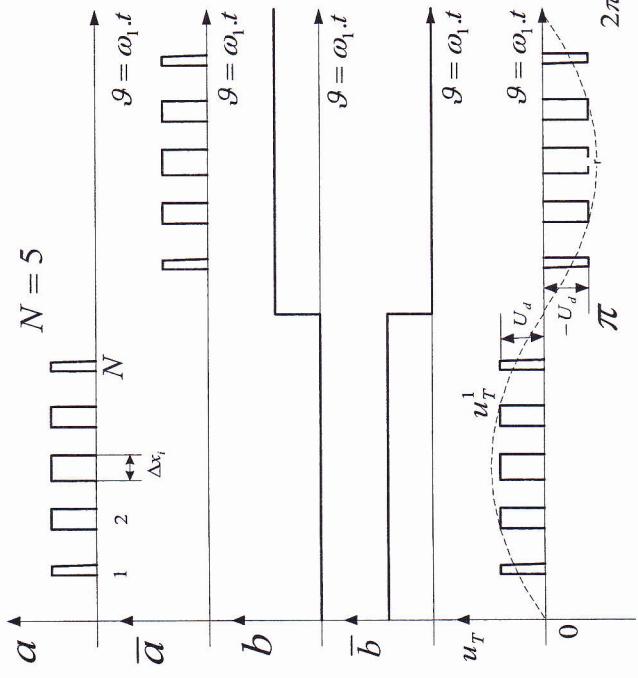
M е коффициент на модулация и посредством изменението му от 0 до 1 се регулира стойността на изходното напрежение. Тъльят, на който се наноси транзистор от рамо *A* в i -тия интервал на проводимост е:

$$(3.37) \quad g_{ii} = i \cdot \frac{\pi}{N+1} - \frac{\Delta x_i}{2}$$

и тъльят, на който се изключва:

$$(3.38) \quad g_{ii} = i \cdot \frac{\pi}{N+1} + \frac{\Delta x_i}{2}$$

Най-отдолу е показана графиката на изходното напрежение. От фигурата се вижда първото предимство на метода – по-лесния начин за реализация на управлението на двойката транзистори от рамо *B*. При това те работят с превключване на ниска честота, което намалява комутационните загуби върху тях и повишава кофициента на полезно действие. За реализация на управлението по този алгоритъм съществуват аналогови, цифрови методи, а така също и алгебричен алгоритъм за директно микропроцесорно управление в реално време [4].



Фиг. 3.10. Еднополярна синусоидална амплитудна модулация за мостовата схема от фиг. 3.1 съгласно (3.36)

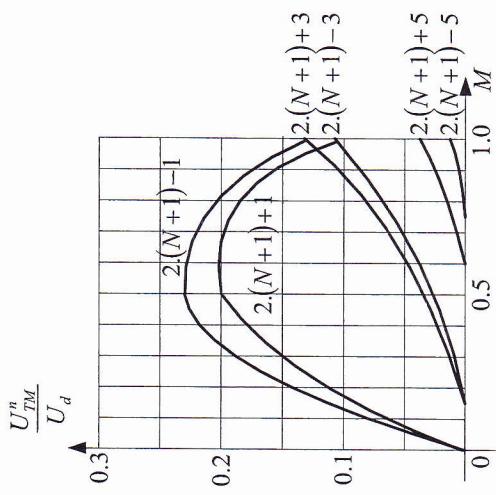
Номерата на хармоничните са същите, както при разгледания греди това метод на еднополярна синусоидална широчинно - импульсна модулация – фиг. 3.9. Максималните им стойности се определят посредством развитието на функцията на изходното напрежение в ред на Фурье:

$$(3.39) \quad U_{TM}^n = \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{N-1} \int_{g_i}^{g_{i+1}} U_d \sin(n\vartheta) d\vartheta$$

При заместване от (3.37) и (3.38) и решаване се получава:

$$(3.40) \quad \frac{U_{TM}^n}{U_d} = \frac{4}{n\pi} \sum_{i=1}^N \sin\left(i \frac{\pi}{N+1}\right) \cdot \sin^n\left[i \frac{\pi}{2(N+1)} M \cdot \sin\left(i \frac{\pi}{N+1}\right)\right]$$

Най – влиятелни са хармоничните с номера $2(N+1)^{\pm 1}$ и $2(N+1)^{\pm 3}$, като изменението им при регулиране е показано на фиг. 3.11.



Фиг. 3.11. Изменение на хармоничните от M за модулацията от фиг. 3.10

На фиг. 3.10 може да се получи максималната стойност на първата хармонична на изходното напрежение:

$$(3.41) \quad U_{TM}^1 = \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^N U_d \cdot \sin g_i$$

При заместване от (3.37) и (3.38), решаване и преобразуване се получава:

$$(3.42) \quad U_{TM}^1 = \frac{4}{\pi} K \cdot M \cdot U_d$$

Кодесто

$$(3.43) \quad K = \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{N+1} \cdot \sum_{i=1}^N \sin^2\left(i \cdot \frac{\pi}{N+1}\right) = 0,7854$$

При заместване в (3.42) се получава:

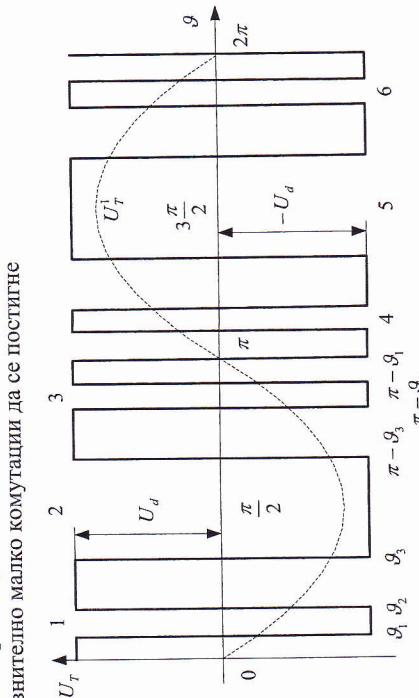
$$(3.44) \quad U_{TM}^1 = M \cdot U_d$$

Изразът съвпада с (3.35), т.е. използването на захранващото напрежение същото, както при разгледания там метод.

В заключение основното предимство на последния метод е в по-лесния начин на реализация на управлението и главно в намалените комутационни загуби и повишения кофициент на полезно действие при еднакви други условия – равни захранвачи напрежения, еднакви прибори, еднакъв хармоничен състав, еднакво регулиране.

3.2.3. Еднофазни инвертори със селективно елиминиране на хармонични от кривата на изходното напрежение

Методът на селективно елиминиране на хармонични ще бъде разгледан за мостовата схема от фиг.3.1 [4,36]. Разработен е, за да се избегне ложият хармоничен състав на правоъгълната форма и големите комутационни загуби при синусоидалната широчинно - импулсна модулация. Целта е със сравнително малко комутации да се постигне

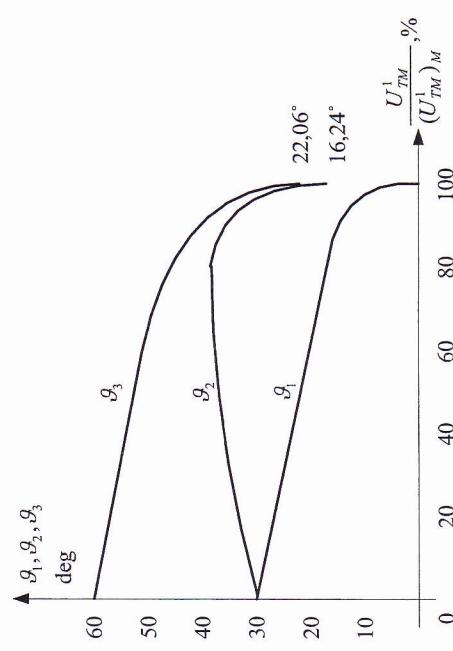


Фиг.3.12. Форма на напрежението върху товара при селективно елиминиране на хармонични

сравнително добър хармоничен състав на изходното напрежение, като при това се отстранят селективно никой от най-ниските нечетни хармонични, характерни за правоъгълната форма на изходното напрежение – фиг.3.4.

На фиг.3.12 е представена формата на напрежението върху товара. Броят на комутациите и броят на които се извършват се подобрят така, че да бъдат елиминирани определени хармонични от кривата на изходното напрежение. В положителния полупериод на правоъгълната форма са направени три връзвания в отрицателна посока – 1, 2, 3. Аналогично в отрицателния – три връзвания в положителна – 4, 5, 6. При три връзвания в полупериод се елиминират петата и седмата хармонични от кривата на изходното напрежение. При пет връзвания – петата, седмата, единадесетата

и тринадесетата. Този принцип може да се приложи по-нататък и при трифазните инвертори. Както ще видим при разглеждане на трифазните инвертори поради свойствата на симетричната трифазна система третата и кратните на три хармонични взаимно се компенсират и също липсват в изходните напрежения на трифазния инвертор. За да се запази така разгледаният хармоничен състав при регулиране на изходното напрежение, трябва да се спазва определено съотношение между брояте g_1, g_2, g_3 от фиг.3.12. Това е пояснено на фиг.3.13, където по абсцисната ос е нанесено отношението на максималната стойност на първата хармонична към максимално възможната стойност на нейна стойност.



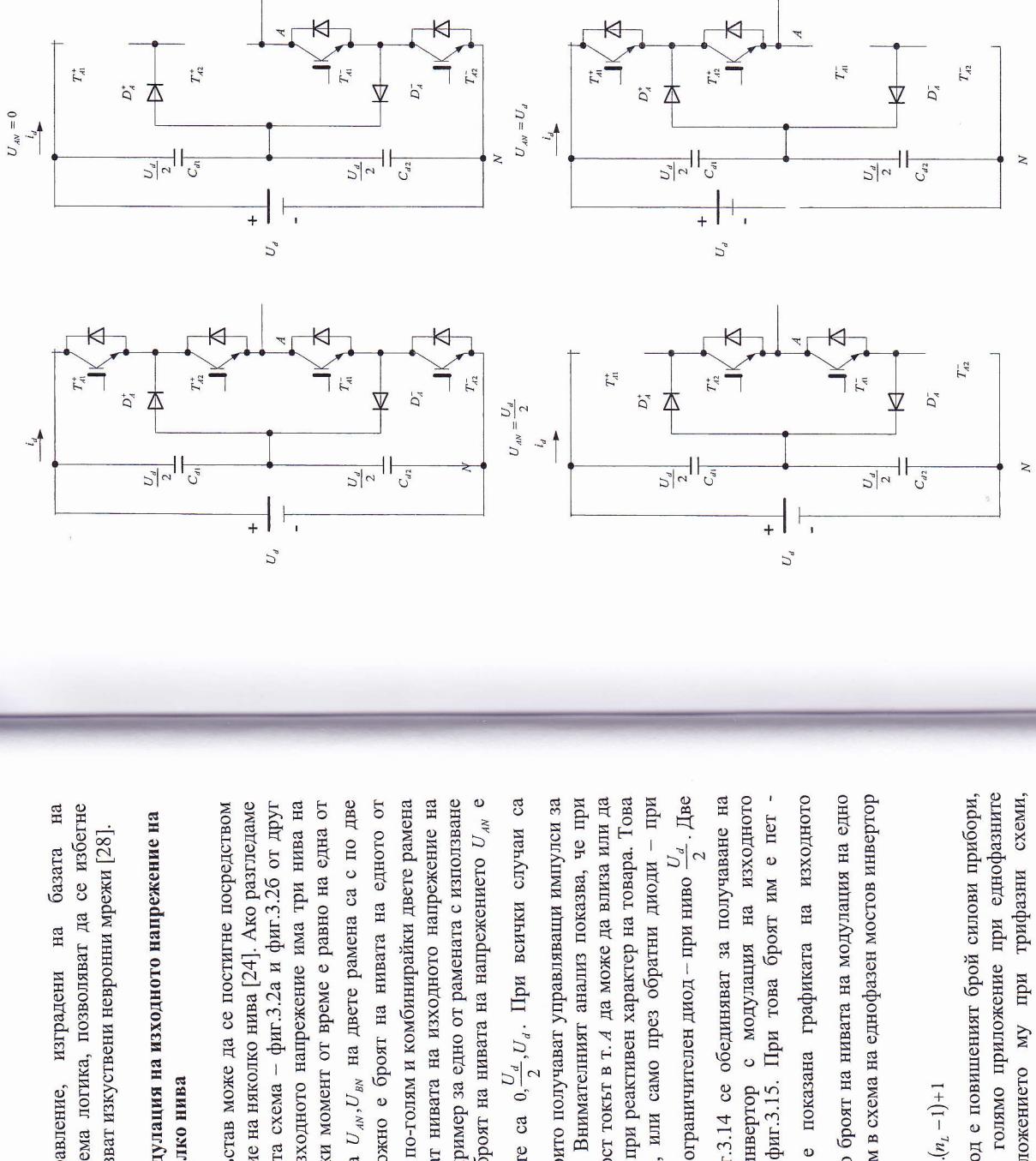
Фиг.3.13. Изменение на изходното напрежение от g_1, g_2, g_3 за фиг.3.12

за тази максимално възможна стойност на първата хармонична е намирана следната зависимост [16]:

$$(U_{TM}^1)_M = 1,188 U_d \quad (3.45)$$

Сравнението със зависимост (3.8) показва, че използването на изхвърлящото напрежение е с около 5% по-лошо отколкото при правоъгълната форма, а с (3.35) и (3.44) – че е с около 19% по-добро отколкото при синусоидална широчинно - импулсна модулация.

Недостатък на метода на селективно елиминиране на хармонични е, че при всяка промяна на изходното напрежение, за да се запази хармоничният състав, се изискват различни съотношения между брояте



Фиг. 3.14. Рамо с ограничителни диоди и три нива на модулация за него

Съвременните системи за управление, изградени на базата на микроконтролери или програмирана логика, позволяват да се избегне този недостатък. При това се използват изкуствени невронни мрежи [28].

3.2.4. Еднофазни инвертори с модулация на изходното напрежение на николко нива

Подобряване на хармоничния състав може да се постигне посредством модулация на изходното напрежение на николко нива [24]. Ако разгледаме изходното напрежение на мостовата схема – фиг.3.2а и фиг.3.2б от друг аспект, то може да се каже, че изходното напрежение има три нива на модулация – $U_d, 0, -U_d$, т.к. във всеки момент от време е равно на една от тези три стойности. Напреженията U_{AN}, U_{BN} на двете рамена са с по две нива на модулация – $U_d, 0$. Възможно е броят на нивата на едното от рамената в мостова схема да стане по-голям и комбинирайки двете рамена възниква въпрост колко ще бъдат нивата на изходното напрежение на инвертора. На фиг.3.14 е показан пример за едно от рамената с използване на ограничителни диоди, така че броят на нивата на напрежението U_{AN} е увеличен до три. Вижда се, че те са $0, \frac{U_d}{2}, U_d$. При всички случаи са показвани тези от транзисторите, които получават управляващи импулиси за включване при съответното ниво. Внимателният анализ показва, че при всички нива с осигурена възможност токът в т. A да може да влезе или да излезе от нея, т.к. това се изисква при реактивен характер на товара. Това става или само през транзистори, или само през обратни диоди – при нивата $0, U_d$ или през транзистор и ограничителен диод – при ниво $\frac{U_d}{2}$. Две рамена като разгледаното на фиг.3.14 се обединяват за получаване на мостова схема на еднофазен инвертор с модулация на изходното напрежение на николко нива – фиг.3.15. При това броят им е пет – $-U_d, -\frac{U_d}{2}, 0, \frac{U_d}{2}, U_d$. На фиг.3.16 е показана графика на изходното напрежение върху Z_T . Въобще ако броят на нивата на модулация на едно рамо е n_L , то при обединяването им в схема на еднофазен мостов инвертор се получават n_L нива, където

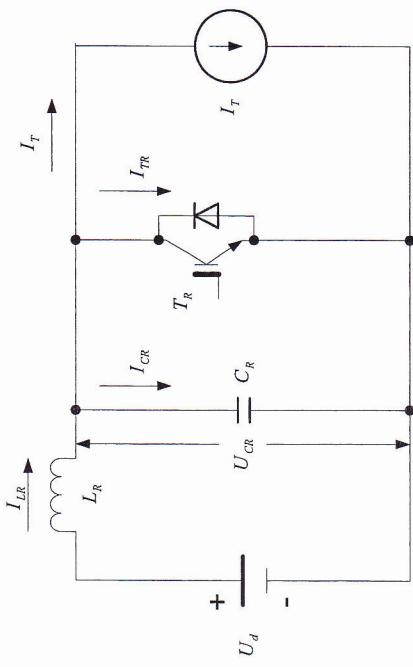
$$(3.46) \quad n_L = 2(n_L - 1) + 1$$

Недостатък на разгледания метод е повишеният брой силови прибори, поради което той не е намерил голямо приложение при еднофазните инвертори. По-серийно е приложението му при трифазни схеми, предназначени за по-големи мощности. Такива схеми са разгледани по-нататък.

3.2.5. Еднофазни инвертори с резонанс откъм постоянното захранвано напрежение

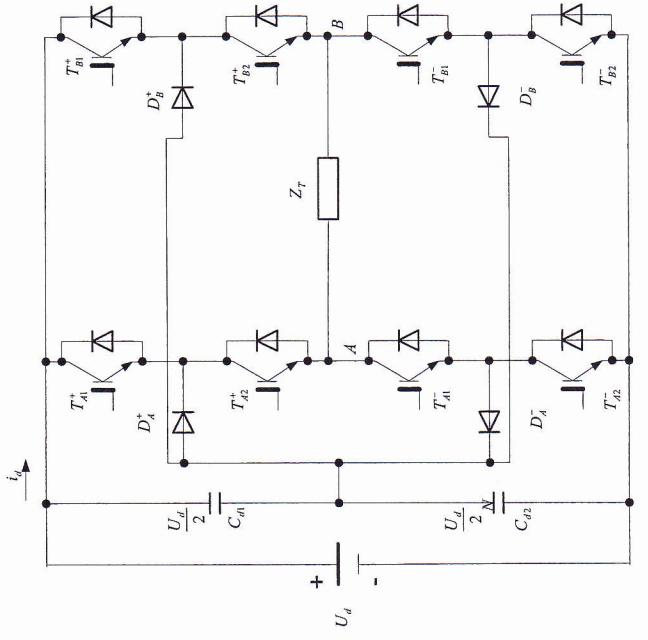
Принципът на действие на инверторите с резонанс откъм постоянното захранващо напрежение (resonant DC-link inverters) ще бъде пояснен с помощта на схемата от фиг. 3.17. Като се направи сравнение с основната мостова схема на еднофазен инвертор на напрежение U_d и колекторите на транзисторите е включена допълнително индуктивност L_R . Освен това стойността на изходния кондензатор е намалена, като на схемата той е означен с C_R . Има се предвид, че заедно с индуктивността той образува резонансен кръг, чиято ъглова резонансна частота при условие, че се пренебрегне активното съпротивление в него, се определя от зависимостта:

$$(3.47) \quad \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}$$

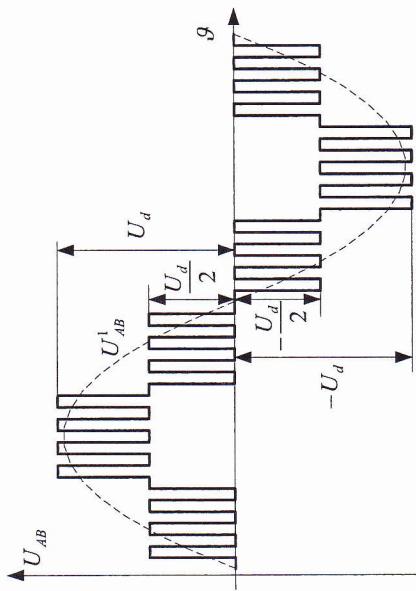


Фиг. 3.17. Схема, поясняваща принципа на действие на инвертор с резонанс откъм постоянното захранващо напрежение

Тази частота е с много по-голяма стойност от честотата на първата хармонична на изходното напрежение на инвертора. Паралелно на кондензатора е включен транзисторен ключ T_R , а товарът е заменен с генератор на ток със стойност I_T . Основание за това дава фактът, че обикновено товар на инвертора е или филър за високите хармонитни, или изходен трансформатор или електродвигател, така че изходната индуктивност е с много по-голяма стойност от тази на резонансната.



Фиг. 3.15. Мостова схема на еднофазен инвертор на напрежение с летива на модулация и ограничителни диоди



Фиг. 3.16. Изходно напрежение за инвертора от фиг. 3.15

Поради това за интервала на резонансните процеси може да се приеме, че токът през нея остава неизменен. Приемаме, че транзисторът е включен, при което напрежението върху кондензатора е приблизително равно на 0, а токът през резонансната индуктивност нараства по линеен закон, т. к. върху нея е приложено постоянно захранващо напрежение. През транзистора протича разликата между изходния ток и тока на индуктивността:

(3.48)

$$I_{LR} = I_T - I_{Lk}$$

Когато двата тока се изравнят и токът през транзистора стане равен на 0, което се установява чрез системата за управление, той се изключва при нулев ток. От този момент започва резонансен процес, при който напрежението на кондензатора и токът през индуктивността се изменят съгласно зависимостите [52]:

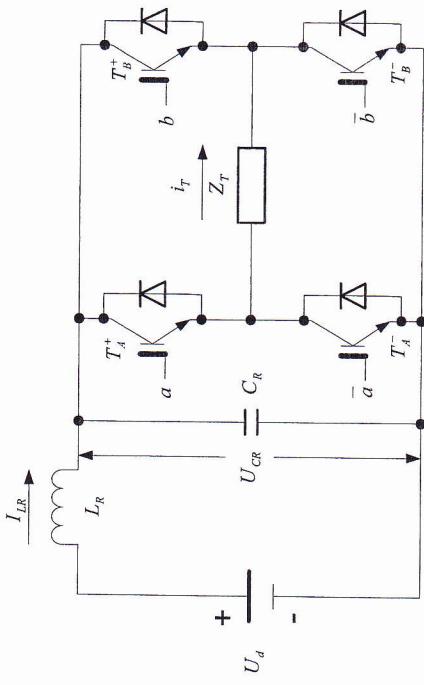
(3.49)

$$U_{CR}(t) = U_d(1 - \cos \omega_k t) = 2U_d \cdot \sin^2\left(\frac{\omega_k t}{2}\right)$$

(3.49)

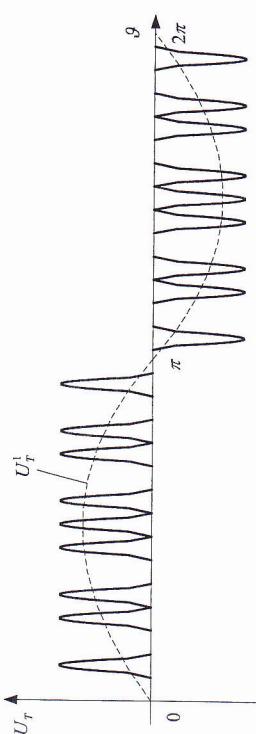
$$I_{Lk}(t) = I_T + \frac{U_d}{\omega_k L} \sin[\omega_k(t - t_0)]$$

Където t_0 е моментът на изключване на транзистора. Трябва да се отбележи, че при отчитане на активното съпротивление в резонансния кръг изразите са по-сложни [52], но и приведените тук са достатъчни за поясняване принципа на действие. Напрежението на кондензатора достига максимална стойност, равна на удвоеното захранващо напрежение, след което спада до 0. В този момент се подава импулс за включване на транзистора, което става при нулево напрежение. След този момент процесите в схемата се повтарят, като по този начин върху кондензатора се формират импулси, описани в идеалния случай чрез (3.49). Те всъщност се явяват между двете захранващи шини на транзисторния мост от фиг. 3.1 и е ясно, че чрез подходящо превключване на неговите прибори могат да бъдат подадени към товара. Ролата на транзисторния ключ от фиг. 3.17 могат да изпълняват за краткото време на резонансните процеси еднораменните транзистори на мостовата схема чрез подходящо управление. Така схемата на еднофазния инвертор с резонанс откъм постоянно захранващо напрежение е показана на фиг. 3.18. Включването на диагонално свързани транзистори може да става за различно време, като по този начин към товара се прехвърля различен брой импулси, т. е може да се осъществи широчинно – импулсна модулация така, както е показано например на фиг. 3.19. Трябва да се отбележи, че единичните импулси не са с точно синусоидална форма.



Фиг. 3.18. Мостова схема на еднофазен инвертор с резонанс откъм постоянно захранващо напрежение

В идеалния случай тя съответства на (3.49), а в реалния при отчитане на съпротивлението в кръга формата и описаниета я зависимост са по-сложни.



Фиг. 3.19. Изходно напрежение при широчинно-импулсна модулация за схемата от фиг. 3.18

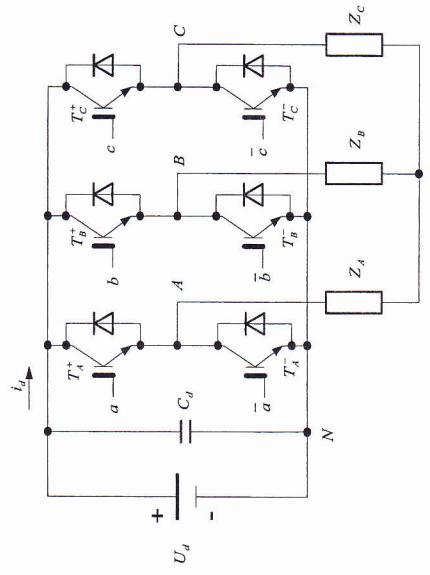
Освен това включването и на диагонално свързани транзистори от инверторния мост трябва да става при нулево напрежение между двете шини. Този факт, заедно с описаната мека комутация на основния транзистор при разглеждане принципа на действие, са основно предимство на описаниея инвертор. Това позволява да бъдат намалени комутационните загуби и повишена честота на превключване на силовите прибори на инвертора.

Този вид инвертори притежават обаче три сериозни недостатъка, първите два от които са по-съществени и изискват усложняване на схемата на инвертора. Единият недостатък е свързан с факта, че напрежението на кондензатора достига стойност, равна на удвоеното захранващо напрежение, а при отчитане и на активното съпротивление в крила и превишаваща го. Това изисква транзисторите от инверторния мост да бъдат подбрани за значително по-висока стойност по напрежение, отколкото при схемата от фиг.3.1. За намаляване на това напрежение до стойност $(1.2 - 1.4)U_d$ паралелно на резонансната индуктивност се включват последователно свързани помежду си кондензатор и транзисторен ключ, образуващи активна група за ограничаване напрежението на инвертора (actively clamped resonant DC-link inverters) [52]. От фиг.3.18 се вижда и вторият недостатък – импулсите, които формират един полупериод на изходното напрежение могат да имат дискретно променяща се широчина, т.е. може да се осъществи дискретна широчинно – импулсна модулация (discrete PWM). За изbyзване на този недостатък е необходимо да се модифицира и регулира резонансния цикъл, което става с добавяне на допълнителни пасивни елементи и силови прибори с подходящо управление на входа (quasi-resonant DC-link inverters). Третият недостатък е свързан с формата на напрежението в изхода. Освен хармонични с честота, определена от резонансната – зависимост (3.47), изходното напрежение съдържа и такива с по-ниски от нея честоти – субхармонични. Въпреки това последният недостатък лесно може да се отстрани като се има предвид, че обикновено резонансната честота е значително по-висока от тази на основната хармонична на изходното напрежение и филтрирането може да стане както при схемата от фиг.3.1.

3.3. ТРИФАЗНИ ИНВЕРТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

На фиг.3.20 е представена схемата на трифазен инвертор на напрежение, състояща се от 6 транзистора, като са показани и антипаралелно свързаните им обратни диоди. Всяка двойка горен и долн транзистор образуват т.н. еднораменни транзистори и се предлагат от фирмите-производители в общ корпус. Рамната са означени условно като рамо A, рамо B и рамо C, съответстващи на общата точка за двата транзистора. Означението на транзисторите съдържат индекси за рамото, на което съответстват, и “-“ или “+“ в зависимост от това дали имат обща точка с плюса или минуса на захранвания източник. Някои фирмите-производители предлагат шестте транзистора в общ корпус. Управляващите сигнални за транзисторите са означени с малки букви, съответстващи на рамото. В зависимост от алгоритъма на управление в тази схема могат да бъдат реализирани следните инвертори:

- трифазни инвертори с правоъгълна форма на изходното напрежение;
- трифазни инвертори със синусоидална широчинно – импулсна модулация на изходното напрежение;
- трифазни инвертори с пространствено – векторна широчинно – импулсна модулация на изходното напрежение;
- трифазни инвертори с хистерезисно - токово следене;
- посредством промяна в силовата схема или комбинация от няколко схеми се реализират трифазни инвертори с модулация на изходното напрежение на няколко нива.

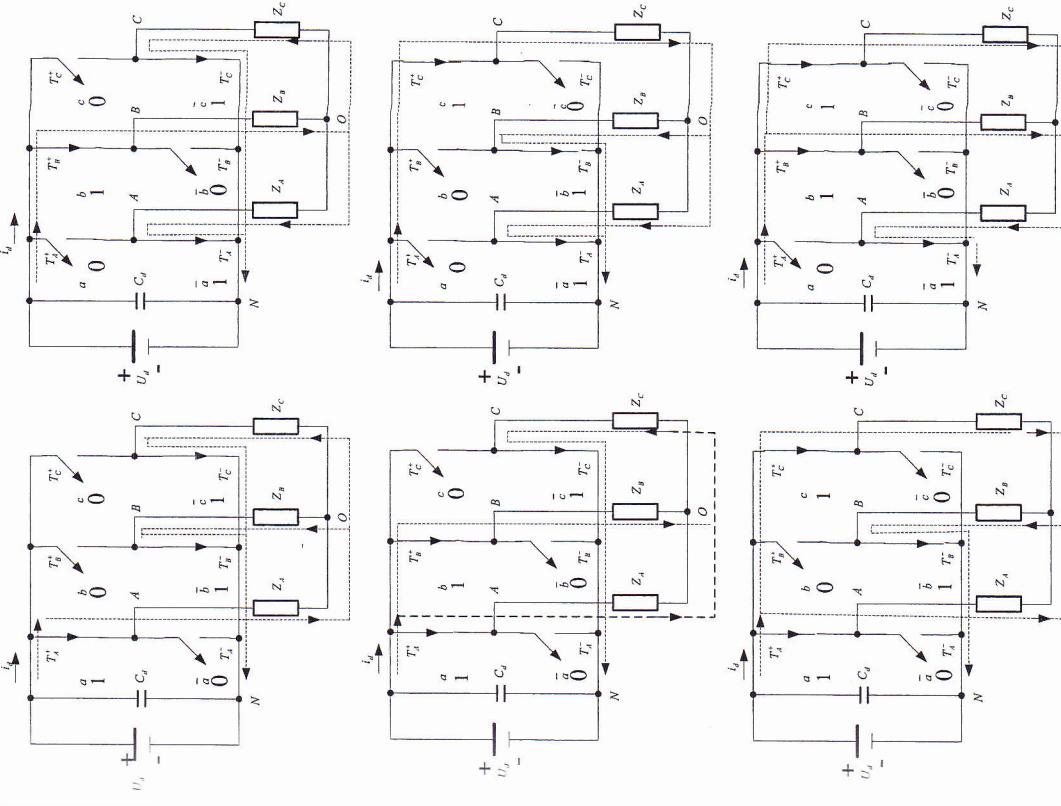


Фиг.3.20. Принципна схема на трифазен инвертор на напрежение

По-нататък се разглеждат подробно изброените трифазни инвертори.

3.3.1. Трифазни инвертори с правоъгълна форма на изходното напрежение

Захрънваният източник с напрежение U_d обаче е еднопосочен и стойноста му съответства на консумираната от източника активна мощност.



Фиг.3.21. Еквивалентни схеми, поясняващи действието на трифазния инвертор на напрежение от фиг.3.20

Нека a, b, c , разгледани като двоични променливи, са сигналите за управление на горните транзистори. Когато някоя от тях е равна на 1, съответният транзистор е включен, а когато е равна на 0 – транзисторът е изключчен. Тогава $\bar{a}\bar{b}\bar{c}$ ще бъдат сигналите за управление на долните транзистори, т.к. не могат да бъдат включени едновременно два еднораменни транзистора. Ако това се получи, би било авариен режим, т.к. през тях ще стане късо съединение за захранвания източник. Разбира се логическите нива 1 и 0 съответстват на необходимите стойности на напреженията за включване и поддържане на транзисторите в изключено състояние – обикновено +15V и -5V. Възможните комбинации от тези три двоични променливи са 8, но две от тях не се използват при правоъгълна форма на изходното напрежение. Това са 111 – включени три горни транзистора и 000 – включени три долнни транзистора. На фиг.3.21 са показани еквивалентните схеми, съответстващи на шестте комбинации на управляващите променливи, при които транзисторите са разгледани като идеален ключ. Означени са и посоките на токовете през транзисторите за интервалите, когато напрежението и токовете върху всеки от товарите имат еднаква посока. Както се вижда, всеки горен транзистор може да провежда едновременно с два долни от другите рамена, както и всеки долн транзистор може да провежда едновременно с два горни от другите рамена. Така например при комбинация на управляващите сигнали за горните транзистори 001 (първата схема на фиг.3.21) транзисторът T_a^+ провежда едновременно с T_b^- и T_c^- . При комбинация на управляващите сигнали 110 (последната схема на фиг.3.21) транзисторът T_c^+ провежда едновременно с T_a^+ и T_b^+ . Както става ясно тогава, когато е включен прибор от едно рамо, върху другия еднораменен прибор се прилага напрежението на захранвания източник U_d . Това е максималната стойност, която трябва да издръжат силовите прибори, ако се преенбергнат комутационните пренапрежения. При активно – индуктивен характер на товар съществуват интервали, през които напрежението и токовете върху всеки от товарите имат различна посока. През това време провеждат обратните диоди на транзисторите, част от енергията в товарите се връща обратно към захранвания източник, като сумарният входен ток, дължащ се на тази енергия, се посема от входния кондензатор C_d . По тъкъв начин при активно – индуктивен товар означението с i_d ток на фиг.3.20 и фиг.3.21 противично отляво – наляво – когато провеждат само транзистори и отляво – наляво – когато провеждат само обратни диоди. Токът от

захрънваният източник с напрежение U_d обаче е еднопосочен и стойноста му съответства на консумираната от източника активна мощност.

Ако $[abc]^T$ е векторът на управляващите сигнали за горните транзистори след транспортиране, то напрежението в точки A, B, C по отношение минуса на захранвания източник N се получават от зависимостта:

$$(3.50) \quad \begin{bmatrix} U_{AN} \\ U_{BN} \\ U_{CN} \end{bmatrix} = U_d \cdot \begin{bmatrix} 100 \\ 010 \\ 001 \end{bmatrix}_c$$

Тези напрежения могат да бъдат разгледани условно като фазови, но по отношение минуса на захранвания източник, т.к. те не са приложени върху товарите в трите фази. Линейните напрежения, равни на разликата от съответните фазови, се получават от зависимостта:

$$(3.51) \quad \begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-1 & 0 & [100] \\ 0 & 1-1 & [010] \\ -1 & 0 & [001] \end{bmatrix}_c \cdot \begin{bmatrix} 1-1 & 0 \\ 0 & 1-1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}_c \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

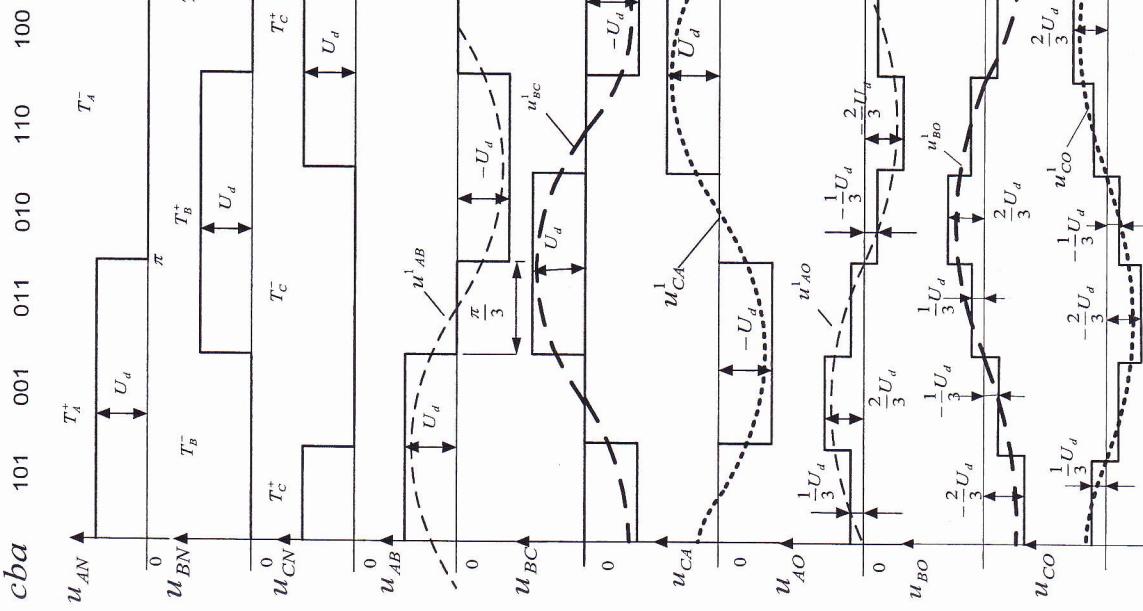
Ако товарът е свързан в звезда и звездният център се означи с O, то фазовите напрежения по отношение на звездния център могат да се получат от:

$$(3.52) \quad \begin{bmatrix} U_{AO} \\ U_{BO} \\ U_{CO} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_d \cdot \begin{bmatrix} 2-1-1 \\ -1 & 2-1 \\ -1-1 & 2 \end{bmatrix}_c$$

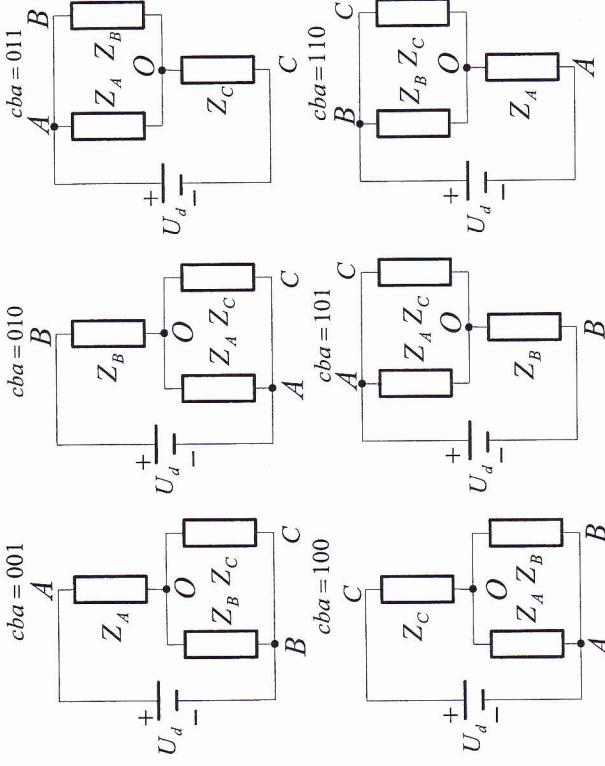
На фиг.3.22 са показани шестте стойности на матрицата-стълб на управляващите сигнали и всички напрежения, съответстващи на горните зависимости (3.50), (3.51) и (3.52). Показани са и първите хармонични на съответните фазови и линейни напрежения, образуващи симетрична трифазна система.

Трябва да се отбележи, че осцилограмите на фазовите напрежения по отношение т.О могат да бъдат наблюдавани само ако товарът е с изведен звезден център, което не е налице при всички товари.

На фиг.3.23 са представени еквивалентните схеми на свързване на трифазния товар към захранвания източник, съответстващи на шестте комбинации на управляващите променливи. От тях лесно се получават стойностите на фазовите напрежения във всеки интервал, като се има предвид, че товарът е симетричен. Така например при комбинация 001 напрежението върху Z_A е равно на $\frac{2}{3}U_d$, а напрежението върху Z_B и Z_C са равни на $-\frac{1}{3}U_d$. Ако се разгледа напрежението само върху един товар последователно във всички интервали, то може да се получи и съответната му графика от фиг.3.22. Графиките на линейните



Фиг. 3.22. Времедиаграми на напреженията в схемата от фиг. 3.20



Фиг. 3.23. Еквивалентни схеми на съвръзане на трифазния токар в схемата от фиг. 3.20
напрежение са подобни на тази при еднофазен регулируем инвертор на напрежение – фиг. 3.2, поради което за максималната стойност на първата хармонична на линейното напрежение може да се приложи формула (3.12) при $\alpha = \pi/3$.

$$(3.53) \quad U_{AB_N}^1 = \frac{4}{\pi} U_d \cdot \cos \frac{\pi}{6} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} U_d = 1,1 U_d$$

Съответствицната стойност на линейното напрежение е:

$$(3.54) \quad U_{AB}^1 = \frac{U_{AB_N}^1}{\sqrt{3}} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} U_d \approx 0,78 U_d$$

Съответните максимална и ефективна стойности на фазовото напрежение са:

$$(3.55) \quad U_{AO_N}^1 = \frac{U_{AB_N}^1}{\sqrt{3}} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} U_d = \frac{2}{\pi} U_d \approx 0,637 U_d$$

$$(3.56) \quad U_{AO}^1 = \frac{U_{AO_N}^1}{\sqrt{2}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} U_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d \approx 0,45 U_d$$

На база на трите фазови напрежения може да бъде дефиниран напреженов пространствен вектор, умножавайки стойността на всяко фазово напрежение по оператор, отчитащ съответната му ориентация.

$$(3.57) \quad \vec{V}_s(t) = V_{AO}(t) e^{j0} + \vec{V}_{BO} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{CO} e^{-j\frac{4\pi}{3}}$$

От фиг. 3.20 се вижда, че

$$V_{AO} = V_{AN} + V_{NO}$$

$$V_{BO} = V_{BN} + V_{NO}$$

$$V_{CO} = V_{CN} + V_{NO}$$

Замествайки (3.58) в (3.57) и имайки предвид, че

$$(3.59) \quad e^{j0} + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\frac{4\pi}{3}} = 0$$

напреженовият пространствен вектор може да бъде дефиниран и на база на трите фазови напрежения по отношение минуса на захранващия източник t.N:

$$(3.60) \quad \vec{V}_s(t) = V_{AN}(t) e^{j0} + V_{BN} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{CN} e^{-j\frac{4\pi}{3}}$$

В таблица 3.1 са показани стойностите на пространствения вектор при възможните комбинации на управляващите сигнали за горните транзистори. Както бе отбелзано, при инверторите с правоъгълна форма на изходното напрежение първата и последната комбинация не се използват. По този начин пространственият вектор заема винаги съдно от шестте фиксирани положения, като върховете му образуват правилен шестоъгълник, показан на фиг. 3.24. Модулът на този вектор винаги е равен на захранващото напрежение.

$$(3.61) \quad |\vec{V}_s(t)| = U_d$$

Максималната стойност на всяко фазово напрежение е равна на $\frac{2}{3}$ от модула на пространствения вектор или $\frac{2}{3} U_d$. Това съвпада с

формула (3.52) и с времецирамите от фиг.3.22. Както ще видим по-нататък, тази стойност е различна при другите видове трифазни инвертори.

Таблица 3.1

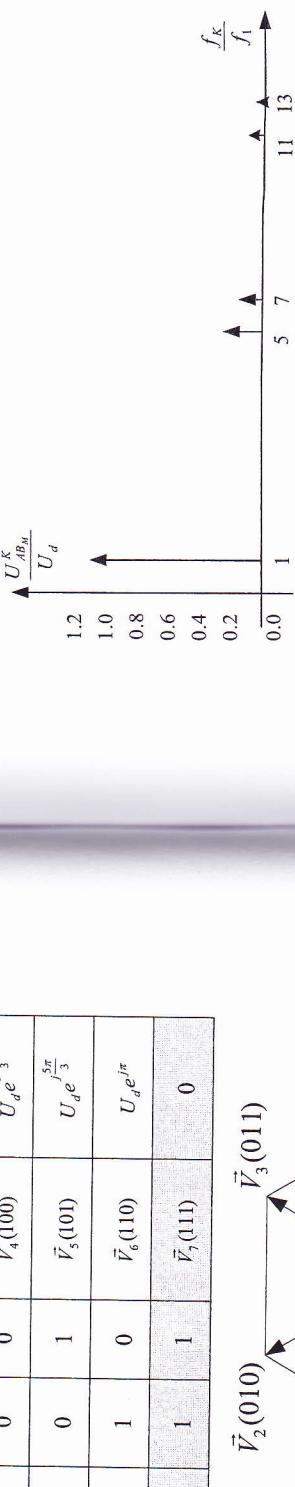
Управляващи променливи			Базов вектор	Стойност
c	b	a		
0	0	0	$\vec{V}_0(000)$	0
0	0	1	$\vec{V}_1(001)$	$U_d e^{j0}$
0	1	0	$\vec{V}_2(010)$	$U_d e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	1	1	$\vec{V}_3(011)$	$U_d e^{j\frac{\pi}{3}}$
1	0	0	$\vec{V}_4(100)$	$U_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	$\vec{V}_5(101)$	$U_d e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	0	$\vec{V}_6(110)$	$U_d e^{j\pi}$
1	1	1	$\vec{V}_7(111)$	0

При изследване хармоничния състав на линейните напрежения може да се имат предвид зависимостите за еднофазен регулируем инвертор на напрежение, т.к. формата на напрежението е същата при $\gamma = \frac{2}{3}$. От фиг.3.4 се вижда, че при тази стойност третата хармонична е равна на 0, а от формула (3.19) може да се изчисли общият кофициент на хармонични, който е 30,9% и е почти равен на минимално възможния. Трябва да се има предвид също, че при симетрична трифазна система кратните на три хармонични взаимно се компенсират, поради което липсват в хармоничния състав. На фиг.3.25 е представено разпределението на хармоничните на линейното напрежение. Номерата им се определят от зависимостта:

$$(3.62) \quad k = 6n \pm 1 \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

а стойностите им са:

$$(3.63) \quad U_{AB_M}^K = \frac{U_{AB_M}^1}{k}$$

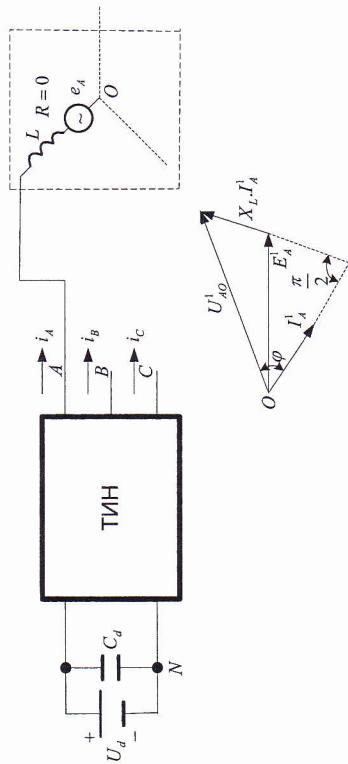


Фиг.3.25. Разпределение на хармоничните при правовълна форма на изходното напрежение за трифазен инвертор на напрежение

Интерес представлява изследването на пулсациите на изходния ток през един от товарите при симетричен трифазен активно-индуктивен товар. На фиг.3.26 е показвана схема, с чиято помош се извърпва това изследване. Изнесените външно индуктивности са например индуктивностите на статорните намотки на трифазен електродвигател. Освен първа хармонична този ток ще съдържа и висши хармонични, дължани се на висшите хармонични на изходното напрежение. Ясно е, че първата му хармонична ще изостава от първата хармонична на съответното фазово напрежение, а индуктивността на товара ще представлява голямо съпротивление за висшите хармонични. По този

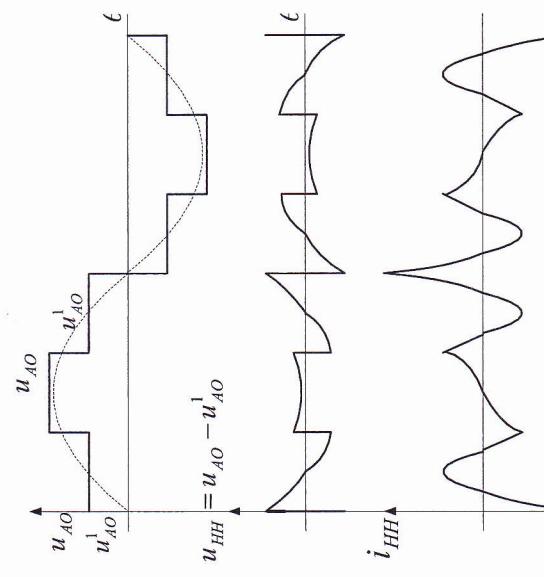
Фиг.3.24. Положение на пространствения вектор при правовълна форма на изходното напрежение

начин тя играе роля на филтър, като напрежението върху нея съдържа основно висши хармонични, т.к. съпротивлението ѝ за тях е по-голямо от това за първата хармонична. На фиг.3.26 е представена и векторната



Фиг.3.26. Схема и векторна диаграма за анализ на пулсациите на тока

диаграма за първите хармонични.
От фиг.3.27 се виждат времедиаграмите на някои величини в схемата.



Фиг.3.27. Времедиаграми на някои величини в схемата от фиг.3.26

Напрежението на висшите хармонични u_{HH} е разлика между фазовото напрежение спрям. т.O и неговата първа хармонична

$$(3.64)$$

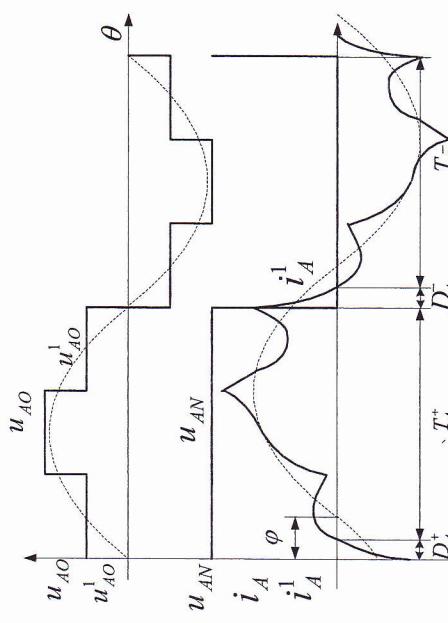
$$u_{HH} = u_{AO} - u_{AO}^1$$

Връзката между пулсациите на изходния ток i_{HH} и това напрежение въз основа на изказаните по-горе съображения е следната:

$$(3.65)$$

$$i_{HH}(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u_{HH}(t') dt$$

След направленото разглеждане вече може да бъде получена и пълната форма на изходния ток, представена на фиг.3.28 заедно с други вече известни и пояснявани я величини. Означени са и интервалите на проводимост за транзисторите и диодите на фаза A.



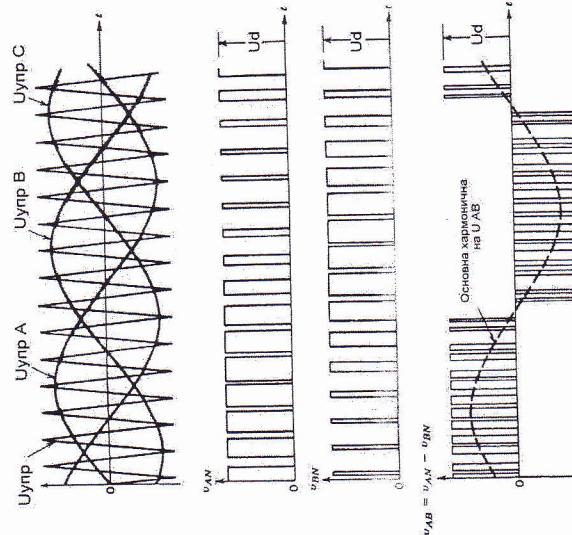
Фиг.3.28. Времедиаграми на основните величини в схемата от фиг.3.26

Върху първата хармонична на фазовия ток, дефазирана по отношение първата хармонична на фазовото напрежение, са наложени пулсациите му. От означените интервали на проводимост за силовите прибори от едно рамо (в случая за фаза A) се вижда, че когато напрежението и токът имат различни знаци провежда обратният диод, а когато имат еднакви знаци – транзисторът.

От направленото разглеждане се вижда, че трифазните инвертори с правоътълна форма на изходното напрежение притежават следните предимства: добро използване на захранващото напрежение и лесен начин за реализация на управлението на силовите транзистори. Те обаче се характеризират и с недостатъци: липса на възможност за регулиране стойността на изходното напрежение посредством управлението на силовите прибори и нисък номер на висшите хармонични, което затруднява филтрирането им.

3.3.2. Трифазни инвертори със синусоидална широчинно-импулсна модулация на изходното напрежение

За подобряване хармоничния състав на изходното напрежение в схемата от фиг.3.20 се прилага методът на синусоидалната широчинно-импулсна модулация, пояснен на фиг.3.29 [44]. Трионообразното напрежение с висока честота се сравнява с три управлявачи (по едно за всяка фаза) с честотата на първата хармонична на изходното напрежение, които са дифазирани помежду си на 120° .



Фиг. 3.29. Времедиаграми на синусоидална широчинно-импулсна модулация при трифазен инвертор на напрежение

Когато управляващите напрежения $U_{uprA}, U_{uprB}, U_{uprC}$ са по-големи от трионообразното напрежение, се включват горните транзистори за съответната фаза, а когато са по-малки – долните транзистори. Трябва да се отбележи, че при тези инвертори вече се използват и първата и последна комбинации на управляващите сигнали от вектора $[abc]^T$. Те са 000 – импулси за включване на трите долни транзистора и 111 – импулси за включване на трите горни транзистора. Представени са напреженията в т.А и т.В спрямо минуса на захранвания източник т.Н, както и линейното напрежение, получено като разлика между тях. За трифазните инвертори със синусоидална широчинно – импулсна модулация и активно – индуктивен характер на товара са характерни три вида интервали на проводимост на силовите прибори. Първите два са както при инверторите с правоътълна форма на изходното напрежение: 1. когато провеждат само транзистори, токът i_d пропича отляво – надясно и се консумира активна енергия от захранвания източник; 2. когато провеждат обратни диоди, токът i_d пропича отдясно – наляво и реактивна енергия от товара се връща обратно в захранвания източник. Третият режим е пояснен на фиг.3.30 за два от възможните интервала, в които съществува. Характерно за него е, че всички фазови напрежения спрямо т.Н са равни на U_d или равни на 0, синовременно провеждат съответно само прибори свързани към положителния полюс на захранвания източник или само прибори, свързани към отрицателния му полюс. По този начин токът i_d е равен на 0, а реактивната енергия на товара се затваря вътре в схемата на инвертора. За пояснението на фиг.3.30 интервали това става през два транзистора и един обратен диод. Съществуват и интервали, през които това става през един транзистор и два обратни диода, свързани към единомменен полюс на захранвания източник.

Трябва да се отбележи, че както за еднофазния инвертор със синусоидална широчинно - импулсна модулация и тук кофициентът M_f трябва да е нечетен и кратен на 3 (на фиг.3.29 е равен на 15). Поради това хармоничният състав на всяко от напреженията в т.А и т.В ще е идентичен с този на еднофазен инвертор с двуполярна широчинно – импулсна модулация – фиг.3.7. При изваждането на двете фазови напрежения поради фазовата разлика на отгелните хармонични части от тях се компенсира така, че за линейното напрежение остават хармоничните, представени на фиг.3.31 [44].

За максималната стойност на първата хармонична на фазовите напрежения по отношение на т.Н може да се приложи формулатата за еднофазния инвертор (3.34):

$$(3.66) \quad U_{AN_d}^1 = M_A \cdot \frac{U_d}{2}$$

Същото се отнася и за напрежението U_{BN} . Първите хармонични на двете напрежения са дефазирани помежду си на 120° . Разликата между тях определя линейното напрежение, така че неговата максимална стойност ще бъде $\sqrt{3}$ -пъти по-голяма от определената по горната формула. Следователно ефективната стойност на първата хармонична на линейното напрежение е:

$$(3.67) \quad U_{AB}^1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} M_A \cdot \frac{U_d}{2} = 0.612 \cdot M_A \cdot U_d$$

Тъй като преключването става с висока честота, то напрежението в пространствен вектор се върти, а не заема само шестте фиксирани положения, както беше на фиг. 3.24. Той може да се дефинира като усреднена стойност за един интервал на превключване, чрез усредните стойности на фазовите напрежения спрямо Т.Н за същия интервал. Във времето той ще се изменя спълнечно зависимостта:

$$(3.68) \quad \bar{V}_s(t) = \bar{V}_{AN}(t)e^{j\theta} + \bar{V}_{BN}(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + \bar{V}_{CN}(t)e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

Имайки предвид зависимост (3.32) за еднофазния инвертор със синусоидална широчинно - импулсна модулация, то усреднената стойност на фазовото напрежение е:

$$(3.69) \quad \bar{V}_{AN}(t) = \frac{V_{УНР}(t)}{V_{УНР}} \cdot \frac{U_d}{2}$$

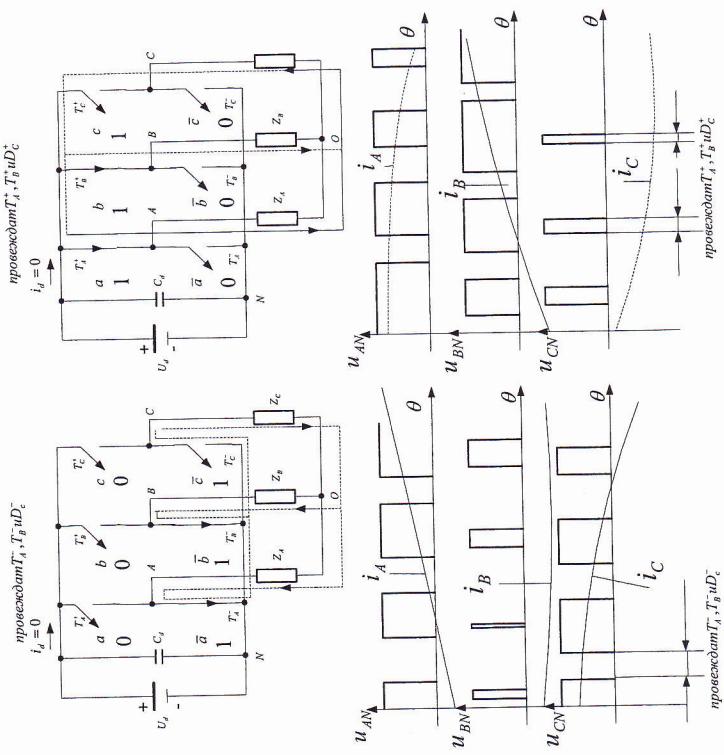
Възможната ѝ максимална стойност е около максимума на синусоидалното напрежение за фаза А тогава, когато амплитудата му е равна на тази на трионообразното напрежение:

$$(3.70) \quad \bar{V}_{ANM} = \frac{U_d}{2}$$

Модулът на пространствения вектор е равен на $\frac{3}{2}$ по стойността на всичко фазово напрежение или максимално възможната му стойност е:

$$(3.71) \quad \bar{V}_s(t)_M = \frac{3}{4} U_d$$

Върхуки се, върхът на пространствения вектор описва окръжност в равнината, показана на фиг. 3.32 заедно с положението на този вектор при правовъгълна форма на изходното напрежение.

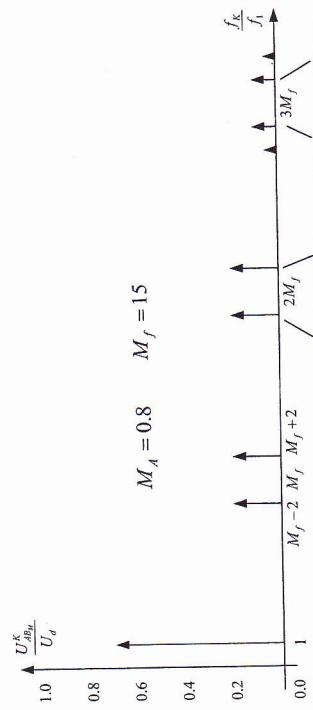


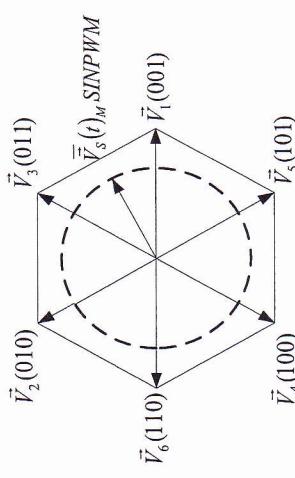
Фиг. 3.30. Времедиаграми, поясняващи третия режим на работа

$$\frac{U_{ABM}}{U_d}$$

$$M_A = 0.8 \quad M_f = 1.5$$

Фиг. 3.31. Разпределение на хармоничните при синусоидална широчинно-импулсна модулация за трифазен инвертор на напрежение

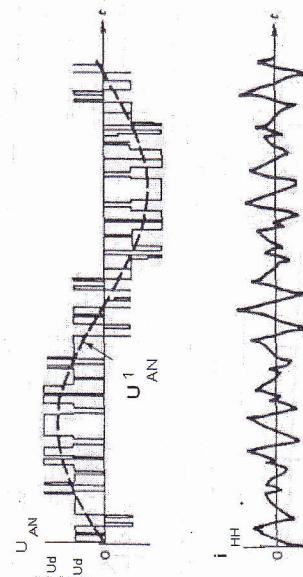




Фиг.3.32. Положение на пространствения вектор при синусодална широчинно-импулсна модулация на изходното напрежение

Необходимо е да се приложи, че стойността му за шестте фиксирани положения при правоъгълната форма е U_d , при синусодалната широчинно - импулсна модулация е $\frac{3}{4}U_d$, а както ще видим по-нататък при пространствено - векторната широчинно - импулсна модулация заема междуна стойност.

С помощта на схемата от фиг.3.26 могат да се изследват пулсациите на тока при симетричен трифазен товар и синусодална широчинно - импулсна модулация. На фиг.3.33 са представени времедиаграмите на фазовото напрежение, първата му хармонична и пулсациите на тока през фаза A. Зависимости (3.64) и (3.65) са в сила и тук. Трябва да се отбележи, че пулсациите на изходния ток са независими от индуктивността. Както се вижда, те са значително по-малки от стойността на инвертора с правоъгълна форма на изходното напрежение, като стойността им намалява с увеличаване на M_f .



Фиг.3.33. Времедиаграми на някои величини при синусодална широчинно-импулсна модулация на изходното напрежение

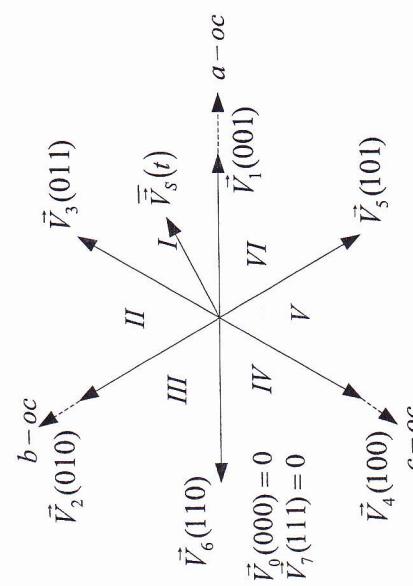
Трифазните инвертори на напрежение със синусодална широчинно - импулсна модулация имат следните предимства: добър хармоничен състав на изходното напрежение, като чрез подходящ избор на M_f високите хармонични могат да се отместят в посока на по-високите честоти; възможност за регулиране стойността на изходното напрежение посредством управляващите сигнали за транзисторите. Те обаче притежават и следните недостатъци: по-трудна реализация на системата за управление и недобро използване на захранващото напрежение, често се прилагат за честотно управление на асинхронни електродвигатели.

3.3.3. Трифазни инвертори с пространствено-векторна широчинно-импулсна модулация на изходното напрежение

Този вид модулация се осъществява в основната схема от фиг.3.20 чрез подходящо управление. Напрежението формират пространствен вектор се дефинира чрез усреднената си стойност за един период на превключване на силовите прибори T_s - формула (3.57):

$$(3.72) \quad \bar{V}_s(t) = \bar{V}_{AN}(t)e^{j0} + \bar{V}_{BN}(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + \bar{V}_{CN}(t)e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

Шестте вектора, отговарящи на положението му при правоъгълна форма на изходното напрежение формират шест сектора, показани на фиг.3.34. Използват се и тези комбинации на управляващите променливи, отговарящи на нулев вектор - $\bar{V}_0(000) = 0$ и $\bar{V}_7(111) = 0$.

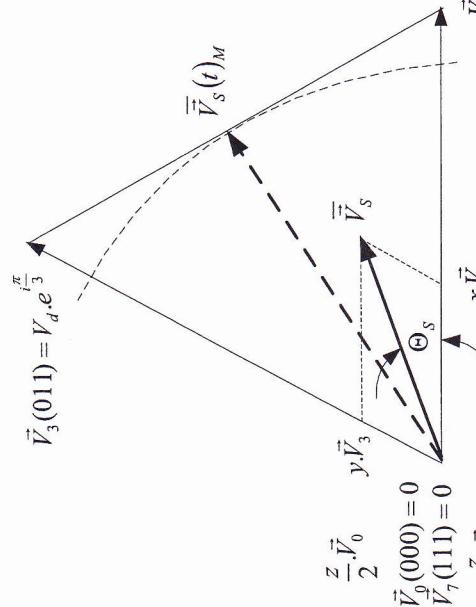


Фиг.3.34. Пояснение на принципа на пространствено-векторна широчинно-импулсна модулация за трифазен инвертор на напрежение

Нека по аналогия със синусоидалната широчинно - импулсна модулация с M_f означим отношението на периода на првата гармонична на изходното напрежение към периода на превключване:

$$(3.73) \quad M_f = \frac{T}{T_s}$$

Тогава е ясно, че пространственият вектор ще заема последователни позиции през $\frac{2\pi}{M_f} rad$. За един сектор те ще бъдат през $\frac{2\pi}{6M_f} rad$. Как се определят модулатът и фазата на пространствения вектор във всеки сектор е пояснено на фиг.3.35 за сектор I.



Фиг.3.35. Пояснение на определянето на модула и фазата на пространственния вектор

Уреднената стойност на пространствения вектор за интервала T_s ще бъде:

$$(3.75) \quad \bar{V}_s = \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \bar{V}_s(t) dt = \frac{1}{T_s} (x.T_s \bar{V}_1 + y.T_s \bar{V}_3 + z.0) = x \bar{V}_1 + y \bar{V}_3$$

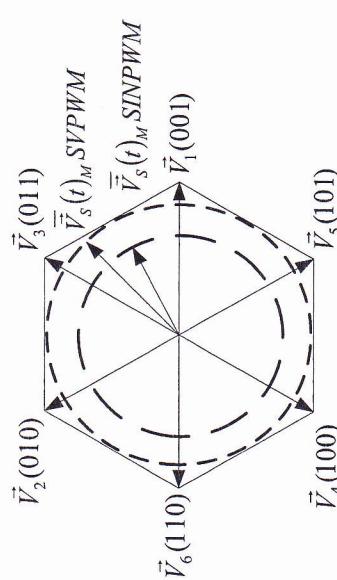
След заместване на базовите вектори със стойностите им от таблица 3.1 се получава:

$$(3.76) \quad \bar{V}_s = V_d \cdot \left(x e^{j0} + y e^{j\frac{\pi}{3}} \right)$$

От приведените зависимости и от фиг.3.35 става ясно, че посредством изменение на $z = 1 - (x+y)$ ще се променя модулатът на вектора, а чрез промяна на отношението $\frac{y}{x}$ - фазовият му ъгъл Θ_s . Видят на управляващите сигнали за шестте сектора е показан на фиг.3.37[55]. Както се вижда, периодът на превключване T_s е условно дефиниран, т.к. всъщност и в него става превключване на транзисторите. Ясно е, че пространственият вектор ще има максимална стойност при $x+y=1$, като на фиг.3.35 е показано положението му при $x=y=\frac{1}{2}$. След заместване в (3.76) и преобразуване, за ней се получава:

$$(3.77) \quad \bar{V}_s(t)_M = \frac{\sqrt{3}}{2} U_d$$

Върхът на този максимален по стойност пространствен вектор ще се движи по окръжност, чиито допирателни във всеки сектор се явяват правите, съединяващи върховете на базовите вектори за съответния сектор. Тази окръжност е показана на фиг.3.36.



Фиг.3.36. Положение на пространствения вектор при пространствено-векторна широчинно-импулсна модулация на изходното напрежение

Тя се явява вписана в правилния шестоъгълник, чито върхове са върховете на базовите вектори или положението на пространствения вектор при правовъгълна форма на изходното напрежение - фиг.3.24.

Максималната стойност на всяко фазово напрежение е $\frac{2}{3}$ от стойността на пространствения вектор или от (3.77) може да се получи:

$$(3.78) \quad \bar{V}_{ADM} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_d$$

Ако се сравнят зависимости (3.71) и (3.78) ще се види, че пространствено - векторната широчинно - импулсна модулация осигурява около 15% по-добро използване на захранващото напрежение от синусоидалната.

На практика за последователни стойности на Θ_s се намират съответстващите стойности на x и y . От триъгълника на фиг.3.35 се получават зависимостите:

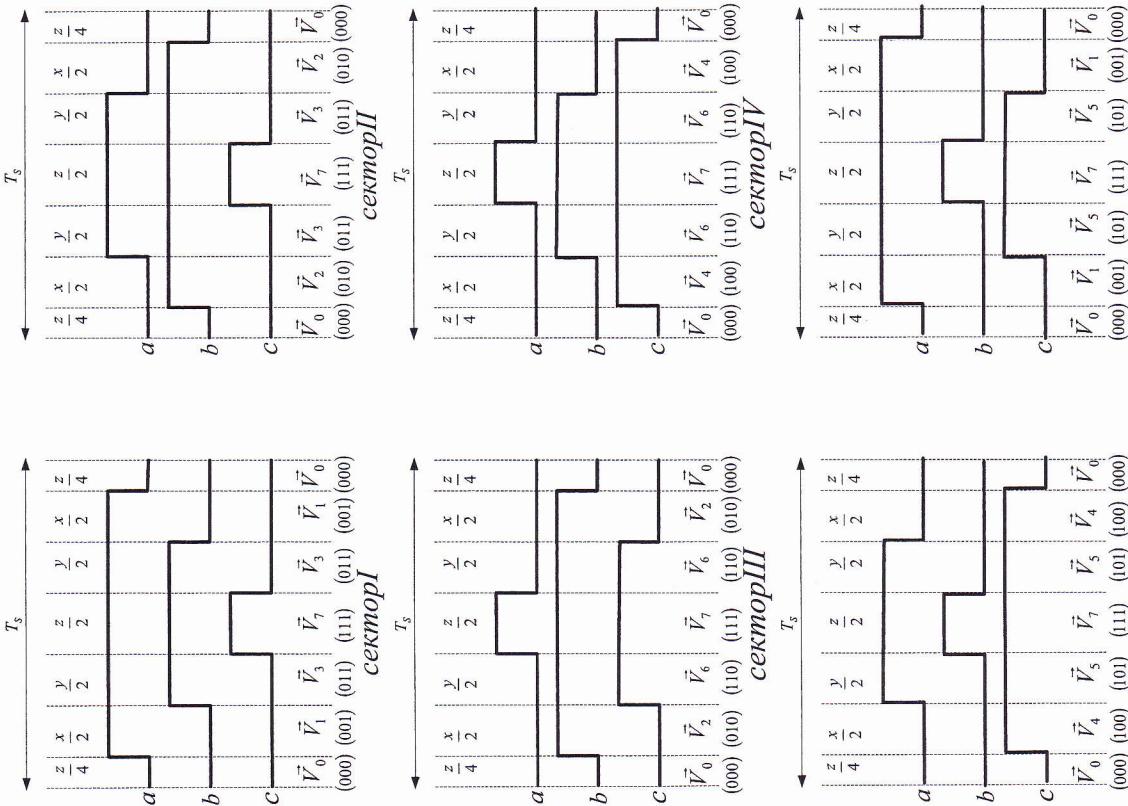
$$(3.79) \quad \begin{aligned} x &= \frac{\bar{V}_s 2}{\sqrt{3}} \cdot \cos\left(\Theta_s + \frac{\pi}{6}\right) \\ y &= \frac{\bar{V}_s 2}{\sqrt{3}} \sin\Theta_s \end{aligned}$$

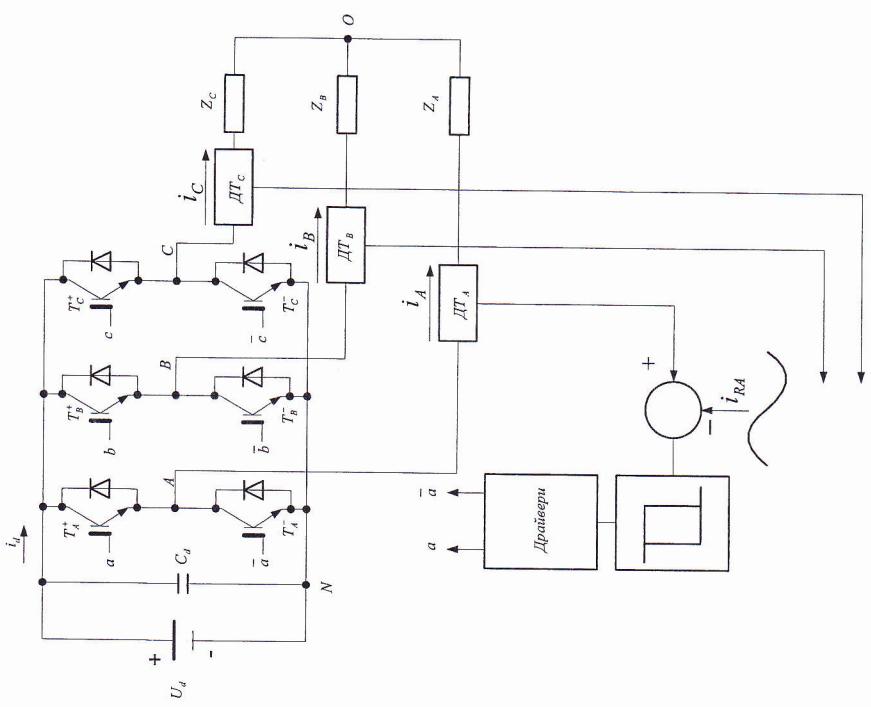
Ако се поддържа максималната стойност на пространствения вектор, и като се има предвид от (3.77) че тя, отнесена към стойността на захранващото напрежение $\frac{\sqrt{3}}{2}$, то от (3.79) се получава:

$$(3.80) \quad \begin{aligned} x &= \cos\left(\Theta_s + \frac{\pi}{6}\right) \\ y &= \sin\Theta_s \end{aligned}$$

Движейки се последователно от сектор в сектор се знае и кои базови вектори съответстват на x и y . Изчисляването и формиранието на управляващите сигнали в реално време се реализира с подходящ софтуер на базата на цифрови сигнални процесори [55]. От тази гледна точка най-удобно е например компонентата x да съвпада последователно с осите a, b, c . Когато съвпада с a -ос може да се работи в сектори VI и I ; когато съвпада с b -ос – в сектори II и III и когато съвпада с c -ос – в сектори IV и V . Тази идея е пояснена на фиг.3.38.

Фиг.3.37. Управляващи сигнали при пространствено-векторна широчинно-импулсна модулация за трифазния инвертор от фиг.3.1





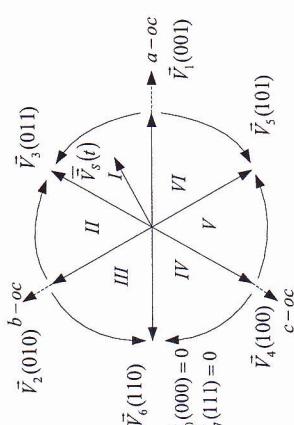
Фиг.3.39. Схема за реализация на хистерезисно-токово следение

Показаните на фиг.3.37 управляващи сигнали са съобразени също с нея. Трифазните инвертори на напрежение с пространствено – векторна широчинно - импулсна модулация имат предимството на по-добро използване на зарекънвачкото напрежение, отколкото при синусоидалната широчинно - импулсна модулация. *Недостатъкът* им е свързан с особената реализация на системата за управление. Трябва обаче да се отбележи, че за целта съществува разработено програмно осигуряване, което се предоставя от фирмите – производители на цифрови сигнални процесори [55].

На фиг.3.41 са показани фазовото напрежение на т. *O*, първата му хармонична и фазовият ток. От принципа на действие е ясно, че честотата на превключването става основно от стойността на хистерезиса и от скоростта на нарастване на тока през товара, т.е. от неговата индуктивност. В същото време тя се определя и от моментните

сигнала за управление на горния транзистор – сигнал *a*. Този начин на действие се осъществява непрекъснато през целия период и за другите две фази, като превключването става с висока честота.

На фиг.3.41 са показани съответните за всички триphasни фазови напрежения и токове. Съществуващата симетрична система с честота на основната хармонична се подават към съответните канали като опорни. За канал *A* това е i_{R4} , чието моментни стойности се сравняват непрекъснато с текущата стойност на тока i_A , получени посредством дагчик на ток AT_A . Сравнението става с определен хистерезис и е пояснено на фиг.3.40. Ако е необходимо токът да нараства спрямо моментната стойност на опорната синусоида, се включва горният транзистор. При достигане горния праг на хистерезиса се включва долният транзистор, т.к. вече е необходимо токът да намалее спрямо опорната синусоида. На фиг.3.40 е показан видът на



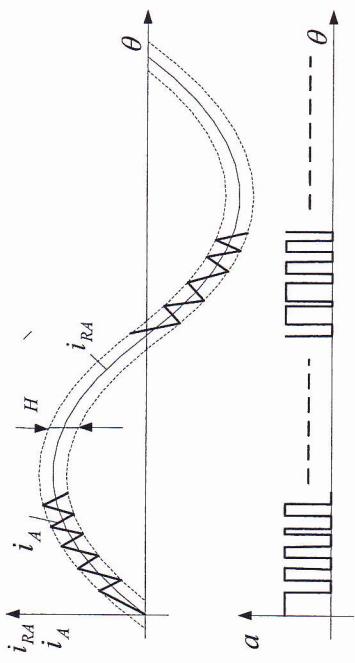
Фиг.3.38. Векторна диаграма за реализация на пространствено-векторна широчинно-импулсна модулация

Показаните на фиг.3.37 управляващи сигнали са съобразени също с нея. Трифазните инвертори на напрежение с пространствено – векторна широчинно - импулсна модулация имат предимството на по-добро използване на зарекънвачкото напрежение, отколкото при синусоидалната широчинно - импулсна модулация. *Недостатъкът* им е свързан с особената реализация на системата за управление. Трябва обаче да се отбележи, че за целта съществува разработено програмно осигуряване, което се предоставя от фирмите – производители на цифрови сигнални процесори [55].

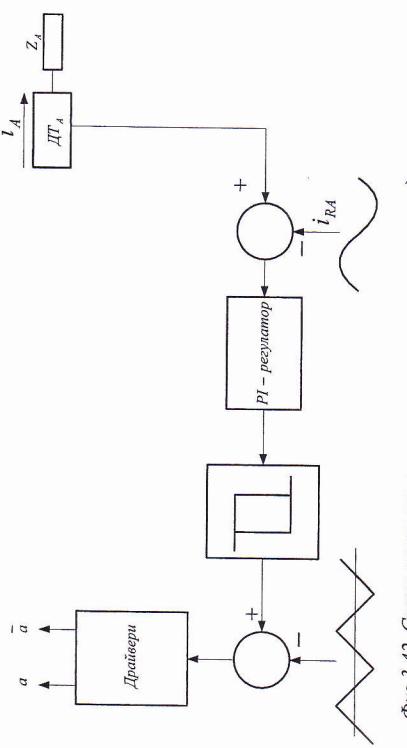
3.3.4. Трифазни инвертори с хистерезисно-токово следение

При тези инвертори управлението на транзисторите се реализира на база на идеята, покояща на фиг.3.39 [53]. Целта е да се получат синусоидални токове в трите фази. Показана е основната част от системата за управление на транзисторите за фаза *A*. Такива блокове съдържат каналите за управление на транзисторите и за другите две фази. Три синусоиди, образуващи симетрична триphasна система с честота на основната хармонична се подават към съответните канали като опорни. За канал *A* това е i_{R4} , чието моментни стойности се сравняват непрекъснато с текущата стойност на тока i_A , получени посредством дагчик на ток AT_A . Сравнението става с определен хистерезис и е пояснено на фиг.3.40. Ако е необходимо токът да нараства спрямо моментната стойност на опорната синусоида, се включва горният транзистор. При достигане горния праг на хистерезиса се включва долният транзистор, т.к. вече е необходимо токът да намалее спрямо опорната синусоида. На фиг.3.40 е показан видът на

стойности на опорната синусоида, от което следва, че се променя в рамките на един полупериод. Променливата честота на превключване на силовите прибори е основен недостатък на разглеждания метод, т.к. е свързана с лоша електромагнитната съвместимост на целия инвертор.

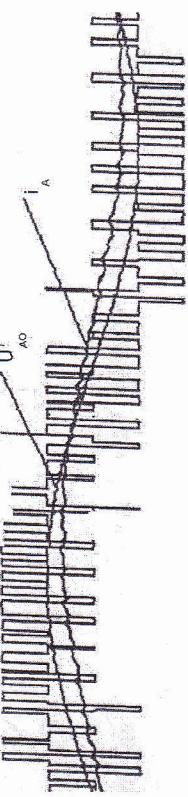


Фиг.3.40. Времедиаграми, поясняващи хистерезисно-токово следение за трифазния инвертор на напрежение от фиг.3.1



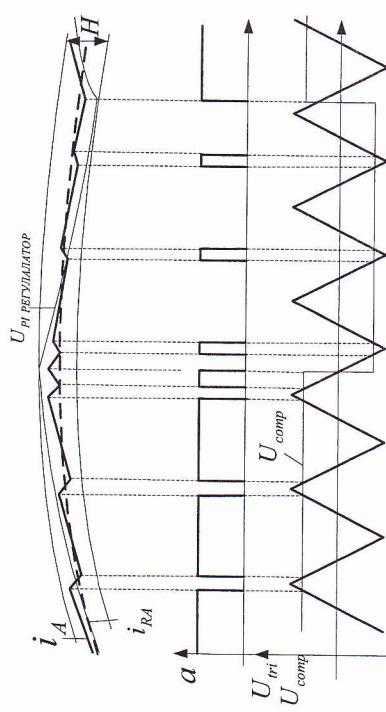
Фиг.3.42. Схема за реализация на хистерезисно-токово следение с постоянна честота

В сравнение с фиг.3.39 допълнително са вклучени пропорционално-интегрирален регулатор на разликата между опорната синусоида за тока и текущата му стойност, изходната величина на който определя нивото на напрежението в изхода на компаратора с хистерезис – условно високо или ниско. Това напрежение се сравнява с двуполярно трионообразвано, определящо честотата на превключване. Поясняващите времедиаграми за малък временен интервал от положителния полупериод са показани на фиг.3.43.



Фиг.3.41. Времедиаграми на основните величини при хистерезисни методи за управление на транзисторите на трифазния инвертор на напрежение от фиг. 3.1

За избягване на посочения недостатък е разработен метод на хистерезисно-токово следение с постоянна честота, пояснен на фиг.3.42 само с основните блокове на канала за управление на транзисторите от фаза A.



Фиг.3.43. Времедиаграми, поясняващи хистерезисно-токово следение с постоянна честота от фиг. 3.42

е броят на нивата n , толкова по-голям е броят на ключовите състояния и толкова по-малки са стъпките, през които могат да се променят напреженията в точки A, B, C . Между всеки две съседни стойности на тези напрежения може да се осъществи модулация по подходящ закон. Често се използва и общо ключово състояние на целия трифазен инвертор, десфинирано като:

$$(3.83) \quad S_{TH} = n^2 S_A + n S_B + S_C$$

Нека видим как се отнася тази идея към разгледаните по - рано трифазни инвертори. При тях модулацията на изходното напрежение ставаше на две нива - $n = 2$, ключовите състояния приемаха стойности 0 или 1, които съвпадаха със стойностите на управляващите сигнали a, b, c , а напрежението бъха равни или на 0 или на захранващото U_d . Това може да се види и от зависимости (3.82). Съвпадение между управляващи сигнали и ключови състояния има само при модулация на две нива, то не бива да се преси по - нагатък поради усложняването на силовите схеми на инверторите. Възможните комбинации между ключови състояния, стойности на напрежението и стойност на общото ключово състояние на инвертора при познатата дотук модулация на две нива са показани в таблица 3.2.

Таблица 3.2

Ключови състояния	Стойност на напреженията			Стойност на S_{TH}
	S_A	S_B	S_C	
0	0	0	0	0
0	0	1	0	0
0	1	0	0	0
0	1	1	0	1
1	0	0	U_d	0
1	0	1	U_d	1
1	1	0	U_d	2
1	1	1	U_d	3

Вижда се, че в първата част с по-голям кофициент на запълване се включва горният транзистор за фаза A , т.к. изходното напрежение от PJ -регулатора е по-ниско от горния хистерезис праг и нивото в изхода на компаратора с хистерезис е високо. През втората част, след достигане на горния праг нивото в изхода на компаратора с хистерезис става ниско и с по-голям кофициент на запълване се включва долният транзистор. Честотата на превключване се определя основно от честотата на трионообразното напрежение.

Известни са и други начини за управление чрез хистерезис-токово следене – например с адаптивна промяна на хистерезиса, посредством Fuzzy- логика и др.

3.3.5. Трифазни инвертори с модулация на изходното напрежение на няколко нива

В разгледаните дотук трифазни инвертори на напрежение напрежението U_{AN}, U_{BN}, U_{CN} от фиг.3.20 можеха да засят стойности 0 или U_d , които се определяха от стойностите на управляващите сигнали a, b, c за горните транзистори – формула (3.50). Тези три напрежения определят и трите фазови напрежения по отношение звездния център на товара – формули (3.51, 3.52):

$$(3.81) \quad \begin{bmatrix} U_{A0} \\ U_{B0} \\ U_{C0} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{AN} \\ U_{BN} \\ U_{CN} \end{bmatrix}$$

Преди да разгледаме конкретната схемна реализация на инвертори с модулация на изходното напрежение на няколко нива, нека се спрем на основната идея за това [24,52]. Въвеждат се ключови състояния за точки A, B, C – съответно S_A, S_B, S_C . При инвертор с модулация на изходното напрежение на n - нива всяко от тези ключови състояния може да приема последователни стойности от 0 до $n-1$. Връзката между тези състояния и напрежениета U_{AN}, U_{BN}, U_{CN} е следната:

$$(3.82) \quad \begin{aligned} U_{AN} &= \frac{S_A U_d}{(n-1)}, S_A = 0,1,2,...(n-1) \\ U_{BN} &= \frac{S_B U_d}{(n-1)}, S_B = 0,1,2,...(n-1) \\ U_{CN} &= \frac{S_C U_d}{(n-1)}, S_C = 0,1,2,...(n-1) \end{aligned}$$

Както се вижда, всяко от тези напрежения може да заема стойности, които са равни на части от захранващото напрежение. Колкото по – голям

Не трябва да се търси аналогия между таблица 3.1 и таблица 3.2, т.к. съгласно (3.83) тук теглото на фаза А е най-тъгливо. Освен това ключовите състояния не са двоични променливи, а се дефинират от (3.82).

Така например при модулация на три нива - $n = 3$ възможните стойности на ключовите състояния са 0, 1 и 2, а възможните нива на напрежението - $0, \frac{U_d}{2}, U_d$. Едно от възможните ключови състояния на целия инвертор е например при $S_A = 2; S_B = 0; S_C = 1$ със стойност $S_{TH} = 19$. Както вече бе споменато, между всеки две съседни нива може да се извърши модулация по подходящ закон. Нека разгледаме какви са възможностите за това. Задачата се свежда до определяне видъа на напреженията U_{AN}, U_{BN}, U_{CN} . Т.к. матрицата от (3.81) няма обратна матрица, то по вида на вектора на фазовите напрежения $[U_{AO} U_{BO} U_{CO}]^T$ не може да се получи векторът на напреженията $[U_{AN} U_{BN} U_{CN}]^T$. Теоретично съществуват безброй много решения на (3.81). Ако напреженията U_{AN}, U_{BN}, U_{CN} съдържат постоянни съставки и кратни на 3 хармонични, то в съответствие с (3.81) тези техни съставки няма да рефлектират върху фазовите напрежения, т.к. взаимно се компенсират. Предложен е следният вид на съвкупността от U_{AN}, U_{BN}, U_{CN} [52]:

$$(3.84) \quad \begin{aligned} \bar{U}_{AN} &= \frac{U_d}{2} \left[1 + m \cos \theta - \frac{m}{6} \cos(3\theta) \right] \\ \bar{U}_{BN} &= \frac{U_d}{2} \left[1 + m \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{m}{6} \cos(3\theta) \right] \\ \bar{U}_{CN} &= \frac{U_d}{2} \left[1 + m \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{m}{6} \cos(3\theta) \right] \end{aligned}$$

Където m е модулационен кофициент. Във времето това са последователности от усреднени стойности за малки интервали от време, т.к. съгласно (3.82) U_{AN}, U_{BN}, U_{CN} могат да заемат само дискретни стойности, равни на части от захранващото напрежение. По този начин при заместване на (3.84) в (3.81) и преобразуване за усреднените стойности на фазовите напрежения се получава:

$$(3.85) \quad \begin{aligned} \bar{U}_{AO} &= \frac{m U_d}{2} \cos \theta \\ \bar{U}_{BO} &= \frac{m U_d}{2} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \bar{U}_{CO} &= \frac{m U_d}{2} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

Имайки предвид вида на фазовите напрежения при симетрична трифазна система:

$$(3.86) \quad \begin{aligned} U_{AO} &= U_M \cos \theta \\ U_{BO} &= U_M \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_{CO} &= U_M \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

то ясно е, че модулационният кофициент са определя от:

$$(3.87) \quad m = \frac{2U_M}{U_d}$$

Стойността му варира от 0 до $\frac{2}{\sqrt{3}}$ при пространствено - векторна модулация съгласно (3.77). Следващата стъпка е да се определят кофициентите на запълване във времето, за да могат последователните усреднени стойности $\bar{U}_{AN}, \bar{U}_{BN}, \bar{U}_{CN}$ да имат вида (3.84). Ясно е, че тези кофициенти трябва да са:

$$(3.88) \quad \begin{aligned} d_A &= \frac{1}{2} \left[1 + m \cos \theta - \frac{m}{6} \cos(3\theta) \right] \\ d_B &= \frac{1}{2} \left[1 + m \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{m}{6} \cos(3\theta) \right] \\ d_C &= \frac{1}{2} \left[1 + m \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{m}{6} \cos(3\theta) \right] \end{aligned}$$

Посредством тези кофициенти на запълване и клочовите състояния в съответствие с (3.82) на всяко ниво се осъществява модулация така, че последователността от усреднени стойности да съответства на зависимост (3.84).

От (3.82) и (3.88) следва, че кофициентите на запълване за n -тото ниво са:

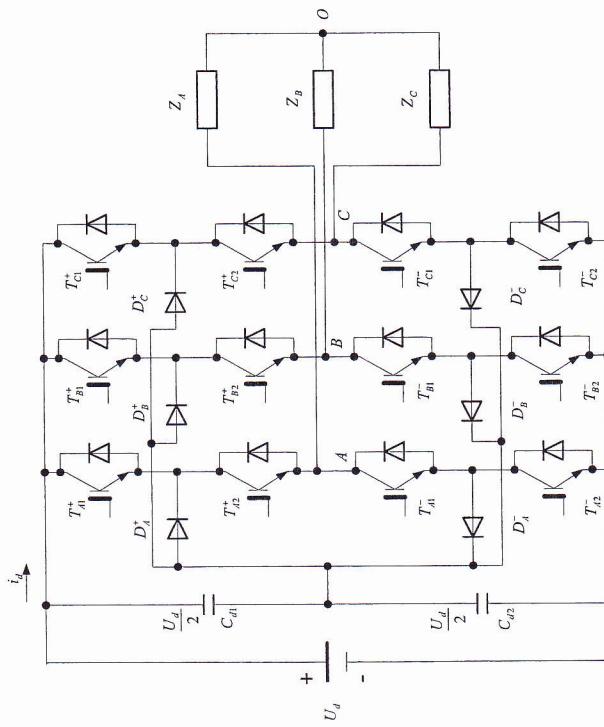
$$(3.89) \quad \begin{aligned} d_{An} &= (n-1)d_A \\ d_{Bn} &= (n-1)d_B \\ d_{Cn} &= (n-1)d_C \end{aligned}$$

На фиг. 3.44 е показан видът на \bar{U}_{AN} и времедиаграмите на напрежението U_{AN} при модулация на две, три и четири нива. Вижда се, че колкото парастра

След като разгледахме особеностите на модулацията на няколко нива, можем да се запознаем с топологията на силовите схеми на трифазни инвертори на напрежение, при които тя може да бъде осъществена. Най-принципно разпространени са схемите с ограничителни диоди. На фиг. 3.45 е показан пример с показан трифазен инвертор на напрежение с ограничителни приodi и модулация на три нива - $n = 3$.



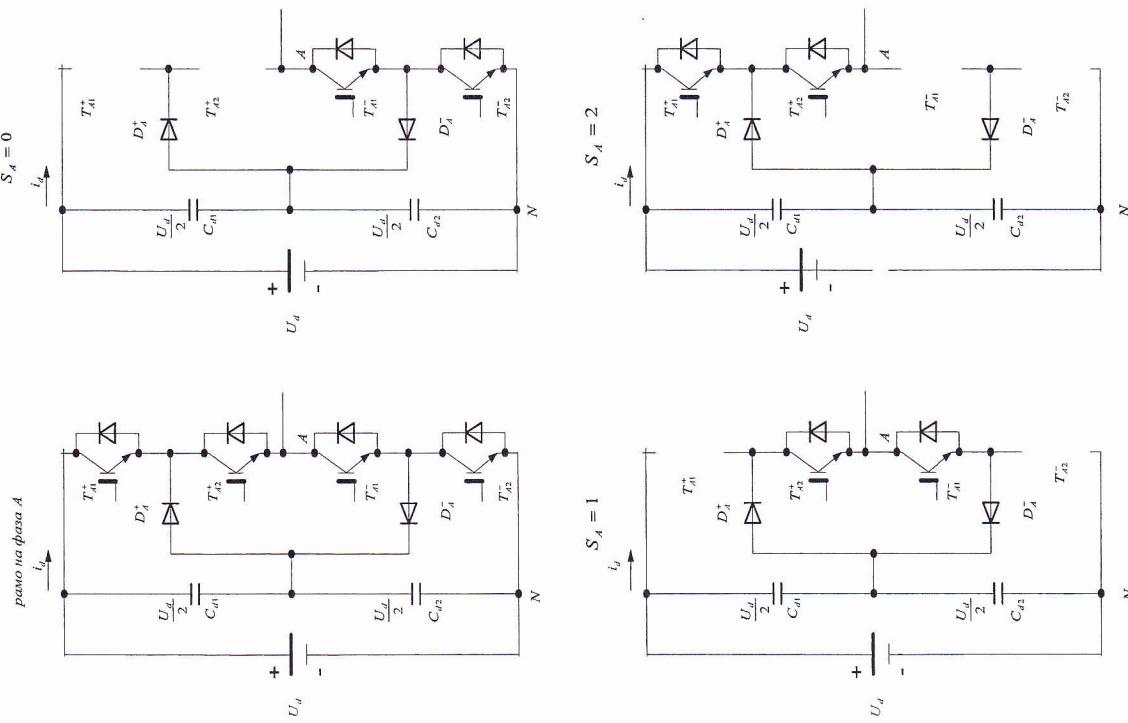
Фиг.3.44. Временни диграми на управляващото и на фазовото напрежение при модулация на наколко нива



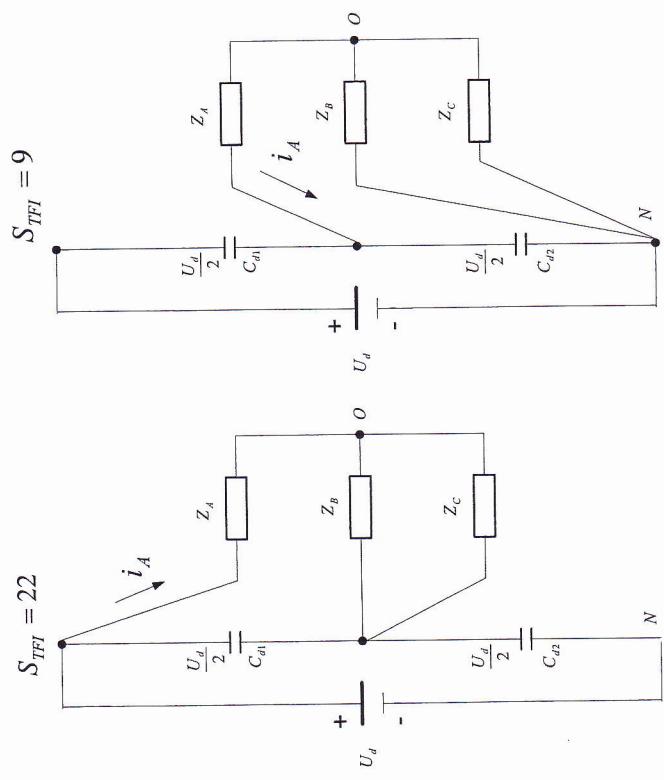
Фиг.3.4.5 Принципна схема на трифазен инвертор на напрежение с ограничителни диоди и модулация на три нива

Вижда се, че броят на транзисторите е удвоен в сравнение с фиг.3.20. Тритеъдното модулацията ставаше на две нива, като са добавени 1/3 от гравитационни диоди. Трябва да се отбележи, че максималните напрежения върху транзисторите при тази схема са два пъти по - малки от толкото при схемата от фиг.3.20, или са равни на $\frac{U_d}{2}$. На фиг.3.46 е показано само рамото на фаза A, заедно със схемите, пояснявани трите положочни състояния за тази фаза $-S_A = 0, S_A = 0.5, S_A = 2$. На тези схеми са показани само транзисторите, които получават управляващи импулси за сключчване при съответното състояние. При $S_A = 0$ това са допълнителните транзистори като е осигурена възможност за ток на товара през фаза A.

двете посоки – през транзисторите или през обратните им диоди. Напрежението U_{AN} е равно на 0, а напрежението върху всеки от двета горни транзистора са равни на половината от захранващото. При $S_A = 2$ управляващи импулси за включване получават горните за рамото транзистори, с възможност за пропичане на фазовия ток в двете посоки – през тях или през обратните им диоди. Напрежението U_{AN} е равно на U_d , а напрежението върху всеки от долните транзистори са равни на половината от захранващото. Тези две ключови състояния съответстват на инвертора с две нива на модулация. Третото ниво се получава при ключово състояние за фазата $S_A = 1$ – импулси за включване на средните транзистори. При това напрежението U_{AN} е равно на $\frac{U_d}{2}$, а напрежението върху двета изкиночни транзистора са също равни на половината от захранващото. Едната възможна посока на тока е през D_A^+, T_{A2}^+ , а другата – през T_{A1}^-, D_A^- . Това са трите възможни ключови състояния за фаза A, като аналогични са състоянията и за останалите две фази – S_B, S_C . При направленото разглеждане се предполага, че напрежението върху всеки от двета входни кондензатора е равно на половината от захранващото, т.е. че двете напрежения са балансириани. Т.к. при този тип инвертори входното напрежение се разделя посредством капацитивни делители, то проблемът с напрежението на напрежението върху входни кондензатори става още по-сериозен при нарастване броя на нивата на модулация. Същността му е пояснена на фиг.3.47 и е свързана с т.н. "редундантни" ключови състояния на целия инвертор. Редундантни са тези ключови състояния S_{TFI} , при които трите фазови напрежения имат еднакви стойности в състоянията, но токовете през товарите имат различни посоки в различните състояния, което се обуславя от характера на товара. Както се вижда от фиг.3.47 линейните и фазовите напрежения в двете състояния би трябвало да са равни, ако напрежението върху двета входни кондензатора са точно равни на $\frac{U_d}{2}$. В първия случай при $S_{TFI} = 22$ токът на фаза A противач отливва – наляво, т.е. разрежда горния кондензатор. Във втория случай при $S_{TFI} = 9$ надясно, т.е. разрежда горният кондензатор. Във втория случай този ток протича отляво – наляво, т.е. поради харектера на товара този ток получи и при други дозрежда долния кондензатор. Това може да се получи и при други ключови състояния на инвертора. Като резултат напрежението върху двета кондензатора няма да са балансирани, а ще се получат изкривявания и в напрежението на товара. Поради това се вземат специални мерки, като се следят напрежението на двета кондензатора и посоките на токовете в управление и специални алгоритми [52]. Аналогично могат да бъдат реализирани и инвертори с



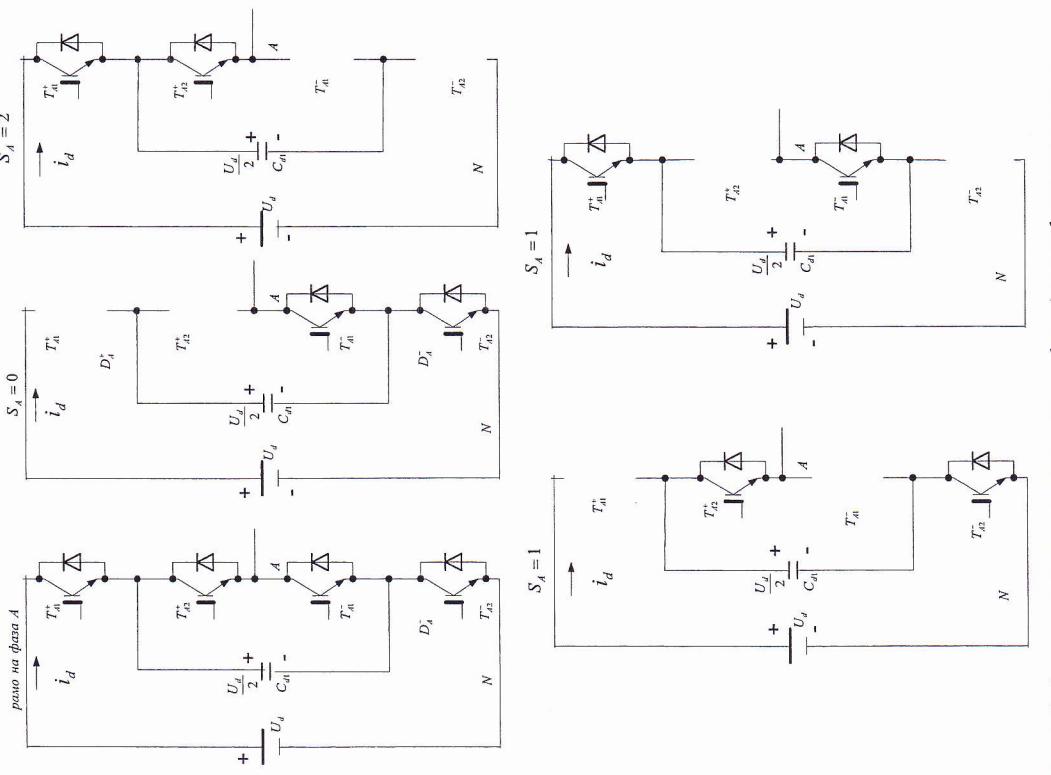
Фиг.3.46. Схеми, поясняващи състоянията на фаза A



Фиг.3.47. Схеми, поясняващи т.н. "редундантни" ключови състояния

повече нива на модулация чрез добавяне на транзистори и ограничителни диоди. При тях във всеки един момент от време се подават сигнали за включване на $n-1$ транзистори, но вече проблемите с балансирането на напреженията върху входните кондензатори, чийто брой е също $n-1$ не могат да се решат успешно чрез системата за управление. Те изискват захранване от специални източници. Такива например могат да бъдат управлявани AC/DC или DC/DC преобразуватели с изходно напрежение на няколко нива.

Следващите схеми решени на трифазни инвертори с модулация на изходното напрежение на няколко нива са свързани с използването на т.н. "висящи" кондензатори [29]. На фиг.3.48 е показано рамото на фаза A на такъв трифазен инвертор с модулация на изходното напрежение на три нива, заедно с ключовите състояния за тази фаза. В схемата липсват ограничителните диоди, както и кондензаторът е един. Основната идея предполага, че той е зареден до половината от захранващото напрежение и се включва в определени моменти последователно със захранвания източник, формирајки по този начин третото ниво.



Фиг.3.48. Схеми, поясняващи състоянията на фаза A за трифазен инвертор на напрежение с "висящи" кондензатори

На фиг.3.48 са показани само транзисторите, които получават управляващи импулси в съответните състояния. Както се вижда, двете ключови състояния $S_A = 0$ и $S_A = 2$ са идентични със съответните при

инвертора с ограничителни диоди. Особеното е, че съществуват две редундантни ключови състояния $S_A = 1$, при това за всяка една от фазите. При първото от тях напрежението върху кондензатора, равно на $\frac{U_d}{2}$, се прилага като напрежение U_{AN} . При второто то се изважда от напрежението на захранващия източник. Т.к. и при двете състояния е осигурена възможност за проличане на товарния ток и в двете посоки, то в зависимост от товара и тук може да се получи разбалансиране на напрежението върху кондензатора, за избягването на което е необходимо да се вземат специални мерки. Още по-серииозен става проблемът при реализация на инвертори от този тип с повече нива на модулация, поради което те не са намерили особено широко приложение.

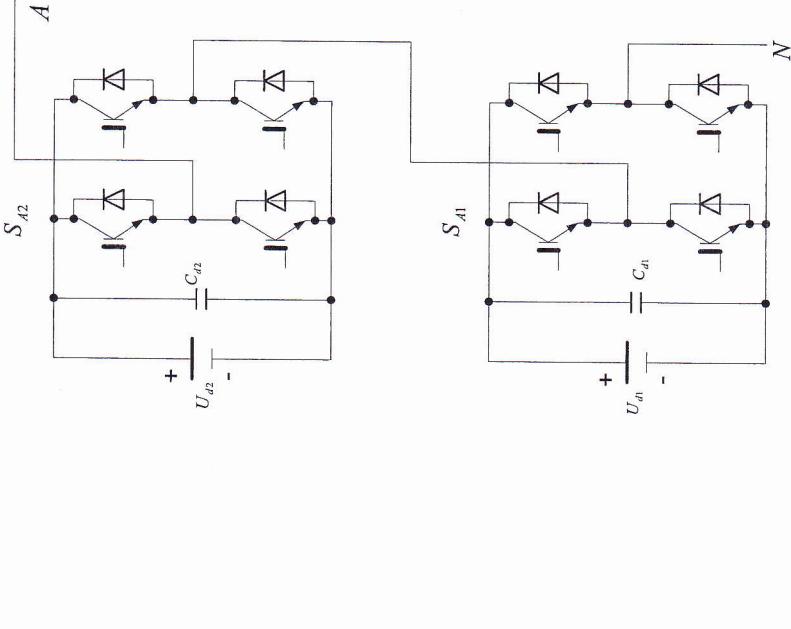
В областта на модулация на изходното напрежение на няколко нива развитието са получили и схемите на трифазни инвертори на базата на последователно свързани клетки от еднофазни мостови инвертори на напрежение. При тях всяка фаза съдържа няколко клетки от еднофазни мостови инвертори на напрежение, които са последователно свързани по отношение на изходите си, а всяка се захранва от отделен захранващ източник, без гальванична връзка между източниците. Като пример на фиг.3.49 е показана схемата за фаза A, състояща се от две такива клетки. Като захранващи източници могат да бъдат използвани например акумулаторни батерии, фотоволтайчни панели или токоизправители, захранвани от отделни трансформатори, както и специални схеми на DC/DC преобразуватели. На фиг.3.50 е показана една клетка, разгледана като инвертор с модулация на изходното напрежение на няколко нива, заедно с ключовите състояния на клетката. По аналогия с направленото допук разглеждане като състояние с най-малък номер $S_A = 0$ е прието това, при което нивото на изходното напрежение е най-ниско $-U_d$. Както се вижда в отделната клетка има две редундантни състояния при $S_A = 1$. При последователно свързване на p на брой клетки, общото напрежение на фазата се определя от зависимостта:

$$(3.90) \quad U_{AN} = \sum_{i=1}^p (S_{di} - 1) U_{di}$$

Ако захранващите напрежения на всички клетки имат еднаква стойност равна на U_d , то общият брой нива на модулация е [52]:

$$n = 3 + 2(p-1)$$

(3.91)
По този начин за показаната на фиг.3.49 схема нивата на модулация са пет.



Фиг.3.49. Принципна схема за фаза A с последователно свързване на клетки
Връзката между ключовите състояния на отделните клетки, общото
ключово състояние на фазата и стойността на нивото на модулация е
представена в таблица 3.3.

	0	1	2	3	4
S_A	0	0	1	2	1
S_{A1}	0	0	1	2	1
S_{A2}	0	1	0	1	0
U_{AN}	-2U_d	-U_d	0	0	U_d

Таблица 3.3

Таблица 3.4

S_A	0	1	2	3	4	5	6	7	8
S_{A1}	0	0	0	1	1	1	2	2	2
S_{A2}	0	1	2	0	1	2	0	1	2
U_{AN}	$-4U_d$	$-3U_d$	$-2U_d$	$-U_d$	0	U_d	$2U_d$	$3U_d$	$4U_d$

Предимство на използването на различни захранващи напрежения е получаването на повече нива на модулация, а недостатък – невъзможността да бъдат използвани взаимнозаменяеми модули от инверторни клетки, които съществува при равни захранвани напрежения. За отбелязване е, че съществуват некои ключови състояния, при които посоките на токовете във входа на клетките са различни. Такова е например състоянието при $S_A = 6$. Нека предположим, че токът за фаза A е положителен, т.e. излиза от т.А. Тогава за горната клетка, чисто изходно напрежение е отрицателно, той ще протича през обратните диоди, т.e. входните кондензатори ще са необходими дори и при висок фактор на мощност на товара. Обикновено при този тип инвертори се постига повишаване броя на нивата на модулация чрез добавяне на единични клетки, захранвани от равни по стойност напрежения.

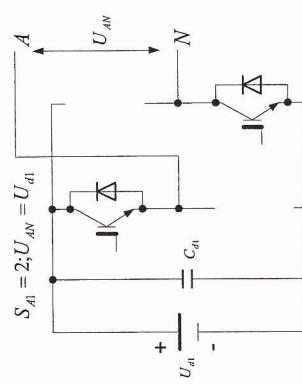
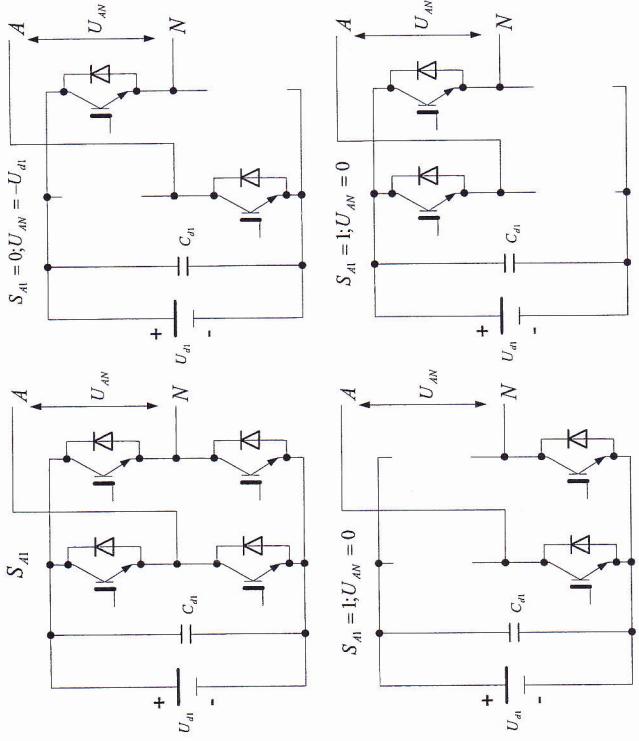
Възможно е последователно по отношение на товара свързване на цялкото трифазни инвертора, изходното напрежение на всеки от които е с по няколко нива на модулация. На фиг. 3.51 е показано последователно по отношение на изходите свързване на лява трифазни инвертора с по няколко нива на модулация за всеки, чрез фиктивно обединяване на точките им O . Фиктивно, т.к. товарите в трите фази имат обща точка. При това захранващите напрежения на двата инвертора могат да са различни, както и броят на нивата на модулация да бъде различен помежду им. Най-често двата инвертора са с ограничителни диоди.

По отношение на т. O_1 за първия инвертор по аналогия с (3.81) може да се запише:

$$(3.92) \quad \begin{bmatrix} U_{A101} \\ U_{B101} \\ U_{C101} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A1N1} \\ U_{B1N1} \\ U_{C1N1} \end{bmatrix}$$

По отношение на т. O_2 за втория инвертор също може да се запише:

$$(3.93) \quad \begin{bmatrix} U_{A202} \\ U_{B202} \\ U_{C202} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A2N2} \\ U_{B2N2} \\ U_{C2N2} \end{bmatrix}$$



Фиг. 3.50. Схеми, показващи методите на модулацията на изходното напрежение на няколко нива в една клетка

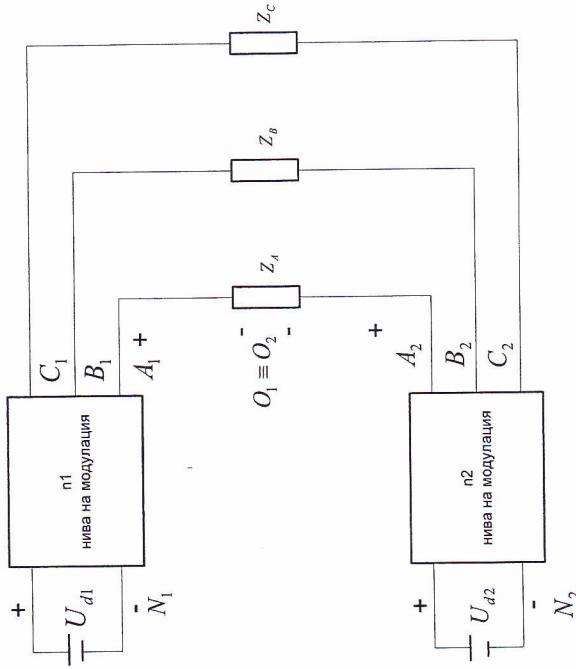
Както се вижда, има няколко redundantни състояния при $S_A = 1, S_A = 2, S_A = 3$. Те могат да бъдат използвани за получаване на повече нива на модулация, ако две клетки се захранят с различни по стойност напрежения. Таблица 3.4 се отнася за $U_{d2} = U_d, U_{d1} = 3U_d$.

U_{d2} , както и от броя на нивата на инверторите n_1 и n_2 . Показано е, че резултантният максимален брой на нивата може да бъде

$$(3.96) \quad n = n_1 \cdot n_2$$

$$(3.97) \quad \text{при [52]:} \quad \frac{U_{d2}}{U_{d1}} = \frac{n_2 - 1}{n_2(n_1 - 1)}$$

3.4. ИЗПОЛЗВАНЕ НА СИЛОВИТЕ ПРИБОРИ ПРИ ИНВЕРТОРИТЕ НА НАПРЕЖЕНИЕ



Фиг. 3.51. Последователно по отношение на изходните съврзане на два трифазни инвертора на напрежение, всяки с модулация на няколко нива

От фиг. 3.51 се вижда следната връзка между напреженията:

$$(3.94) \quad \begin{aligned} U_{A1A2} &= U_A = U_{A101} - U_{A202} \\ U_{B1B2} &= U_B = U_{B101} - U_{B202} \\ U_{C1C2} &= U_C = U_{C101} - U_{C202} \end{aligned}$$

След заместване на (3.92) и (3.93) в (3.94) и преобразуване се получава:

$$(3.95) \quad \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A1N1} - U_{A2N2} \\ U_{B1N1} - U_{B2N2} \\ U_{C1N1} - U_{C2N2} \end{bmatrix}$$

Вижда се, че напрежението върху товарите се формира от разликата на напреженията на фазовите точки по отношение минуса на всеки от захранващите източници. Всяко от тези напрежения е формирано на няколко нива, а резултантното, получено като разлика между тях, зависи от съотношението на захранващите напрежения на двата инвертора U_{d1} и

Схемните варианти на инверторите на напрежение се различават помежду си както по броя на силовите прибори, така и по стойността на изходното напрежение като функция на захранващото. Различни са и стойностите на напрежението и тока, по които трябва да бъдат подбрани приборите при проектиране. Като сравнителен показател между схемите може да се използва т.н. "кофициент на използване на силовите прибори" K_{sw} , въведен в [44], който би могъл да се обобщи по следния начин:

$$(3.98) \quad K_{sw} = \frac{p U_{out} I_{out}}{q_i U_{sw} I_{sw}}$$

където U_{out} и I_{out} са ефективните стойности на първите хармонични на изходното напрежение и изходния ток на инвертора за фаза; p е броят на фазите; q е броят на силовите прибори в схемата; U_{sw} е максималната стойност на напрежението, кое то трябва да издържа приборът, а I_{sw} – максималната стойност на тока през него.

В така дефинирания кофициент не бива да се влага физически смисъл, т.к. в числителя е пълната изходна мощност, а в знаменателя – q – произведение на напрежение и ток, когто обаче няма физически смисъл на мощност.

3.4.1. Кофициент на използване на силовите прибори при еднофазни инвертори с правоъгълна форма на изходното напрежение

$$\text{- пулпулна схема при преводно отношение на трансформатора } n$$

$$q = 2 \quad U_{out} = \frac{4}{\pi \sqrt{2}} \cdot \frac{U_d}{n} \quad U_{sw} = 2 U_d \quad I_{sw} = \frac{\sqrt{2} J_{out}}{n}$$

След заместване в (3.98) се получава $K_{sw} \approx 0.16$.

- полумостова схема

$$q = 2 \quad U_{out} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{U_d}{2} \quad U_{sw} = U_d \quad I_{sw} = \sqrt{2}I_{out}$$

След заместване в (3.98) се получава $K_{sw} \approx 0.16$.

- мостова схема

$$q = 4 \quad U_{out} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{U_d}{2} \quad U_{sw} = U_d \quad I_{sw} = \sqrt{2}I_{out}$$

След заместване в (3.98) се получава $K_{sw} \approx 0.16$.

Оказва се, че трите схеми са равностойни по отношение на така въведенния коффициент.

3.4.2. Коффициент на използване на силовите прибори при еднофазни инвертори с широчинно-импулсна модулация на изходното напрежение

- двуполярна модулация в полумостова схема

$$q = 2 \quad U_{out} = \frac{m_A}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_d}{2} \quad U_{sw} = U_d \quad I_{sw} = \sqrt{2}I_{out}$$

След заместване в (3.98) за максималната стойност $m_A = 1$ се получава $K_{sw} = 0.125$.

- двуполярна модулация в мостова схема

$$q = 4 \quad U_{out} = \frac{m_A}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_d}{2} \quad U_{sw} = U_d \quad I_{sw} = \sqrt{2}I_{out}$$

След заместване в (3.98) за максималната стойност $m_A = 1$ се получава $K_{sw} = 0.125$.

- еднополярна модулация в мостова схема

$$q = 4 \quad U_{out} = \frac{m_A}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_d}{2} \quad U_{sw} = U_d \quad I_{sw} = \sqrt{2}I_{out}$$

След заместване в (3.98) за максималната стойност $m_A = 1$ се получава $K_{sw} = 0.125$.

Двете схеми и двата вида модулация са равностойни по отношение на така въведенния коффициент, който тук е по-малък, отколкото при правовъгълна форма на изходното напрежение. Причината е в намалената

стойност на първата хармонична на изходното напрежение при същото захранващо.

3.4.3. Коффициент на използване на силовите прибори при трифазни инвертори с правовъгълна форма на изходното напрежение

$$q = 6 \quad U_{out} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d \quad U_{sw} = U_d \quad I_{sw} = \sqrt{2}I_{out}$$

Има се предвид, че U_{out} и I_{out} са фазовото напрежение и фазовият ток, а броят фази $p = 3$.

След заместване в (3.98) се получава $K_{sw} \approx 0.16$.

Резултатът е интересен, т.к. съвпада с този при еднофазните инвертори. Това означава, че ако се увеличи броят на силовите прибори 1,5 пъти (от 4 при еднофазна мостова схема на 6 при трифазна) общата трифазна изходна мощност също ще бъде 1,5 пъти по-голяма при същото захранващо напрежение.

3.4.4. Коффициент на използване на силовите прибори при трифазни инвертори с широчинно-импулсна модулация на изходното напрежение

$$q = 6 \quad U_{out} = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{2}} U_d \quad U_{sw} = U_d \quad I_{sw} = \sqrt{2}I_{out}$$

След заместване в (3.98) за максималната стойност $m_A = 1$ се получава $K_{sw} = 0.125$. Резултатът е същият както при еднофазната мостова схема с широчинно - импулсна модулация. Това потвърждава направления по-горе извод за съотношението между броя на приборите и изходните мощности и при този вид модулация.

- пространствено-векторна широчинно-импулсна модулация

$$q = 6 \quad U_{out} = \frac{1}{\sqrt{6}} U_d \quad U_{sw} = U_d \quad I_{sw} = \sqrt{2}I_{out}$$

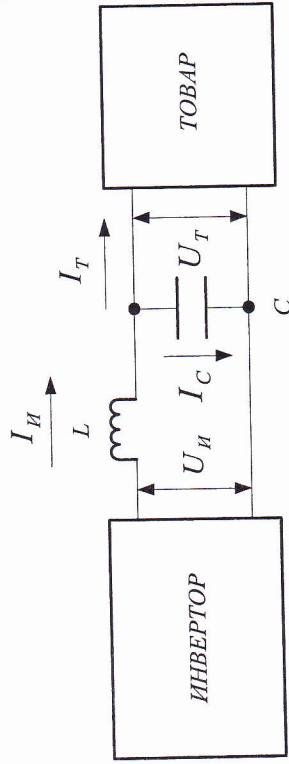
След заместване в (3.98) се получава $K_{sw} \approx 0.143$. Получената стойност е с около 15% по-голяма от тази при синусоидалната широчинно - импулсна модулация, която се дължи на повишенията пръв хармонична на изходното

напрежение. Това бе отбелзано и при разглеждане на пространствено - векторната широчинно - импулсна модулация.

Въпреки, че е лишен от реален физически смисъл, кофициентът на използване на силовите прибори все пак дава известна възможност за сравнение както между различните схеми, така и между различните методи за формиране на изходното напрежение при инверторите на напрежение.

3.5. ФИЛТРИРАНЕ НА ИЗХОДНОТО НАПРЕЖЕНИЕ ПРИ ИНВЕРТОРИТЕ НА НАПРЕЖЕНИЕ

- Съществуват променливотокови товари, които могат да работят и при наличие на висши хармонични в напрежението, което ги захранва.
- Обикновено обаче тези хармонични са нежелани за мнозинството консуматори, т.к. предизвикват допълнителни загуби, сழущия в работата и др. Поради това между изхода на инвертора и товара се включва изглаждащ филтър, който трябва да отговаря на следните изисквания:
- да осигури необходимото затихване на висшите хармонични така, че кофициентът на хармонични на захранващото товара напрежение да бъде в определените от международните стандарти норми [1] и да отговаря на изискванията на конкретния товар;
 - мощността, която филтърът консумира допълнително от изхода на инвертора, да бъде сведена до минимум;
 - да осигури минимална разлика между стойността на първата хармонична на напрежението върху товара в сравнение със стойността ѝ на изхода на инвертора, както и постоинството ѝ при изменение на товара в определен диапазон по стойност и характер;
 - да бъде колкото е възможно по-евтин, с малки габарити и тегло;
 - да запазва качествата си с течение на времето.
- Най-често се използва единозвенният LC - филтър, чието свързване е показано на фиг.3.52 при предположение, че елементите му са идеални.



Фиг.3.52. Свързване на единозвенен LC - филтър при активно-индуктивен товар

Той е подходящ при добър хармоничен състав на изходното напрежение с висока честота на най-влиятелните от висшите хармонични. Ако се въведе отношението в стойността на п-тага хармонична на напрежението на инвертора и съответната ѝ стойност на напрежението върху товара като степен на затихване

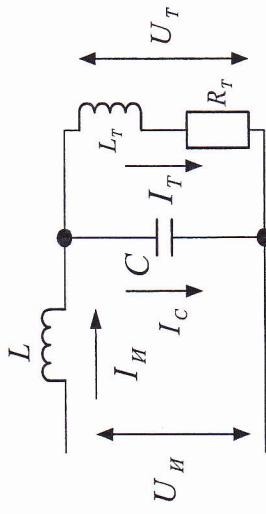
$$(3.99) \quad C_3^n = \frac{|U_H^n|}{|U_T^n|},$$

то при ненатоварен филтър тя е:

$$(3.100) \quad C_3^n = n^2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C + 1$$

където ω е честотата на основната хармонична. Т.е. колкото по-голям е номерът на хармоничната, толкова по-ефективно е действието на филтера. Поради това той се проектира с отчитане на най-ниската от висшите хармонични на изходното напрежение. При наговарен филтър стойността на C_3^n зависи и от параметрите на товара.

Изборът на стойности на L и C е свързан с наговарването на инвертора от страна на филтъра, както и с характеристика и параметрите на товара. Педостатък на този филтър е повишаване на тока на инвертора в сравнение с тока на товара за сметка на тока на кондензатора C , и намаляване на напрежението върху товара в сравнение с напрежението на инвертора за сметка на пада на напрежение върху индуктивността L . Разглеждането се извършва за основната хармонична с помощта на представената на фиг.3.53 схема за случай на активно-индуктивен товар [23].



Фиг.3.53. Схема за анализ на LC - филтър при активно-индуктивен товар

За тока на инвертора може да се запише:

$$(3.101) \quad I_u = I_T + I_C = \frac{U_T}{Z_E}$$

$$(3.102) \quad \text{където} \quad Z_E = \frac{Z_T Z_C}{Z_T + Z_C}$$

Импедансът на товара е:

$$(3.103) \quad Z_T = R_T + jX_T = |Z_T|(\cos \varphi + j \sin \varphi)$$

където

$$(3.104) \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L_T}{R_T}$$

Ако се означи

$$(3.105) \quad K_1 = \frac{X_C}{|Z_T|}$$

и като се има предвид, че

$$(3.106) \quad Z_C = -jX_C$$

то при заместване на (3.102) и (3.103) в (3.101) се получава:

$$(3.107) \quad I_u = \frac{U_T}{|Z_T|} \cdot \frac{\cos \varphi + j(\sin \varphi - K_1)}{K_1(\sin \varphi - j \cos \varphi)}$$

От тук следва, че

$$(3.108) \quad \frac{I_u}{I_T} = \left| \frac{\cos \varphi + j(\sin \varphi - K_1)}{K_1(\sin \varphi - j \cos \varphi)} \right|$$

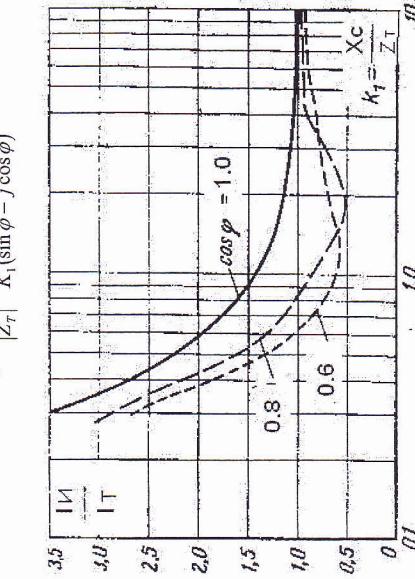
На фиг. 3.54 е дадена графична зависимост на отношението на двата тока [23]. Вижда се, че токът на инвертора може да се различава значително от тока на товара и би намалъл, ако се избира $K_1 > 1$.
По подобен начин може да се изведе отношението на напрежението върху товара и това на изхода на инвертора [23]:

$$(3.109) \quad \frac{U_T}{U_u} = \left| \frac{\cos \varphi + j(\sin \varphi - K_1)}{K_1(\sin \varphi - j \cos \varphi)} \right|$$

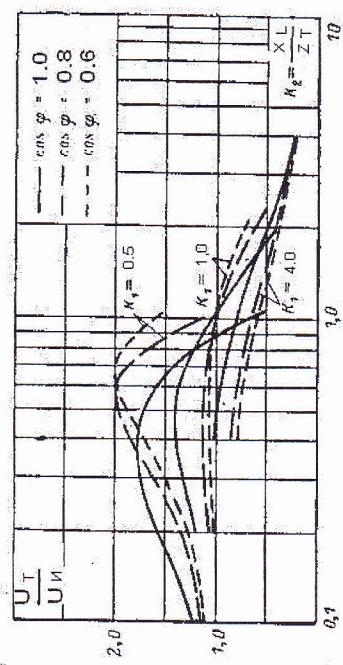
където

$$(3.110) \quad K_2 = \frac{X_L}{|Z_T|}$$

Графичната зависимост на отношението на двете напрежения е представена на фиг. 3.55 [23]. От нея се вижда, че е добре K_2 да бъде по-малък от 1, за да не се получава значително намаление в стойността на напрежението върху товара в сравнение с изходното напрежение на инвертора.



Фиг. 3.54. Графична зависимост на I_u/I_T от K_1 съгласно (3.108)



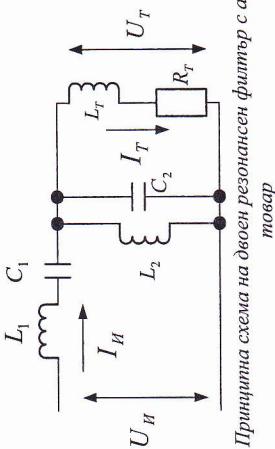
Фиг. 3.55. Графична зависимост на U_T/U_u от K_2 съгласно (3.109)
Съществува взаимна връзка между въведените кофициенти K_1 и K_2 и степента на затихване, определена от (3.99) [23]:

Понякога за филтриране се използва двойният резонансен филър, съставен от последователно и паралелно звена, настроени на честотата на първата хармонична на изходното напрежение – фиг.3.56. Обикновено това става при по-лоши хармонични състав на изходното напрежение с чистък номер на висшите хармонични.

По отношение на първата хармонична съпротивлението на последователния резонансен кръг $L_1 C_1$ в идеалния случай е 0, така че върху него не се получава пад на напрежение за тази хармонична. От друга страна, съпротивлението на паралелния резонансен кръг $L_2 C_2$ е безкрайно голямо, така че падът на напрежение с честота на основната хармонична се получава върху него, resp. върху товара. По отношение на висшите хармонични при положение, че:

$$(3.111) \quad K_2 = \frac{K_1}{n^2} \cdot \left| \frac{\cos \varphi + j n \sin \varphi}{\cos \varphi + j \left(n \sin \varphi - \frac{K_1}{n} \right)} \right|^2 \cdot (C_3^n - 1)$$

Както се вижда, при проектирането на филърът трябва да се вземат предвид всички фактори, особено при силно променящ се товар и регулиране на инвертора, което е свързано с промяна в съотношението между отделните хармонични. Обикновено са известни $U_T, I_T, Z_T, \cos \varphi$ и хармоничният състав на изходното напрежение на инвертора. От (3.108) и фиг.3.54 се избира отношението I_H/I_T и се определя стойността на кондензатора C от K_1 . След това по приета стойност на C_s за хармонична с номер n от (3.111) се намира K_2 , а от (3.110) – стойността на индуктивността L . Чрез (3.109) и фиг.3.55 се определя стойността на напрежението U_H . Предимство на филърът са намалените му размери и тегло, т.к. резонансната му честота може да се избере достатъчно висока при условие, че хармоничният състав на изходното напрежение на инвертора е добър. Интерес представлява случаите, когато единозвенният LC -филър трябва да се съчетае с изходен трансформатор на инвертора. Обикновено този трансформатор е повишаващ. От една страна добре е филърът да е в първичната страна, т.к. тогава трансформаторът ще работи с по-малки хармонични и загубите в него ще са по-малки. Филъровият кондензатор ще бъде на ниско напрежение, но индуктивността трябва да се оразмери на голямата стойност на първичния ток. Пренесването на оразмери на голямата стойност на първичния ток. Пренесването на филъръра във вторичната страна увеличава загубите в изходния трансформатор. Тогава се прибягва до следното решение: индуктивността L се въвежда в първичната страна в неявен вид като индуктивност на разсейване на изходния трансформатор чрез въвеждане на въздушна междина в магнитопровода му. Филъровият кондензатор се поставя паралелно на вторичната намотка на трансформатора, но е на по-високо напрежение.



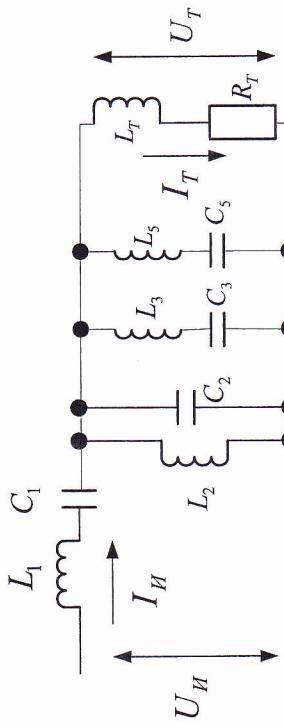
Фиг.3.56. Принципна схема на двоен резонансен филър с активно-индуктивен товар

Недостатъците на този филър са свързани с големите му размери и тегло, т.к. филърите са на ниска честота. Освен това се изиска допълнителна настройка, за да се получи точно резонанс на основната хармонична и в двата филътра. Възможно е обаче с течение на времето тази настройка да се наруши, да се получи промяна в изходния ток на инвертора, в напрежението на товара или в кофициента му на несинусоидалност. Предимства на филъръра са, че при настройка точно в резонанс той не наговарва инвертора при липса на товар в изхода. Възможно е при наличие на изходни трансформатори този филър да се проектира така, че индуктивностите L_1 и L_2 да съществуват в неявен вид – L_1 да бъде индуктивността на разсейване, а L_2 – индуктивността на намагнитване. За тази цел се въвежда настройваема въздушна междина в магнитопровода на трансформатора, както и допълнителни особености в конструкцията му.

Възможно е филърът да се допълни с резонансни филтри на най-висшите от висшите хармонични – фиг.3.57 – например за трета хармонична $L_3 C_3$ и пета хармонична $L_5 C_5$.

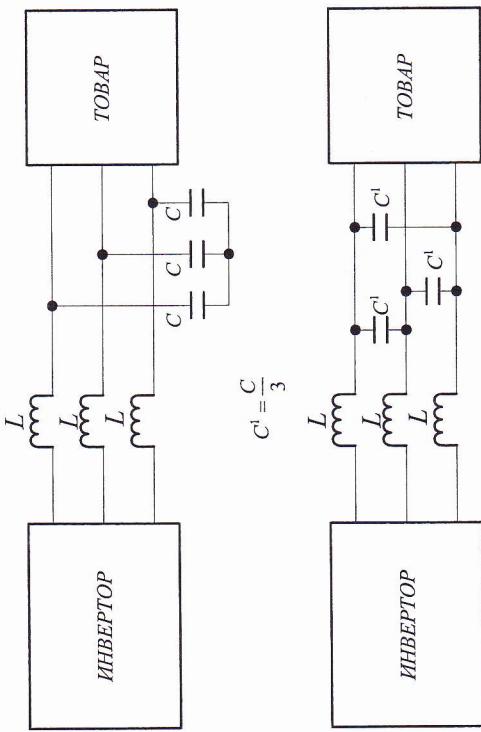
3.6. “ПУСТО (МЪРТВО)” ВРЕМЕ ПРИ ИНВЕРТОРИТЕ НА НАПРЕЖЕНИЕ

Смисълът, който се влага в понятието от заглавието е: време, през което посредством сигналите за управление на силовите прибори на инвертора не може да се влияе върху стойността на изходното му напрежение. Тя се определя единствено от посоката на товарния ток през тези временни интервали. Те са свързани с моментите на превключване на еднораменни прибори на инвертора и са пояснени с помощта на фиг.3.59.



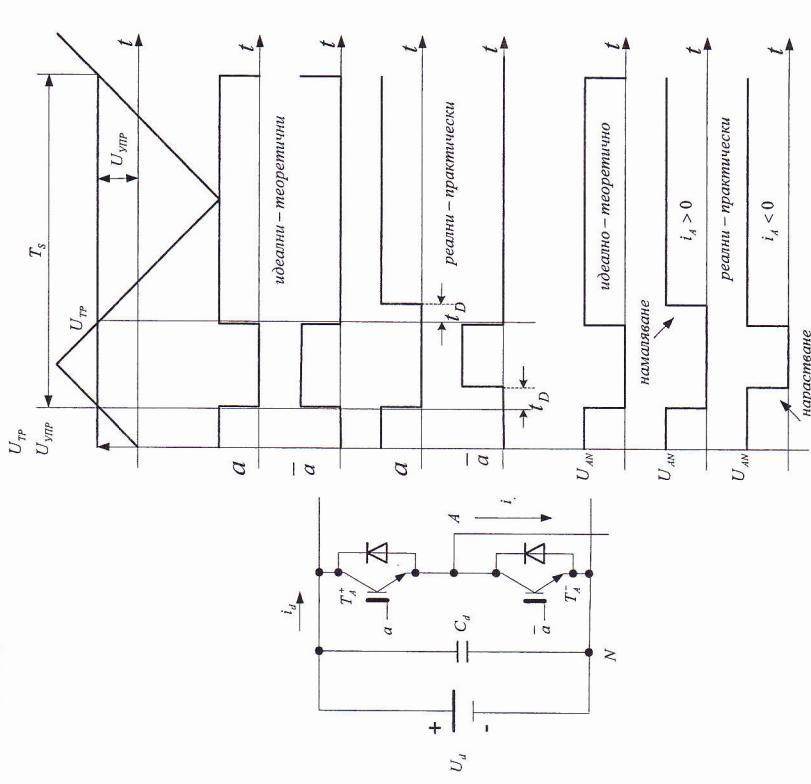
Фиг. 3.57. Принципна схема на двоен резонансен филтър, допълнен с резонанси филтри на квадри от хармоничните

При трифазни инвертори на напрежение съществуват два начина за съхранение на филтратите кондензатори, показвани на фиг.3.58.



Фиг. 3.58. Схеми на създаване на LC - филтри при трифазни инвертори на напрежение

При втория вариант стойността на кондензаторите е три пъти по-малка, че напрежението върху всеки от тях е $\sqrt{3}$ -пъти по-високо в сравнение с тръбия. По този начин реактивните мощности на кондензаторите в двата варианта са равни.



Фиг. 3.59. Схема и времедиаграма, поясняващи т.н. "пусто(мъртво)" време

Показано е превключване за един период T_s на трионообразното напрежение с висока честота, например при синусоидна широчинно - импулсна модулация. При идеалните сигнали за управление моментите на включване и на даден силов прибор съвпадат с моментите на включване на еднораменния му. По този начин би се получила идеалната форма на напрежението в т. А спрямо т. N - U_{AN} – изолано – теоретично. Тъй като обаче след превключване на даден транзистор и подаване на изключващ сигнал на гейта (условно в случая ниво 0) е необходимо време за изключването му, то сигналът за включване на еднораменния транзистор трябва да се подаде със задължение спрямо сигнала за изключване на вече провеждалия транзистор. Това време (dead time), означено на фиг.3.59 с t_d , се определя от съображения свързани с параметрите на използваните транзистори и елементите на силовата схема, като стойността му се задава посредством системата за управление на инвертора. Ако това изискване не се спазва, би се получило късо съединение за захранвания източник, свързано с рязко нарастване на тока през приборите. По този начин са получени реалните форми на сигнализ за управление на транзисторите. Реалната форма на напрежението U_{AN} се различава от идеалната.

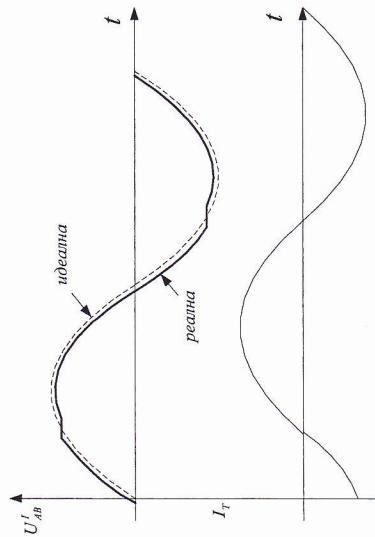
Нека разгледаме неговата времедиаграма при предположение, че токът на товара е положителен, т.е. стъпва с показаната на фиг.3.59 посока. При изключване на горния транзистор започва да провежда долния диод независимо, че сигналът за включване на долния транзистор закъснява. В този интервал няма промяна на изходното напрежение. При подаване на сигнал за изключване на долния транзистор неговият диод продължава да провежда, като изходното напрежение остава равно на 0 до момента на подаване на сигнал за включване на горния транзистор. По този начин в този интервал се получава намаляване на средната стойност на изходното напрежение. Аналогични разсъждения могат да се направят и при отрицателна посока на тока, противоположна на показаната на фиг.3.59. При това се получава нарастване на средната стойност на изходното напрежение спрямо идеалната. Тъй като разгледаният интервал на превключване е част от положителния полупериод на изходното напрежение, то изводите могат да се разширят и за отрицателния по следния начин: Ако значите на напрежението и тока са единакви, се получава намаляване по абсолютна стойност, ако са различни – нарастване по абсолютна стойност. Средната стойност на тази промяна за един интервал на превключване може да се намери от фиг.3.59:

$$(3.114) \quad \Delta U_{AN} = \frac{t_d}{T_s} U_d$$

Ако се разгледа еднофазният мостов инвертор на напрежение от фиг.3.1, при който напрежението върху товара е разлика между U_{AN} и U_{BN} , може да се направи следният извод: При положителната посока на тока от фиг.3.59 (токът излиза от т. A и влиза в т. B) и положителен полупериод на изходното напрежение (т. A е с положителен потенциал, а т. B – с отрицателен) намаляването на напрежението върху товара ще е равно на удвоената стойност

$$(3.115) \quad \Delta U_{AN} = 2 \frac{t_d}{T_s} U_d$$

По подобен начин могат да се направят изводи, от които да се види, че ще съществуват интервали, през които увеличаването на напрежението върху товара ще е равно на тази стойност. На фиг.3.60 като пример е показана идеалната и реална форма на първата хармонична на изходното напрежение при избраното дефазиране между пая и тока на товара.



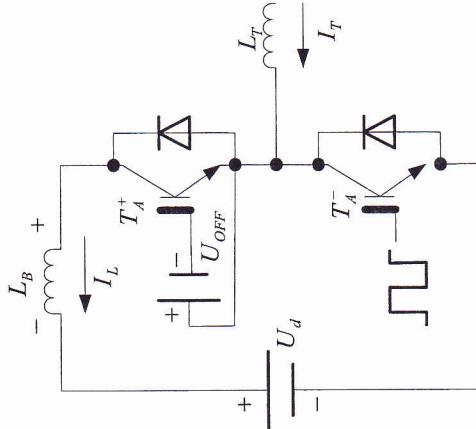
Фиг.3.60. Времедиаграми, показващи влиянието на "пустото(мъртво)" време върху формата на изходното напрежение

Ефектът умислено е засилен за по-голяма яснота. От направеното разглеждане се вижда, че промяната в стойността на изходното напрежение, дължаща се на този ефект, не зависи от стойността на товарния ток, а само от съотношението между "пустото (мъртво)" време и периода на превключване. Ясно е, че повишаването в честотата на превключване, носейки положителен ефект от по-лесното филтриране на висшите хармонични, е съврзано и с изискване за по-малка стойност на това време. Изобщо ако транзисторите са достатъчно бързодействащи

и изискват малко време t_d в сравнение с периода на превключване T_s ефектът е по-незначителен. Така че въпростът за избор на честота на превключване е комплексен и при решаването му трява да се вземат предвид и разгледаните в тази част съображения.

3.7. КОНСТРУКТИВНИ ОСОБЕНОСТИ И ЗАЩИТНИ ЕЛЕМЕНТИ ПРИ ИНВЕРТОРИТЕ НА НАПРЕЖЕНИЕ

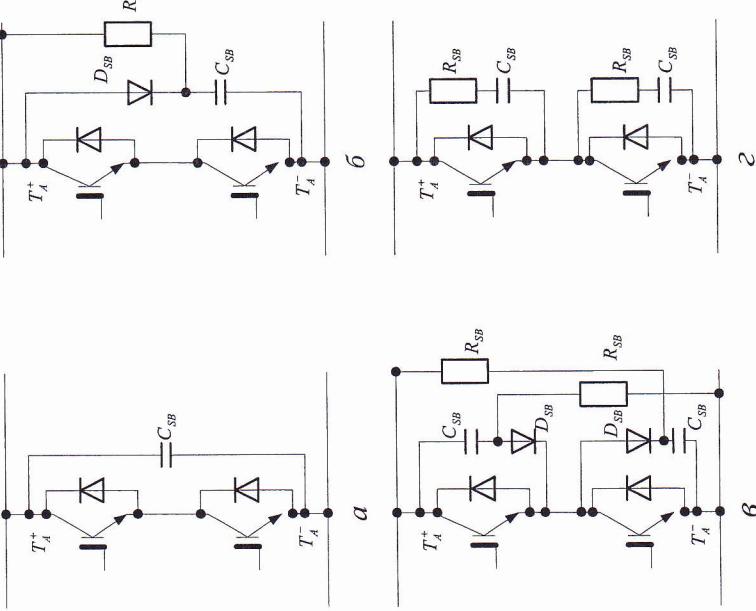
Върху процесите на превключване на силовите прибори в практически реализираните схеми на инверторите на напрежение влияние оказват и параметрите на монтажните елементи. Най-често това влияние се изразява чрез краткотрайни пренапрежения върху приборите, основна причина за които е наличието на паразитни монтажни индуктивности. Така например на фиг.3.61 е показана схема за посънаване влиянието на паразитната индуктивност на захранващите шини L_B [4].



Фиг.3.61. Схема за посънаване влиянието на паразитната индуктивност на захранващите шини

Нека разгледаме процесите на превключване на долния транзистор при условие, че на гейта на горния им подадено запушващо напрежение. Нека долният транзистор е бил включен, като токът през товара I_T е противен в означената посока - наляво и през транзистора. При подаване на запушващо напрежение на гейта му, товарният ток проптича през горния диод и в идеалния случай напрежението върху

долния транзистор би следвало да се ограничи на стойността на захранващото U_d плюс пада върху включния диод. Поради наличието на паразитната индуктивност L_B върху нея се появява напрежение пропорционално на скоростта на изменение на тока през диода, което е с означения на фиг.3.61 поляритет и се сумира със захранващото. При голяма скорост на изключване на долния транзистор напрежението върху паразитната индуктивност може да достигне значителна стойност и да причини пробив на транзистора. Пренапрежение върху паразитната индуктивност възниква и при включване на долния транзистор. Тъй като тогава товарният ток се комутира от горния диод към долния транзистор, то за времето на обратно възстановяване на диода през него проптича ток в обратна посока. Напрежението върху индуктивността L_B има противоположен поляритет на показания на фиг.3.61, противопоставяки се на нарастващото на обратния ток на горния диод.



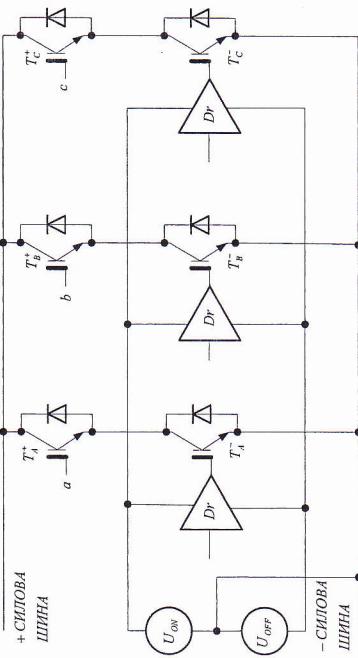
Фиг.3.62. Схеми за свързване на защитни групи при инверторите на напрежение

Колкото по-брзодействащ е диодът и скоростта на изменение на обратния ток през него е по-висока, толкова по-голямо е напрежението върху индуктивността. Ефектите са по-ярко изразени при висока честота на работа и при голяма мощност.

За решаване на свързаните с пренапреженията проблеми се използват т.н. защитни групи (snubber groups). На фиг.3.62 са представени най-често използваните им варианти [42]. При първата схема от фиг.3.62^a се използва безиндуктивен кондензатор, свързан директно между C1 и E2 на модул, състоящ се от два транзистора, или между P и N при модул, състоящ се от шест транзистора. Това осигурява ефективна защита при сравнително ниски мощности. При нарастване на мощността се забелязват и паразитни осцилации, дължащи се на този кондензатор и индуктивността на шините. Схемата от фиг.3.62^b е средство за решаване на този проблем. При нея се използва диод с много малко време на обратно възстановяване (fast recovery), който препятства осцилациите. Времеконстантата на $R_{SP}C_{SP}$ групата се избира приблизително равна на $\frac{1}{3}$ от периода на превключване, за да може напрежението върху C_{SP} при разряд през R_{SP} да стане равно на захранващото преди следващо превключване [42]. При още по-търсено нарастване на мощността вече възникват проблеми, свързани с паразитната индуктивност в контура на защитната група от фиг.3.62^b. Тогава се използва третият вариант от фиг.3.62^c. Действието му е подобно на втория, но всяка от защитните групи има по-малка паразитна индуктивност, т.к. е свързана директно между колектора и емитера на всеки от транзисторите. Последният вариант от фиг.3.62^c е подходящ за намаляване на преходните пренапрежения, паразитните осцилации и проблемите, свързани с бързото прилагане на напрежение $- \frac{dy}{dt}$.

Той обаче се характеризира с голяма разсейвана мощност в защитните групи и не е подходящ за използване при високи честоти. При много големи мощности е подходящо да се комбинират малки защитни групи от тип ² при запазване на основните от тип ⁶. Това позволява да се намалят паразитните осцилации, дължащи се на индуктивността на контура на групите от тип ⁶. Често при големи мощности се оказва подходящо да се комбинират защитните групи от тип ⁶ с кондензатор от тип ^a, който облекчава работата на диодите от защитните групи. Трябва да се отбележки, че не съществуват строги правила за вида на използванието защитни групи. Той, както и стойностите на елементите от тях се определят преди всичко от топологията на силовата схема и монтажа на елементите. Допълнително се прибавят и фактори като цена, загуба на мощност и честота на работа, така че изборът е винаги конкретен.

Един от сериозните въпроси е свързан с осигуряване на оптимални сигнали за управление на силовите транзистори. Неговото решаване се определя не само от схемното решение и конструкцията на драйверните стъпла, но също и от монтажа им като силовата схема. При определени условия е възможно образуването на контури с паразитни индуктивности, които при високи честоти и големи мощности оказват вредно влияние върху формата на управляващите сигнали. Един от най-неблагоприятните случаи е показан например на фиг.3.63. Примамлива е идеята за драйверите на долните транзистори да се използват само два захранващи източника, т.к. емитерите им са свързани помежду си.

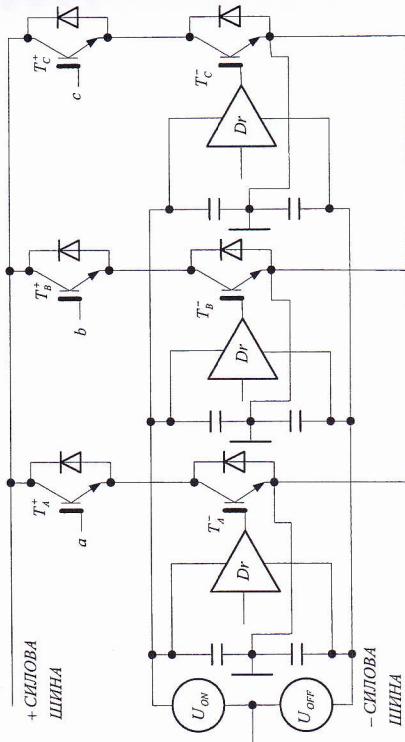


Фиг.3.63. Схема за захранване на драйверите за долните транзистори от общ източник

Всички драйвери на долните транзистори от фиг.3.63 са захранани от общи източници, масата на които е свързана с минусовата силова шина. По този начин паразитните индуктивности на тази шина влияят върху напрежението гейт-емитер на транзисторите и то по различен начин за всеки от тях. При пропътане на токовете, свързани с работата на силовата схема в контурите, свързани с тези индуктивности, могат да възникнат паразитни колебания, които напримар да понижат стойността на запушващото напрежение на транзисторите, а в някои случаи и да предизвикат неправилно включване на прибор. На практика тази топология трябва да се избегва. Би могла да се използва в случаите, когато шестте прибора са в общ корпус. Тогава вътрешно в модула са предвидени мерки за ограничаване до минимум на паразитните индуктивности на захранващите шини [42]. Ориентирано чично тази конфигурация се допуска при токове в силовата схема под 100A.

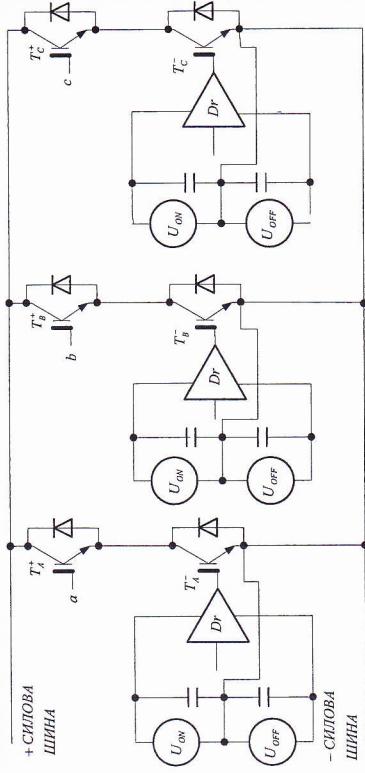
Тъй като при съвременните силови модули винаги се извежда и втори извод от емитерите на транзисторите, служещ за свързване към

драйверното стъпало, подобрен вариант е показан на фиг.3.64. Използвани са отново само два източника за долните драйвери, като няма връзка към силовата линия, а индуктивностите на паразитните конгури са компенсирани с развързващи кондензатори при всеки драйвер. Топологията се преноръчва ориентирано членко през силовата схема до 200A.



Фиг.3.64. Схема на подобрен вариант за захранване на драйверите за долните транзистори от обич източник

Най-добър вариант е показан на фиг.3.65, при който за всеки драйвер се използват индивидуални източници на напрежение за включване и изключване на съответния му транзистор. Това се препоръчва при токове над 300A.

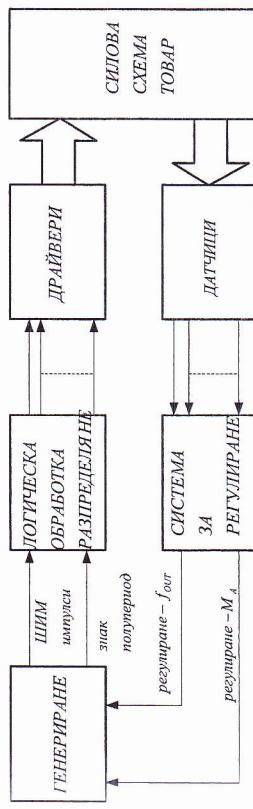


Фиг.3.65. Схема за захранване на драйверите за долните транзистори от индивидуални източници

Трябва да се отбележи, че произвежданите от никой фирми "интелигентни силови модули" не изискват външно подаване на напрежението за драйверните стъпала на транзисторите. Те се получават чрез вградени в модула DC/DC конвертори, така че и в разглеждания тук смисъл тези модули притежават определени предимства [43].

3.8. СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ИНВЕРТОРИТЕ НА НАПРЕЖЕНИЕ

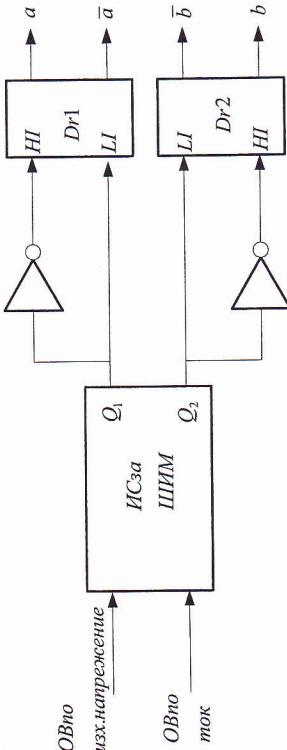
Независимо от начина на реализация и елементната база – аналогови, цифрови, на базата на микроконтролери, специализирани интегрални схеми или цифрови сигнални процесори, изпълняваните от тях функции, свързани с работата на инверторите на напрежение са еднакви. На фиг.3.66 е показана обща структурна схема на система за управление, поясняваща основните функции, които тя изпълнява. Импулсите към гейтовете на силовите транзистори от схемата на инвертора постъпват от блок драйвери, осигурявачи необходимите нива за включване и изключване, както и галванично разделение. Много и разнообразни са схемните решения на тези стъпала, като повече сведения за тях могат да се намерят в [42,45,51]. Произвеждат се и във вид на специализирани интегрални схеми [41], а при т.н. "интелигентни силови модули" са вградени в един корпус с транзисторите [43]. Основните величини, свързани с работата на силовата схема и захранването от инвертора товар, се следят посредством датчици за обратна връзка – токови и напреженови трансформатори, датчици на Хол, оптоелектронни схеми, токови и напреженови трансдюсери и т.н. Естествено видът и броят им се определя от спецификата на конкретната реализация.



Фиг.3.66. Обща структурна схема на система за управление

Сигналите за обратна връзка се обработват от система за регулиране, включваща подходящи регулатори и алгоритми на регулиране. Условно са показани изходните сигнали от тази система, които са характеристики за инверторите на напрежение – регулиране честотата на първата хармонична на изходното напрежение и регулиране на стойността му. Основни са функциите на блока за генериране, който изработка широчинно – модулираните импулси, както и сигнал с честотата на основната хармонична на изходното напрежение, но с различна стойност в двата полупериода. Тези два сигнала се обработват логически и разпределат към драйверите за транзисторите. Както при всяко силово електронно устройство, и при тези преобразуватели се предвиждат специални мерки за защита при аварийни режими, както и подходяща индикация на основните състояния и параметри. Тези две функции не са отделени и показвани на фиг.3.66, но също са задължителни. Част от защитните мерки се предвиждаат поникога и в драйверите [42].

Сравнително най-лесно се реализира управление на еднофазен мостов регулируем инвертор от фиг.3.1. На фиг.3.67 е показан примерен начин за това.



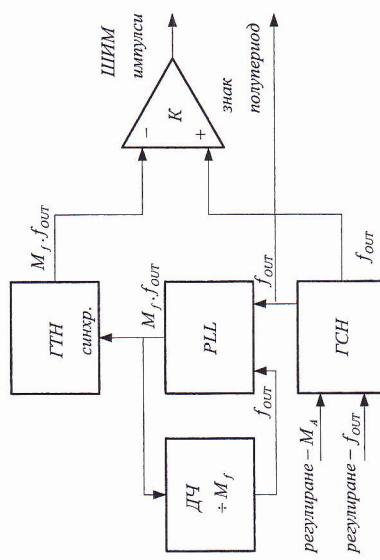
Фиг.3.67. Структурна схема за управление на еднофазен мостов регулируем инвертор с правоъгълна форма на изходното напрежение

Използва се специализирана интегрална схема за широчинно – импулсна модулация, притежаваща два изхода за импулси в двата полупериода на изходното напрежение. Могат да се използват интегрални схеми, разработени за управление на противотакти DC/DC конвертори като TL494, TDA4718 и др. Вътрешните за схемите усилватели позволяват да се осъществи стабилизация на изходното напрежение на инвертора чрез подходяща обратна връзка по напрежение. Обратната връзка по ток най-често се използва за защита от претоварване на инвертора.

Като изходни за системата се използват специализирани интегрални схеми на драйверни стъпала, предназначени за управление на сдвоенаменни силови прибори. Импулсите за долните транзистори (LI) и тези за горните (HI) са инерсни помежду си. На схемата не са показани веригите за реализация на „мъртвото“ време, т.к. те могат да бъдат външни за драйверите (преди или след тях) или да бъдат вградени в Dr1 и Dr2. Възможно е драйверите да притежават и вход за изключване, към който да се подаде сигнал при превишаване на изходния ток на инвертора над прага, по който действа обратната връзка по ток.

В изходите на системата за управление се получават сигналите за управление на силовите прибори така, както са означени например на фиг.3.1. В случаи, че не е необходимо регулиране на изходното напрежение, системата може да се опости чрез използване на интегрални схеми на таймери, задаващи само честотата на изходното напрежение и работещи с коефициент на запълване на изходните импулси 0,5. Предвидка се разпределение на импулсите така, че единовременно да се включват диагонално свързани прибори, както и схеми за реализация на „мъртвото“ време.

Трябва да се отбележи, че при най-съвременните засега системи за управление, реализирани чрез цифрови сигнали на процесори, функциите на блоковете за генериране, логическа обработка и разпределение, както и на системата за регулиране, се изпълняват от управляемият процесор. В следващата част по-подробно се разглеждат начините за реализация на блока за генериране, т.к. той е по-специфичен за инверторите на напрежение със синусоидална широчинно – импулсна модулация. Последователността на разглеждане условно следва развитието във времето.



Фиг.3.68. Структурна схема за реализация на синусоидална широчинно-импулсна модулация съгласно фиг.3.6

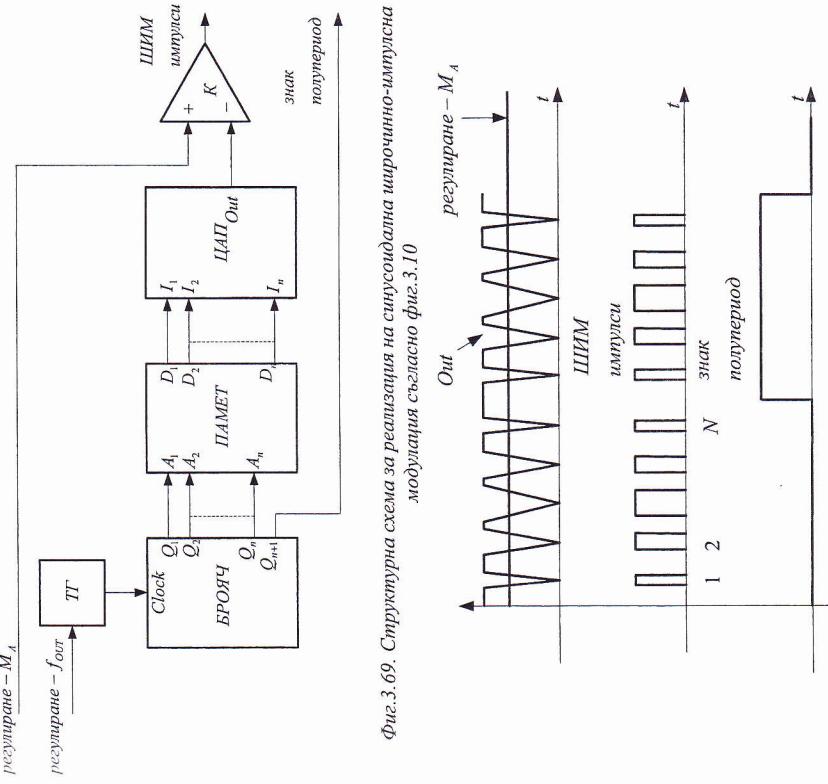
На фиг.3.68 е показана блокова схема, чието действие е най-близо до показания на фиг.3.6 начин на реализация – сравнение на трионообразно напрежение с висока честота със синусоидално, чиято честота е равна на тази на първата хармонична на изходното напрежение. В съответствие с това са и означенията на фиг.3.68.

Генераторът на синусоидално напрежение (ГСН) може да бъде реализиран чрез аналогови интегрални схеми или при съчетаване на аналогови и цифрови методи, и има два изходни сигнала. Първият е за синусоидалното напрежение, което постъпва на неинвертиращия вход на компаратора (К), а вторият – за напрежение с правоъгълна форма с различна стойност в двата полупериода. Последното може да бъде получено и от синусоидалното посредством компаратор с нулев праг на сработване. Характерно е наличието на схема за фазова донастройка на честота (PLL), като посредством свързането към нея на делител на честота (ДЧ) импулсите в изхода ѝ са с честота M_f – пъти по-висока от тази на синусоидалното напрежение. Генераторът на трионообразно напрежение (ГТН) изработва напрежение с такава форма, като го подава на инвертиращия вход на компаратора. Работата му е синхронизирана с изходните импулси от PLL-схемата. От сравнението на двата сигнала се получава поредицата импулси в изхода на К така, както е пояснено на фиг.3.6. За приложения, където не се изисква регулиране на изходната честота, схемата може да се опости като отпадне блокът за фазова донастройка на честотата. Отпада и необходимостта от възможност за регулиране честотата на ГСН, както и входният сигнал за това. Тогава, когато отношението M_f е много голямо, т.е. честотата на трионообразното напрежение е много по-висока от тази на синусоидалното, трепката от липса на точна синхронизация не се отразява съществено върху формата на изходното напрежение, и ГТН може да бъде без вход за синхронизация. Всички тези опростявания могат да се направят след като се предвидят мяскванията на товара на инвертора.

Показаният принцип може да се приложи и за трифазни инвертори със синусоидална широчинно - импулсна модулация така, както бе пояснено на фиг.3.29. Тогава ГСН трябва да изработка три дефазирани помежду си на $2\pi/3$ синусоидални сигнала, постъпвачи към три компаратора. ГТН е общ и изходният му сигнал постъпва за сравнение и на трите компаратора.

На фиг.3.69 е показана блокова схема на система за управление, реализираща синусоидална широчинно - импулсна модулация, например в съответствие с фиг.3.10. Импулсите от изхода на тактовия генератор (ТГ) увеличават съдържанието на брояча, чиито изходни сигнали са адресни за паметта. Изходите за данни на паметта са свързани с

входовете на цифрово - аналогов преобразувател (ЦАП). Записът в паметта предварително чрез изчисление с подходяща програма е направен по такъв начин, че при промяна на адресите ѝ от 0 до края на адресното пространство, на изхода на ЦАП да се получи показания на фиг.3.70 сигнал. Най-старият бит на брояча служи и като знаков за полупериода. Чрез промяна на честотата на ТГ се променя и изходната честота на инвертора, а чрез промяна на постоянното напрежение към неинвертиращия вход на компаратора в неяven вид се променя M_A и се регулира стойността на изходното напрежение.

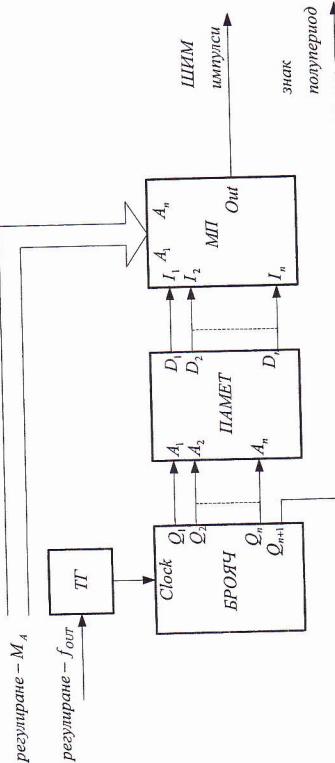


Фиг.3.69. Структурна схема за реализация на синусоидална широчинно-импулсна модулация съгласно фиг.3.10

Фиг.3.70. Времедиаграми, поясняващи действието на схемата от фиг.3.69

За приложение при трифазни инвертори ТГ и броячът се запазват, като се добавят още два канала, състоящи се всеки от памет, ЦАП и К. Записите в допълнителните две памети са подходящо известени в адресното им пространство, за да се получи необходимото на $2\pi/3$ дефазиране.

Схемата от фиг.3.69 може да бъде опростена като се изключат цифрово - аналоговият преобразувател и компаратора. Вариант е показан на фиг.3.71. Записът в паметта е така направен, че на изходите й за данни излизат директно поредиците импулси, модулирани широчинно с различен кофициент за всеки изход – например на D_1 са изчислени при най-голямо M_A , а на D_n – при най-малко. Чрез избор на канал на мултиплексора (МП) на изхода му се получава желаната поредица с необходимия за силовата схема кофициент. Разбира се, регулирането става дискретно с възможност за избор от няколко поредици, но в случаи, че не е необходимо регулиране на изходното напрежение в широк диапазон, това се оказва достатъчно.

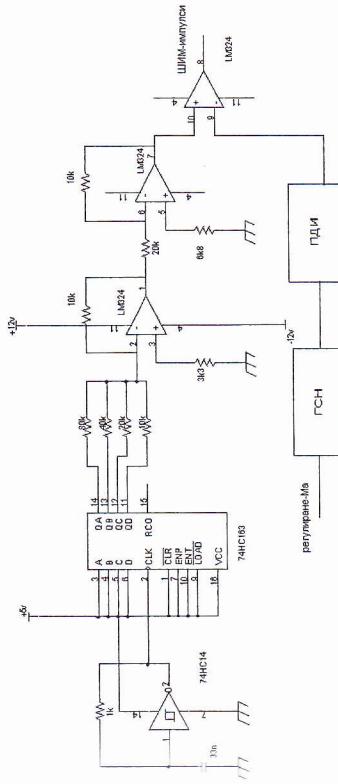


Фиг.3.71. Вариант за реализация на схемата от фиг.3.69 с използване на мултиплексор

Разгледаните схеми за генериране реализират т.н. двустранна синусоидална широчинно - импулсна модулация, при която при промяна на M_A се регулират и двета фронта на вски ШИМ – импулс спрямо центъра му. Това се дължи на избраната форма на трионообразното напрежение или на записа в паметта.

Възможно е и използване на едностррана широчинно - импулсна модулация, при която при промяна на M_A се регулира само единият от фронтовете на вски импулс, като мястото на другия е фиксирано. Пример за реализация е показан на фиг.3.72. Тактовият генератор,

изпълнен чрез ИС 74HC14, променя непрекъснато съдържанието на брояч ИС 74HC163. Посредством резисторната матрица 10к, 20к, 40к и 80к и първия операционен усилвател е реализиран инвертиращ суматор, като при предположение, че нивото на логическата 1 във всеки изход на брояч е равно на 5V, в изхода му се получават стойностите на напрежението, показани в таблица 3.5. Съответните им стойности в изхода на втория операционен усилвател са показани в последната колонка. По този начин се получава трионообразното напрежение,



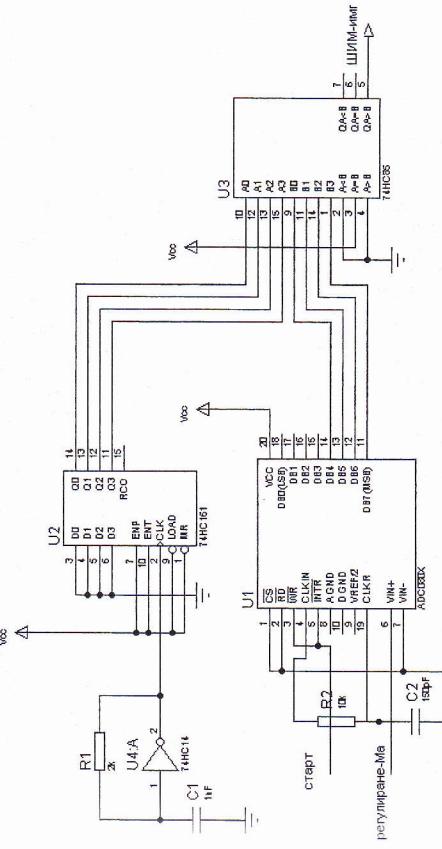
Фиг.3.72. Структурна схема за реализация на едностррана синусоидална широчинно-импулсна модулация

показано на фиг.3.73. То се сравнява чрез реализиранния с третия операционен усилвател компаратор с изходното напрежение на прецизен двуполупериоден изправител ПДИ, изпълнен също с операционни усилватели. Той служи за получаване в изхода на пулсиращо напрежение след двуполупериодно изправяне от изходното синусоидално напрежение на генератора ГСН. На фиг.3.73 са показани допълнително и времедиаграми за една част от полуperiода, в която промяната на изходното напрежение на ПДИ е малка. От стойностите в таблица 3.5 се вижда, че нарастващето на трионообразното напрежение става на стъпки, които не са взети под внимание на фиг.3.73. Посредством увеличаване честотата на тактовия генератор се увеличава броят на импулсите в полуperiод, а чрез промяна в разрядността на брояч се увеличава броят на дискретните стойности на трионообразното напрежение и регулирането е по-плавно и по-точно.

Таблица 3.5

Броят стойност	Двоичен код	OУ 1 изход (V)	OУ 2 изход (V)
0	0000	0	0
1	0001	-0.625	0.3125
2	0010	-1.25	0.625
3	0011	-1.875	0.9375
4	0100	-2.5	1.25
5	0101	-3.125	1.5625
6	0110	-3.75	1.875
7	0111	-4.375	2.1875
8	1000	-5	2.5
9	1001	-5.625	2.8125
10	1010	-6.25	3.125
11	1011	-6.875	3.4375
12	1100	-7.5	3.75
13	1101	-8.125	4.0625
14	1110	-8.75	4.375
15	1111	-9.375	4.6875

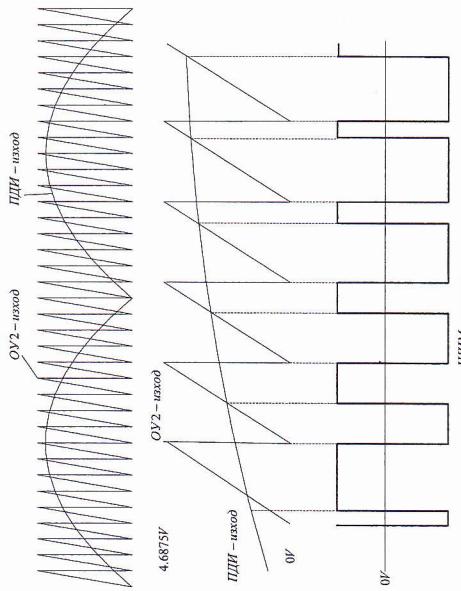
Сравнението на аналогови сигнали може да бъде заменено със сравнение между съответните им цифрови кодове – фиг.3.74. Така например кодът, съответстващ на трионообразното напрежение, се получава в изходите на брояча IC 74HC161, а кодът, съответстващ на зададения коффициент на модулация – от изходите на аналогово-цифров преобразувател АЦП ADC0804. Преобразувателят работи в непрекъснат режим с честота, определена от резистора и кондензатора, и в случая е 640 kHz. За правилна работа конкретният тип изисква стартов импулс, който може да се подава и периодично. Използват се най-старшите разряди на преобразувателя, като входното напрежение за регулиране може да се промени от 0 до 2.5V. Сравнението става чрез цифров компаратор ЦК – IC 74HC85. Във всеки такт съдържанието на брояча се увеличава, започвайки от 0. Когато кодът в изходите му стане по-голям от този на АЦП, в изхода се получава логическа 1.



Фиг.3.74. Принципна схема за реализация на синусоидална широчинно-импулсна модулация с използване на цифров компаратор

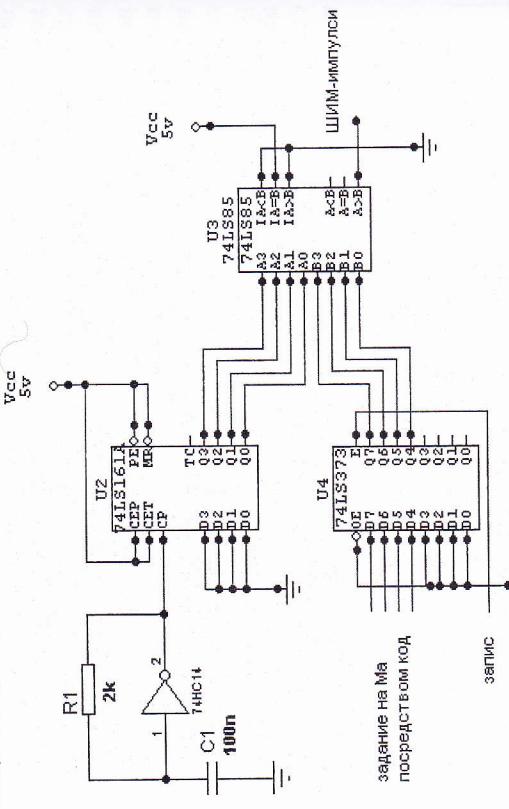
Този метод е намерил развитие, като и регулиращото напрежение се задава посредством код така, както например е показано на фиг.3.75.

Задаването на широчината на поредния импулс става посредством цифров код, например от микроконтролер чрез запис в буфера за данни. Записът трябва да става всеки път, когато съдържанието на броята е равно на 0, за да може да се променя широчината на всеки следващ импулс по желания закон, ако това е необходимо. Това означава и



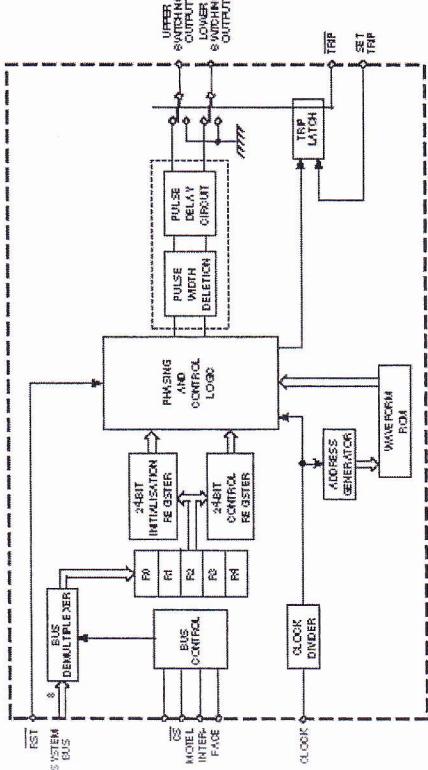
Фиг.3.73. Таблица и временодиаграми, поясняващи действието на схемата от фиг.3.72

Възможност за обратна връска за съдържанието на брояча КБМ
микроконтролера.



Една от възможните концепции при използване на микропроцесорни системи е функциите по генериране на широчинно - импулсно модулирани сигнали да бъдат изнесени в специален перифериен чип, като се отнемат минимум ресурси на управляващия процесор. Фирмата GEC Plessey предложи на пазара интегрална схема MA838 на еднофазен генератор на широчинно - модулирани импулси по синусoidalен закон, съвместим с микропроцесорите и микроконтролерите на Intel и Motorola. Структурната ѝ схема е показана на фиг. 3.76 [25].

Тя притежава два изхода с TTL- ниво, които през драйвер служат за управление на горен и долн транзистор от едно рамо на инвертора. Чрез подаване на сигнал с ниско ниво на вход *TRIP* и двата изхода се установяват в ниско ниво, независимо от състоянието на вътрешните регистри. Този вход се използва за защита от претоварване на инвертора по ток, като при това на изход *SET/TRIP* се установява високо ниво, което е индикация, че импулсите КБМ силовите транзистори са забранени. Това състояние се запазва до рестартиране на схемата посредством ниско ниво на вход *RST*.

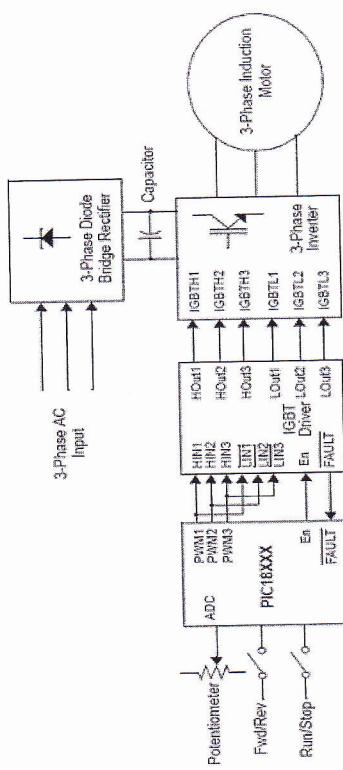


Фиг. 3.76. Структурна схема на специализирана интегрална схема MA838

Тази интегрална схема генерира сигнали с необходимата форма за двата транзистора директно от вътрешна памет ROM и изисква намеса на управляващия процесор само за промяна параметрите на тези сигнали. Това става чрез стандартна 8-битова мултипресирана шина за адреси/дани *SYSTEM BUS* от тип *MOTEL™*, съвместима с най-разпространените микропроцесори и микроконтролери. Чрез нея, сигнал CS и сигнали за интерфейс *MOTEL* схемата се програмира като перифериен чип за микропроцесорната система. Това става чрез използване на специално предназначени за целта вътрешни регистри. Съществува възможност да се задава изходната честота и кофициентът на модулация, минимална продължителност на импулса и продължителност на "мъртво" време, както и да се промения носещата честота при модулацията. Точността на задаване на изходната честота съответства на 12-бита и тя може да се променя до 4 kHz, а носещата може да се избира до 24 kHz. Записаната информация във вътрешната постоянна памет съответства на двуполярна двустранна синусоидална широчинно - импулсна модулация така, както бе показано на фиг. 3.6.

Съвременните микроконтролери обединяват повечето функции за генериране на широчинно - модулирани импулси поредили чрез добре развити в архитектурно отношение таймерни структури с широки възможности за програмен контрол. Това става възможно едновременно с повишаване на бързодействието им, за да бъде то достатъчно с цел постигане на необходимата точност и дискретизация. На фиг. 3.77 е

показан пример за управление на трифазен инвертор на напрежение, захранващ асинхронен електродвигател [40]. Помедством изправяне на трифазното мрежово напрежение се получава постоянното захранващо напрежение за инвертора.

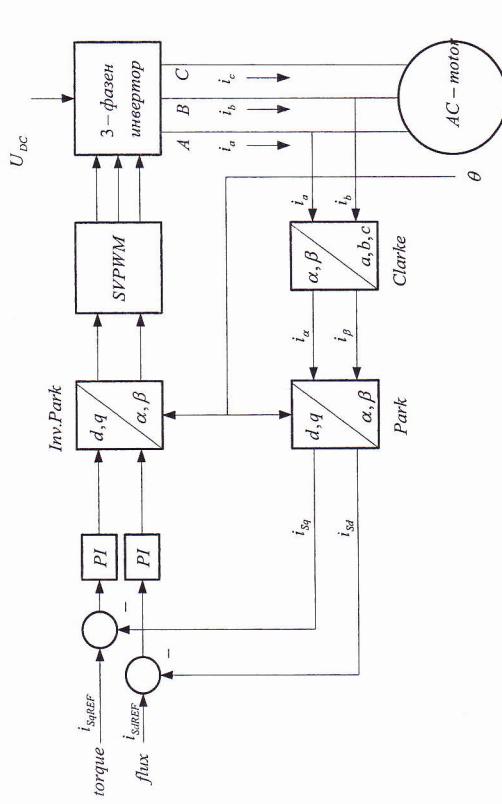


Фиг.3.77. Схема за управление на трифазен инвертор на напрежение с единичен микроконтролер

Импулсите за управление на силовите прибори могат да се подават към гейтовете им чрез драйвер (например IR21362), чрез който се получава и "мъртвото" време между импулсите за включване и изключване на еднораменните транзистори. Драйверът изработва сигнал за грепка към микроконтролера при претоварване по ток или при понижено напрежение. И в двата случая той подава изключващи импулси към приборите, като в случаи на претоварване по ток състоянието се възстановава (рестартира) след фиксирано време, определено от външно свързани резистор и кондензатор. Работата на драйвера се разрешава от отделен изход на микроконтролера (Enable). Условно посредством потенциометър се задава напрежение на вход на аналогово - цифровия преобразувач, чрез което се променя скоростта на електродвигателя. Аналогично се задава например посока на въртене и сигнал за пуск/стоп чрез сигнали към цифрови входове на микроконтролера. Повечето PIC - микроконтролери имат два хардуерни широчинно - импулсни модулатора, чрез които се получават два от сигналите за драйвера. Третият се генерира софтуерно чрез използване на изход от порт на микроконтролера.

Най-широки възможности засега притежават системите за управление, реализирани на базата на цифрови сигнални процесори (DSP). Те позволяват реализация на различни видове модулации,

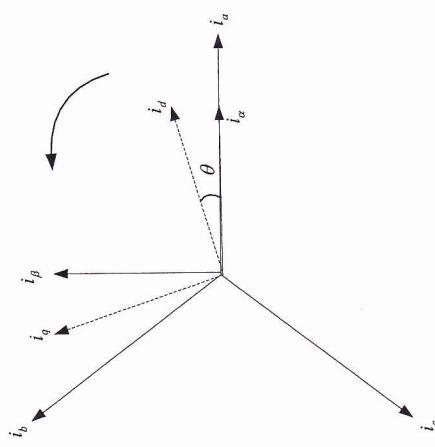
управление на няколко преобразувателя едновременно чрез подходящо разпределение на функциите между хардуерната и софтуерната част. Освен стандартния тип регулатори (PI, PID), се прилагат и още: режим на следящо управление (sliding mode control), fuzzy – логика, генетични алгоритми. Обикновено управлението на инвертора се реализира на база на регулиране на някой от параметрите на товара, захранван от него. Така например, известни са разработените с цел управление и регулиране на електрически двигатели цифрови сигнали процесори на фирмата Texas Instruments – TMS320F240, TMS320LF2407, TMS320F2812.



Фиг.3.78. Блокова схема, показваща приложение на пространственно-векторна широчинно-импулсна модулация при управление на трифазен електроприводител

На фиг.3.78 е представена блокова схема, показваща управление на променливовотков електропривод чрез прилагане на пространствено - векторна широчинно - импулсна модулация в трифазния инвертор [53]. При този тип управление (Field Oriented Control) се регулират статорните токове, представени като вектор. Те образуват пространствена координатна система (a,b,c), зависеща от времето и скоростта. Пространственият вектор, съответстващ на статорните токове в тази система, се трансформира в съответен вектор в равнина координатна система (d,q), независеща от времето – фиг.3.79. Управляваните по този начин електродвигатели изискват две задания,

съответстващи на компонентите на този вектор по двесте оси: задание за въртящ момент, съответстващо на компонентата по ос q и задание за поток на ротора, съответстващо на компонентата по ос d.



Фиг.3.79. Векторна диаграма, показваща трансформациите между (α, β) и (d, q) координатни системи

Предполага се, че трите статорни тока образуват симетрична трифазна система $i_a + i_b + i_c = 0$ и се измерват само два от тях. Първоначално се преминава в равнинна координатна система (α, β) посредством математическата правя трансформация на Clarke, която при предположение, че оста α съвпада с оста d има вида [54]:

$$(3.116) \quad \begin{aligned} i_\alpha &= i_a \\ i_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \end{aligned}$$

Преминаването в координатната система (d, q) , която се върти на ъгъл, съответстващ на позицията на ротора, става посредством математическа трансформация, известна като права трансформация на Park:

$$(3.117) \quad \begin{aligned} i_{sd} &= i_\alpha \cdot \cos \vartheta + i_\beta \cdot \sin \vartheta \\ i_{sq} &= -i_\alpha \cdot \sin \vartheta + i_\beta \cdot \cos \vartheta \end{aligned}$$

След реализация на цифровите PI - регулатори обратното преминаване става чрез инверсната трансформация на Park:

$$(3.118) \quad \begin{aligned} i_\alpha &= i_{sd} \cos \vartheta - i_{sq} \sin \vartheta \\ i_\beta &= i_{sd} \sin \vartheta + i_{sq} \cos \vartheta \end{aligned}$$

Двете трансформации на Park възпълняват връзка между координати в две равнинни координатни системи, взаимно разположени на ъгъл ϑ . След инверсната трансформация може да се осъществи пространствено - векторна широчинно - импулсна модулация, както бе описано по-горе.

За измерване текущата позиция на ротора, съответстваща на ъгъла ϑ , при тези процесори има предвидени специални изводи, чрез които се следи както стойността, така и посоката му [53].

За реализация на описаните математически трансформации се предлагат програми, написани на Асемблер и C, като времената за изпълнението им зависят от езика и вида на трансформацията и варират приблизително между 2 и 10 μs [54].

Известна е реализация на управление на два трифазни инвертора, захранвани асинхронни електродвигатели, на базата на цифров сигнален процесор TMS320F2812.

ГЛАВА 4. ИНВЕРТОРИ СЪС Z-ИЗТОЧНИК

4.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

Характерна особеност на трифазните инвертори на напрежение с пространствено - векторна пириодична - импулсна модулация, разгледани в глава 3, е наличието на 6 активни вектора \vec{V}_1, \vec{V}_6 (при които се прилага постоянно напрежение към товара) и 2 нулеви вектора \vec{V}_0, \vec{V}_7 (при които не се прилага постоянно напрежение към товара). Друга характерна особеност както за однофазните, така и за трифазните инвертори на напрежение (voltage source inverters) е забраната за едновременно включване на еднораменни прибори, т.к. поради импеданса на входната верига това води до късо съединение за захранвания изтокник. Нека си припомним, че едновременно включване на еднораменни прибори се допускаше само при инверторите с резонанс откъм постоянното захранващо напрежение (resonant DC-inverters), при което се развиващ резонансен процес, породен от елементите (Z - source inverters) към двата нулеви

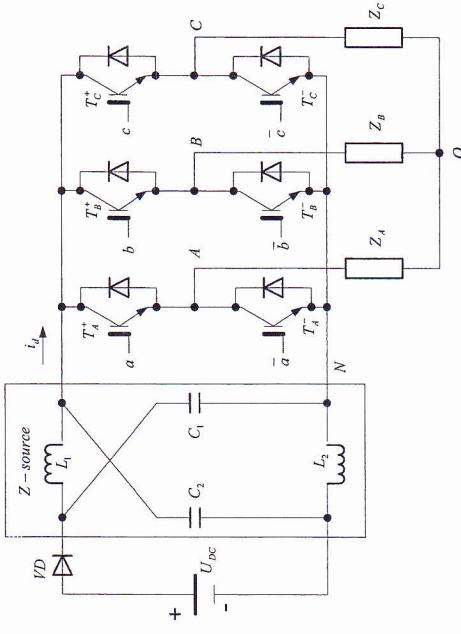
При инверторите със Z - изтокник (Z - source inverters) към двата нулеви вектора се прибавя още един нулев вектор, съответстващ на едновременно включване на еднораменни прибори. При това към товара не се прилага напрежение, а импедансът на входната верига позволява това да става без опасност от повреда на силовите прибори. Нецдо повече, при това се получава резултантно постоянно захранващо напрежение за инвертора, по - голямо от изходното напрежение на постояннотоковия изтокник. Т.е. ако последното е ниско по стойност, по този начин се избяга междинният повишаваш високочестотен DC/DC - преобразувател или пък свързаното на изхода на инвертора.

Принципът е приложен и при еднофазни инвертори.

4.2. ТРИФАЗЕН ИНВЕРТОР СЪС Z-ИЗТОЧНИК

Принципната схема на инвертора е показана на фиг.4.1 [47]. Както се вижда, тя съдържа пасивни елементи във входа L_1, L_2, C_1, C_2 , формирани т.н. Z - изтокник. Включването на диода VD е задължително при използване на изтокник на постоянно напрежение, токът през които не трябва да сменя посоката си – например горивна клелка. Причина за това е фактът, че напрежението на входа на Z - изтокника може да стане в определени интервали от време по-високо от това на изтокника на постоянно напрежение U_{DC} .

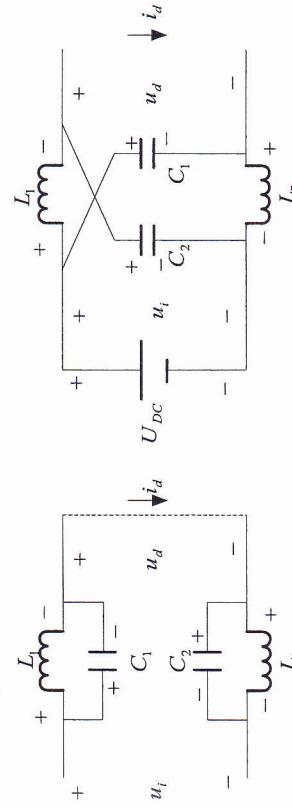
Ако един период на превключване T_s , както при пространствено - векторната пириодична - импулсна модулация, се раздели на две части T_a и T_b , където T_a съответства на времето, през което са включени еднораменни прибори, то имайки предвид (3.74), може да се запише:



Фиг.4.1. Принципна схема на трифазен инвертор със Z-изтокник

$$\begin{aligned} T_s &= T_a + T_b \\ a &= \frac{T_a}{T_s}, b = \frac{T_b}{T_s} \\ x + y + z &= b \\ a + b &= 1 \end{aligned} \quad (4.1)$$

На фиг.4.2 са показани еквивалентните схеми, поясняващи работата на инвертора. Първата – фиг.4.2a съответства на третия нулев вектор (включени еднораменни прибори), а втората – фиг.4.2b – на останалите осем вектора.



Фиг.4.2. Еквивалентни схеми, поясняващи работата на инвертора от фиг.4.1

Стойностите на двете индуктивности са равни помежду си, както и тези на двата кондензатора. От това, и от полярността на напрежението върху индуктивностите следва, че те могат да бъдат разположени върху общ сърцевина. От фиг.4.2а следва:

$$(4.2) \quad \begin{aligned} U_{c1} &= u_{L1} = L_1 \frac{di_u}{dt} \\ U_{c2} &= u_{L2} = L_2 \frac{di_u}{dt} \\ U_{c1} &= U_{c2} = U_C; u_{L1} = u_{L2} = u_L \end{aligned}$$

Т.к. върху индуктивностите е приложено постоянното напрежение на кондензаторите, токът през тях нараства линейно.

За интервала T_a от фиг.4.2а следва:

$$(4.3) \quad \begin{aligned} u_i &= 2U_C \\ u_d &= 0 \end{aligned}$$

За останалите интервали, включени в T_b от фиг.4.2б следва:

$$(4.4) \quad \begin{aligned} u_L &= U_{DC} - U_C \\ u_d &= U_C - u_L = 2U_C - U_{DC} \end{aligned}$$

Върху индуктивностите пак е приложено постоянно напрежение, като токът през тях намалява линейно.

Т.к. средната стойност на напрежението върху всяка от индуктивностите за един период на превключване е равна на 0, то от (4.2) и (4.4) се получава:

$$(4.5) \quad \begin{aligned} U_L &= 0 = \int_0^{T_s} u_L dt = \frac{T_a U_C + T_b (U_{DC} - U_C)}{T_s} \\ U_C &= \frac{T_b}{T_b - T_a} U_{DC} = \frac{1 - \frac{T_a}{T_s}}{1 - 2 \frac{T_a}{T_s}} U_{DC} \end{aligned}$$

По подобен начин за средната стойност на напрежението на входа на инвертора се получава:

$$(4.6) \quad U_d = \int_0^{T_s} u_d dt = \frac{T_a \cdot 0 + T_b (2U_C - U_{DC})}{T_s}$$

При заместване на U_C от (4.5) в (4.6) и преобразуване се стига до:

$$(4.7) \quad U_d = \frac{T_b}{T_b - T_a} U_{DC} = U_C$$

От това следва, че може да се следи напрежението на един от кондензаторите като обратна връзка за стойността на входното напрежение на инвертора. За най-голямата стойност на това напрежение през интервала T_b от (4.4) и (4.7) се получава :

$$(4.8) \quad U_{dM} = 2U_C - U_{DC} = \frac{T_s}{T_b - T_a} U_{DC} = KU_{DC} = \frac{1}{1 - 2 \frac{T_a}{T_s}} U_{DC}$$

Както се вижда от (4.8), $K \geq 1$ и може да се нарече кофициент на повишаване, т.е. за времето T_b на входа на инвертора ще действа повишено напрежение в зависимост от T_a . По този начин не е необходимо междуенно високочестотно преобразуване с повишаване на напрежението от източника на постоянното напрежение. За времето T_b се извърши модулация за регулиране на изходното напрежение на инвертора, като например ако тя е синусоидална, в съответствие с (3.66) за максималната стойност на фазовото напрежение ще се получи:

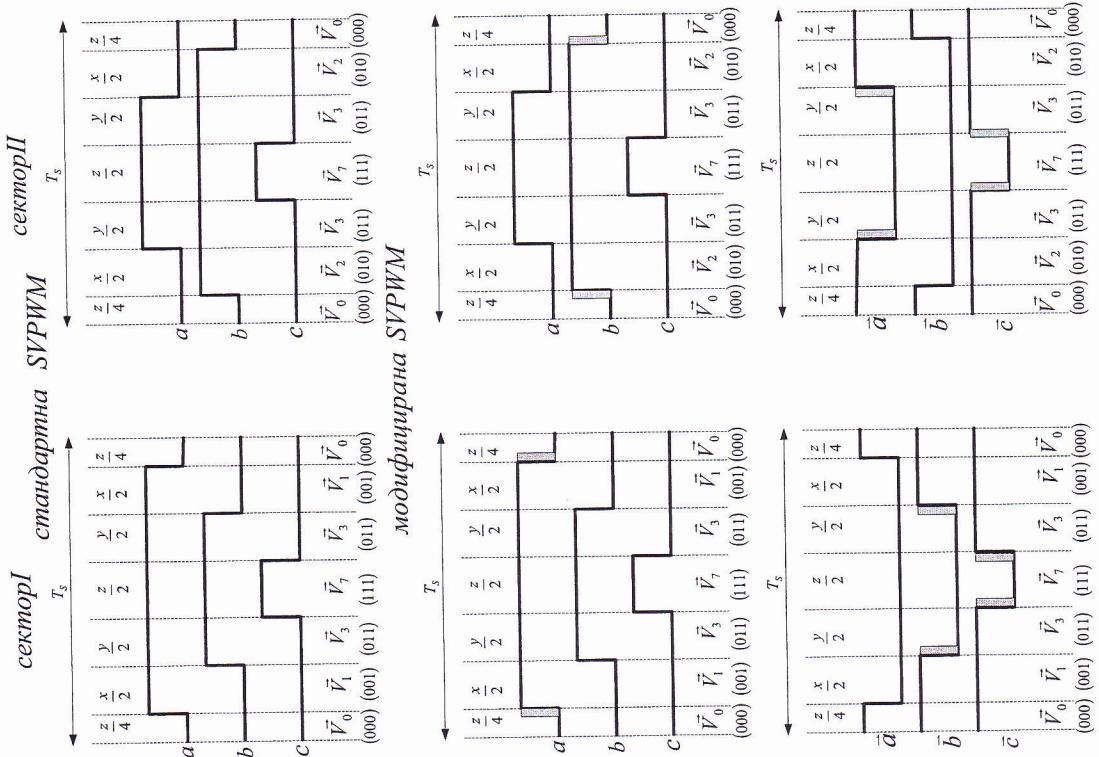
$$(4.9) \quad U_{dM}^1 = M_A U_{dM} = M_A K U_{DC}$$

От (4.9) следва, че регулиране на изходното напрежение на инвертора може да стане и с двата кофициента K и M_A . При това обаче те са взаимно свързани, т.к. от (4.1) $a + b = 1$.

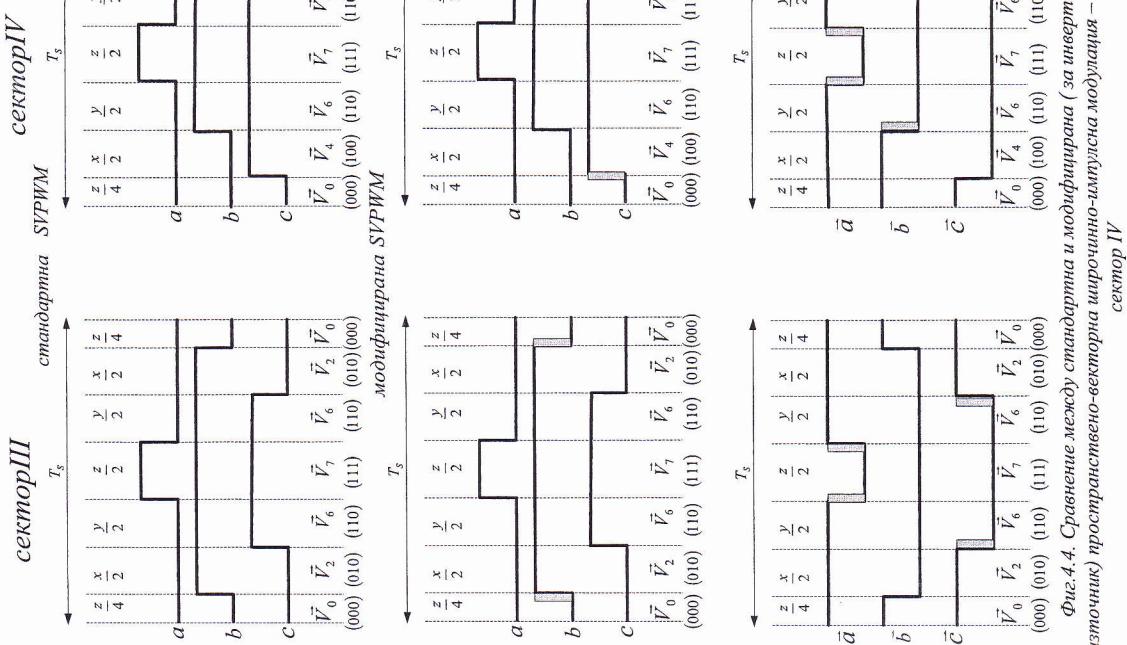
4.3. ПРОСТРАНСТВЕНО-ВЕКТОРНА ШИРОЧИННО-ИМПУЛСНА МОДУЛАЦИЯ ПРИ ТРИФАЗЕН ИНВЕРТОР СЪС З-ИЗТОЧНИК

Сравнително най-лесно се изяснява управлението на инвертора със Z -източник на базата на разгледаната в глава 3 при трифазните инвертори пространствено - векторна широчинно - импулсна модулация, която тук се нарича стандартна SVPWM. За сравнение на фиг.4.3, фиг.4.4 и фиг.4.5 са представени управляващите сигнали за всички прибори при нея и при тук наречената модифицирана пространствено - векторна широчинно - импулсна модулация (модифицирана SVPWM), която съответства на управлението на инвертор със Z -източник. Времето T_a във всеки период на превключване T_s е разделено на 6 равни части всяка с продължителност $\frac{T_a}{6}$, през които са включени еднораменни прибори.

За тази цел управлящите импулси за някои от тях са разширени (тези части са показани по-тъмни на фигуриите).



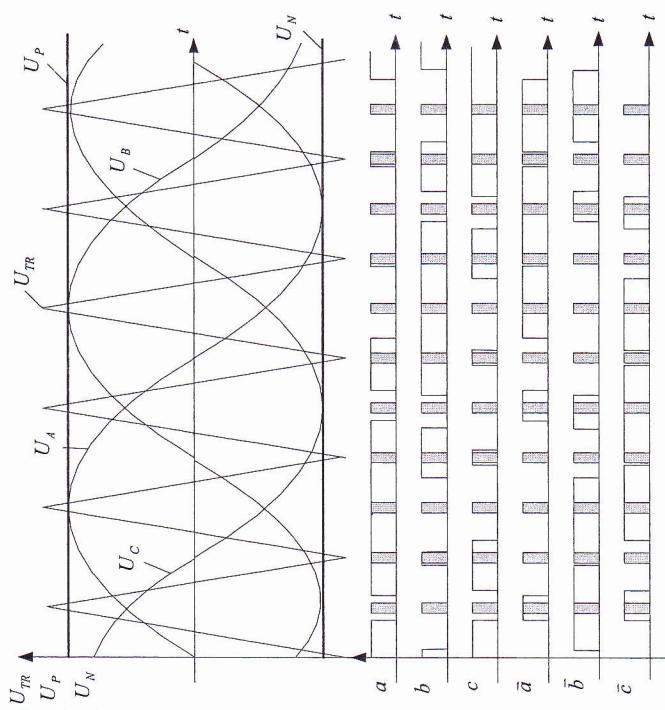
Фиг.4.3. Сравнение между стандартна и модифицирана (за инвертор със Z-източник) пространствено-векторна импулсна модулация – сектор I и сектор II



Фиг.4.4. Сравнение между стандартна и модифицирана (за инвертор със Z-източник) пространствено-векторна импулсна модулация – сектор III и сектор IV

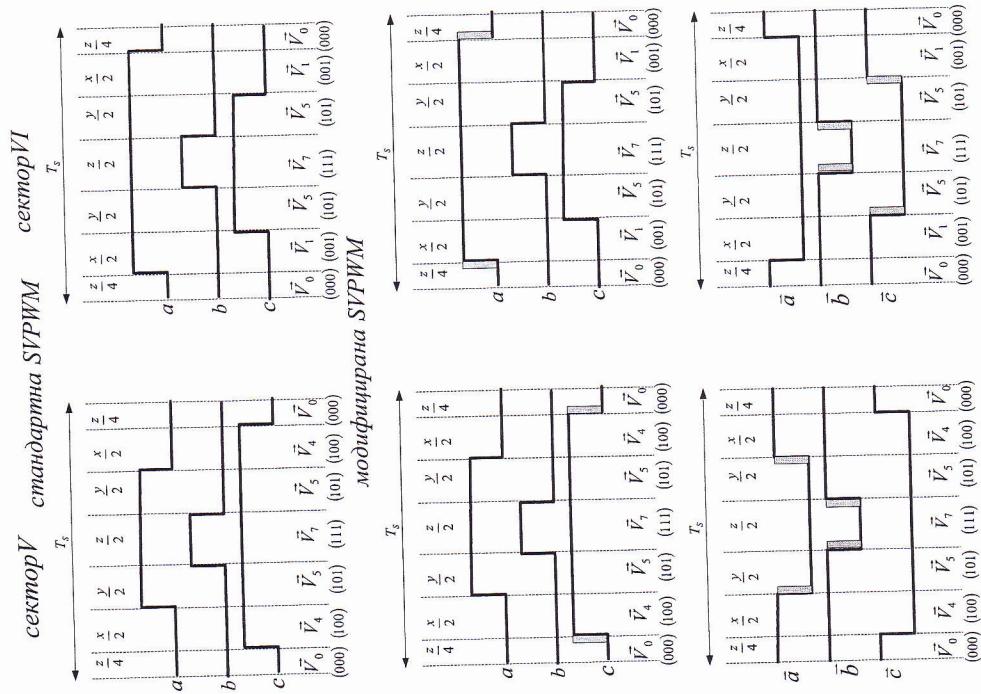
4.4. СИНУСОИДАЛНА ШИРОЧИННО-ИМПУЛСНА МОДУЛАЦИЯ ПРИ ТРИФАЗЕН ИНВЕРТОР СЪС Z-ИЗТОЧНИК

Разгледаната в глава 3 при трифазните инвертори на напрежение синусоидална широчинно – импулсна модулация може да бъде модифицирана и приложена и при инвертора със Z - източник. На фиг.4.6 е показан начинът на получаване на управляващите импулиси за съответните силови прибори. Трионообразното напрежение с висока честота се сравнява с три дефазирани помежду си синусоидални напрежения, и както при трифазния инвертор на напрежение тогава, когато съответното синусоидално напрежение е по-голямо от трионообразното, включващ импулс получава горният по схемата транзистор за съответното рамо.



Фиг.4.6. Времендиаграми, показващи модулирана синусондадна широчинно-импулсна модулация за инвертор със Z-източник

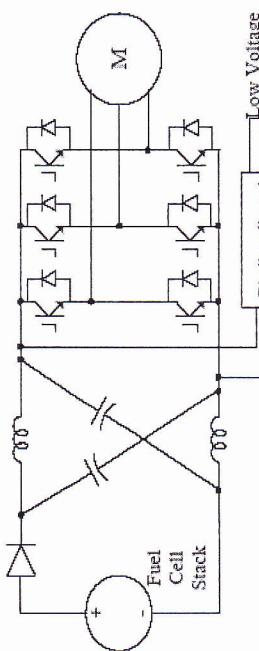
Допълнително са въведени две постоянни напрежения (положително U_P и отрицателно U_N), които също се сравняват с трионообразното. Когато



Фиг.4.5. Сравнение между стандартната и модифицирана (за инвертор със Z-източник) пространствено-векторна модулация – сектор V и сектор VI

Както се вижда от фиг.4.3, фиг.4.4 и фиг.4.5, във всеки сектор повишаване на захранващото напрежение, свързано с интервала T_a , става във времената, съответстващи на двата нулеви вектора и на един от останалите.

положителното е по-малко от трионообразното и когато отрицателното е по-голямо от него, включващи импулси получават всички прибори. Тези импулси са показани по-тъмни на фиг.4.6, за да бъде разбран принципът на формирането им. Внимателното разглеждане на времедиаграмите обаче позволява да се види, че те могат и да съвпаднат с включващ импулс, получен от сравнението на синусоидалното напрежение за съответната фаза. Тези състояния на инвертора съвпадат и със състоянията на нулевите вектори, и при тях никъм се съврзват и захранващите линии на инверторния мост и изходните линии към товара. Честотата на трионообразното напрежение на фиг.4.6 умножено е избрана сравнително ниска, за по-голяма прегледност. На практика тя се повишава за подобряване хармоничния състав на изходното напрежение в съответствие с изложеното в глава 3 при трифазните инвертори на напрежение.



Фиг.4.7. Трифазен инвертор със Z-източник за управление на електродвигател при захранване от горивна клетка

На фиг.4.7 е показано едно от възможните приложения на трифазен инвертор със Z - източник. Захранващото постоянно напрежение със сравително ниска стойност се получава от горивна клетка. Обектът за управление и регулиране е трифазен електродвигател. Напрежението на входа на трифазния мост е повишено в сравнение с това на горивната клетка, като е възможно да се осъществява и съхранение на енергията в акумулаторна батерия, която да се използва за захранване като резервен източник. От това става ясно и предназначението на двупосочния преобразувател (bidirectional DC/DC), който трябва да се проектира в зависимост от напрежението на акумулаторната батерия. Исто е също, че при захранване само от няя управлението на трифазния инвертор трябва да стане по познания начин като инвертор на напрежение, а не като инвертор със Z - източник. Принципите на изграждане на системите за управление при тези инвертори са много близки до разгледаните при инверторите на напрежение в глава 3.

ГЛАВА 5. РЕЗОНАНСНИ ИНВЕРТОРИ

5.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

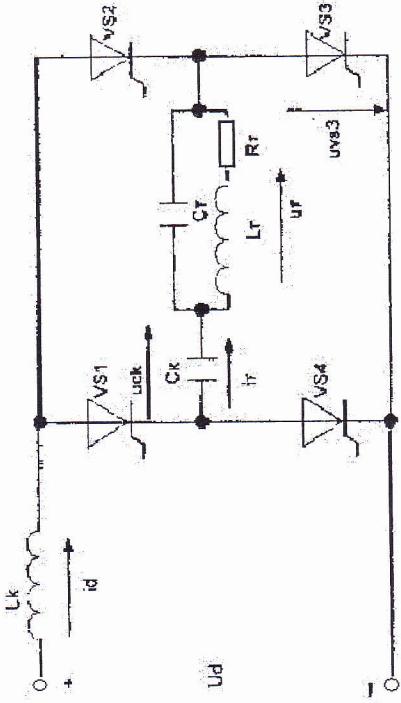
Обща характеристна особеност на резонансните инвертори е използването на резонанси процеси при превключването на силовите прибори. В зависимост от типа им и топологията на силовата схема това позволява да се осъществи превключване при нулев ток или нулево напрежение, коечо намалява комутационните загуби и прави подходящо използването на резонансните инвертори при високи честоти. Най-често резонансните инвертори се захранват от източник на напрежение. Товарът на инвертора се явява част от резонансния кръг, в който се развива резонансни процеси. Резонансният процес се развива при превключване на силовите прибори, при което постоянното захранващо напрежение се явява приложено обикновено към последователен резонансен кръг, поради което токът през силовите прибори и товара има близка до синусоидалната форма. Това води до още едно съществено предимство на тези инвертори – намалена електромагнитни изъръжвания и по-добра електромагнитна съвместимост. Съществуващ и инвертори с резонанс откъм постоянното захранващо напрежение (resonant DC-link inverters) – глава 3. Товарът на инвертора не се явява част от резонансния кръг. При тях свързването на елементите и превключването на силовите прибори позволява захранващото напрежение за силовата схема да бъде с близка до синусоидалната форма, като това напрежение се прилага към изходната верига при превключване. Тият на използваните силови прибори – обикновени тиристори или пълноуправляеми силови прибори (най-често IGBT или MOSFET) определя възможността за реализация на различни режими на работа при резонансните инвертори.

5.2. ТИРИСТОРНИ РЕЗОНАНСНИ ИНВЕРТОРИ

Схемата на мостов тиристорен резонансен инвертор е показана на фиг.5.1. Тя е същата, като тази на последователно - паралелния тиристорен инвертор на ток – фиг.2.4, но трябва да се има предвид, че стойността на входната индуктивност, която тук е означена с L_x , е значително по-малка от тази при инвертора на ток. Нецо повече, включването на тази индуктивност, както ще видим по-късно, не е задължително да става непременно на входа на инвертора. При този инвертор едновременно се включват и провеждат двойките диагонално свързани тиристори – V\$1/V\$3 и V\$2/V\$4. Това става посредством системата за управление с честота на управление ω_y . Собствената резонансна честота на товарния кръг е $\omega_r \approx \frac{1}{\sqrt{L_x C_r}}$. В зависимост от съотношението на двете честоти инверторът

може да работи в резонанс - $\omega_y = \omega_r$, индуктивна разстройка - $\omega_y < \omega_r$ или капацитетна разстройка - $\omega_y > \omega_r$. При това товарният кръг се представя с различна еквивалентна заместваща схема. Независимо от двойката провеждащи тиристори, към захранващото напрежение се оказва включен последователен резонансен кръг, съставен от L_k , C_k и елементите от еквивалентната заместваща схема на товарния кръг. Елементите на така образувания последователен кръг ще означим с L, C и R .

Интегродиференциалното уравнение, описващо процесите в кръга е:



Фиг.5.1. Принципна схема на мостов тиристорен резонансен инвертор

$$(5.1) \quad L \frac{d^2 i_r}{dt^2} + \frac{1}{C} \int i_r dt + R i_r = U_d$$

В този последователен кръг е изпълнено условието за колебателен характер на процесите:

$$(5.2) \quad R < \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Решението на интегродиференциалното уравнение (5.1), при положение, че се вземе предвид и напрежението U_{CM} , до което е зареден последователният кондензатор в началото на интервала на проводимост на предната двойка тиристори, има вида:

$$(5.3) \quad i_r = \frac{U_d - U_{CM}}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \cdot \sin \omega_0 t,$$

където

$$(5.4) \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L.C} - \delta^2}$$

е собствената резонансна честота на последователния кръг, а

коefficientът му на затихване е :

$$(5.5) \quad \delta = \frac{R}{2.L}.$$

Уравнение (5.3) се решава за няколко последователни полупериода на товарния ток, започвайки с включване на инвертора, при което за първия полупериод $U_{CM} = 0$ [12]. Чрез интегриране на (5.3) се намира напрежението на кондензатора в края на всеки полупериод, при което за максималната му стойност се получава:

$$(5.6) \quad U_{CM} = (2.k-1)U_d,$$

където

$$(5.7) \quad k = \frac{1}{1 - e^{-\delta \frac{\pi}{\omega_0}}}$$

представлява коefficientът на разколебаване. Подобно на качествения фактор на кръга и този коefficient характеризира качествено разгонанния кръг, като връзката между двата е:

$$(5.8) \quad k \approx \frac{2Q}{\pi}$$

При заместване на (5.6) в (5.3) се получава изразът за изменението на тока през последователния кръг в интервалите на проводимост на тиристорите:

$$(5.9) \quad i_r = \frac{2kU_d}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \cdot \sin \omega_0 t$$

Времедиаграмите, характеризиращи работата на инвертора, са представени на фиг.5.2, като вторите отгоре надолу са за товарния ток, а с пунктир е представена първата му хармонична. Най-отгоре е представен консумираният от захраннания източник ток, представляващ единополярен токови импулси, средната стойност на които I_d определя консумираната мощност от източника. Продължителността на всеки импулс е $\frac{\pi}{\omega_0}$, след което следва пауза до включването на следващата двойка тиристори. Следователно разстоянието между началата на токовите импулси е $\frac{\pi}{\omega_0}$. На третата графика е представено напрежението на последователния кондензатор. По време на паузите стойността му е определена от (5.6). В интервалите на проводимост на тиристорите законът за изменение на това напрежение може да се определи от зависимостта:

втората графика дава информация за вида на разстройката. Така например на левите времедиаграми първата хармонична на тока изпърварва напрежението върху товарния кръг със гъл φ_T - капацитивна разстройка, а на дясните – изостава на гъл φ_T - индуктивна разстройка.

Времедиаграмата на напрежението върху тиристора е представена на последните координатни системи. Характерна особеност при нея е промяната на това напрежение по време на паузите. Това не става, ако вместо паралелен кръг товарът на инвертора е активен или активно - индуктивен. Причината е в промяната на напрежението върху товарния кръг, независимо от това, че ток през диагонала на инверторния мост не пропича. Поради това в интервалите на паузите законът за изменение на напрежението върху тиристора е същият, както и на напрежението върху товарния кръг. Поради тази причина е възможно при никаква индуктивна разстройка напрежението по време на паузата да стане отново право за тиристора така, както е показано на левите времедиаграми от фиг. 5.2. Както се вижда, това води до намаление схемното време за възстановяване на тиристорите и е свързано с опасност от еднораменно съединение в схемата на инвертора. Предимство на индуктивната разстройка е намаляването на максималните напрежения на тиристорите. От левите времедиаграми се вижда, че при капацитивна разстройка тези напрежения нарастват, което е недостатък, но едновременно с това се предоставя по-голямо време за възстановяване на тиристорите, което е сума от времето на паузата и едно допълнително време t_X :

$$(5.13)$$

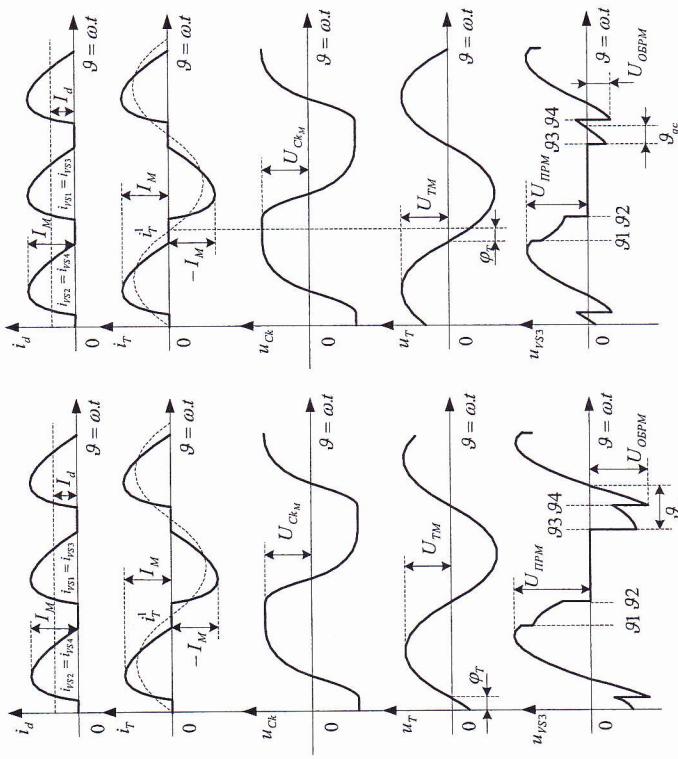
$$t_{qc} = t_n + t_X$$

За определяне на допълнителното време се взема под внимание факът, че по време на интервала на проводимост на едната двойка тиристири, напрежението върху всеки от другите два тиристора се определя като разлика между захранващото напрежение и напрежението на последователната индуктивност. Имайки предвид (5.12) получаваме:

$$(5.14) \quad u_T = U_d - 2kU_d e^{-\delta t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right)$$

При $t = t_X$ напрежението на тиристора става равно на 0, при което от (5.14) се получава следното транспедентно уравнение:

$$(5.15) \quad \frac{e^{\delta i_X}}{2k} = \cos \omega_0 t_X - \frac{\delta}{\omega_0} \cdot \sin \omega_0 t_X$$



Фиг. 5.2. Времедиаграми, показващи работата на мостовия тиристорен резонансен инвертор от фиг. 5.1

$$(5.10) \quad u_C = \frac{1}{C} \int_T^t dt \pm U_{CM}$$

След заместване от (5.6) и (5.9) и преобразуване се получава:

$$(5.11) \quad u_C = \pm U_d \left[1 - 2k e^{-\delta t} \left(\cos \omega_0 t + \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right) \right]$$

Законът за изменение на напрежението върху последователната индуктивност се получава посредством диференциране на (5.9):

$$(5.12) \quad u_L = \pm L \frac{di_T}{dt} = \pm 2k U_d e^{-\delta t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right)$$

На четвъртата графика от фиг. 5.2 е представено изменението на напрежението върху товарния паралелен кръг, чиято форма е синусоидална. Дефазирането между него и първата хармонична на тока от

Решението му се представя в графичен вид [7], при което се вижда, че допълнителното време нараства с увеличаване стойността на коефициента на разколебаване k .

Друга характерна особеност при товар паралелен трептящ кръг е влиянието на разстройката върху собствената резонансна честота на последователния кръг. Така например в режим на резонанс, целият товарен кръг може да се замени с едно еквивалентно активно съпротивление $R_E = \frac{L_T}{C_T R_T}$ и резонансната честота на последователния кръг се определя от зависимостта:

$$(5.16) \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_K \cdot C_K} - \delta^2} \quad \text{за } \delta = \frac{R_E}{2 \cdot L_K}$$

При индуктивна разстройка паралелният кръг се заменя с последователно свързани еквивалентна индуктивност L_E и еквивалентно съпротивление R_E^l . При това собствената резонансна честота на последователния кръг намалява в сравнение с тази при резонанс, т.к.

$$(5.17) \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C_K} - \delta^2} \quad \text{за } \delta = \frac{R_E^l}{2 \cdot L} \quad \text{при } L = L_K + L_E$$

В режим на капацитивна разстройка паралелният товарен кръг се заменя с еквивалентен кондензатор с капацитет C_E и еквивалентно съпротивление R_E^n . При това собствената резонансна честота на последователния кръг нараства в сравнение с тази при резонанс, т.к.

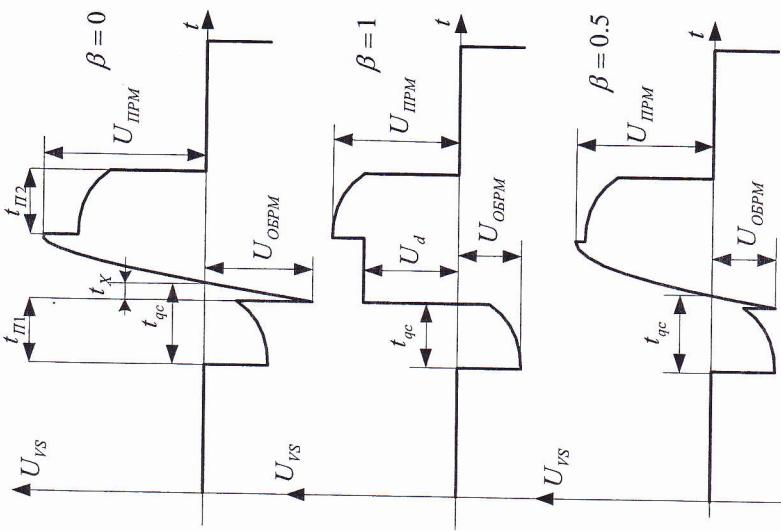
$$(5.18) \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_K \cdot C} - \delta^2} \quad \text{за } \delta = \frac{R_E^n}{2 \cdot L_K} \quad \text{при } C = \frac{C_K \cdot C_E}{C_K + C_E}$$

При пресизно разглеждане трябва да се отбележи, че и в трите случая се променя коефициентът на затихване δ , но влиянието му върху резонансната честота ω_0 е пренебрежимо малко в сравнение с това на последователните индуктивност и кондензатор.

Индуктивността от последователния резонансен кръг L_K може да бъде включена на различно място в схемата на инвертора – да бъде изнесена вън от тиристорния мост така, както е показано на фиг.5.1, да бъде в диагонала на моста или да се разпредели и на двете места. Въвежда се коефициент, показващ разпределението на тази индуктивност:

$$(5.19) \quad \beta = \frac{L_{K2}}{L_{K1} + L_{K2}}$$

Където L_{K2} е частта в диагонала на моста, а L_{K1} – частта вън от него. Това разпределение оказва съществено влияние върху формата на напрежението на тиристорите, показана на фиг.5.3 например за V_{S3} .



Фиг.5.3. Времедиаграми на напрежението върху тиристора при различна стойност на β за инвертора от фиг.5.1

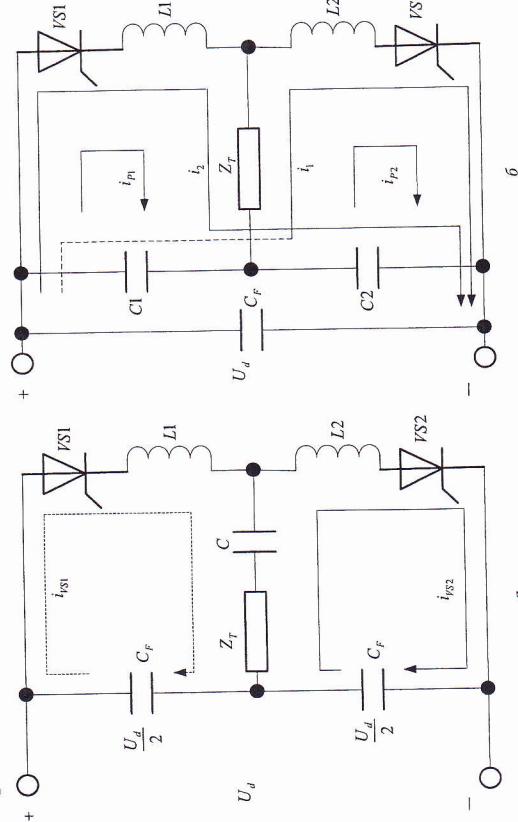
При всички случаи по време на пазухите това напрежение се променя, като при показаните на фиг.5.1 посоки:

$$(5.20) \quad U_{rs} = 0.5(U_d + u_r \pm U_{cm})$$

При $\beta = 0$ цялата индуктивност е изнесена вън от моста. От първата графика на фиг.5.3 се вижда, че в този случай напрежението върху

тиристорите имат най-голяма стойност, но предимство са най-големото допълнително време t_{α} , увеличаващ общото време за възстановяване t_{qe} , както и най-малката скорост на нарастване на напрежението върху тиристора при включване на еднораменния му. При $\beta = 1$ цялата индуктивност се намира в диагонала на моста. Предимство са ниските напрежения на тиристора, но съществен недостатък е най-малкото схемно време за възстановяване и най-голямата скорост на нарастване на напрежението. Обикновено индуктивността се разделя поравно - $\beta = 0.5$, при което от третата графика на фиг.5.3 се вижда, че се използват предимствата на предните два варианта - намалени са напреженията върху тиристора в сравнение с първия, намалена е скоростта на нарастване на напрежението и е повишено схемното време за възстановяване в сравнение с третия.

Съществуват и други схемни варианти на резонансни тиристорни инвертори, като два от тях - полумостова схема с разделен захранващ източник и полумостова схема с разделен комутращ кондензатор, са показани на фиг.5.4. И при двете схеми са необходими две индуктивности с равни помежду си стойности $L1 = L2 = L$.

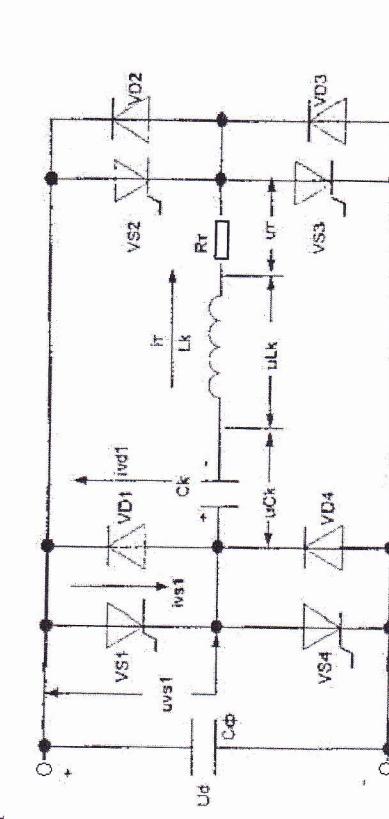


Фиг.5.4. Схемни варианти на тиристорни резонансни инвертори: схема с разделен захранващ източник -*a* и схема с разделен комутращ кондензатор -*b*

Характерно за полумостовата схема с разделен захранващ източник – фиг.5.4а е наличието на двата филтрови кондензатора C_F с капацитет

много по-голям от този на кондензатора от последователния резонансен кръг C . При последователно отпушване на тиристорите противат токове с показаната на фиг.5.4а посока. Всеки от двата филтрови кондензатора е зареден до половината от захранващото напрежение и при отпушване на съответния тиристор действа като източник на захранващо напрежение за съответния резонансен кръг. Ясно е, че това захранващо напрежение е два пъти по-малко, отколкото при мостовата схема. Следователно за основните величини могат да се използват изрази (5.6), (5.9), (5.11) и (5.12) при заместване на U_d с $\frac{U_d}{2}$.

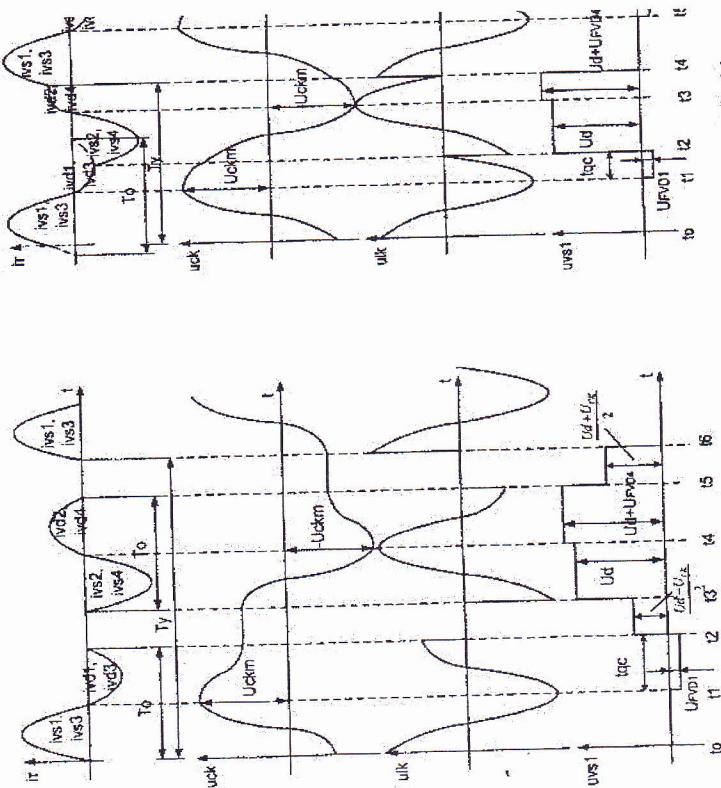
При полумостовата схема с разделен комутращ кондензатор – фиг.5.4б големият по стойност филтров кондензатор C_F е свързан паралелно на захранващия източник. Кондензаторите от последователните резонансни кръгове $C1$ и $C2$ са с много по-малка стойност от тази на филтровия кондензатор. При отпушване на всеки тиристор се образуват два резонансни кръга, чийто токове се сумират през товара. Така например при отпушване на $VS1$ в единния кръг, към който се прилага захранващото напрежение U_d участват $L1$ и $C2$, като кондензаторът се зарежда с тока i_2 . В другия кръг участва $C1$ и $L1$, като кондензаторът се разрежда с тока i_1 . Подобни са процесите и при отпушване на другия тиристор. Трябва да се отбележи, че напрежението върху двата кондензатора се променят, като всяко от тях съдържа постоянна съставна, равна на половината от захранващото напрежение.



Фиг.5.5. Принципна схема на мостов тиристорен резонансен инвертор с обратни диоди

Протичащите в резонансните инвертори с обратни диоди процеси имат също резонансен характер. Отличителна тяхна особеност е възможността за извеждане на част от реактивната енергия на товара и резонансния контур обратно в захранванияция източник. Идеята за такова извеждане е известна и от тиристорните инвертори на ток с обратен токозправител [12], но тук това става през обратните диоди, които са съставна част от схемата на инвертора. Вършането на реактивна енергия обратно в захранвания източник осигурява по-твърди външни характеристики. Допълнително предимство на тези инвертори е намаленото напрежение в права посока върху тиристорите, което е приблизително равно на захранващото.

Действието на инвертора при активен характер на товара е пояснено с помощта на времедиаграмите от фиг. 5.6.



Фиг. 5.6. Времедиаграми, поясняващи действието на мостовия тиристорен резонансен инвертор с обратни диоди от фиг. 5.5

Разгледани са два режима на работа – прекъснат ток през товара (левите времедиаграми) и непрекъснат ток през товара (дясните времедиаграми). Условието за работа в режим на прекъснат ток е $\omega_y > 2\omega_0$, при което поредната двойка диагонално свързани тиристори получава управляващи импулси и започва да провежда известно време след като токът през товара, проптичайки през другата двойка диагонално свързани диоди, е спаднал до 0. Така например в момента t_0 се отпуска тиристорите VS1 и VS3, в момента t_1 токът през товара спада до 0 и те се изключват. Поради запасната енергия в диодната на моста токът през товара сменя посоката си, отпускатйки обратните диоди VD1 и VD3, като част от тази енергия се връща обратно в захранващия източник (кондензатора Сф от фиг. 5.5). През времето, когато е отпущен VD1, върху VS1 е приложено обратно напрежение, равно на пада на напрежение в права посока върху диода. Това време е схемното време за възстановяване t_{q*} . През време на паузата

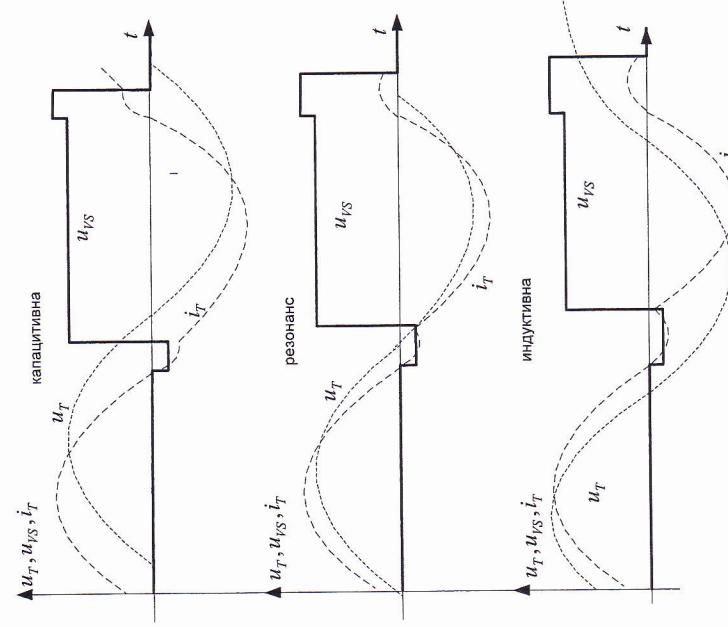
$t_2 - t_3$ върху тиристора VS1 се прилага напрежение $\frac{U_d - U_{ck}}{2}$, т.к. комутацията кондензатор е зареден с напрежение, чиято полярност е показвана на фиг. 5.5. В момента t_3 се отпуска тиристорите VS2 и VS4, върху тиристора VS1 се прилага захранващото напрежение U_d , а при спадане на товарния ток до 0 в момента t_4 кондензаторът се е превърнал до максималното отрицателно напрежение с поляритет противоположен на показания на фиг. 5.5. Отпускат се двойката диагонално свързани диоди VD2, VD4 и отново част от енергията в диодната на моста се връща обратно в захранващия източник. След спадане на тока до 0 следва нова пауза в интервала $t_5 - t_6$, през която върху тиристора VS1 се прилага напрежение $\frac{U_d + U_{ck}}{2}$.

Условието за работа в режим на непрекъснат ток (дясните времедиаграми на фиг. 5.6) е $\omega_y < \omega_0 < 2\omega_0$, при което поредната двойка диагонално свързани тиристори се отпуска преди токът през другата двойка диагонално свързани диоди да е спаднал до 0. Така например в момента t_0 се отпуска тиристорите VS1 и VS3, които провеждат до t_1 . След това започва връщане на енергия през обратно свързаните им диоди VD1 и VD3. Преди токът през диодите да е намалял до 0 се отпушва другата двойка тиристори VD2, VD4, които провеждат в интервала $t_2 - t_3$. В интервала $t_3 - t_4$ провежда тяхната двойка антипаралелно свързани диоди VD2, VD4, а в t_4 отново преди спадане на тока до 0 се включват VS1 и VS3, които провеждат до момента t_5 и т.н. Вижда се, че в този случай обратното напрежение за тиристора не се различава по стойност, но се прилага за по-кратко време в сравнение с режима на прекъснат ток. При увеличаване на честотата на управление съществува опасност схемното време да възстановяне на тиристорите t_{q*} да стане по-малко от

изисканото по каталог за тиристорите t_q , при което ще се получи аварисен

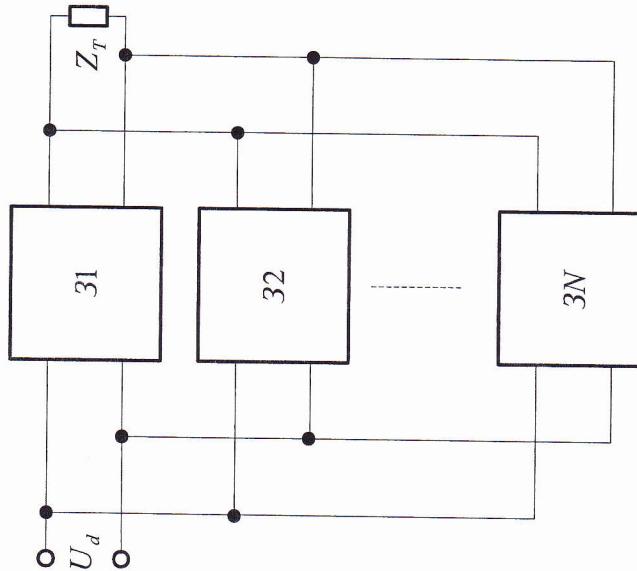
режим, свързан с включване на еднораменни тиристори.

При активен характер на товара формата на напрежението върху него съвпада с тази на товарния ток. Недостатък на инвертора е голията скорост на прилагане на напрежение върху тиристора при отпушване на еднораменния му – моментите t_2 . Друг недостатък е малката стойност на обратното напрежение върху тиристорите, което затруднява процеса на възстановяването им и изисква по-голямо схемно време t_{q_c} . Трябва обаче да се отбележи, че в съвременните инвертори се прилагат прибори от типа тиристор - диод (thyrite), при които структурата е проектирана да издържа по-малко обратно напрежение, което позволява да има по-малко време на възстановяване t_q .



Фиг. 5.7. Времедиаграми, показващи действието на мостов тиристорен резонансен инвертор с обратни диоди и товар паралелен колебателен кръг

На практика най-често резонансният инвертор с обратни диоди работи при включване на мястото на R_T на паралелен колебателен кръг. В този случай е возможна работа в режими на капацитивна разстройка, резонанс или индуктивна разстройка. На фиг. 5.7 са показани осцилограмите на напрежението върху кръга u_T , токът i_T през диодонала на инверторния мост i_T и напрежението върху тиристора u_{VS} в трите случая и режим на непрекъснат ток. Първите времедиаграми съответстват на капацитивна разстройка – първата хармонична на тока изпърчава напрежението на товара. Вторите са за режим на резонанс, при който първата хармонична на тока е във фаза с напрежението на товара, а третите – за режим на индуктивна разстройка, при който първата хармонична на тока през товара изостава от напрежението му. Режимът на резонанс се поддържа посредством промяна честотата на токова система за автоматично регулиране на инвертора.



Фиг. 5.8. Блокова схема за съвръзане на звена от резонансни инвертори

От направеното разглеждане се вижда, че диапазонът на изменение на изходната честота на описаните схеми е ограничен отгоре от катодътно

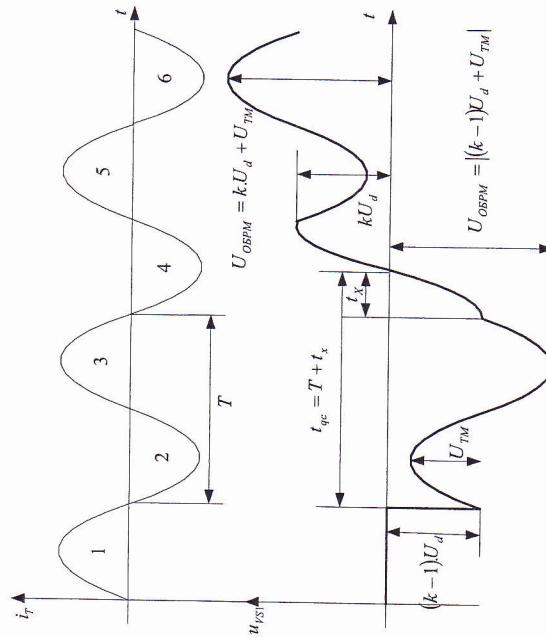
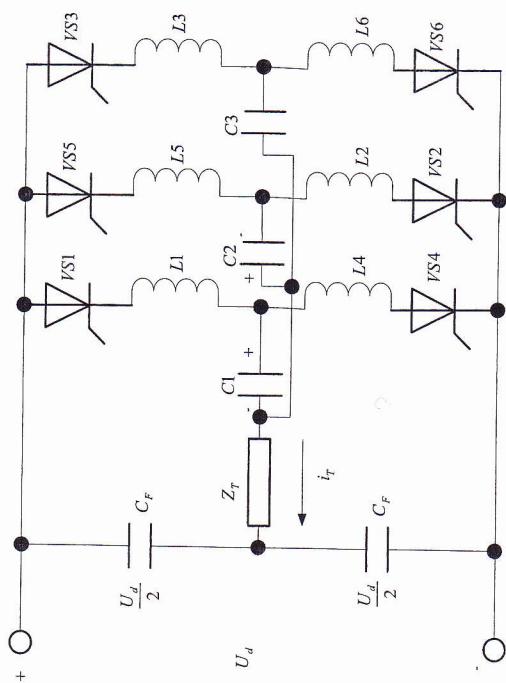
време на възстановяване на наличните тиристори. Към използване на т.н. многозвенни резонансни инвертори се прибавя по принципи в следните случаи: необходимост от повишаване на изходната честота над достигнатата с еднозвенна схема; необходимост от повишаване на изходната мощност без използване на паралелно или последователно свързване на силови прибори; необходимост от регулиране на изходната мощност чрез промяна десфазирането между изходните напрежения на отделните звена посредством системите за управление.

Трябва да се отбележи, че с цел удвоаване на изходната честота съществуват различни специално разработани за целта схемни решения чрез включване на товара по различни начини [5].

Тук по-специално внимание е отдeleno на инверторите, съставени от няколко отделни звена и работещи на общ товар. Най-често помежду си те са свързани по показания на фиг.5.8 начин – паралелно по отношение на захранващото напрежение. Тази идея бе разгледана и при инверторите на ток – фиг.2.16 с цел модулация на няколко нива. Специално при тиристорните резонансни инвертори идят са използва най-често за повишаване на изходната честота.

Како пример за реализация на фиг.5.9 е показана принципната схема и времедиаграмите, поясняващи действието на тривенен резонансен инвертор при активен характер на товара, на базата на схемата с разделен захранващ източник – фиг.5.4а. Номерацията на тиристорите и елементите от схемата е избрания по такъв начин, че да съответства на последователността на тяхната работа. Тя става ясна от времедиаграмата на тока през товара i_T , показвана за режим, при който предният тиристор се включва веднага след спадане на тока до 0 на предходния. При активен характер на товара тя съвпада по форма и с напрежението върху товара. При включване на тиристора $V51$ кондензаторът $C1$ се зарежда с напрежение с показаната полярност, като токът през товара протича в показаната посока. През времето, когато провежда $V52$, токът през товара противоположна на показаната посока, като напрежението върху него намалява обратното напрежение за първия тиристор. При провеждане на $V53$ напрежението на товара повишава обратното напрежение за първия тиристор. Подобни са пропесите и в интервалите на проводимост на $V55$ и $V56$, когато напрежението на товара влиза върху правото напрежение на $V51$. От фиг.5.9 се вижда, че към времето t_x се прибавя периодът на изходното напрежение, увеличавайки по този начин общото време за възстановяване на тиристора, с каквато цел се използва многозвенният инвертор. Съществува обаче една характерна особеност, свързана с това време. За да бъде то равно на сумата от периода T и времето t_x е в сила условието:

$$(5.21) \quad U_{TM} - (k-1)U_d < 0 \text{ или } U_{TM} < (k-1)U_d$$



Фиг.5.9. Принципна схема и времедиаграми, показващи действието на тривенен тиристорен резонансен инвертор

Приема се, че максималната стойност на тока се достига при $t = \frac{\pi}{2\omega_0}$ и на базата на (5.9) при $\frac{U_d}{2}$ се получава:

$$(5.22) \quad U_{TM} = R_T I_{TM} = R_T \frac{k U_d}{\omega_0 L} e^{-\delta \frac{\pi}{2\omega_0}} < (k-1) U_d$$

След преработка и имайки предвид (5.5) и (5.7) се достига до условието:

$$(5.23) \quad \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{k}{k-1} \right) \sqrt{k(k-1)} < (k-1)$$

При активно - индуктивен характер на товара напрежението върху него се изменя съгласно зависимостта:

$$(5.24) \quad u_T = R_T i_T + L_T \frac{di_T}{dt}$$

Взема се предвид, че

$$(5.25) \quad i_T = \frac{k U_d}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \cdot \sin \omega_0 t,$$

и при използване на (5.24) се получава:

$$(5.26) \quad u_T = k U_d e^{-\delta t} \left[\beta \cos \omega_0 t + \frac{\delta}{\omega_0} (2 - \beta) \sin \omega_0 t \right]$$

Получената функция има максимум при

$$(5.27) \quad t = \frac{\gamma}{\omega_0},$$

където

$$(5.28) \quad \gamma = \arctg \frac{2(1-\beta)}{\frac{\delta}{\omega_0} \left(2 - \beta + \beta^2 \frac{\omega_0^2}{\delta^2} \right)}$$

При заместване на (5.27) в (5.26) се получава стойността на този максимум:

$$(5.29) \quad u_{TM} = U_d \cdot k \cdot e^{-\delta \frac{\gamma}{\omega_0}} \left[\beta \cos \gamma + \frac{\delta}{\omega_0} (2 - \beta) \sin \gamma \right]$$

Имайки предвид (5.21):

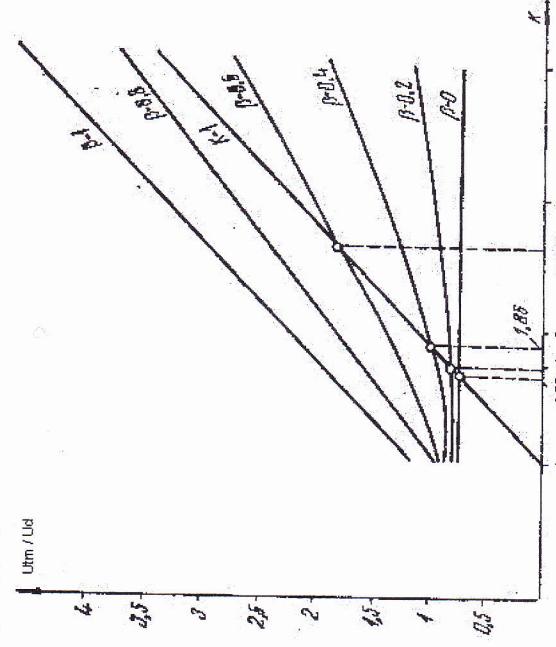
Приема се, че максималната стойност на тока се достига при $t = \frac{\pi}{2\omega_0}$ и на базата на (5.9) при $\frac{U_d}{2}$ се получава:

$$(5.30) \quad k \cdot e^{-\delta \frac{\pi}{\omega_0}} \left[\beta \cos \gamma + \frac{\delta}{\omega_0} (2 - \beta) \sin \gamma \right] < (k-1)$$

Т.к. от (5.7)

$$(5.31) \quad \frac{\delta}{\omega_0} = \frac{1}{\pi} \ln \frac{k}{k-1}$$

Лявата част на (5.30) е функция на кофициента на разколебаване k и на кофициента на разпределението на индуктивността β - виж (5.19). На фиг. 5.10 са показани графичните зависимости, съответстващи на (5.23) и (5.30) [12].



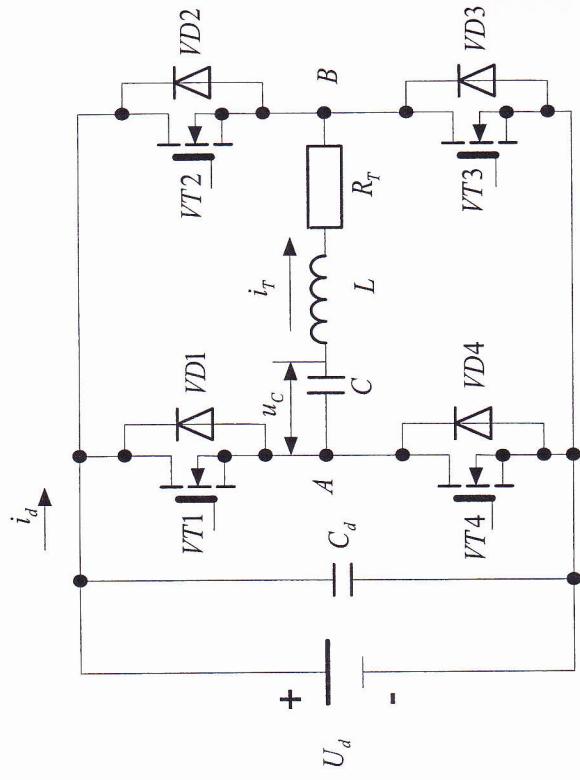
Фиг. 5.10. Графични зависимости, съответстващи на изрази (5.23) и (5.30)

От тях могат да се определят критичните стойности на кофициента на разколебаване при различни β . Така например при активен товар $\beta = 0 - k = 1.66$; при $\beta = 0.2 - k = 1.7$; при $\beta = 0.4 - k = 1.86$ и при $\beta = 0.6 - k = 2.56$.

Следователно увеличаването на частта от общата индуктивност, включена в товара, е свързано с изискване за увеличаване кофициента на разколебаване, а от там и на напрежението върху тиристора.

5.3. ТРАНЗИСТОРНИ РЕЗОНАНСНИ ИНВЕРТОРИ

Използването на транзистори в резонансните инвертори дава възможност да се избегнат някои от неудобствата, свързани с тирисорните резонансни инвертори, особено необходимостта от осигуряване достатъчно схемно време за възстановяване. Това позволява да се повиши работната честота на инвертора и да се намалят размерите и теглото на трансформатори и индуктивности. Повишенната честота изисква специални магнитни материали и кондензатори за гази цел и води до увеличаване загубите на мощност от комутация на силовите прибори. Следователно едновременно с повишаване на работната честота и избор на транзистори с достатъчно добри честотни свойства е нужно да се използват методи и схеми, които позволяват да се осъществява г.н. "мека" комутация – soft switching. При това се търси най-често изключване на прибора при нулев ток (zero current switching – ZCS) или включване при нулено напрежение (zero voltage switching – ZVS). В схемите на транзисторните резонансни инвертори се използват мощнни биполярни транзистори, IGBT, но поради добрите си честотни свойства най-широко разпространение засега са получили мощните MOSFET.



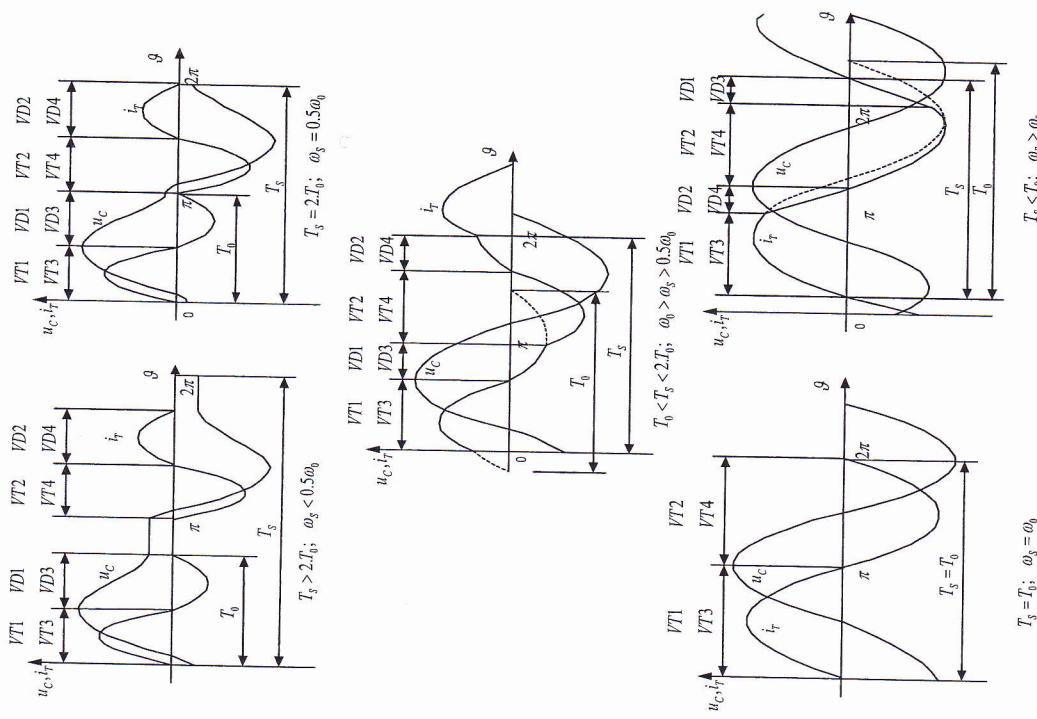
Фиг.5.11. Принципна схема на мостов транзисторен резонансен инвертор

На фиг.5.11 е показан мостов транзисторен резонансен инвертор с активен характер на товара. Естествено в зависимост от предназначението, възможни са и други варианти – най-често паралелен колебателен кръг. Възможно е и използване на изходящ трансформатор, индуктивността на първичната намотка на който да бъде част от индуктивността L . Възможно е и включване на високочестотен токоизправител във вторичната страна на трансформатора, при което се получават преобразуватели на постоянно в постоянно напрежение с резонансно превключване, като товарът може да бъде включен по различен начин към резонансния контур. Тези преобразуватели не са обект на разглеждане в настоящата част, така че при описание особеностите в работата на инвертора от фиг.5.11 се предполага, че свързаните между т. А и т.В елементи се свеждат до показаната на фигуранта схема. На фиг.5.12 са показани времеподлагамите на тока през диагонала на моста i_T и напрежението на кондензатора u_C в няколко харacterни режими на работа в зависимост от съотношението между честотата на превключване на транзисторите ω_3 и резонансната честота на последователния кръг ω_0 . Означени са приборите, които провеждат в различните времемени интервали. Трябва да се отбележи, че първите три режими са постижими и при тирисорните резонансни инвертори с обратни диоди – фиг.5.5, където подробно бе разгледано действието. След спадане на тока до 0 през поредната двойка диоди паралелно свързани транзистори се включват техните антипаралелни свързани диоди. Ако следващата двойка транзистори се включва със закъснение спрямо спадането на тока през диодите до 0, се получава режим на прекъснат ток през твора с изключване и на транзисторите и на диодите при нулев ток. Ако честотата на управление е ранна на половината от резонансната $\omega_3 = 0.5\omega_0$ – вторите времеподлагами, отново превключването е при нулев ток, но токът през твора е непрекъснат. В третия режим на работа, когато $0.5\omega_0 < \omega_3 < \omega_0$, изключване при нулев ток се получава само при транзисторите. След спадане на тока до 0 през поредната двойка транзистори веднага се включва следващата, при което в идеалния случай не се използват обратните диоди. Те обаче са необходими, т.к. винаги са възможни закъснения и неточности при превключване на транзисторите, а и поддържането в режим на резонанс става с определена точност и време на достигане при переходни процеси. Особено интересен е последният режим на работа – превключване с честота по-висока от резонансната. Преди токът през поредната двойка провеждащи транзистори да е спаднал до 0, се подават импулси за изключването им и за включване на следващата двойка транзистори. Първоначално събаче започва да провежда

двойката антипаралелно свързани диоди на транзисторите, които са получили импулси за включване. Чак когато токът през диодите им спадне до 0, започват да провеждат транзисторите. Така например, след изключване на $VT1, VT3$ и подаване на импулси за включване на $VT2, VT4$, първоначално провеждат $VD2, VD4$ и след стадане на тока през тях до 0 започват да провеждат транзисторите. Ясно е, че за диодите се реализира режим на изключване при нулев ток, а за транзисторите – режим на включване при нулево напрежение, т.к. преди да започне да провежда транзисторът е провеждал неговият обратен диод. В този режим е възможно като защитни елементи на приборите да се използват само паралелно свързани на тях кондензатори, т.к. при включване на транзисторите те ще бъдат разредени и не е необходимо да се ограничава разрядният им ток. По този начин се избягва разсейване на активна мощност в останалите елементи от защитната група [44].

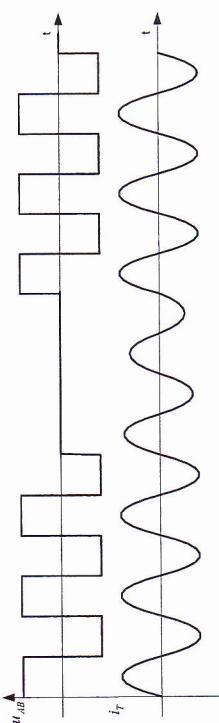
От направленото разглеждане и свързаните с него времедиаграми на фиг. 5.12 става ясно, че посредством използване на описаните режими на работа, може да се регулира мощността в товара на инвертора. За тази цел е необходимо посредством системата за управление да се променя честотата на управляващите импулси за силовите прибори по отношение резонансната честота. Това е т.н. честотно - импулсна модулация – pulse frequency modulation – PFM или честотно регулиране.

На фиг. 5.13 е пояснен още един начин за промяна на мощността в товара – използване на модулация пълнотността на импулсите – pulse density modulation – PDM. Показвано е напрежението в изхода на инверторния мост между т.А и т.В от фиг. 5.11 – u_{AB} , както и токът през товара i_T . Харктерна е появата на интервал, през който напрежението върху последователния резонансен кръг става равно на 0. Това се получава чрез едновременно подаване на импулси за включване на двета долни или на двета горни по схемата транзистори. По този начин се създават условия за свободни затихвания колебания на тока през единния транзистор и обработки диод на другия полупериод и смяна на транзистора и диода през другия полупериод. През останалото време, когато се включват двойките диагонално свързани транзистори се поддържа режим на резонанс. В случай, че товарът се променя, а и по време на переходните процеси за достигане и поддържане на този режим, е нужно да се промени и честотата на управляващите импулси. Следователно системата за управление трябва за притечава възможности и за честотно - импулсна модулация. Необходимо е да се отбележи разликата между този режим и режима на прекъснат ток през товара, разгледан на първите времедиаграми от фиг. 5.12. И там по време на паузите напрежението между т.А и т.В с равно на 0, но ток през товара не пропича. При предизвикано проследяване на действието на транзисторния инвертор в режим с модулация пътността на



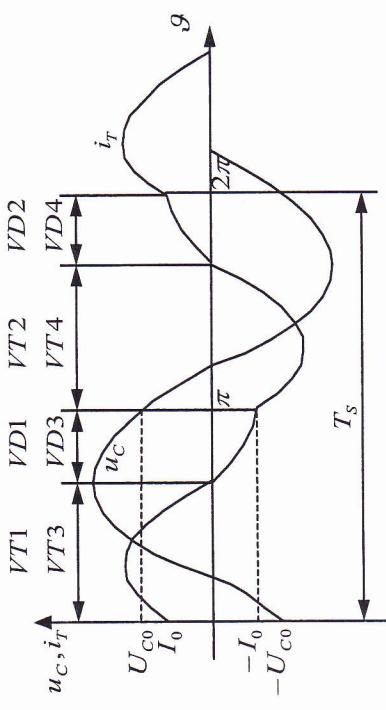
Фиг. 5.12. Времедиаграми, показвящи действие на мостовия транзистор при резонансен инвертор от фиг. 5.11

времедиаграмите от фиг. 5.14 [48]. Началните условия за тока през товара и напрежението на кондензатора са $i_r(t=0) = I_0$ и $u_c(t=0) = -U_{C0}$. Еквивалентната схема за първия полупериод $\frac{T_s}{2}$ в операторен вид е показана на фиг. 5.15.



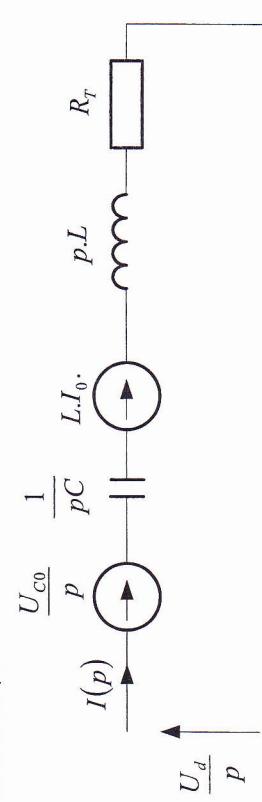
Фиг. 5.13. Времедиаграми, показващи модулация по време на импулсите

импулсите може да се види, че след интервала на нулево напрежение в диагонала на моста единият от поредните диагонално свързани транзистори включва при нулево напрежение, т.к. преди това е провеждал на обратния му диод. Това е транзисторът, който е бил използван по време на паузата на напрежението. При този метод възможностите за регулиране на мощното в товара са две: 1. поддържане на постоянен интервал на нормална работа на резонансния инвертор (например фиксиран брой периоди) и промяна продължителността на интервала, през който напрежението в диагонала на моста е равно на 0. 2. промяна на напрежението на интервала на нормална работа на резонансния инвертор (например променлив брой периоди) при фиксирана продължителност на интервала, през който напрежението в диагонала на моста е равно на 0.



Фиг. 5.14. Времедиаграми за анализ на работата на инвертора от фиг. 5.11

Анализът на работата на транзисторния резонансен инвертор в режим на честотно - импулсна модулация може да бъде извършен с помощта на



Фиг. 5.15. Еквивалентна схема за първи полупериод от фиг. 5.14

За тока през веригата и напрежението на кондензатора могат да се запишат уравненията:

$$(5.32) \quad I(p) = \frac{\frac{U_d + L.I_0}{p} + \frac{U_{C0}}{p.C}}{R_r + p.L + \frac{1}{p.C}}$$

След решаване и преминаване към оригиналните се получават изразите:

$$(5.34) \quad i(t) = e^{-\delta t} \left[I_0 \cos \omega_0 t + \left(\frac{U_d + U_{C0}}{\omega_0 L} - I_0 \frac{\delta}{\omega_0} \right) \sin \omega_0 t \right]$$

$$(5.35) \quad u_c(t) = U_d - e^{-\delta t} \left[(U_d + U_{C0}) \cos \omega_0 t + \left[(U_d + U_{C0}) \frac{\delta}{\omega_0} - I_0 \right] \sin \omega_0 t \right]$$

Замества се $t = \frac{\theta}{\omega_0}$ и се въвеждат следните относителни величини:

$$(5.36) \quad i_R = \frac{i}{U_d / \omega_0 L}; \quad u_{CR} = \frac{u_c}{U_d}; \quad I_{0R} = \frac{I_0}{U_d / \omega_0 L}; \quad U_{COR} = \frac{U_{C0}}{U_d}$$

При това изрази (5.34) и (5.35) получават вида:

$$(5.37) \quad i_R(\vartheta) = e^{\frac{\delta \omega_0 \cdot \vartheta}{\omega_0 \omega_s}} \left[I_{0R} \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot g + \left(1 + U_{C0R} - \frac{\delta}{\omega_0} \cdot I_{0R} \right) \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot g \right]$$

$$(5.38) \quad u_{CR}(\vartheta) = 1 - e^{-\frac{\delta \omega_0 \cdot \vartheta}{\omega_0 \omega_s}} \left[\left(1 + U_{C0R} \right) \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot g + \left[\left(1 + U_{C0R} \right) \frac{\delta}{\omega_0} - I_{0R} \left(1 + \frac{\delta^2}{\omega_0^2} \right) \right] \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot g \right]$$

Фиг.5.16. Векторна диаграма за опростяване на израз (5.37)

Като се вземе предвид фиг.5.16 от (5.37) може да се запише :

$$(5.39) \quad i_R(\vartheta) = I_{mR} \cdot e^{\frac{\delta \omega_0 \cdot \vartheta}{\omega_0 \omega_s}} \cdot \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot g - \varphi \right)$$

където :

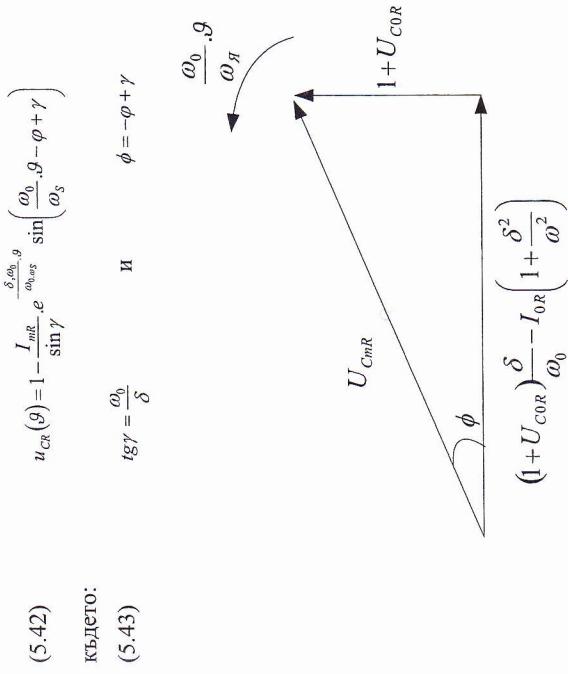
$$(5.40) \quad I_{mR} = \sqrt{I_{0R}^2 + \left(1 + U_{C0R} - \frac{\delta}{\omega_0} \cdot I_{0R} \right)^2}$$

$$(5.41) \quad \lg \varphi = - \frac{I_{0R}}{1 + U_{C0R} - \frac{\delta}{\omega_0} \cdot I_{0R}}$$

$$(5.42) \quad u_{CR}(\vartheta) = 1 - \frac{I_{mR}}{\omega_0 \omega_s} \cdot e^{-\frac{\delta \omega_0 \cdot \vartheta}{\omega_0 \omega_s}} \cdot \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot g - \varphi + \gamma \right)$$

$$(5.43) \quad \lg \gamma = \frac{\omega_0}{\delta} \quad \text{и} \quad \phi = -\varphi + \gamma$$

Тъй като φ съответства на началното дефазиране на тока от фиг.5.14. В (5.41) той е дефиниран със знак „минус“, което отразено в (5.29) съответства на времедиаграмите от фиг.5.14. Като се вземе предвид фиг.5.17, от (5.38) може да се запише :



След заместване на (5.44) в (5.37) и (5.38) и решаване на получената система уравнения се получава:

$$(5.45) \quad I_{0R} = -\frac{\sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot \pi}{\cosh \left(\frac{\delta \omega_0}{\omega_0 \omega_s} \cdot \pi \right) + \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot \pi}$$

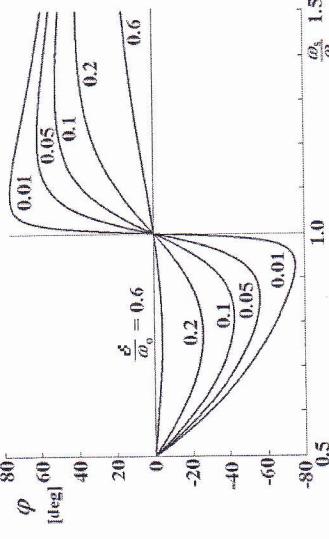
$$(5.46) \quad U_{C0R} = \frac{\sinh \left(\frac{\delta \omega_0}{\omega_0 \omega_s} \cdot \pi \right) - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot \pi}{\cosh \left(\frac{\delta \omega_0}{\omega_0 \omega_s} \cdot \pi \right) + \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot \pi}$$

При заместване на (5.45) и (5.46) в (5.41) се получава:

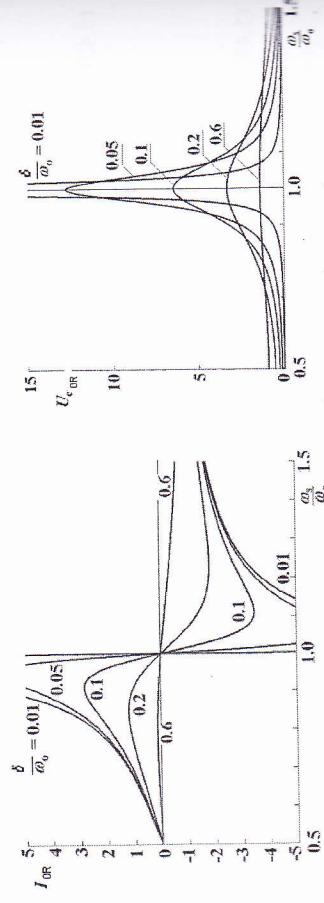
$$(5.47) \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\sin \frac{\omega_0 - \omega_s}{\omega_s} \pi}{e^{\frac{\delta \omega_0 - \omega_s}{\omega_s} \pi} + \cos \frac{\omega_0 - \omega_s}{\omega_s} \pi}$$

Относителните величини в (5.45-5.47) са функции само на отношението между честотата на управление и резонансната честота $\frac{\omega_s}{\omega_0}$ при параметър $\frac{\delta}{\omega_0}$. Същото се отнася и за дефинираната в (5.40) величина I_{mR} .

Следователно това се отнася и за изменението от текущия ъгъл на относителните величини на тока през товара и напрежението на кондензатора – (5.39) и (5.42).



a



b

Фиг.5.18. Графични зависимости в съответствие с изрази (5.45-5.47)

Това позволява въз основа на (5.45 - 5.47) да бъдат построени графичните зависимости [48], показани на фиг.5.18, от които могат да се направят съответни изводи. Режимът на прекъснат ток не се разглежда, т.к. не е характерен за транзисторните инвертори. Търгът на начално дефазиране φ (фиг.5.18a) е равен на 0 в режим на резонанс $\omega_s = \omega_0$ и при $\omega_s = 0.5\omega_0$ - виж фиг.5.12. Това съпада и с нулевите стойности на тока I_{mR} - фиг.5.18b. Стойностите на този ток нарастват с намаляване на отношението $\frac{\delta}{\omega_0}$, съвързано най-често с намаляване на затихването в резултат на намаляване стойността на R_p . При $\omega_0 > \omega_s > 0.5\omega_0$ тези стойности съответстват на тока, при който включват транзисторите, а при $\omega_s > \omega_0$ - на тока, при който включват диодите. Така че от гледна точка на комутационните загуби добре е те да бъдат по-малки по-малки – например работи с честота равна на резонансната или два пъти по-малка от нея. От фиг.5.18b се вижда, че началното напрежение на кондензатора нараства с приближаване към режим на резонанс толкова повече, колкото е по-малко отношението $\frac{\delta}{\omega_0}$.

Определянето на ъгълът φ позволява да бъдат определени времената на проводимост на транзисторите и диодите от схемата на инвертора. Така например за транзисторите в режим с по-висока от резонансната честота:

$$(5.48) \quad t_T = \frac{T_S}{2} - \frac{\varphi}{\omega_0},$$

а при всички останали режими:

$$(5.49) \quad t_T = \frac{\pi + \varphi}{\omega_0}$$

Времето на провеждане на диодите в режим с $\omega_s = 0.5\omega_0$ е равно на времето на провеждане на транзисторите:

$$(5.50) \quad t_D = t_D = \frac{T_0}{2}$$

В останалите режими:

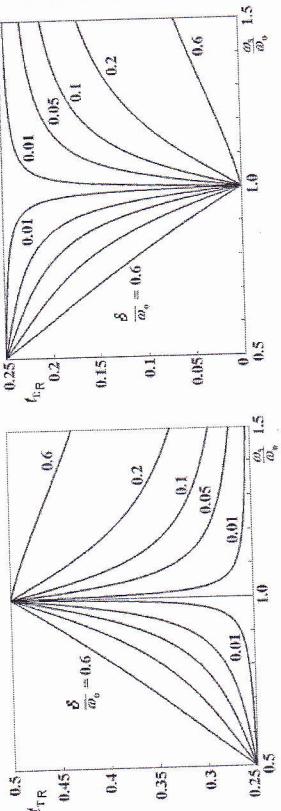
$$(5.51) \quad t_D = \frac{T_S - t_T}{2}$$

Въвеждат се относителни стойности на тези времена спрямо периода на превключване:

$$(5.52) \quad t_{TR} = \frac{t_T}{T_S}; \quad t_{DR} = \frac{t_D}{T_S}$$

На фиг.5.19 са представени съответните графични зависимости.

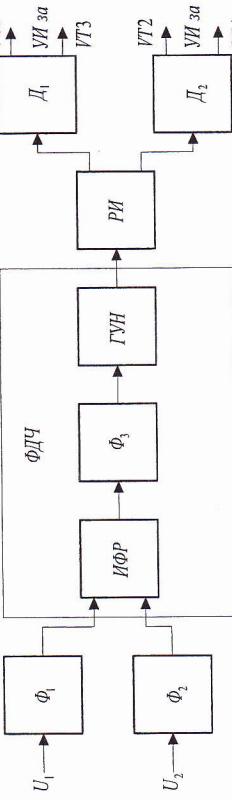
5.4. СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА РЕЗОНАНСНИТЕ ИНВЕРТОРИ



Фиг. 5.19. Графични зависимости за времената на провеждане на транзисторите и диодите при инвертора от фиг. 5.11

В режим на резонанс всеки транзистор провежда през време равно на половината от периода на превключване, а диодите не провеждат. В режим с $\omega_3 = 0.5\omega_0$ всеки от приборите провежда по една четвърт от периода. В останалите режими съотношението на времето на проводимост на транзисторите и диодите зависи в голяма степен от $\frac{\delta}{\omega_0}$. Каго цяло при отдалечаване от резонанс в двете посоки разликата между времето на проводимост на транзисторите и диодите нараства с увеличаване на отношението $\frac{\delta}{\omega_0}$.

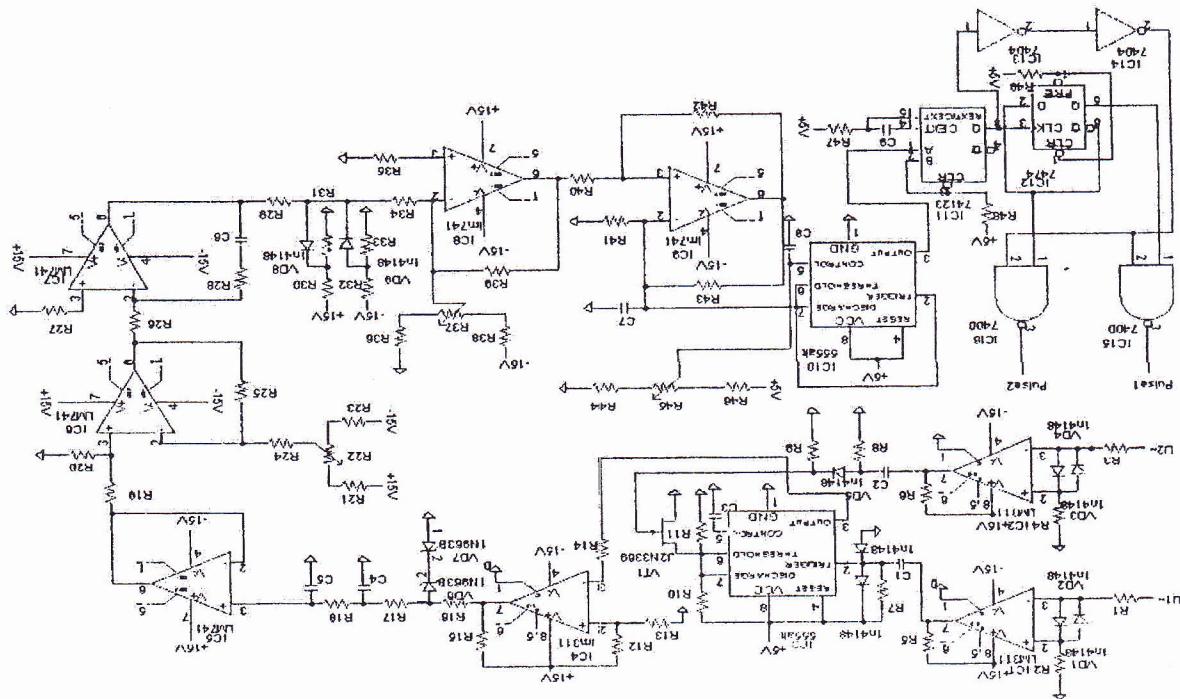
В настоящата част основно внимание бе отдelenо на мостовата схема на транзисторен резонансен инвертор. Възможно е и използване на други схемни конфигурации – полумостова схема, схема с високочестотен изходен трансформатор и средна точка на първичната намотка и др. Но при всички от тях обаче освен честотно - импулсна модулация е възможно и използване на модулация на пълността на импулсите – PDM.



Фиг. 5.20. Блокова схема на система за управление на резонансни инвертори с честотно-импулсна модулация

Тези сигнали постъпват като измерител на фазова разлика – ИФР и след филтриране – ϕ_3 напрежението, пропорционално на тази разлика, променя честотата на генератора, управяван с напрежение – ГУН. Трите блока могат да бъдат реализирани по различен начин в аналогово или цифрово изпълнение, като съществуват и специализирани интегрални схеми за фазова донастройка на честотата – ФДЧ. Между ϕ_3 и ГУН може да се въведе сравняващо устройство, където да се задава необходимата фазова разлика, съответстваща на режима на работа на резонансния инвертор. Следват разпределител на импулси – РИ и драйвери – D_1, D_2 за формиране

Фиг. 5.21. Принципна схема за изпълнение на мултиплексор с определен брой



на управляващите импулси преди подаването им към управляващите електроди на силовите прибори.

На фиг. 5.21 е показана принципната схема на система за управление на тиристорен резонансен инвертор с обратни диоди [3]. Състои се от следните основни блокове:

- Измерител на фазова разлика – IC1 до IC4, VT1, VD1 до VD7, R1 до R25, C1 до C5;
- Повторител на напрежение (буферно стъпало) – IC5;
- Сравняващо устройство (диференциален усилвател) – IC6, R19 до R25;
- Пропорционално-интегрален регулатор – IC7, R26 до R28, C6;
- Двустранен ограничител – VD8, VD9, R29 до R22;
- Инвертиращ суматор – IC8, R34 до R39;
- Преобразувател на напрежение-честота – IC9, IC10, R40 до R46, C7, C8;
- Формировател на пролъжителността на управляващите импулси (накаш мултивибратор) – IC11, R47, R48, C9;
- Разпределител на импулсите – IC12 до IC16, R49.

Размерителят на фазова разлика изработва в изхода си (напрежението върху кондензатора C5) постоянно напрежение със стойност и полярност, зависещи от фазовата разлика между двете входни променливи напрежения U1 и U2. Всяко от тези напрежения се получава от датчици за следне на величините, фазовата разлика между които ще се поддържа постоянно (в частност равна на 0). IC1 и IC2 са свързани като компаратори с нулев праг на сработване (детектори на нулата). По преход от положително към отрицателно напрежение на извод 7 на IC1 в изхода (извод 3) на IC3 се получава положително напрежение, а по преход от отрицателно към положително напрежение на извод 7 на IC1 на извод 3 на IC4 се получава напрежение, приблизително равно на 0. Така получените еднополярни импулси в изхода на интегралния таймер 555 се преобразуват в двуполярни с помощта на IC4, свързана като компаратор на напрежение. Ясно е, че съотношението между времената, през които на извод 7 на IC4 има положително или отрицателно напрежение ще зависи от фазовата разлика между входните сигнали. След ограничаване и филтриране, върху кондензатора C5 се получава постоянно напрежение, чиято полярност и стойност зависят от фазовата разлика.

Повторителят на напрежение IC5 служи за съгласуване между изхода на измерителя на фазова разлика и сравняващото устройство.

Порадиством R22 е зададено напрежение, съответстващо на фазовата разлика, която системата за автоматично регулиране (САР) на инвертора трябва да поддържа постоянна (0 в частност в режим на резонанс). По този начин напрежението на извод 6 на IC6 във всеки момент от време съответства на грешката в САР.

Пропорционално-интегралният регулатор IC7 определя динамичните свойства и устойчивостта на затворената САР, като параметрите му се изчисляват предварително на базата на възможния диапазон на изменение на товара на инвертора. Помредством двустранни ограничител входното напрежение към R34 е ограничено отдолу (R32, R33, VD9) и отгоре (R30, R31, VD8). Тези две гранични стойности определят съответно най-високата и най-ниската частота на управляемите импулси за тиристорите на инвертора.

Напрежението на изхода на ограничителя се сумира със зададено чрез R37 напрежение. Последното определя начината частота на системата за управление. Това е частотата, на която ще заработи инверторът при пускане.

Честотата на изходните импулси на извод 3 на IC10 – изхода на преобразувателя напрежение - частота, е пропорционална на входното му напрежение – от извод 6 на IC8. Напрежението на извод 5 на IC10 определя кофициента на пропорционалност и чрез регулиране може да се променят характеристистиките на затворената САР.

В изхода на чакания мултивибратор – извод 13 на IC11, се получават положителни импулси, чиято продължителност съответства на необходимата за включване на тиристорите на инвертора. Формирователят на продължителността на импулсите сепуска по зален фронт на импулсите от изхода на преобразувателя напрежение - частота. От импулсната поредица, постъпваща на входа на разпределителя на импулси – извод 3 на IC12, в изхода Pulse1 се получават отрицателни импулси, съответстващи условно на всеки четен импулс на входа. Съответно в изхода Pulse2 се получават отрицателни импулси, съответстващи условно на всеки нечетен входен импулс.

На фиг.5.22 е показана структурна схема за реализация на метода с модулация пътността на импулсите – PDM. Каналът за управление на резонансния инвертор с честотно - импульсна модулация е идентичен с този от фиг.5.20 и предназначението му е да поддържа транзисторния инвертор в резонанс. Допълнително е включен втори канал, чието предназначение е регулиране и стабилизиране на дадена величина, свързана с обекта – например напрежение в изхода на инвертора, мощност върху товара, температура и т.н. Напрежението от изхода на регулатора Р определя продължителността на логическата 0 в изхода на широчинно - импульсния модулатор – ПИМ. През това време в изхода на тригера нивото е логическа 0 и са включени долните по схемата тиристори от фиг.5.11. Осъществява се режимът, при който напрежението в диагонала на моста е 0. Трябва да се отбележи, че включването на D – тригера е необходимо за синхронизация.

Разрешаването работата на поредната двойка диагонално свързани тиристори трява да става по фронт, по който е станала забраната.

И тук, както и при схемата от фиг.5.20, за част от функциите могат да

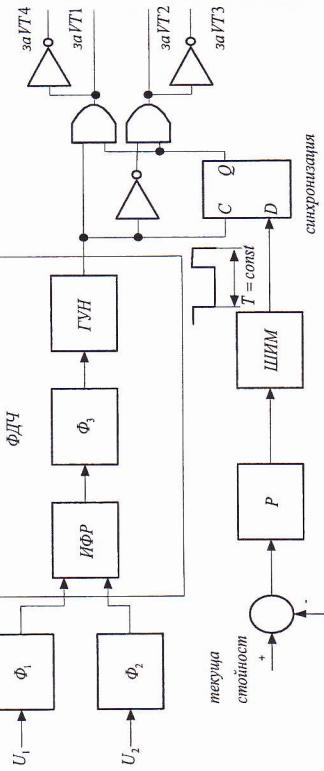
се използват интегрални аналогови PLL – схеми, програмируеми

аналогови схеми или програмируеми цифрови PLL-схеми.

Възможно е и използване на част от възможностите на цифров

сигнален процесор за поддържане в резонанс работата на транзисторен

резонансен инвертор с схема на DC/DC преобразувател [26].



Фиг.5.22. Блокова схема на система за управление на резонанси инвертори с модулация пътността на импулсите

Така изработените изходни импулси се подават към крайните стъпала за формиране по мощност и параметри, необходими за включване на тиристорите на инвертора.

На фиг.5.22 е показана структурна схема за реализация на метода с модулация пътността на импулсите – PDM. Каналът за управление на резонансния инвертор с честотно - импульсна модулация е идентичен с този от фиг.5.20 и предназначението му е да поддържа транзисторния инвертор в резонанс. Допълнително е включен втори канал, чието предназначение е регулиране и стабилизиране на дадена величина, свързана с обекта – например напрежение в изхода на инвертора, мощност върху товара, температура и т.н. Напрежението от изхода на регулатора Р определя продължителността на логическата 0 в изхода на широчинно - импульсния модулатор – ПИМ. През това време в изхода на тригера нивото е логическа 0 и са включени долните по схемата тиристори от фиг.5.11. Осъществява се режимът, при който напрежението в диагонала на моста е 0. Трябва да се отбележи, че включването на D – тригера е необходимо за синхронизация.

Разрешаването работата на поредната двойка диагонално свързани тиристори трява да става по фронт, по който е станала забраната.

И тук, както и при схемата от фиг.5.20, за част от функциите могат да се използват интегрални аналогови PLL – схеми, програмируеми

аналогови схеми или програмируеми цифрови PLL-схеми.

Възможно е и използване на част от възможностите на цифров

сигнален процесор за поддържане в резонанс работата на транзисторен

резонансен инвертор с схема на DC/DC преобразувател [26].

На фиг.5.22 е показана структурна схема за реализация на метода с модулация пътността на импулсите – PDM. Каналът за управление на резонансния инвертор с честотно - импульсна модулация е идентичен с този от фиг.5.20 и предназначението му е да поддържа транзисторния инвертор в резонанс. Допълнително е включен втори канал, чието предназначение е регулиране и стабилизиране на дадена величина, свързана с обекта – например напрежение в изхода на инвертора, мощност върху товара, температура и т.н. Напрежението от изхода на регулатора Р определя продължителността на логическата 0 в изхода на широчинно - импульсния модулатор – ПИМ. През това време в изхода на тригера нивото е логическа 0 и са включени долните по схемата тиристори от фиг.5.11. Осъществява се режимът, при който напрежението в диагонала на моста е 0. Трябва да се отбележи, че включването на D – тригера е необходимо за синхронизация.

Разрешаването работата на поредната двойка диагонално свързани тиристори трява да става по фронт, по който е станала забраната.

И тук, както и при схемата от фиг.5.20, за част от функциите могат да се използват интегрални аналогови PLL – схеми, програмируеми

аналогови схеми или програмируеми цифрови PLL-схеми.

Възможно е и използване на част от възможностите на цифров

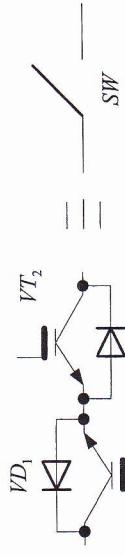
сигнален процесор за поддържане в резонанс работата на транзисторен

резонансен инвертор с схема на DC/DC преобразувател [26].

ГЛАВА 6. МАТРИЧНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ

6.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

Матричните преобразуватели са директни преобразуватели на променливотокова в променливотокова електрическа енергия без междинно преобразуване. В общия случай преобразуването става от токови входни в п - изходни фази, като напоменаването на преобразувателите идва от това, че във всяка пресечна точка на входните и изходни фазови проводници има свързани двуполосочни пълноуправляеми силови прибори, най-често съществени по показания на фиг.6.1 начин.



Фиг.6.1. Начин за реализация на двуполосочен пълноуправляем силов прибор и използвано условно означение

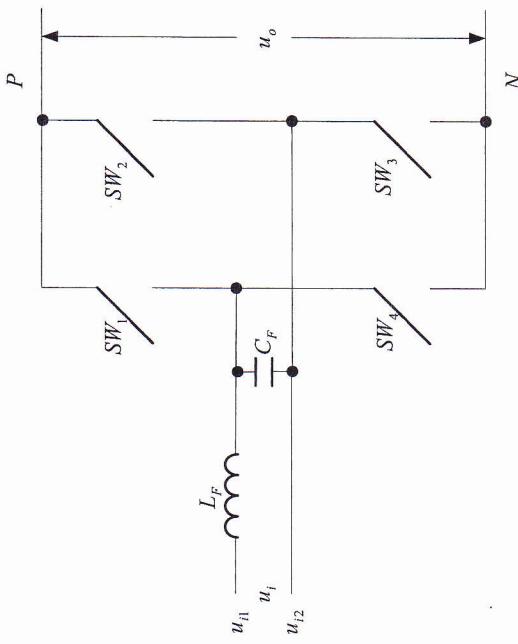
Проводимост в едната посока се осигурява от VT_1, VT_2 , а в другата – от VD_1, VD_2 . Комбинацията се означава често на принципните схеми като ключ SW . Представата на матричните преобразуватели се състои в следното:

- Повишаван коефициент на полезно действие, т.к. не е необходимо преобразуване на променливотоковата електроенергия от захранващата мрежа в постояннотокова, а след това отново в променливотокова с възможност за регулиране на честотата и стойността на изходното напрежение.
- Подобрен фактор на мощност по отношение на захранващата мрежа и хармоничният състав на тока от нея, т.к. чрез подходящо управление е възможно консумираният ток да бъде синусоидален и във фаза със съответното напрежение на мрежата, независимо от регулирането на преобразувателя.

Едновременно с това матричните преобразуватели изискват по-сложни методи за управление и регулиране, реализирани със системи за управление на базата на програмирана логика или цифрови сигнални процесори.

6.2. ОСНОВНИ СХЕМИ И ЗАВИСИМОСТИ

На фиг.6.2 е показвана принципната схема на еднофазен матричен преобразувател, т.е. $m=n=1$. Възможностите за управление на силовите прибори, независимо от полупериода на входното напрежение u_i , са следните:



Фиг.6.2. Схема на еднофазен матричен преобразувател

- едновременно включване на SW, SW_3 . Поллярността и моментната стойност на напрежението между т. Р и т. N се определят от поллярността и моментната стойност на входното напрежение.
- едновременно включване на SW_2, SW_4 . Поллярността и моментната стойност на напрежението между т. Р и т. N се определят от поллярността и моментната стойност на входното напрежение.
- едновременно включване на SW, SW_4 или/и SW_2, SW_3 . Независимо от поллярността и стойността на входното напрежение стойността на изходното е 0.

Изключва се възможността за едновременно включване на SW, SW_2 или SW_3, SW_4 . То по принцип е възможно, но трябва да се има предвид, че входната верига на моста се дава некъсно и входният ток нараства. В зависимост от характера на товара е възможно след това да се включва някоя от двойките диагонално свързани прибори и запасната енергия в индуктивността да се поеме от товара. Филтерът L_F, C_F отстранява високочестотните смущения към захранващата мрежа в резултат на превключването на силовите прибори. Състоянието на силовите прибори – включчен или изключен, се описва в матричен вид:

$$[SW] = \begin{bmatrix} SW_1 & SW_2 \\ SW_3 & SW_4 \end{bmatrix}$$
(6.1)

Ясно е, че елементите на тази матрица могат да имат стойност 1 или

0. Входното напрежение u_i се представя като:

$$(6.2) \quad u_i = u_{i_1} - u_{i_2}$$

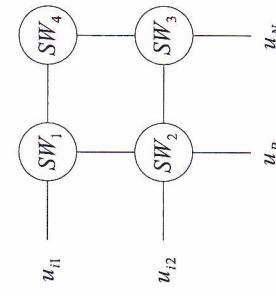
където u_{i_1} и u_{i_2} са напрежения спрямо условна точка с нулев потенциал от вида:

$$(6.3) \quad u_{i_1} = \frac{U_M}{2} \sin \theta; \quad u_{i_2} = -\frac{U_M}{2} \sin \theta$$

По отношение на изхода се въвеждат две напрежения u_p и u_N спрямо същата условна точка, като изходното напрежение се определя от израза:

$$(6.4) \quad u_o = u_p - u_N$$

Схемата от фиг.6.2 може да се представи в следния вид:



Фиг.6.3 Условно представление за анализа на схемата от фиг.6.2

По този начин могат да се използват векторите на входните и изходните напрежения:

$$(6.5) \quad [u_i] = \begin{bmatrix} u_{i_1} \\ u_{i_2} \end{bmatrix}; \quad [u_o] = \begin{bmatrix} u_p \\ u_N \end{bmatrix}$$

Връзката между тях с матрицата на управлението (6.1) е:

$$(6.6) \quad [u_o] = [SW][u_i]$$

или при заместване от (6.1) и (6.5):

$$(6.7) \quad \begin{bmatrix} u_p \\ u_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} SW_1 & SW_2 \\ SW_4 & SW_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{i_1} \\ u_{i_2} \end{bmatrix}$$

Въз основа на (6.4) и (6.7) се получава:

$$(6.8) \quad u_o = (SW_1 u_{i_1} + SW_2 u_{i_2}) - (SW_4 u_{i_1} + SW_3 u_{i_2})$$

$$\text{или } (6.9) \quad u_o = (SW_1 - SW_4)u_{i_1} + (SW_2 - SW_3)u_{i_2}$$

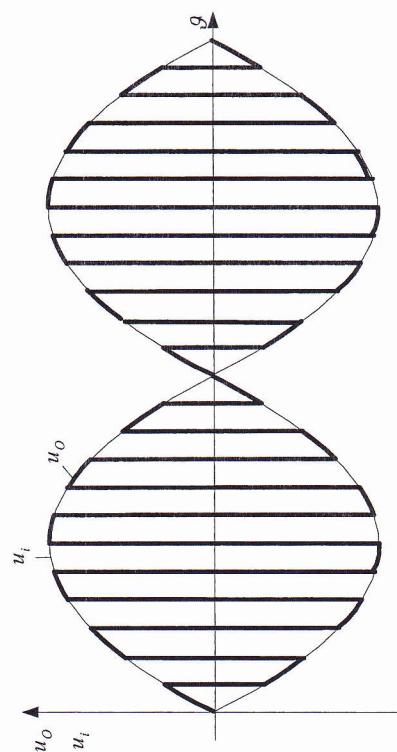
Предполага се използване на едновременно включване само на диагонално свързани прибори. Управляващите сигнали са поредица правовъгълни импулси с амплитуда 1 и коефициент на затъпване 0.5 при честота ω_s . По този начин развието в ред на Фурье на управляващите сигнали е:

$$(6.10) \quad (SW_1 - SW_4) = \frac{4}{\pi} \sin \omega_s t + \frac{4}{\pi} \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t)$$

След заместване на (6.3) и (6.10) в (6.9) и преобразуване се стига до израза:

$$(6.11) \quad u_o = \frac{4}{\pi} U_M \sin \omega_s t \sin \omega_s t - \frac{4}{\pi} U_M \sin \omega_s t \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t)$$

На фиг.6.4 са показани времедиаграмите на входното u_i и на изходното напрежение u_o . Последната се описва с израз (6.11).



Фиг.6.4 Времедиаграми на напреженията за еднофазен матричен преобразувач

Изходно напрежение с такава форма може да бъде използвано например за електротехнологични цели, може да се трансформира чрез високочестотен трансформатор и преобразува в постоянно с желана стойност и т.н. [49]. Честотата на основната му хармонична се променя чрез ω_s .

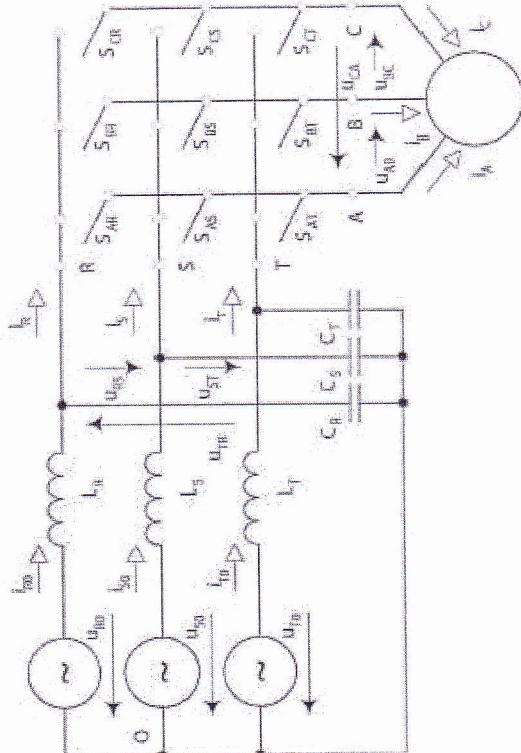
Посредством умножение отляво в двете страни на (6.6) с обратната матрица на матрицата на управлението - $[S\bar{W}]^{-1}$ може да се получи зависимостта между входния и изходния ток:

$$(6.12) \quad [I_i] = [S\bar{W}]^{-1} \cdot [I_o]$$

Т.е. докато формата на изходното напрежение се определя от входното в съответствие с (6.6), то формата на входния ток се определя от изходния в съответствие с (6.12).

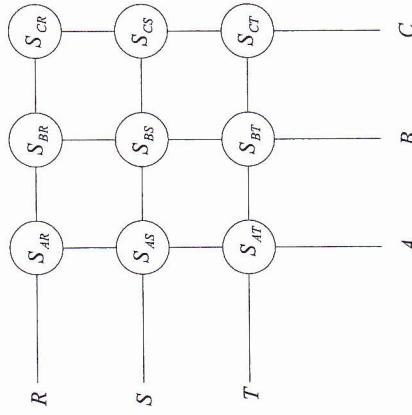
Да предположим, че се поддържа режим на резонанс между изходното напрежение и изходния ток – например при индукционно нагряване. Тогава токът на входа на мостовата схема ще се състои от еднополарни импулси с полярността на полупериода и с нарастваща амплитуда към максимума му. Посредством входния филтър L_F, C_F може да се отдели само първата му хармонична, която е с близка до синусоидалната форма и във фаза с входното напрежение. По този начин може да се поддържа фактор на моднност по отношение на захранващата мрежка много близък до 1, без отдельно стъпала за корекцията му.

Действието на трифазен матричен преобразувател при $m=n=3$ е пояснено с помощта на фиг. 6.5. Показани са входните филтри и са означени всички напрежения и токове. Преобразувателят се състои от



Фиг. 6.5. Схема за поясняване действието на трифазен матричен преобразувател

девет двуносочни пълноуправляеми силови прибора, означени като ключове с индексите на входната и изходна трифазни системи. Най-често този вариант се използва да управление и регулиране на трифазни променливотокови електродвигатели. Опростено разположението на приборите по отношение на входните и изходни шини е показано на фиг. 6.6.



Фиг. 6.6. Условно представяне за анализа на схемата от фиг. 6.5

Като се вземе предвид, че всяка една от изходните шини във всяки момент от време може да бъде включена само към една от входните, то възможните комбинации между състоянията на ключовете са 27. По този начин може да се синтезират по форма изходните напрежения, да се променя стойността и честотата им. Възвеждат се следните вектори за входните и изходни напрежения и токове в схемата:

$$(6.13) \quad [U_i] = \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix}; \quad [I_i] = \begin{bmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{bmatrix}; \quad [U_o] = \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix}; \quad [I_o] = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}$$

както и матрица на управлението, отразяваща състоянието на двуносочните прибори:

$$(6.14) \quad [S] = \begin{bmatrix} S_{AR} & S_{AS} & S_{AT} \\ S_{BR} & S_{BS} & S_{BT} \\ S_{CR} & S_{CS} & S_{CT} \end{bmatrix}$$

Тогава зависимостта на изходните напрежения от входните е:

ГЛАВА 7. АКТИВНИ СИЛОВИ ФИЛТРИ

7.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

Съществуват две основни направления на работата за подобряване показателите (фактор на мощност и хармоничен състав на тока) на силови електронни устройства по отношение на захранващата мрежа: 1. създаване на нови схеми на преобразуватели и методи за управлението им, притежаващи подобрени показатели. 2. създаване на силови електронни устройства, коригиращи фактора на мощност и подобряващи хармоничния състав на тока от мрежата на вече инсталирало електрооборудване.

Примери за успешни резултати от работата по първото направление са двугосочните преобразуватели - глава 1, матрични преобразуватели – глава 6, специални схеми за корекция фактора на мощност като входно стъпало на силови електронни устройства [2] и др. Известни са класически методи за промяна по отношение втората насока – пасивни филтри за висши хармонични, статични компенсатори на реактивна мощност и др. Много бързо в последно време се развиват изследванията и практическата реализация в областта на активните силови филтри [19,27]. Това са най-общо казано силови електронни устройства, управлявани по подходящ начин, предназначени за подобряване качеството на електрическата енергия. Те притежават възможност за ефективна работа, бързодействие и адаптивност при промени на товари за мрежата. Паралелните активни силови филтри коригират фактора на мощност и хармоничния състав на консумиранятия от нея ток на консуматори с влошени показатели. За тази цел по-рядко могат да се използват и последователни активни силови филтри. Основното предназначение на последните е корекция формата на мрежовото напрежение, захранващо чувствителни консуматори. Те могат да се разглеждат и като устройства за възстановяване формата на напрежението (dynamic voltage regulator). Съвместното използване на двета вида активни силови филтри представлява универсален подобрител качеството на електрическата енергия (unified power quality conditioner).

7.2. ПАРАЛЕЛНИ АКТИВНИ СИЛОВИ ФИЛТРИ

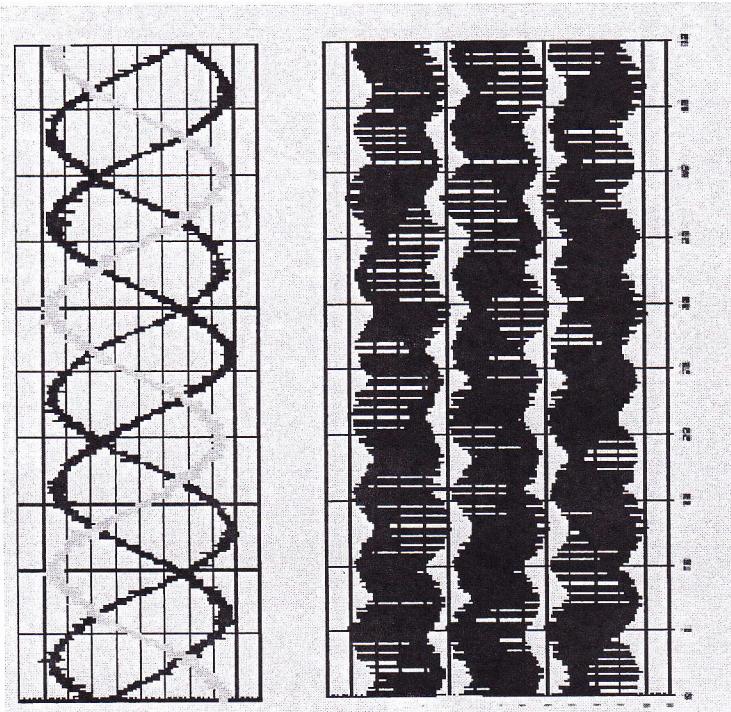
Принципът на действие на паралелните активни силови филтри (shunt active power filters) е пояснен на фиг. 7.1. Отнася се както за еднофазни, така и за трифазни системи. Захранващата мрежа е представена с източник на мрежово напрежение U_s и преобладаващо индуктивен характер – I_s , като консумираният от нея ток е I_s . При липса на

$$(6.15) \quad [U_o] = [S][U_r] \quad \text{или} \quad \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{AR} & S_{AS} & S_{AT} \\ S_{BR} & S_{BS} & S_{BT} \\ S_{CR} & S_{CS} & S_{CT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix}$$

а зависимостта на входните токове от изходните:

$$(6.16) \quad [I_o] = [S]^{-1}[I_r]$$

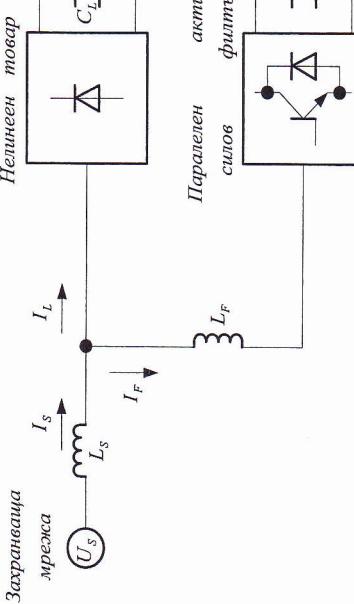
На фиг. 6.7 е показана формата на трите изходни фазови тока (горе) и системата изходни фазови напрежения (долу) на трифазен матричен преобразувател, захранващ асинхронен електродвигател. Системите за



Фиг. 6.7. Времедиаграми на основните величини за трифазен матричен преобразувател, захранван асинхронен електродвигател

управление на тези преобразуватели се изтраждат на базата на пространствено – векторна широчинно – импулсна модулация [37,39]. Друго приложение на трифазния матричен преобразувател е в системи за електрическо захранване при използване на ветрогенератор.

активния силов филтър този ток съвпада с тока на консуматора I_L . Последният в най-общия случай е нелинеен, показан на фиг. 7.1 с най-често срещания неуправляем токозаправител с активно - капиталитен характер на товара. В общия случај нелинейният товар натоварва захранващата мрежа с несинусoidalен ток (причина за намаляване на кофициента на изкривяване D), чиято първа хармонична е дефазирана спрямо мрежковото напрежение (причина за намаляване кофициента на дефазиране $\cos\varphi$ и натоварване с реактивна мощност Q). Активният силов филтър е показан чрез най-често използваната схема – двупосочен преобразувател, захранван от източник на напрежение. Както бе пояснено в глава 1 индуктивността L_F е необходима за работата му. Основната идея се състои в следното: 1. непрекъснато се следят консумирани от товара мощности по различни алгоритми в системата за управление. 2. посредством математически преобразувания се намира тази еталонна форма на тока на филтъра I_F , която ако бъде генерирана от него, ще допълни тока на товара до синусoidalен ток за захранващата мрежа. 3. посредством подходящо управление на силовите прибори на филтъра се следи намерената стаплонна форма на тока.



Фиг. 7.1. Схема за пояснение принципа на действие на паралелен активен силов филтър

този начин се свеждат до минимум консумираните реактивни мощност и мощност на изкривяване, като системата товар - активен силов филтър има поведение на активно съпротивление по отношение на захранващата мрежа. Естествено консумираната с филтър активна мощност се повишава за сметка на загубите в него, които практически не надвишават 5%.

Нека разгледаме случая, когато филтърът коригира само формата на тока до синусоида, т.е. компенсира само мощността на изкривяване. Предполага се кофициент на дефазиране $\cos\varphi$ приблизително равен на 1, което е приблизително върно например за показания на фиг. 7.1 товар Ефективната стойност на тока на товара съдържа основен и висши хармонични:

$$(7.1) \quad \begin{aligned} I_L &= \sqrt{I_{L_1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2}{K_H^{-2}}} + \sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2 = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2}{K_H^{-2}}} \left(\frac{1 + K_H^2}{K_H} \right) \\ I_L &= \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2} \cdot \sqrt{\frac{1 + K_H^2}{K_H}} \end{aligned}$$

Където K_H е кофициентът на хармонични на товарния ток:

$$(7.2) \quad K_H = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2} / I_{L_1}$$

Вързката между него и кофициента на изкривяване формата на тока е:

$$(7.3) \quad \nu = \frac{I_{L1}}{I_L}$$

$$(7.4) \quad \nu = \frac{1}{\sqrt{1 + K_H^2}}$$

Ако се пренебрече активната мощност във филтъра, то неговият ток съдържа само висши хармонични:

$$(7.5) \quad I_F = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2}$$

При заместване на (7.5) в (7.2) и имайки предвид (7.4) се получава:

$$(7.6) \quad I_L = I_F \cdot \sqrt{\frac{1}{1 - \nu^2}}$$

Пълната мощност, консумирана от мрежата след включване на филтъра, ще бъде:

$$(7.7) \quad S = U_s \cdot I_L = U_s \cdot I_F \cdot \sqrt{\frac{1+K_H^2}{K_H^2}} = U_s \cdot I_F \cdot \sqrt{\frac{1}{1-\nu}}$$

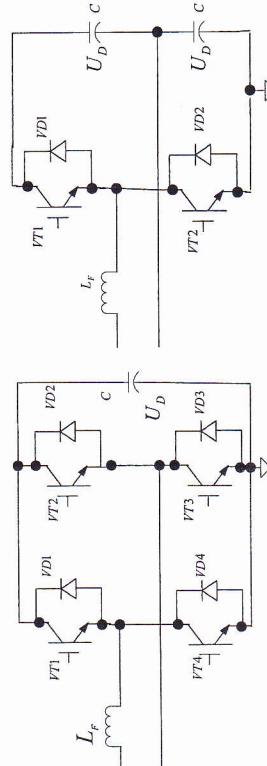
В относителни единии зависимостта между мощността на товара, кофициента му на хармонични и необходимата стойност на тока на трифазен и еднофазен активен силов филтър са съответно:

$$(7.8) \quad \frac{S}{\sqrt{3} \cdot U_{LL}} = I_F \cdot \sqrt{\frac{1+K_H^2}{K_H^2}}$$

$$(7.9) \quad \frac{S}{U_s} = I_F \cdot \sqrt{\frac{1+K_H^2}{K_H^2}}$$

където U_{LL} е ефективната стойност на линейното напрежение в трифазната захранваща мрежа, U_s - ефективната стойност на напрежението в еднофазна мрежа, а I_F - ефективната стойност на тока на филтъра за фаза. Зависимости (7.8) и (7.9) дават възможност да се определи ефективната стойност на тока на еднофазен и трифазен паралелни активни силови филтри, при известна стойност на напреженията, пълната мощност на товара и кофициента му на хармонични, разбира се при направените в началото на разглежданията предположения. Обикновено стойностите на S и K_H се установяват след предварителни измервания, за да се избере подходящ филтър.

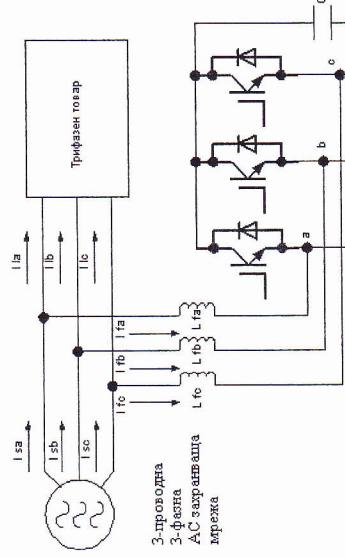
Най-широко разпространение за реализация на паралелни активни силови филтри са получили двупосочните транзисторни преобразуватели, захранвани от източник на напрежение. На фиг. 7.2 са показани принципните мостови и полумостови еднофазни схеми.



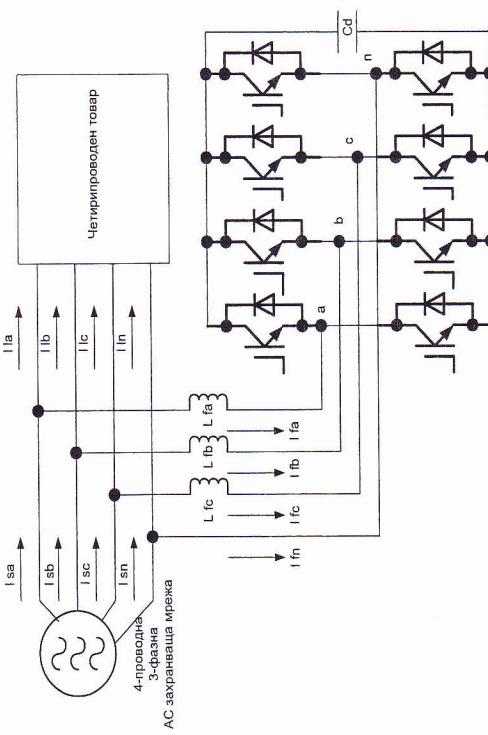
Фиг. 7.2. Принципни схеми на еднофазни двупосочни преобразуватели за реализация на паралелни активни силови филтри

Принципът им на действие при следне на естalonна крива за тока е разгледан в глава 1. По - надолу се дават сведения по какъв начин се формира тази крива при активните силови филтри. На фиг. 7.3 е показано

свързване на трифазен паралелен активен силов филтър при трифазна трипроводна система захранвани напрежения, а на фиг. 7.4 - при трифазна четирипроводна система.



Фиг. 7.3. Свързване на трифазен паралелен активен силов филтър при трипроводна система захранвани напрежения



Фиг. 7.3. Свързване на трифазен паралелен активен силов филтър при четирипроводна система захранвани напрежения

Фиг. 7.4. Свързване на трифазен паралелен активен силов филтър при четирипроводна система захранвани напрежения

От казаното дотук се вижда, че поради сложността на задачите, които трябва да бъдат решавани в реално време, управлението може да бъде реализирано на базата на цифров сигнален процесор или програмируема логика. Две са най-общо основните задачи пред реализацията на управлението на паралелните активни силови филтри. Първа - за правилното функциониране на двупосочните преобразуватели е необходимо да се стабилизира напрежението върху кондензатора C_d - U_d на стойност по - голима от максималната на захранващото напрежение. Обикновено това става чрез включване в системата на подходящ пропорционално - интегрален регулатор, влияещ върху стойността на еталонната крива за тока. Втората задача е формирането на тази еталонна крива. Тук съществуват различни методи при еднофазните и трифазните активни силови филтри. Изборът на метод за използване е свързан и с необходимия брой и вид на датчиците, използвани за обратни връзки. Едната от тях е, както бе обелизано, за напрежението на захранващата мрежа C_d . Втората обратна връзка е за напрежението на захранващата мрежа – за развитието във времето и стойността при еднофазната мрежа и за развитието във времето и стойността на две или три от напреженията при трифазната мрежа. От фиг. 7.1 се вижда, че могат да се използват обратни връзки за трите тока, но кои точно, зависи от използванния метод. Ясно е, че токът на товара (или два от фазовите токове при трифазна система) трябва да бъде следен. Съществуват методи с предсказване (predictive control), които се ограничават само с този ток. Но – често се използва и датчик за тока на филтьра, който се следи във времето. Другата възможна комбинация е ток на товара и общ ток от захранващата мрежа, който трябва да е синусoidalен и във фаза със захранващото напрежение. От използваните методи на управление по-известни са: широчинно – импулсна модулация, хистерезисно – токово регулиране с постоянна или променлива честота, следящо управление (sliding mode control), управление с използване на фази – логика или невронни мрежи, използване на генетични алгоритми и др. [19,27]. Един от най - разпространените методи е използване на бързо преобразуване на Фурье в реално време, при което от тока на товара се извличат висшите гармонични, на тяхна база се формира еталонна крива за тока на филтьра, която се следи по подходящ начин чрез управление на приборите му. Интересен метод, при който освен тока на товара се следи тока от захранващата мрежа, който е приложен при еднофазни и трифазни активни силови филтри, е методът на “еквивалентната синусоида” [18]. При него се извърти преобразуванието на Фурье и същността му се състои в следното: Да се формира еталонна синусоида за тока от захранващата мрежа на системата товар - паралелен активен силов филтер, която да съответства само на активната мощност, консумирана от товара, без да работи филтьрът. Тази синусоида (или три синусоиди при трифазна система) да се следи чрез превключване на силовите прибори. За

реализация на метода, посредством дискретизация на кривите на мрежовото напрежение и тока на товара, се измерва активната мощност P_L , консумирана от него. От дискретизираната крива на захранващото напрежение се изчислява ефективната му стойност U_S . При правилна работа на активния силов филтер факторът на мощност на системата товар - филтер по отношение на захранващата мрежа става близък до 1 и ако се пренебрегнат запубите във филтъра, пълната мощност след включване на филътра S_{L-APP} ще бъде само активна, равна на активната P_L :

$$(7.10) \quad S_{L-APP} = U_S I_S = U_S \cdot \frac{I_{SM}}{\sqrt{2}} = P_L$$

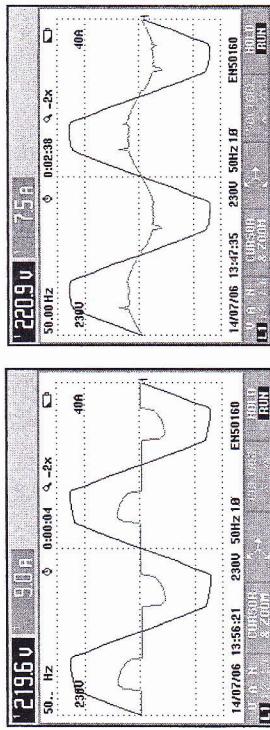
От последната връзка на (7.10) в реално време за всеки период на мрежовото напрежение се изчислява максималната стойност на “еталонната синусоида” за тока от захранващата мрежа. След това съществуват различни възможности за следене на тази синусоида – хардуерно или софтуерно.

На базата на този метод може да се извърши и балансиране при трифазни несиметрични товари, като се измери активната трифазна мощност $P_{L,3F}$ и се изчисли максималната стойност на “еквивалентната синусоида”, като мощността се разпредели равномерно:

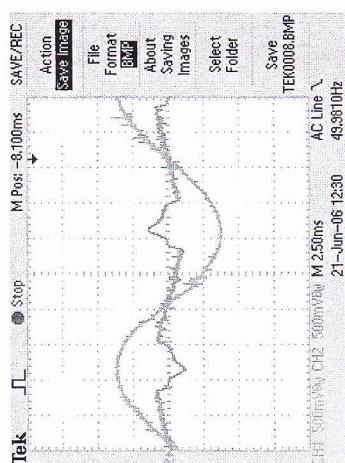
$$(7.11) \quad \frac{P_{L,3F}}{3} = U_S \cdot \frac{I_{SM}}{\sqrt{2}}$$

В (7.11) се предполага симетрична система захранвани напрежения. От тук могат да се получат трите синусоиди за трите фазови тока, които трябва да се консумират от системата трифазен товар – трифазен паралелен активен силов филтер, за да бъде факторът на мощност близък до 1. Примерна реализация на метода е показана на фиг. 7.5 за еднофазен филтер по полумостова схема. Вариантът умислен е представен с персонален компютър и развойна система, за да се подчертава важността на разработката, оптимизацията и настройката на софтуера. Разбира се в готовото изделие остава само модулът на цифровия сигнален процесор. Както се вижда, използва се три обратни връзки по напрежение (напреженови трансдюсери VTr) и две по ток (токови трансдюсери CTr) – за тока на товара и за общия ток от захранващата мрежа. Следят се напрежението и върху двата кондензатора, поради възможния разбаланс между тях. Разликата между текущата стойност и заданата по напрежение се обработва от пропорционално – интегрален регулатор, реализиран софтуерно. Изходната величина на регулатора умножава максималната стойност на еталонната синусоида, получена от (7.10). След изчисляване еталонната синусоида се синтезира софтуерно и през цифрово

- аналогов преобразувател се подава към системата за хистерезисно - токово следене, където се сравнява с текущата стойност на тока от мрежата.



Фиг. 7.6. Резултати от работата на еднофазен паралелен активен силов филтър с нелинейен товар

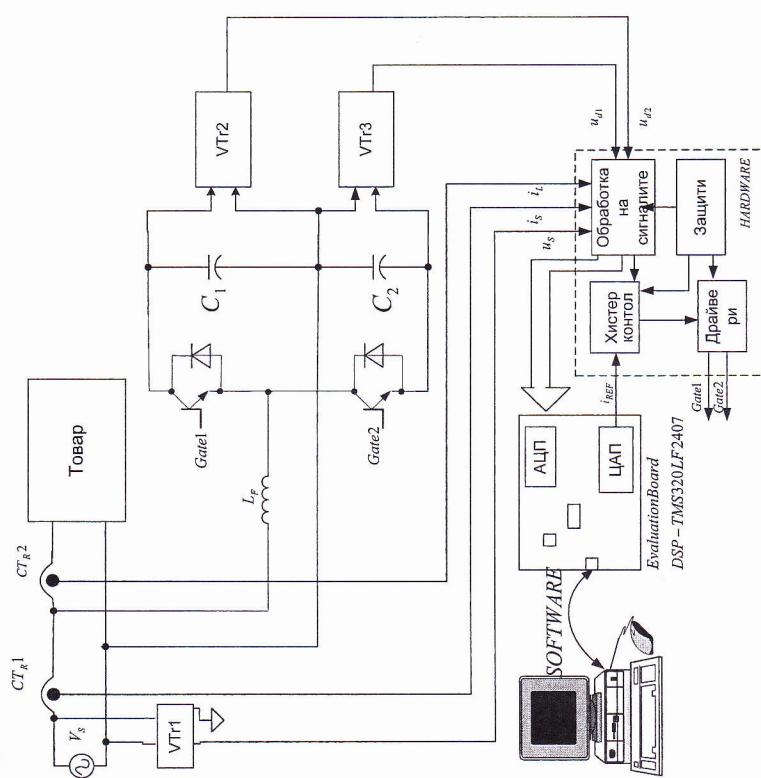


Фиг. 7.7. Осцилограми на мрежовото напрежение и генерирана от филтъра ток

За управление на трифазни паралелни активни силови филтри най-често се използва "теория на Акаги-Набае", известна още като "теория за моментните мощности" или "р-q теория" [52]. Разглежда се триразна трипроводна система захранвана от мрежа – товар. Трифазните системи напрежения и токове от пространствени а-в-с координатни системи се трансформират в равнинни $\alpha - \beta$ координатни системи посредством:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

(7.12)



Фиг. 7.5. Структурна схема, поясняваща реализацията на метода на "еталонната синусоида" при еднофазен паралелен активен силов филтър

На фиг. 7.6 са показвани резултати от работата на филтъра с нелинейен товар – вляво – без включен филтър, а вдясно – с включен филтър. На фиг. 7.7 е представено мрежовото напрежение и кривата на тока, генерирана от филтъра. Тя е допълнила тока на нелинейния товар до синусоида. Представеният пример за реализация на системата за управление, както и резултатите от фиг. 7.6 и фиг. 7.7 имат за цел да обярнат вниманието на читателя върху комплексния характер и сложността на активните силови филтри. Както бе вече споменато, известни са и други методи за реализация.

$$(7.13) \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

В тази теория се използват понятията „реална моментна мощност p “ и „имагинерна моментна мощност q . В съответствие с нея, мощността p се дефинира и в двете координатни системи:

$$(7.14) \quad p = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = e_a i_a + e_\beta i_\beta$$

Мощността q се дефинира само в равнинната система:

$$(7.15) \quad q = e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha$$

Изрази (7.14) и (7.15) могат да се представят във вида:

$$(7.16) \quad \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Т.к. в $\alpha - \beta$ координатната система мощността p се представя като произведение на напрежения и токове с едноменни координати, и там тя има дименсия [W]. Мощността q въпреки, че представлява произведение на напрежения и токове, има различен характер от p , т.к. те са с разноменни координати. За нея е предложена дименсия „имагинерен вят“ [JW]. При умножение отляво на двете страни на (7.16) с обратната матрица на напрежението, се получава:

$$(7.17) \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix}$$

Този израз може да бъде представен във вида:

$$(7.18) \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{eq} \\ i_{bp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{eq} \\ i_{bp} \end{bmatrix}$$

Имайки предвид (7.14) и (7.18) се получава:

$$(7.19) \quad \begin{bmatrix} p_a \\ p_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha i_\alpha \\ e_\beta i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha i_{eq} \\ e_\beta i_{bp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha i_{eq} \\ e_\beta i_{bp} \end{bmatrix}$$

Следователно:

$$(7.20) \quad p = p_a + p_\beta = e_\alpha i_{eq} + e_\beta i_{bp} + e_\alpha i_{eq} + e_\beta i_{bp}$$

При заместване от (7.18) и (7.19) се получава:

$$(7.21) \quad p = \frac{e_\alpha^2}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \cdot p + \frac{-e_\alpha e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \cdot q + \frac{e_\alpha e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \cdot q$$

Сумата на последните два члена е 0. Следователно:

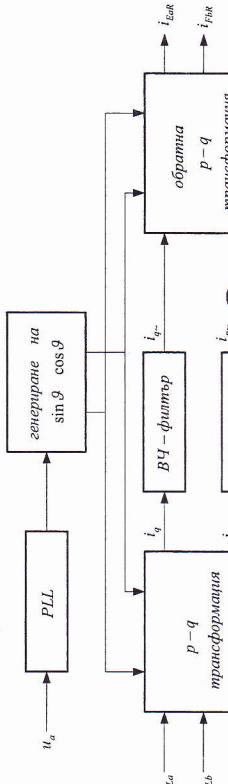
$$(7.22) \quad \begin{aligned} p &= e_\alpha i_{eq} + e_\beta i_{bp} \\ 0 &= e_\alpha i_{eq} + e_\beta i_{bp} \end{aligned}$$

От последните зависимости се правят следните изводи:

- първото уравнение дава активната мощност в трифазната система, но изразена чрез компонентите си в координатната система $\alpha - \beta$.
- второто уравнение показва, че сумата на тези компоненти е 0, т.е. те взаимно се компенсираят и съответстват на реактивната мощност в трифазната система, също изразена чрез компонентите си в координатната система $\alpha - \beta$.

Смисълът на теорията на Акаги-Набе се състои в това, че показва компонентите i_{eq}, i_{bp} на токовете i_a, i_β , които паралелният активен силов филтър трябва да елиминира.

Основната блокова схема, показваща реализацията на метода, е показана на фиг. 7.8.



Фиг. 7.8. Блокова схема за реализация на управление на трифазен паралелен активен силов филтър в съответствие с „методата на Акаги-Набе“

Синхронизацията със система за хранящи напрежения се осъществява по едно от тях – в случая u_a , посредством схема за фазова донастройка на честотата – PLL. Сигналите $\sin \vartheta$ и $\cos \vartheta$ са необходими

за правата и обратна трансформации на Парк (глава 3), а те се генерираят цифрово. Следват се трите фазови тока на товара – $i_{a\alpha}, i_{b\alpha}, i_{c\alpha}$, и от тях се получават компонентите i_p, i_q . Първоначално чрез (7.13) се получават i_a, i_b , които след това се подлагат на права трансформация на Парк (3.117). По този начин изходните токове на блока за права р- q трансформация са:

$$(7.23) \quad \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a\alpha} \\ i_{b\alpha} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a\alpha} \\ i_{b\alpha} \end{bmatrix}$$

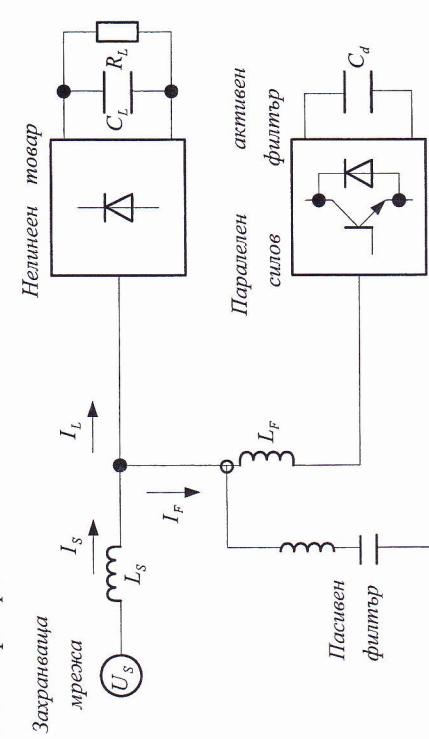
Различните гармонични на фазовите токове взаимодействват с фазовите напрежения, но в равнината координатна система $\alpha - \beta$, чрез (7.16) ще дадат различни компоненти на мощностите p, q , а следователно, имайки предвид (7.17) и (7.23), и на токовете i_p, i_q .

Първите гармонични на фазовите токове, които са във фаза с фазовите напрежения, взаимодействват с тях, ще дадат еднополярни криви (подобни на тези след двупулупериодно токоизправяне), съдържащи постоянна съставна. Т.е. постоянните съставни на токовете от (7.23) съответстват на активната мощност в системата.

Висшите гармонични на фазовите токове, взаимодействват с фазовите напрежения, ще дадат променливи съставни на токовете от (7.23). Това са компонентите, които трябва да се компенсират от активния силов филтър. Поради това двата тока се филтрират от високочестотни филтри (обикновено с честота на сриваане 10 Hz), на изходите на които се получават само променливите съставни i_{p-}, i_{q-} . Допълнително съществува контурът за стабилизация на напрежението U_d върху кондензатора C_d като изходният сигнал на PI - регулатора формира окончателната съставна на i_{p-} за следващия блок. В него се осъществява обратна р- q трансформация с използване на обратна трансформация на Парк за намirane на заданиета за токовете на филтъра $i_{p\text{far}}, i_{q\text{far}}, i_{F\text{far}}$ в съответствие със зависимостта:

$$(7.24) \quad \begin{bmatrix} i_{p\text{far}} \\ i_{q\text{far}} \\ i_{F\text{far}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{p-} \\ i_{q-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{p-} \\ i_{q-} \end{bmatrix}$$

За правата и обратна трансформации на Парк (глава 3), а те се генерираят цифрово. Следват се трите фазови тока на товара – $i_{a\alpha}, i_{b\alpha}, i_{c\alpha}$, и от тях се получават компонентите i_p, i_q . Първоначално чрез (7.13) се получават i_a, i_b , които след това се подлагат на права трансформация на Парк (3.117). По този начин изходните токове на блока за права р- q трансформация са:



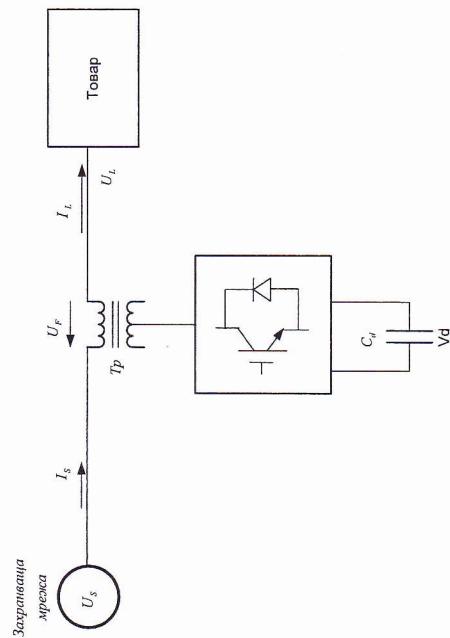
Фиг.7.9. Съврзане на хибриден филтър към неприведен товар

В този случай е възможно към съществуващи/и пасивни/и филтъри да се инсталира паралелен активен, като се обръне особено внимание на съчетанието на честотните им диапазони.

7.3. ПОСЛЕДОВАТЕЛНИ АКТИВНИ СИЛОВИ ФИЛТРИ

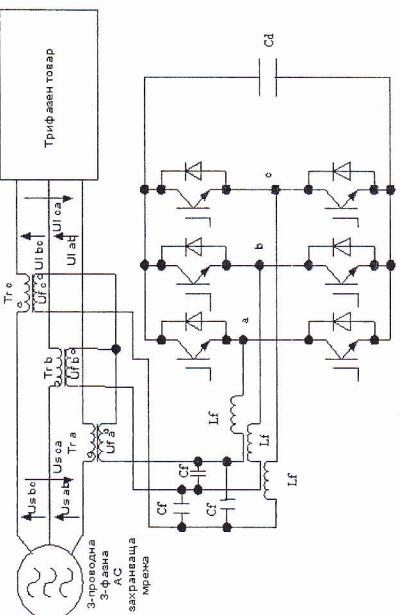
Възможно е използване на последователни активни силови филтри за отстраняване гармоничните на тока на товара [19]. По-често срещаното и типично тяхно използване обаче е за подобряване качеството на захранващото напрежение на чувствителни консуматори – отстраняване на гармонични, смущения и др. Възможно е в този случай функциите му да бъдат съвместни и с тези на система да непрекъсвамо електрическо захранване. Принципът на действие е пояснен с помощта на показаната на фиг.7.10 схема. Свързването към захранващата система става посредством трансформатор T_p . Във всеки момент от време напрежението U_F се сумира със захранващото U_s , като го допълва до идеално синусоидално. Това напрежение U_L захранва консуматора.

Принципните схеми за реализация на трифазни последователни активни силови филтри са показани на фиг. 7.11 и фиг. 7.12. И двете се захранват от източник на напрежение, който се използва по-често, въпреки че по принцип е възможно и използването на източник на ток. Схемата от фиг. 7.11 се състои от три еднофазни схеми, а тази от фиг. 7.12 е с намален



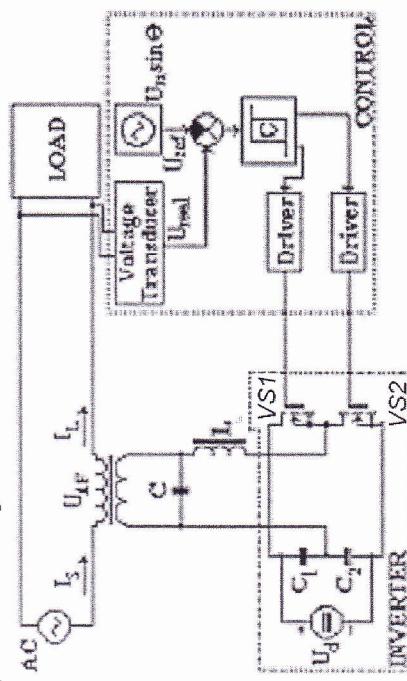
Фиг. 7.10. Схема за пояснение действието на последователен активен силов филтър

брой на силовите прибори и се базира на трифазния двупосочен транзисторен преобразувател. На нея за всяка фаза е показан и изходния



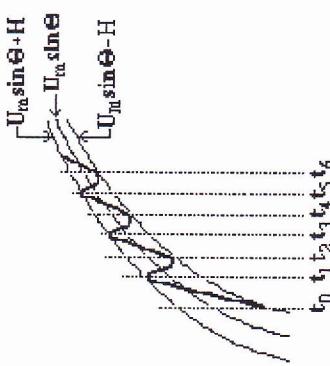
Фиг. 7.12. Принципна схема на трифазен последователен активен силов филтър на базата на трифазен двупосочен транзисторен преобразувател

LC – филтър, който намалява високоочестотните съставни на напрежението между всеки две от т. a, b, c, дължани се на превключването на силовите прибори. Напрежението на кондензатора на вски филтър се трансформира към страната на захранващата мрежа и сумира с нейното напрежение.



Фиг. 7.13. Схема за реализация на управление на еднофазен последователен активен силов филтър
реализиран посредством три еднофазни филтъра

На фиг.7.13 е пояснено действието на системата за управление на еднофазен последователен активен силов филтър, реализиран по полумостова схема. Захранващото напрежение U_d може да се получи чрез преобразуване от съдът захранваща мрежа или от друг източник на енергия – фотоволтаик, горивна клетка и др. Напрежението на товара се следи посредством обратна връзка и сравнява с еталонна синусоида, синхронизирана с напрежението на захранващата мрежа. Тя може да се получи чрез филтриране на мрежовото напрежение или най - често се генерира по цифров път в системата за управление. Разликата между нея и реалното напрежение на товара с определен хистерезис служи за превключване на силовите прибори – фиг.7.14.

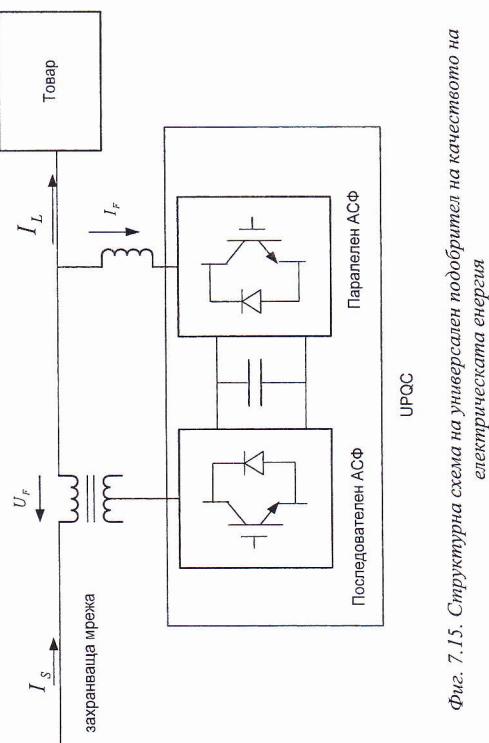


Фиг. 7.14. Времедиаграми за пояснение действието на последователен активен силов филтър с хистерезисно следене

Моментите t_0, t_2, t_4, \dots съответстват на достигане на долния праг и включване на транзистора VT_1 , а моментите t_1, t_3, t_5 – на достигане на горния праг и включване на VT_2 .

Съвместното използване на паралелен и последователен активни силови филтри представлява универсален подобрител на качеството на електрическата енергия (unified power quality conditioner – UPQC) – фиг. 7.15. Паралелният филтър служи за подобряване фактора на мощност на товара по отношение на захранващата мрежа и отстраняване хармоничните на консумираания от него ток. Последователният филтър подобрява качеството на напрежението, захранващо товара, отстранявайки нарушенията му.

Мастото на включване на активните силови филтри в системата е въпрос на сложен технико - икономически анализ и трябва да се решава съвместно от доставчик и потребител на електрическа енергия в съответствие с изискванията на стандартите.



Фиг. 7.15. Структурна схема на универсален подобрител на качеството на електрическата енергия

ЛИТЕРАТУРА

1. Анчев М.Хр., М.С.Минчев, Системи за непрекъсваемо електрическо захранване, С., Авангард, 2005, 2006.
2. Анчев М.Хр., Енергийна ефективност на силови електронни устройства, С., ТУ-София, 2000.
3. Анчев М.Хр., Ръководство за лабораторни упражнения по силови електронни устройства, С., изд. на ТУ-София, 2002.
4. Анчев М.Хр., Опростен алгебричен алгоритъм за директно микропроцесорно управление на инвертори със синусоидална широчинно-импульсна модулация, Е+Е, 3-4, 1992, стр.13-15.
5. Беркович Е.И., Г.В.Ивенский, Ю.С.Йоффе, А.Т.Маграк, В.В.Морутун, Тиристорные преобразователи повышенной частоты, Л., Энергоатомиздат, 1983.
6. Бобчева М.Л., Н.П.Градинаров, Г.Ю.Малеев, Е.И.Попов, М.Хр.Анчев, Силова електроника, изд.на ТУ-София, 1998, 2001.
7. Бобчева М.Л., С.Е.Табаков, Основи на преобразувателната техника, С., Техника, 1988.
8. Бодданов Н.Н., Автономные преобразователи, М., МЭИ, 1986.
9. Гончаров Ю.П., В.В.Ермуратский, Э.И.Занка, А.Ю. Штейнберг, Автономные инверторы, К., 1974.
10. Каров Р.Л., Преобразувателна техника, С., Техника, 1994.
11. Минчев М.С., Й.Шопов, Е.Рад, Преобразувателна техника, С., Авангард, 2006.
12. Начев Н.А., Г.Ю. Малеев, Силова електроника, С., Техника, 1979.
13. Полов Е.И., Директно определяне на установения режим в автономните инвертори, Е+Е, 11-12, 2004.
14. Полов Е.И., Анализ, моделиране и проектиране на преобразуватели устройства, изд. на ТУ-София, 2005.
15. Розанов Ю.К., Основы силовой электроники, М., Энергоатомиздат, 1982.
16. Руденко В.С., В.И. Сенько, И.М.Чиженко, Основы преобразувателной техники, М., Высшая школа, 1980.
17. Чаки Ф., Силовая электроника, пр.ог англ., М., Энергоиздат, 1982.
18. Akagi H., T.Sawae, A.Nabae , 130kHz 7.5 kW Current Source Inverters Using Static Induction Transistors for Induction Heating Applications, IEEE Trans. on Power Electr., vol.3, No3, July, 1988, pp.303-309.
19. Akagi H., Modern active filters and traditional passive filters, bull.of polish academy of sciences, vol.54, No3,2006, pp. 255 – 269.
20. Anchev M.H., M.P.Petkova, A.T.Kostov, Hysteresis current control of single-phase shunt active power filter using frequency limitation, Proceedings of Ninth LASTED PES Conf., 2007, Clearwater, USA, pp.233-238.
21. Antunes F.I.M., Braga H.A.C., Barbi I., Application of a generalized current multilevel cell to current-source inverters, IEEE Trans. On Industry Appl., vol.46, No1, pp.31-38.
22. Bao J., Li Y.L., Zhang Z.C., A 6-switch 5-level current-source inverter, Journal of Zhejiang Univ., 2006, 6, pp.1051-1055.
23. Bedford B.D., R.G.Hoff, Principles of Inverter Circuits, J. Wiley & Sons, New York, 1964.
24. Corzine K., Operation and Design of Multilevel Inverters, 2005.
25. GEC Plessey, MA838 Family, DS3798-3.1, 1995.
26. Christian H., Heinz W. van de Broeck, M. Ossmann, Fast Estimation Techniques for Digital Control of Resonant Converters, IEEE Trans. On PE, vol.18, No 1, pp.365-372.
27. El-Habrouk M., M. Darwish, P.Metha, Active Power Filters. A review, IEEE Proc.Electr. Power Appl., vol.147, No5, 2000, pp.403-413.
28. Haque T.M., A. Taheri, Using Neural Network for Execution of Programmed Pulse Width Modulation (PPWM) Method, IEEE Transaction Of Engineering, Computing and Technology, V6-2005, pp.58-61.
29. Huang J., K.A.Corzine, Extended Operation of Flying Capacitor Multilevel Inverters, IEEE Transaction On Power Electronics, vol.21, No1, 2006, pp.140-147.
30. Huansheng Xu, H.A. Toliyat, L.J.Petersen, Five- Phase Induction Motor Drives With DSP-Based Control System, IEEE Transaction On Power Electronics, vol.17, No 4, 2002, pp.524-531.
31. Ikuya S., Jun-ichi I.H. Ohguchi, A.Odaka, An Improvement Method of Matrix Converter Drives Under Input Voltage Disturbances, IEEE Transaction on Power Electronics, vol.22, No1, 2007, pp.132-138.
32. International Rectifier, AC TIG Welding Output Inverter Design, AN-1045, www.irf.com.
33. Keyhani A., J.W. Jung, Distributed Energy Systems, Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, vol.1, No2, 2004, pp. 33-40.
34. Kojabadi H.M., Yu B., I.J.Gadoura, Chang L.,M. Ghribi, A Novel DSP-Based Current-Controlled PWM Strategy for Single Phase Grid Connected Inverters, IEEE Transaction on Power Electronics, vol.21, No4, 2006, pp.985-993.
35. Lai J-Sheng, X.Huang, E.Papa, S.Cheng, T.Nehl, Inverter EMI Modeling and Simulation Methodologies, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.53, No3, 2006, pp.736-742.
36. Lee Kyo-Beum, F.Blaaberg, A Nonlinearity Compensation Method for Matrix Converter Drive, IEEE Power Electronics Letters, 2005, pp.1-6.
37. Lettel J., S. Fligl, Matrix Converter Control System, Progress in Electromagnetic Research Symposium, 2005, China, pp.395-398.

38. Luongo C.A., Superconducting storage systems: an overview, IEEE Trans.on Magnetics, vol.32, No1, pp.2214-2223.
39. Matti J., H.Tuusa, Comparison of Simple Control Strategies of Space-Vector Modulated Indirect Matrix Converter Under Distorted Supply Voltage, IEEE Transaction on Power Electronics, vol.22, No1, 2007, pp. 139-148.
40. Microchip Technology, Speed Control of 3-Phase Induction Motor Using PIC18 Microcontrollers, AN843, 2002.
41. Mitsubishi Electric, General Considerations for IGBT and Intelligent Power Modules, 1998.
42. Mitsubishi Electric, Main Applications for Power Modules, 1998.
43. Mitsubishi Electric, PV-IPM Application Note, 2006.
44. Mohan R., Power Electronics, Applications and Design, John Wiley & Sons, 1994.
45. Motorola Inc., Power Applications Manual, Bedford Ltd, 1993.
46. Motorola Inc., Industrial Control Applications, Tavistock Press, 1991.
47. Peng F.Z., Z-source Inverter, IEEE Trans. On Ind. Electr., vol.9, No2, 2003, pp.504-510.
48. Platek M., Z. Waradzin, Operating modes of full-bridge voltage-source series resonant inverter with PFM control for induction heating applications, Elektrotechnika i Elektronika, Tom 25, Zeszyt 1, 2006, pp. 58-67.
49. Ratanapanachote S.H.J.Cha P.N. Enjeti, A Digitally Controlled Switch Mode Power Supply Based on Matrix Converter, IEEE on Power Electronics, vol.21, No1, 2006, pp.124-130.
50. Salo M., H. Tuusa, A Vector-Controlled PWM Current-Source-Inverter-Fed Induction Motor with a New Stator Current Control method, IEEE Trans. On Ind. Electr., vol.52, No2, 2005, pp. 523-531.
51. SGS Thomson , Discrete Power Semiconductor Handbook, CRC Press, 1995.
52. Skvarenina T., The Power Electronics Handbook, CRC Press, 2002.
53. Texas Instruments, Application Report BORA073, Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors, 1998.
54. Texas Instruments, Application Report BORA048, Clarke & Park Transforms of the TMS320C2XX, 1996.
55. Texas Instruments, Space-Vector PWM with TMS320C24X/F24X Using Hardware and Software Determined Switching Patterns, AR SPRAS24, 1999.
56. Wells J.R., B.M.Nee, P.L.Chapman, P.T.Krein, Selective Harmonic Control: A General Problem Formulation and Selected Solutions, IEEE Transaction on Power Electronics, vol.20, No6, 2005, pp.1337-1345.