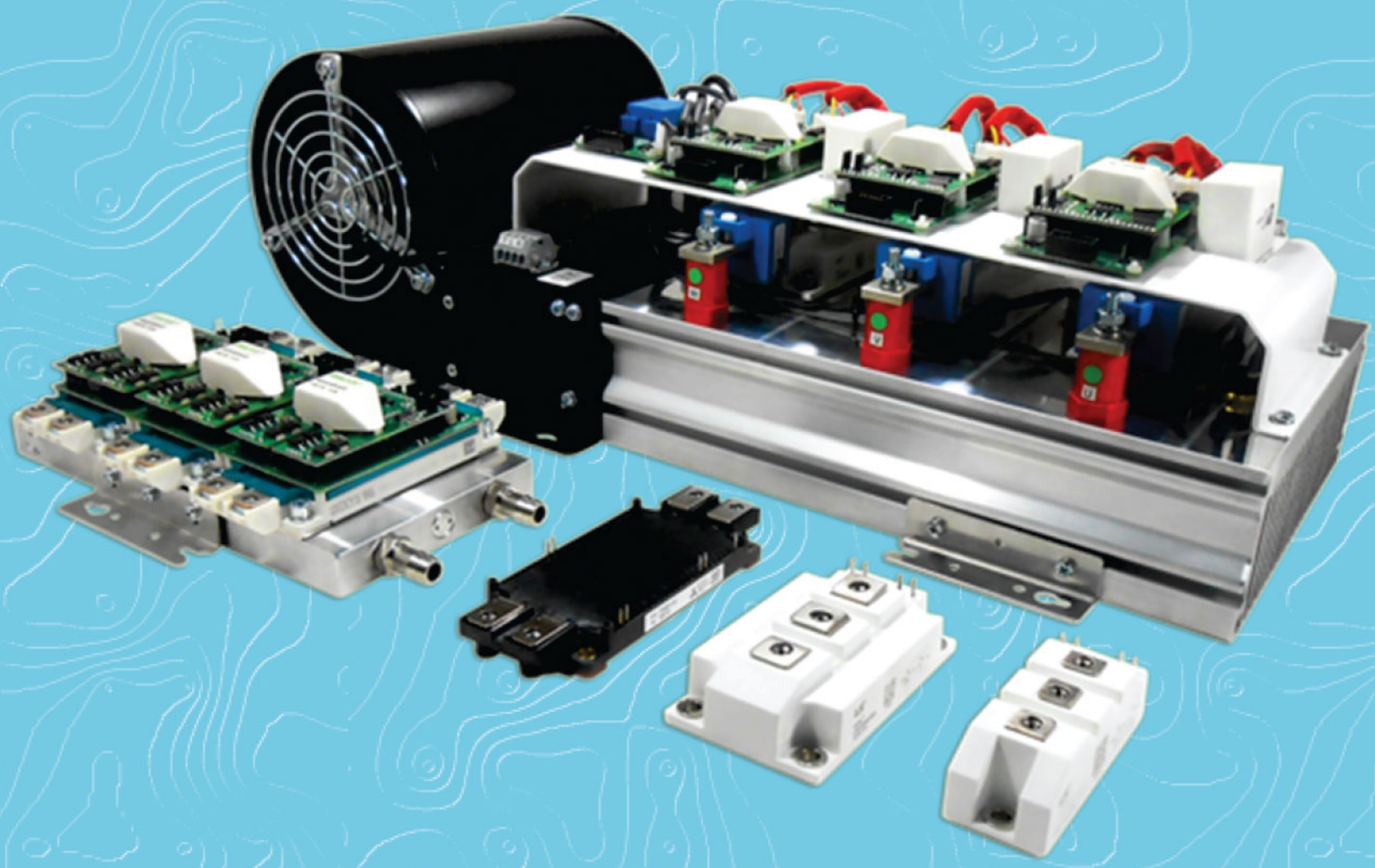
Николай Маджаров

ПРЕОБРАЗУВАТЕЛНА ТЕХНИКА



УНИВЕРСИТЕТСКО ИЗДАТЕЛСТВО
ГАБРОВО
2021

Николай Маджаров

ПРЕОБРАЗУВАТЕЛНА ТЕХНИКА

УНИВЕРСИТЕТСКО ИЗДАТЕЛСТВО
"ВАСИЛ АПРИЛОВ"
ГАБРОВО, 2021

© Николай Маджаров – автор, 2021

© Университетско издателство “Васил Априлов” – Габрово, 2021

Формат: 60/84/16

Печатни коли: 13.87

ISBN : 978-954-683-638-0

П Р Е Д Г О В О Р

В съвременните условия на новите технологии, преобразувателите на електрическа енергия бележат висок ръст на развитие. Те се използват практически във всички области на промишлеността, транспорта и бита. По тази причина, тяхното схемно и елементно разнообразие е много голямо. С тяхна помощ се осъществява контрол, регулиране и управление на различни устройства, производствени механизми и процеси. Много често преобразувателите, предлагани на пазара от фирмите производители, са know-how, а съответната техническа документация е доста оскъдна. В повечето случаи тя се свежда само до публикуване на технически параметри и рекламна пазарна информация. Затова в настоящия учебник, авторът представя някои идеи и собствени разработки, имащи отношение към по-пълното изясняване принципа на работа, анализа и проектирането на различни схемни варианти. Разгледани са начинът на действие, методите за съгласуване, управление и оценката на голям брой схеми на транзисторни преобразуватели. В някои от разделите са засегнати по-детайлно и специфични въпроси, които не са разгледани добре в специализираната литература, а имат съществен принос за правилното проектиране, управление и функциониране на схемите.

Учебникът е предназначен за студентите от факултет “Електротехника и електроника” на Технически Университет - Габрово, изучаващи дисциплините „Преобразувателна техника”, „Системи за управление”, „Електронни енергийни преобразуватели”, „Електромагнитна съвместимост“, „Електронни преобразуватели за електротранспорта“ и др. Те могат да бъдат полезни и за студенти от други факултети, а така също за инженери и специалисти в областта на електрониката.

В първа глава са представени съвременните полупроводникови прибори на основата на Si, SiC и GaN. Разгледани са принципът на действие, характеристиките и параметрите, свързани с приложението на мощните полеви транзистори с изолиран гейт (MOSFET) и със статична индукция (СИТ) и биполярните транзистори с изолиран гейт (IGBT). Проследява се развитието на тези елементи, като се посочват специфичните особености на структурните им разновидности, с оглед подобряването на параметрите. Разгледани са начините за управление, загубите на мощност и защитата по ток и напрежение.

Във втора глава са разгледани транзисторните преобразуватели на постоянно напрежение без галванично разделяне. Те се използват като токозахранващи източници, както за маломощни постояннотокови консуматори, така и за мощни преобразуватели, в.ч. на автономните инвертори с различно приложение и позволяват реализирането на определени високоефективни технологични процеси. По-конкретно е обърнато внимание на електромагнитния анализ, методиките за проектиране и избора на активни и пасивни

елементи, обезпечаващи алгоритъма на работа и безаварийно функциониране на силовите схеми на преобразователите.

Трета глава е посветена на галванично разделените преобразуватели на постоянно напрежение. Представена е еквивалентната схема на високочестотния трансформатор с нейните елементи, параметри и особености при честоти в диапазона 10kHz – 1MHz. На тази основа са разгледани схеми на преобразуватели, работещи с и без резонансен кръг и тези, с дозиране на енергията.

В четвърта глава са разгледани голямото схемно-алгоритмично разнообразие и начинът на действие на резонансните инвертори. Единното им математично описание е извършено, като е въведен подходящ класификационен признак, чрез който всички разглеждани инвертори с и без обратни диоди, са обединени в една обща група.

Анализът и проектирането на резонансните инвертори е представен в пета глава. Разработени са единни методики за проектиране, които са илюстрирани с числени примери и потвърдени с компютърни и реални експерименти.

Заключителната шеста глава е посветена на автономните инвертори на напрежение. Разгледани са еднофазните и трифазни схемни варианти и най-често използваните модулации на изходното напрежение – еднополярна, двуполярна и симетрична ШИМ.

В библиографията към учебника са посочени много специализирани литературни източници, които биха могли да ориентират любознателния читател при по-пълното теоретично изясняване на конкретен въпрос.

Авторът счита за свое приятно и неотменно задължение да изрази своята благодарност на доц. д-р инж. Доброслав Данаилов Данков за компетентното и прецизно разглеждане, обсъждане и рецензиране на ръкописа на учебника.

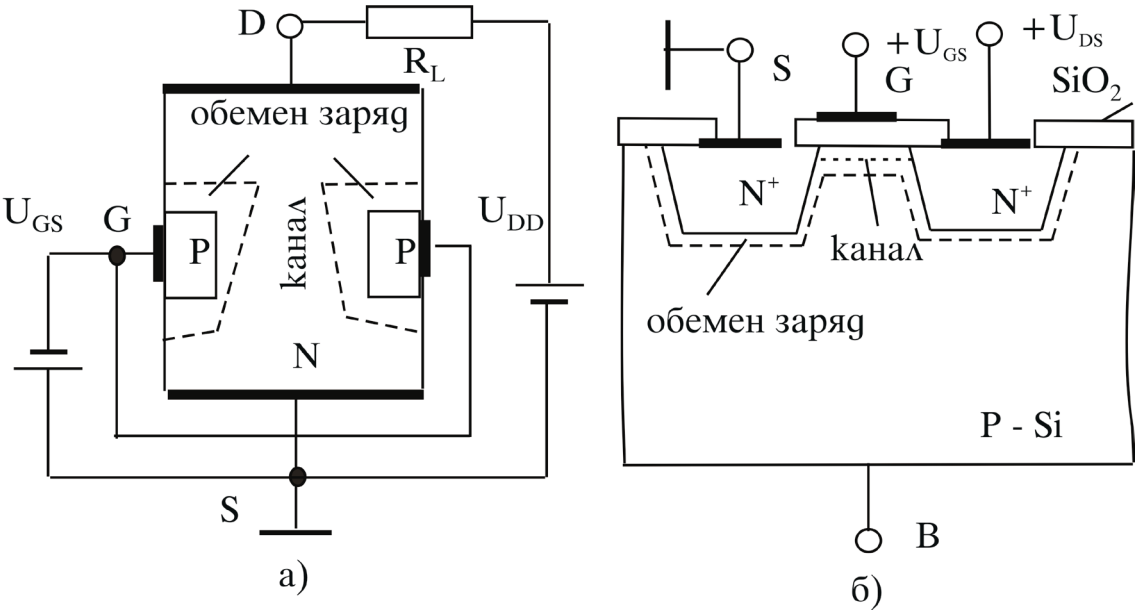
Учебникът е част от разпространение на резултатите по договор № КП-06-Н37/25 от 18.12.2019г. на тема: "Оптимално проектиране и управление на системи за съхранение на електрическа енергия" от конкурсната сесия на Фонд Научни Изследвания за "Фундаментални научни изследвания - 2019".

ГЛАВА 1
СИЛОВИ ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ПРИБОРИ

1.1. МОЩНИ MOS ТРАНЗИСТОРИ

1.1.1 ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

Действието на полевите (униполярните или каналните) транзистори се основава на полевия ефект. Управляваната зона в тях, наречена още канал, представлява хомогенно легиран полупроводник. Полезни за практиката възможности за управление на тока между сорса S (източника на носители в канала) и дрейна D (приемника на носители от канала) се реализират чрез изменението на напречното сечение или на проводимостта на канала. Модулация на напречното сечение се получава, когато управляващият електрод G (гейтът) представлява оформен в подложка PN преход, който е обратно поляризиран (фиг. 1.1а).



Фиг. 1.1. *Структури на полеви транзистори: а) с управляващ PN преход; б) с изолиран гейт и индуциран канал.*

Каналът в такъв полеви транзистор с управляващ PN преход, наричан JFET (Junction Field Effect Transistor), е така легиран, че и без напрежение на управляващия електрод и при наличие на напрежение U_{DS} между дрейна и сорса протича ток. При прилагане на напрежение на управляващия електрод с полярност, включваща PN прехода между G и S в обратна посока, обемният заряд на последния се разширява. С това се стеснява напречното сечение на канала и се намалява тока. При определена стойност, наречена прагово напрежение $U_{GS(TH)}$, областта на обемния заряд заема целия канал и изходният ток в дрейна I_D става много малък. Транзисторът се запушва [3,4,5,6,8,47].

За да се постигне модулация на проводимостта гейтът се оформя като метален електрод, изолиран от канала най-често със силициев диоксид SiO_2. Получената структура е известна с наименованието MOSFET (Metal 0xide Semiconductor Field Effect Transistor). В представения на фиг. 1.1б случай подложката е с P–проводимост. При отсъствие на управляващо напрежение на гейта транзисторът е запушен. При прилагане на положително напрежение в случая между G и S от обема на подложката се привличат електрони, а от повърхността се изтласкват p–носители (дупки). При достигането му на определена стойност, наречена прагово напрежение $U_{GS(TH)}$, на повърхността концентрацията на електроните превишава тази на p–носителите и под гейта се индуцира N–канал с инверсна на подложката проводимост. Повишаването на гейтовото напрежение над праговото обогатява канала с токоносители и увеличава тока.

От казаното до тук може да се направи следният извод. Полевите транзистори от типа JFET са нормално отпушени елементи и в тях ток в дрейна протича при условие $|U_{GS}| < |U_{GS(TH)}|$. MOSFET с индуциран канал е нормално запушен елемент, който работи в режим на обогатяване (enhancement mode) и е отпушен при условие $|U_{GS}| > |U_{GS(TH)}|$. Съществуват MOS структури с технологично вграден (собствен) канал с N– или P–проводимост. Токът в дрейна може да се увеличава или намалява в зависимост от полярността на управляващото напрежение U_{GS}. Тези елементи работят както в режим на обогатяване, така и в режим на обедняване (depletion mode), при който транзисторът може да бъде запушен.

В MOSFET с индуциран канал напреженията на гейта (входа) и дрейна (изхода) са еднополярни, което облекчава връзката между отделни стъпала. В този аспект различните по знак напрежения U_{GS} и U_{DS} в JFET и MOSFET с вграден канал, работещ в режим на обедняване, затрудняват куплирането на стъпалата с тях, което е техен недостатък [8,62].

В пренасянето на тока в полевите транзистори участвуват само основните носители. Липсват типичните за биполярните елементи ефекти на натрупване и разсейване на неосновните носители. С това се постига много добро бързодействие. Времето на живот на неосновните носители, намаляването на което при биполярните елементи е съществен технологичен проблем, тук е без значение. Определящи за времената на превключване са времеконстантите на входния и изходния капацитети на елемента. Съпротивлението в проводящо състояние при интересни за практиката стойности на тока е приблизително обратно пропорционално на подвижността на токоносителите. Тя има отрицателен температурен коефициент. От тук произтича възможността за самостабилизиране на режима. Повишената температура увеличава съпротивлението и намалява тока в канала. Това възпрепятствува самозагряването на структурата и възможността за вторичен пробив. Тези свойства определят някои предимства на полевите транзистори в сравнение с биполярните, които от гледна точка на силовата

електроника са от особено значение. Исторически реализацията на мощните полеви транзистори е с известно закъснение спрямо биполярните. Интересно е обаче да се отбележи, че още преди създаването на първите образци са предсказани специфичните им особености и предимства [3,28]. Самият механизъм на действие обуславя по–благоприятни предпоставки за развитието на MOS структурите като силови елементи. И за JFET се наблюдава тенденция към по–големи токове и напрежения, която се затруднява от някои обстоятелства. Към това следва да се причисли и фактът, че за запушването на този тип полеви транзистор е необходимо високо напрежение или висока стойност на отношението U_{DS} / U_{GS}. Последното изисква специално изпълнение на гейта във вид на решетка, което ограничава токовото натоварване при увеличени производствени разходи.

1.1.2. СПЕЦИФИЧНИ ОСОБЕНОСТИ НА МОЩНИТЕ ПОЛЕВИ ТРАНЗИСТОРИ

При работа на полупроводников елемент в ключов режим за комутация на големи мощности или в линеен режим – за усилване на мощни сигнали, на преден план се открояват енергетичните показатели като загуби на мощност и свързаният с тях коефициент на полезно действие. Стремежът в ключов режим е да се използва транзистор с минимално съпротивление в отпушено състояние. Това определя загубна мощност

$$P = I_D^2 R_{DS} \qquad (1.1)$$

също така минимална.

В усилвателен режим загубната мощност и съответно температурата на структурата са пропорционални на съпротивлението на канала. От друга страна, което е важно за този случай, при голямо съпротивление на канала се намалява стръмността на характеристиката поради прегряване и възникване на обратна връзка през съпротивлението на сорса.

Оценяването на мощните полеви транзистори (ПТ) може за се извърши посредством така наречения "показател на качеството", който се изразява с отношението [47,62]:

$$П К = Y_{FS} / C_I \ , \qquad (1.2)$$

където Y_{FS} е стръмността, а C_I – входният капацитет на транзистора.

Тъй като Y_{FS} зависи от геометричните размери ширина W и дължина L на канала, то

$$П К = W/ (LC_I) \qquad (1.3)$$

От казаното следва, че основно изискване към параметрите на мощните ПТ е намаляване на съпротивлението на проводящия канал. Това се постига чрез използване на къс канал. За целта в мощните полеви транзистори се преминава от планарни (хоризонтални) структури към вертикални. В тях токът протича перпендикулярно на повърхността на пластината. На второ място специфична особеност тук е формирането на многоканална

(многоелементна) структура, в която се използва голямо количество паралелно свързани канали.

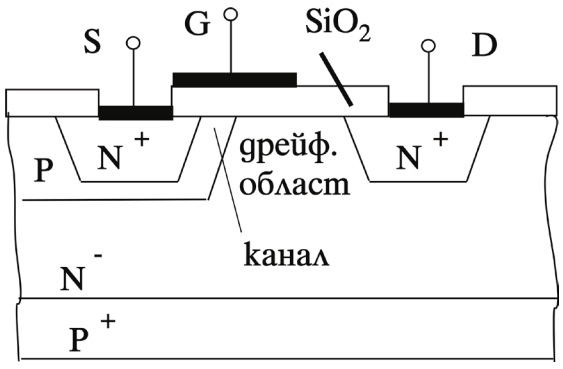
Разсейването на голяма мощност налага увеличаването на площта на кристала. Това води до повишени паразитни капацитети (над 1000 pF). Намаляването при това на бързодействието на ПТ, от гледна точка особеностите на силнотоковите устройства, не е особено силно, тъй като презареждането на капацитетите е през нискоомни вериги. Въпреки това, създаването на мощен и бързодействуващ полеви транзистор е проблем, намиращ винаги компромисно решение.

Широко приложение в силовата електроника намират мощните MOS транзистори и особено перспективни са транзисторите със статична индукция (СИТ).

1.1.3. МОЩНИ MOS ТРАНЗИСТОРИ

Постиженията в технологията и производството на интегрални схеми с голяма и много голяма степен на интеграция се оказват твърде благоприятен фактор за развитието и усвояването на елементите с полеви ефект. За сравнително кратко време се появяват множество мощни MOS транзистори (POWER MOSFET), произвеждани от различни фирми. По структура, технология на производство, електрически и експлоатационни параметри те съществено се отличават от известните до тях други мощни транзистори и представляват нов клас елементи. Разнообразието в структурите и технологията на производството им е предпоставка за въвеждането и на фирмени наименования на мощните MOS транзистори като: HEXFET (на фирмата International Rectifier); MOSPOWER (на Siliconix); SIPMOS (на Philips); TMOS (на Motorola) и др. [3,5,62].

1.1.4. ОСНОВНИ СТРУКТУРИ НА МОЩНИ MOS ТРАНЗИСТОРИ



Фиг. 1.2. *Структура на LDMOS транзистор.*

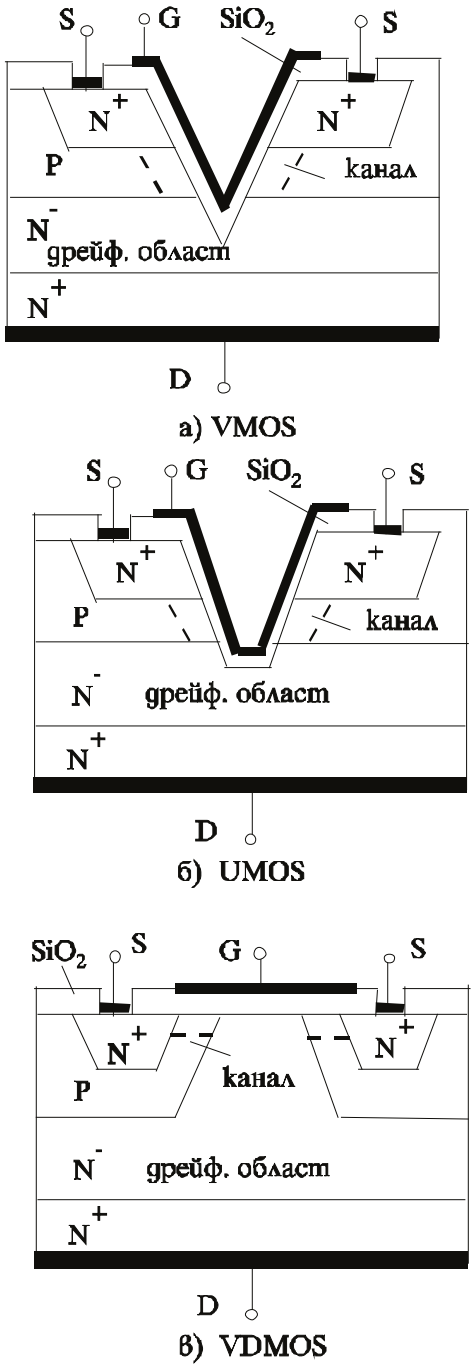
На фиг. 1.2 е показана исторически първата получена по технологията „двойна дифузия” хоризонтална (латерална) структура LDMOS (Lateral Double - diffused MOS).

Дължината на канала се определя от разликата между ширините на областите N^+ и P, получени посредством две последователни дифузии през един и същи “прозорец” в окиса при сорса. По такъв начин се създават структури с контролирана дължина на канала, която лесно се регулира и е от порядъка на (0.4 ÷ 2) μm [3,47]. В слаболегираната N^-– зона между канала и дрейна възниква силно поле, което я опре-

деля като дрейфова зона. В представената структура всички изводи и дрейфовата зона са планарно разположени в една равнина. Това предопределя нерационално използване на площта на чипа, затруднено отвеждане на топлината и ограничени възможности за създаване на високоволтови елементи.

Въвеждането на принципа на вертикалното изграждане на структурата се оказа една решителна стъпка в развитието на мощните MOSFET.

На фиг. 1.3а е показана структура на VMOS транзистор. Силнолегиран N^+– слой служи като подложка (субстрат), от която е изведен дрейнът D. Върху нея се изгражда слаболегиран епитаксиален N^-– слой. В него посредством две последователни дифузии се формират P– и N^+–слоеве. Представената тук структура е подобна на тази на епитаксиален биполярен транзистор, което се оказа благоприятно за технологичното й усвояване. Наименованието на елемента е свързано с V–образната форма на "канавката" (trench), в която е разположен гейтът G. Тя се получава благодарение на анизотропните свойства на силиция в различни кристалографски направления, използвани при ецването на кристала. По стените на канавката, наклонът на които се определя от строежа на кристала, върху окисен слой се нанася металният електрод на гейта. Канал с проводимост N се индуцира в P – областта до V – канавката. Дължината му се определя от дебелината на P – слоя и посредством дълбочините на двете последователни дифузии може да бъде намалена до 1 μm. На мястото на ецването в силиция се получават много дефек-



Фиг.1.3. *Структури на MOS транзистори.*

ти, които влошават граничните енергийни параметри на елемента. С най-висока плътност те са на върха на V–профила. За да се избегне това ецването се прекъсва по–рано. Получава се канавка с форма на U (пресечено V) и структура на UMOS транзистор, показана на фиг. 1.3б.

По метода на двойната дифузия се изработва и вертикален вариант на мощен транзистор, наречен VDMOSFET (виж фиг. 1.3в). Тук се използват различните коефициенти на дифузия на донорните и акцепторните примеси. Това определя нееднакви скорости на разпространение на процеса в хоризонтално (латерално) направление. От тук следва възможността през една и съща маска да се формират една след друга P– и N^+–дифузионни области. Дължината на индуцирания в хоризонтално направление канал може да се фиксира посредством параметрите на технологичния процес. По тази технология са разработени транзистори с различна форма на сорса в хоризонталната плоскост. При HEXFET тя е шестоъгълна, а при SIPMOS – правоъгълна. При използването на двукратна йонна имплантация вместо дифузия се получават DIMOS (Double – Implantation MOS) структури,

Показаните на фиг. 1.3 структури представляват отделни клетки, при свързването на които се изгражда транзисторът. Това позволява мощните MOS транзистори да се разглеждат като интегрална схема, в състава на която влизат множество паралелно включени отделни MOS структури, формирани в един кристал (чип).

1.1.5. АНАЛИЗ НА СТРУКТУРАТА НА МОЩЕН MOS ТРАНЗИСТОР

В силовата електроника най-съществените свойства на активния полупроводников елемент са комутационната способност и допустимата скорост на превключване. Комутираната мощност се определя от произведението на тока I_D и напрежението U_{DS} на дрейна. Бързодействието зависи от редица вътрешни паразитни капацитети. Допустимият дрейнов ток е свързан със съпротивлението между дрейна и сорса в отпушено състояние $R_{DS(ON)}$. Определящо за високоволтовите свойства на транзистора е пробивното напрежение $U_{(BR)DSS}$. Съпротивлението в отпушено състояние нараства почти експоненциално с увеличаване на пробивното напрежение [2,3,8,41] :

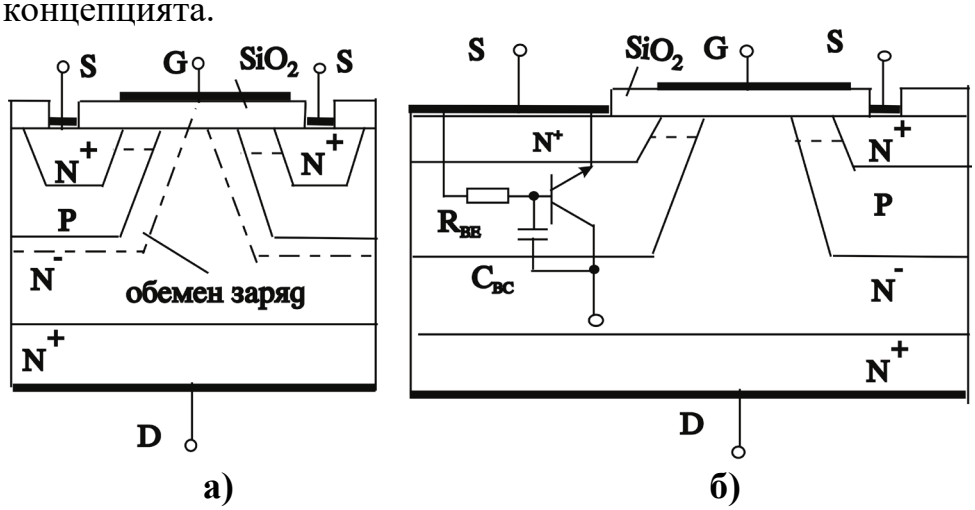
$$R_{DS(ON)} = K\ U_{(BR)DSS}^{(2.4 \div 2.7)}. \qquad (1.4)$$

Едно по–прецизно разглеждане на MOS структурата показва, че съпротивлението $R_{DS()N)}$ се определя от свойствата на разположените между изводите на сорса и дрейна слоеве. Сред тях по–съществено е участието на високоомната епитаксиална област. Намаляване на стойността на $R_{DS()N)}$ се получава при паралелното свързване на каналите на множество отделни структури, броят на които достига до 10^6 - 10^7 [8].

Удължаване на гейтовата метализация над епитаксиалния N^- – слой се наблюдава и в трите показани на фиг. 1.3 структури. То е благоприятно

за по–равномерното разпределение на тока в частта на този слой, която е близко разположена до зоната на каналите. При приложено напрежение на гейта към повърхността и на епитаксиалния слой се привличат електрони. С това се формира нискоомна N^+ – зона. Съпротивлението в областта на входния "отвор" на канала се намалява, но при повишен капацитет между дрейна и сорса, което е неблагоприятно за бързодействието.

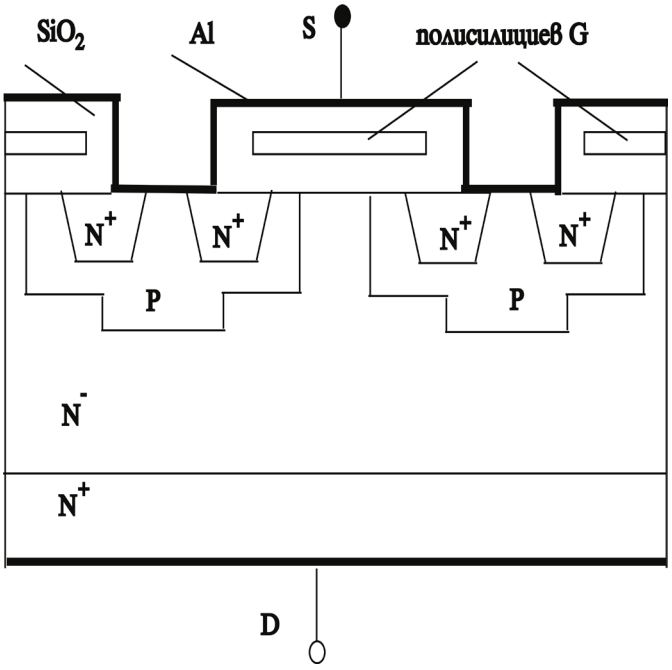
Намаляването на разстоянието между два съседни проводящи канала в DMOS структурата стеснява "отвора" на канала. Това ограничава формирането на голям брой клетки. Освен това е възможно възникването на паразитен JFET, формиран от сравнително близко разположените вертикални стени на P–областите. Спадът на напрежението в канала поляризира в обратна посока разположената под гейта вертикална част на PN прехода. При големи токове може да се достигнат стойности на това напрежение, при които, както е показано на фиг. 1.4а с щрихови линии, N^- – слоят да започва да се стеснява. В VMOS и UMOS структурите този ефект се проявява по–слабо. В транзистори с номинално ниски стойности на напрежението U_{DS}, където N^- – слоят е относително тънък, ефектът от стесняването и появата на токов шнур има голямо влияние върху стойността на $R_{DS()N)}$. За такива нисковолтови транзистори VMOS структурата, в която има възможност за формиране на по–голям брой клетки, се предпочита пред DMOS концепцията.



Фиг. 1.4. ***а)*** *паразитен JFET ефект в DMOS структура;* ***б)*** *паразитен биполярен транзистор в DMOS структура.*

В мощния MOSFET се съдържа паразитен биполярен транзистор. Той се образува, както е показана на фиг. 1.4б, между дрейфовата епитаксиална област и сорса от слоевете N^+–P–N^-. Хоризонталното (латералното) съпротивление на P–слоя изпълнява ролята на резистор R_{BE} между базата и емитера. При определени условия биполярните механизми могат да доминират над полевия ефект в MOSFET. Съществува възможност, при която токът да поляризира в права посока части от PN $^-$ – прехода, биполярната структура

да се отпуши и със своя участък между емитера и колектора частично да покрие канала. Тогава изключването на MOS транзистора се определя от свойствата на биполярната структура, по–конкретно от времето на разсейване на неосновните носители. Отпушването на N^+PN^- транзистора създава предпоставки за вторичен пробив и разрушаване на MOS структурата. Това може да ограничи допустимото електрическо натоварване на елемента. Възможностите за елиминиране на споменатите явления се крият в намаляване на усилването по ток на биполярната структура и намаляване на R_{BE} .



Фиг. 1.5. *DMOS структура със силициев поликристален гейт.*

При отрицателно напрежение между дрейна и сорса преходът колектор – база на биполярния транзистор се поляризира в права посока и работи като диод, който е свързан антипаралелно на MOS транзистора и със значително по-лоши честотни свойства. В съответствие с това мощните MOSFET не блокират обратни напрежения.

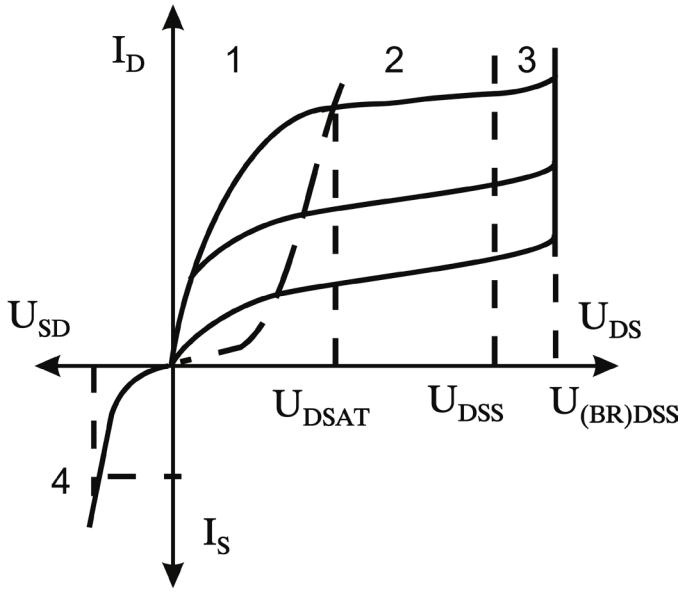
Мощните MOS транзистори с ниско прагово напрежение $U_{GS(TH)}$ могат да се управляват с логически нива от интегрални схеми. Намаляване на $U_{GS(TH)}$ се получава при замяна на металния електрод на гейта със силно легиран (добре проводящ) поликристален силиций. DMOS структура със силициев гейт е показана на фиг. 1.5. С използването на такъв гейт се получава допълнително предимство. Повърхността на полисилициевия материал се окислява, а след това метализира, с което се осигурява връзка между сорсовите контакти. Бондирането на общия извод на сорса става директно от тази голяма повърхност. Получава се структура с двустранна метализация и повишени възможности за разсейване на топлината. Технологията на полисилициевия гейт, разработена за нуждите на MOS интегралните схеми, в настоящия момент се прилага в VMOS, UMOS, DMOS структурите.

1.1.6. ХАРАКТЕРИСТИКИ НА МОЩНИ MOS ТРАНЗИСТОРИ

На фиг. 1.6 е показано семейство дрейнови характеристики $I_D = f(U_{DS})$ при $U_{GS} = const$. То се разполага в два квадранта, в които се различават 4 типични участъка. При малки положителни за N канален елемент напрежения между D–S, каналът в структурата е хомогенен по ширина,

концентрация на токоносители и проводимост. Транзисторът е с почти постоянно съпротивление. Поради това в 1 участък зависимостта е линейна. Това е така наречената триодна (омична) област на характеристиката. При протичане на ток в канала се получава вътрешен пад на напрежението, което противодейства на управляващото. Това стеснява канала. Възниква процес на самоограничаване на нарастването на тока на дрейна от напрежението U_{DS}. След определена стойност на тока, която зависи от U_{GS} и се получава при така наречената напрежение на насищане

$$U_{DSAT} = U_{GS} - U_{GS(TH)}\ , \qquad (1.5)$$



Фиг. 1.6. *Дрейнови характеристики на мощен MOS транзистор.*

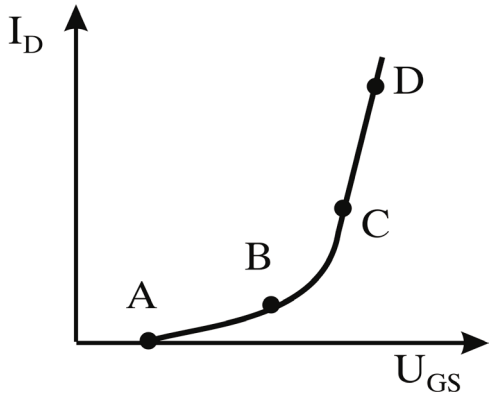
настъпва прищипване на канала (pinch effect) и преминаване в участък 2. В него токът I_D почти не зависи от напрежението U_{DS}. Това е пентодната област или областта на насищане. Тя е отделена от триодната област с така наречената парабола на насищането, показана в I квадрант на фиг. 1.6. В участък 3, при достигане на напрежението $U_{(BR)DSS}$, токът рязко нараства. Настъпва лавинен обратим пробив. Преминаването към необратим топлинен механизъм на пробива при MOSFET, за разлика от биполярните транзистори, е възможно, най–общо казано, при по–високи загуби на мощност. Положителният коефициент на съпротивлението между дрейна и сорса противодейства на образуването на токови шнурове и горещи точки. От тук следва, че в MOS структурата зоната на по–голямото загряване не е в близост до разположения към управляващия електрод PN^- преход, а се намира в обема на епитаксиалния слой. С помощта на тези факти може да се обясни по–широката, в сравнение с биполярния транзистор, област на безопасна работа (виж фиг. 1.10). Очевидно, самото проектиране на MOS транзистора трябва да се насочва към елиминиране на биполярната структура. При отрицателно (обратно) напрежение видът на 4 участък на характеристиката, разположен в III квадрант, се определя от диода, съдържащ се в мощния MOSFET.

По своя вид характеристиките на мощния и маломощния вариант на MOSFET в I квадрант съвпадат. Но това е само качествено. Разликата е свързана преди всичко с факта, че в мощния транзистор “прищипването”

на късия канал и достигането на критичната стойност на интензитета на полето, при която е възможно насищане на дрейфовата скорост, а с това и на тока на дрейна, се получава при ниски стойности на напрежението U_{DSAT}. Това обстоятелство налага изменение на уравнението [8,14], описващо проходната характеристика $I_D = f(U_{GS})$. В маломощния транзистор токът на дрейна зависи от напрежението гейт–сорс по квадратичен закон, а при мощния – по-линеен:

$$I_D = 0.5\ b\ [U_{GS} - (U_{GS(TH)} + 0.5U_{DSAT})]\ , \qquad (1.6)$$

където "b" е специфичната (приведената) стръмност на транзистора.



Фиг.1.7. *Проходна характеристика на MOSFET.*

След заместване на (1.5) в (1.6) се получава:

$$I_D = 0.25\ b\ (U_{GS} - U_{GS(TH)}). \qquad (1.7)$$

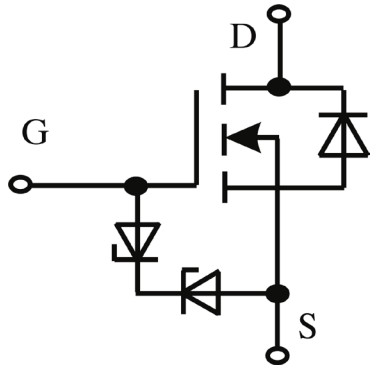
На фиг. 1.7 е показана проходна характеристика $I_D=f(U_{GS})$ при U_{DS} = const на мощен MOS транзистор. Основният линеен участък CD на характеристиката съответствува на напрежения $U_{GS}>U_{GS(TH)}+0.5U_{DSAT}$. Началният участък AB е подпраговата област на много малките токове, които се получават при напрежения $U_{GS} < U_{GS(TH)}$. Само късият участък BC се описва с квадратичен закон.

1.1.7. ОСНОВНИ ПАРАМЕТРИ НА МОЩНИ MOS ТРАНЗИСТОРИ

Основните параметри на мощните MOS транзистори могат да се разделят на четири групи [3,47,62]. В първата от тях са включени **максимално допустимите параметри** (Maximum Ratings), с които се регламентира надеждната работа на елемента. Обикновено това е в определен температурен обхват на кристала T_J (Junction Temperature Range) от T_{JMIN} до T_{JMAX}. Най–често $T_{JMIN} = –(45÷55)\ ^0C$, докато $T_{JMAX} = +(150÷175)^0C$. Посочва се и температурен обхват на съхранение T_{STG} (Storage Temperature Range).

Параметрите са:

– максимално напрежение (виж фиг. 1.6) дрейн–сорс U_{DSS} (Drain–Source Voltage). Нисковолтовите транзистори имат напрежение U_{DSS} = (12÷200) V, а високоволтовите са с напрежение U_{DSS} =(200÷1800) V;



Фиг. 1.8. *Защита на окисния слой в MOSFET.*

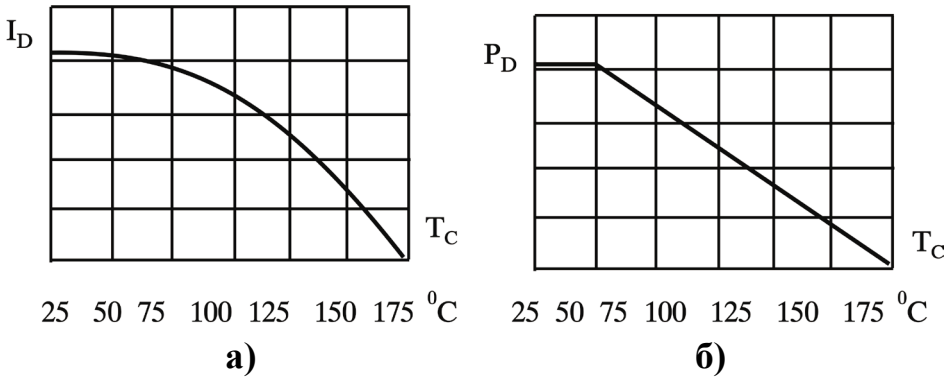
– пробивно напрежение дрейн–сорс $U_{(BR)DSS}$ или BRU_{DSS}. В лабораторни условия то се измерва при $U_{GS} = 0$ и $I_D = 250$ μA;

– максимално напрежение дрейн–гейт U_{GDR} (Drain to Gate Voltage).

– максимално напрежение гейт–сорс U_{GS} (Gate to Source Voltage), при превишаването на което е възможен пробив на окисния слой между гейта и сорса. С оглед на защита, в някои струк-тури се интегрират два стабилитрона (фиг. 1.8) между сорса и гейта.

Необходимо е да се отбележи, че окисният слой издържа значително по–големи напрежения от натоварване със статично електричество (Electrostatic Discharge, ESD). Тогава като параметър се задава максимално допустимо напрежение гейт–сорс от статично електричество с типични стойности около 2 kV [3,32,47].

– максимален постоянен ток на дрейна I_D (Continuous Drain Current), който се намалява при нарастване на температурата (виж фиг. 1.9);



а) **б)**

Фиг.1.9. *Температурни зависимости на: а) максималния дрейнов ток; б) максималната разсейвана мощност*

– максимален импулсен ток на дрейна I_{DM} (Maximum Pulsed Drain Current), който е по–голям от I_D и се определя от максималната амплитуда на импулси с определена продължителност;

– максимална разсейвана мощност P_D, P_{TOT}, P_{MAX} (Maximum Power Dissipation). При работа на транзистора под формата на топлина се отделя мощност. Обикновено параметърът P_D се дава при $T_C = 25\ ^0C$ или чрез (виж фиг. 1.9б) графика $P_D = f(T_C)$, където T_C е температурата на корпуса. Когато се достигне стойността P_D, кристалът се загрява до T_{JMAX}. При по–висока температура се разсейва по–малка мощност съгласно израза:

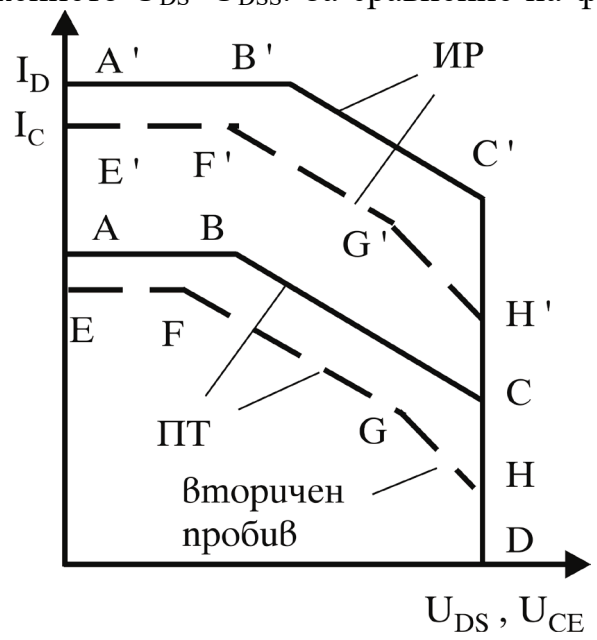
$$P_D = (T_{JMAX} - T_C) / R_{TH\,JC}, \qquad (1.8)$$

където R_{THJC} е топлинното съпротивление кристал–корпус.

Някои фирми въвеждат параметър коефициент на намаляване на мощността (Derating Factor), определен като $1/R_{TH\,JC}$ с димензия W/ ^{0}C.

Условие за надеждна експлоатация на транзистора е изборът на работна точка (или област) [10], в която не се превишават максимално допустимите параметри. За едновременното удовлетворяване на това условие за тока, напрежението и мощността се дефинира област на безопасна работа SOA (Safe Operating Area). На фиг. 1.10 с плътни линии е показана такава област за MOS транзистор в режим на постоянен ток (ПТ) и разширеният й вид за импулсен режим (ИР).

Максималните токове I_D и I_{DM} определят съответно хоризонталните участъци AB и A′B′. Наклонените участъци BC и B′C′ съответстват на максималната мощност P_D. В дясно ограничението на областта е от напрежението U_{DS}=U_{DSS}. За сравнение на фиг. 1.10 с щрихови линии е показана SOA на биполярен транзистор с адекватни гранични параметри при работа с постоянен и импулсен ток. Съществото за него е стесняването на областта от участъците GH и G′H′, свързани с вероятното развитие на типичния за биполярния транзистор нежелан и опасен вторичен пробив.



Фиг.1.10. *Области на безопасна работа за MOS и биполярен транзистори.*

Във втора група параметри могат да се обединят топлинните съпротивления (Thermal Resistances). От тях зависи отвеждането на отделената в структурата мощност. На първо място е топлинното съпротивление кристал–корпус R_{THJC} (Thermal Resistance Junction to Case), с което може да се определи температурата на кристала:

$$T_J = T_C + P_D \; R_{TH\,JC}\,, \qquad (1.9)$$

където T_C е температурата на корпуса.

Транзисторите с пластмасови корпуси имат вградена метална пластинка, с която се прикрепват към радиатор. За тях някои производители дават топлинно съпротивление кристал–вградена пластинка R_{THJM} (Thermal Resistance Junction to Mounting Base). При охлаждане само чрез изводите, то се заменя от топлинното съпротивление кристал–изводи R_{THJL} (Thermal Resistance Junction to Leads). Ako е използван охлаждащ радиатор, се въ-

вежда топлинното съпротивление корпус–радиатор R_{THJS} (Thermal Resistance Junction to Sink). В случай на охлаждане на транзистора само през корпуса се дефинира топлинно съпротивление кристал–околна среда R_{THJA} (Thermal Resistance Junction to Ambient).

В ключов режим напрежението дрейн–сорс представлява правоъгълни импулси с период T_i и продължителност t_i. Транзисторът е отпушен и се нагрява през времето на импулса, а се охлажда в интервала T_i - t_i. В този случай в него може да се отделя по–висока мощност, определена от:

$$P_{DM} = (T_{JMAX} - T_C / Z_{TH\,JC} \ , \qquad (1.10)$$

където $Z_{TH\ JC}$ е топлинен импеданс в импулсен режим (Transient Thermal Impedance).

Величината $Z_{TH\ JC}$ е правопропорционална на коефициента на запълване на импулсите $\delta = t_i / T_i$. В каталозите се дава семейство графики на нормираната стойност $Z_{TH\,JC} / R_{TH\,JC}$ в зависимост от t_i при параметър δ.

Третата група обединява статични и динамични електрически параметри. Към електрическите параметри наред със споменатото вече напрежение $U_{(BR)\,DSS}$ влизат още:

– прагово напрежение или напрежение на отпушване $U_{GS(TH)}$ (Threshold Voltage) с типични стойности за N – канални структури + (2÷4) V. Измерва се като напрежение на гейта, при което при определено напрежение U_{DS}, токът I_D достига зададена стойност. Напрежението $U_{GS(TH)}$ зависи от температурата с отрицателен за NMOS и положителен за PMOS транзисторите температурен коефициент. При $U_{GS(TH)} \leq$ 2V управлението на транзисторите е непосредствено от цифрови интегрални схеми;

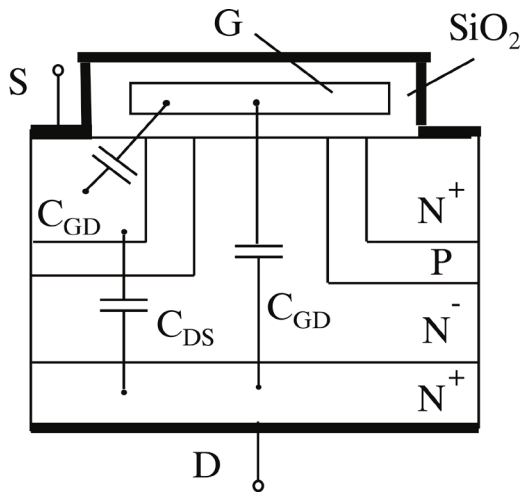
– статично съпротивление дрейн–сорс на отпушен транзистор $R_{DS(ON)}$ (Static Drain–Source On–Resistance). Определя се от отношението $R_{DS(ON)}=U_{DS}/ I_D$ при работа в триодната област на характеристиките. В MOS транзисторите с индуциран канал, работещи в режим на обогатяване, съпротивлението $R_{DS(ON)}$ намалява при увеличаване на управляващото напрежение U_{GS}. Температурният коефициент на $R_{DS\,(ON)}$ е положителен;

– ток на утечка на запушен транзистор I_{DSS} (Drain–Source Leakage, Zero Gate Voltage Drain Current, Offset Leakage). В каталозите този параметър се дава при определено напрежение дрейн–сорс и при $U_{GS} = 0$. Това е обратният ток на диода между дрейна и сорса, който силно нараства от температурата [3,8,19].

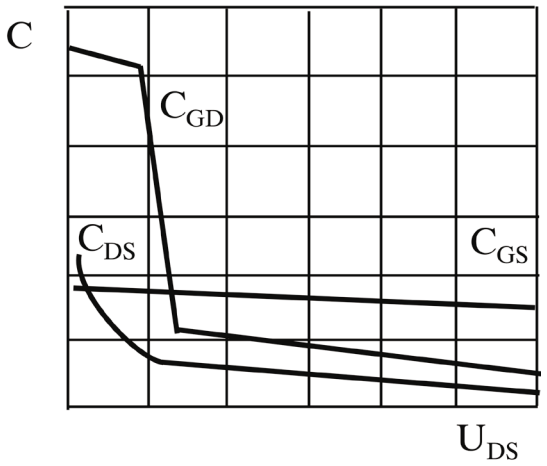
Към динамичните електрически параметри се отнася предавателната проводимост Y_{FS}, G_{FS}, (Forward Conductance) или още стръмността. Определя се от отношението $Y_{FS} = \Delta I_D / \Delta U_{GS}$ при U_{DS} = const и фактически е наклонът на проходната характеристика. Измерва се в Сименс S и е с типични стойности (0.1÷20) S. Обратно пропорционална е на дебелината на изолиращия окисен слой. Зависи от геометричните размери на канала и активната площ на гейта. Последната се определя от плътността на елемен-

тарните клетки в структурата. Параметърът Y_{FS} характеризира активните усилвателни свойства на полевите транзистори.

MOS структурата съдържа паразитни междуелектродни капацитети. На фиг.1.11 е показано разположението им в една елементарна клетка.



Фиг.1.11. *Междуелектродни капацитети в MOSFET елементарна клетка.*



Фиг.1.12. *Изменение на капацитетите от напрежението.*

Препокриването на гейта върху сорса обуславя капацитет C_{GS}, а покриването на N^-–слоя от гейта определя капацитета C_{GD}. Капацитетът дрейн– сорс C_{DS} представлява бариерния (зарядния) капацитет на PN^- – прехода, т. е. на диода между дрейна и сорса. На фиг. 1.12 са показани зависимостите на междуелектродните капацитети от напрежението U_{DS} при U_{GS} = const. Почти постоянен е капацитетът C_{GS}. При малките напрежения на дрейна капацитетът C_{DS} се увеличава плавно. По–различно е изменението на капацитета гейт–дрейн C_{GD}. При $U_{DS} > U_{GS}$ той е малък и относително постоянен. След изравняване на двете напрежения, т. е. при $U_{DS} = U_{GS}$, капацитетът C_{GD} скокообразно (около 10 пъти) нараства като при напрежение $U_{DS} < U_{GS}$ отново остава постоянен (ефект на Милер).

На фиг. 1.13а е показана принципна схема на включване на MOS транзистор с отчитане на междуелектродните капацитети и съответната еквивалентна схема (фиг. 1.13б).

Разглеждането им позволява да се дефинират следните капацитети:

– входен капацитет C_{ISS} (Input Capacitance) между сорса и гейта при късо съединение дрейн–сорс, който се определя от:

$$C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD} \qquad (1.11)$$

– изходен капацитет C_{OSS} (Common Source Output Capacitance) между дрейна и сорса при късо съединение гейт–сорс, определен от :

$$C_{OSS} = C_{DS} + C_{GD} \qquad (1.12)$$

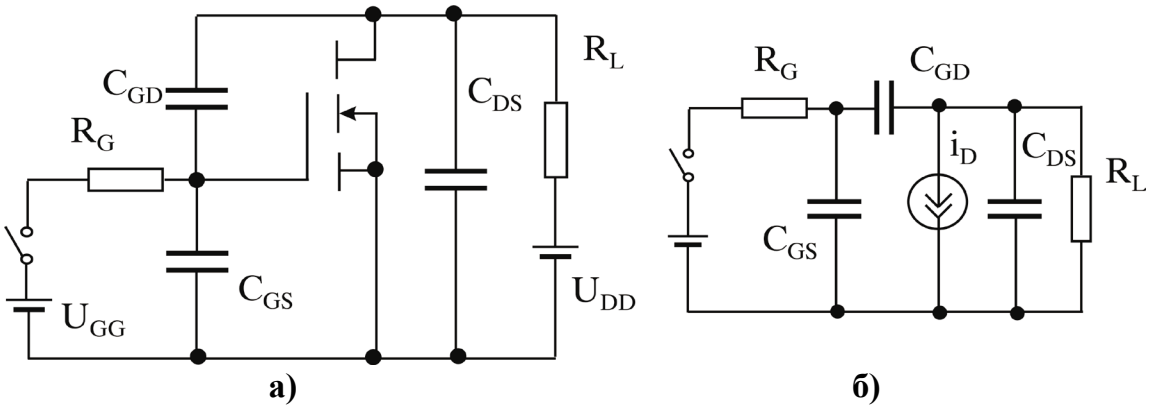
– проходен капацитет C_{RSS} (Reverse Transfer Capacitance), който е

$$C_{RSS} = C_{GD} \ . \tag{1.13}$$

Капацитетът C_{RSS} е важен динамичен параметър. Нарича се още капацитет на Милер. Чрез него се осъществява обратна връзка между входа и изхода на схемата. Това обуславя увеличаване на входния динамичен капацитет спрямо сумата на двата междуелектродни капацитета съгласно израза:

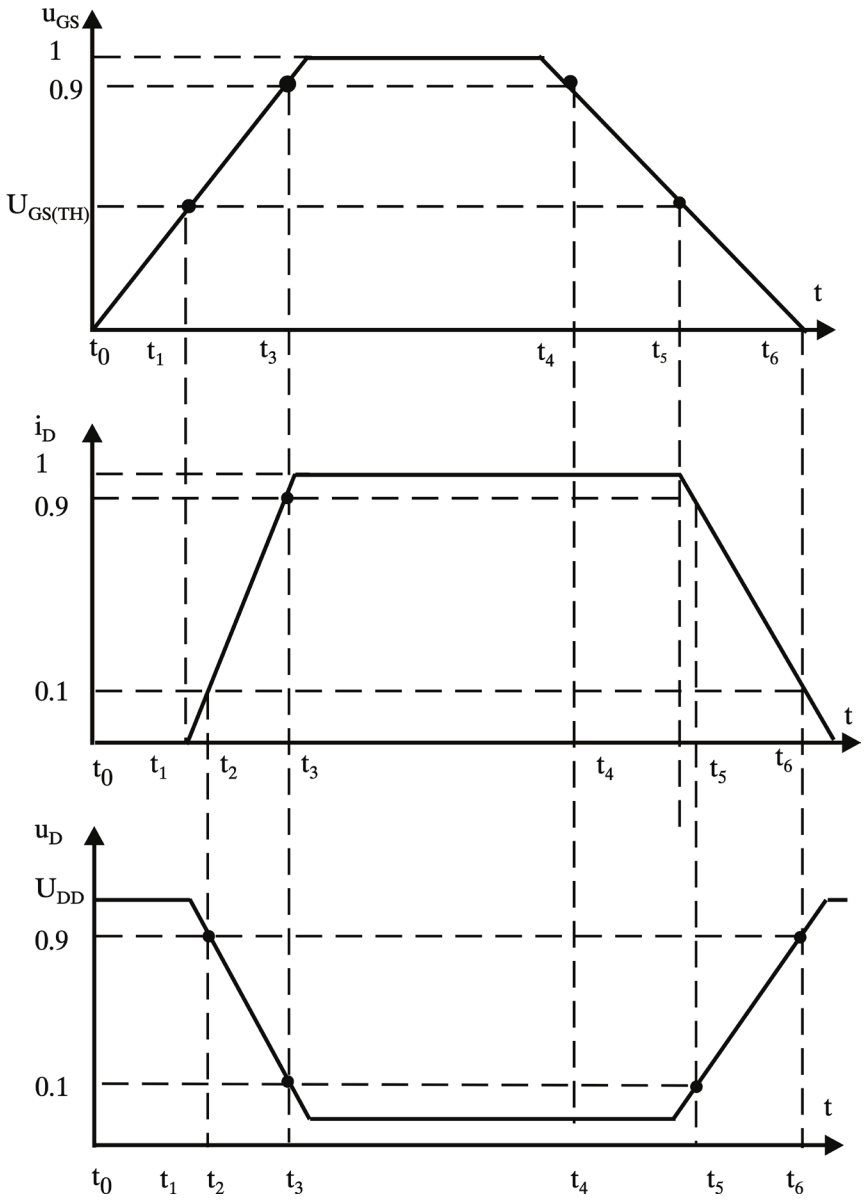
$$C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD}\,(1 + A_U)\ , \tag{1.14}$$

където A_U е коефициентът на усилване по напрежение.



Фиг. 1.13. *Включване на MOSFET: а) принципна електрическа схема; б) еквивалентна схема.*

Преходните процеси отпушване и запушване на MOS транзистора се илюстрират чрез времедиаграмите на фиг. 1.14. Разглеждането им позволява де се дефинират някои динамични параметри. При запушен транзистор напрежението дрейн–сорс се определя от захранването U_{DD}. В момент t_0 се подава управляващо напрежение гейт–сорс. Постъпващият импулс започва да зарежда входния капацитет C_{ISS}. При достигане на праговото напрежение $U_{GS(TH)}$ в момент t_1 започва отпушването на транзистора. В моментите t_2 и t_3 нарастващият ток на дрейна достига съответно нива 0.1 и 0.9 от максималната си стойност, а напрежението U_{DS} намалява съответно от 0.9 до 0.1 от U_{DD}.

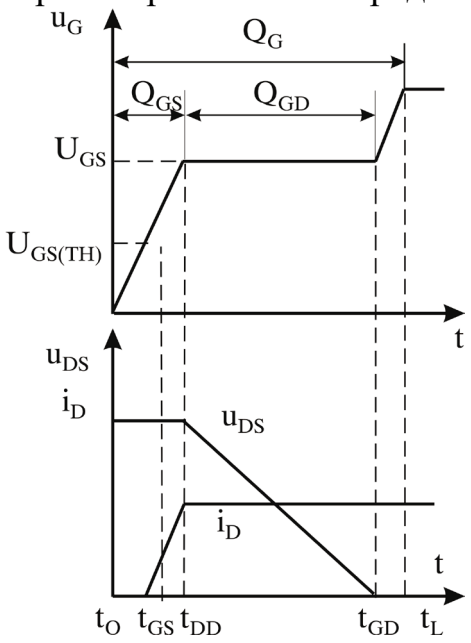


Фиг. 1.14. *Преходни процеси в MOS транзистор.*

Интервалът от t_0 до t_2, свързан със зареждането на капацитета C_{ISS}, определя параметъра време на закъснение при включване $t_{d\ (on)}$ (Turn–on Delay Time). Предният фронт на тока на дрейна се формира в интервала от t_2 до t_3, известен като време на нарастване t_r (Rise Time). През този интервал напрежението гейт–сорс нараства над праговото до стойност, която съответствува на максималния ток на дрейна при дадения товар. Съпротивлението R_{DS} намалява до стойност $R_{DS(ON)}$. Транзисторът работи в триодната област. Сумата $t_{d(on)}+ t_r$ представлява параметър на транзистора време на включване t_{on} (Turn-on Time). С намаляване на управляващото напрежение гейт–сорс, от момент t_4 започва запушването на транзистора. Във времето процесът се обуславя от разреждането първоначално на входния капацитет C_{ISS}, а след това и на изходния C_{OSS} през управлявания товар. Илюстрира се чрез изменението на тока и напрежението на дрейна, началото му е в

момент t_5, в който управляващото напрежение U_{GS} намалява до праговата стойност. Свързаният с разреждането на C_{ISS} интервал между t_4 и t_5 определя времето на закъснение при запушване $t_{d(off)}$ (Turn–off Delay Time). В интервала от t_5 до t_6 токът I_D, намалява съответно от 0.9 до 0.1 от максимума си, а напрежението U_{DS} нараства, съответно от 0.1 до 0.9 от своя максимум. С това се дефинира времето на задния фронт t_f (Fall Time), известно още и като време на спадане. Сумата на $t_{d(off)} + t_f$ определя времето на изключване на транзистора t_{off} (Turn–off Time).

В каталозите се дават данни за капацитетите на транзистора. Но с тях не се получават достатъчно точни резултати [62], когато се оценяват ключовите свойства на транзисторите от различни производители. Сравнението се затруднява и от влиянието на размерите на чипа и предавателната проводимост на транзистора. Поради това, от гледна точка на конструирането на схеми с MOS транзистори, по-полезен в сравнение с капацитета C_G параметър се оказва зарядът на гейта Q_G. В каталозите на много производители той се дава заедно с капацитета. Във връзка с това е полезно да се проследи натрупването на заряд в капацитетите на транзистора. Зареждането на капацитета C_{GS} е свързано с натрупване на електрически заряд в него, който именно представлява параметърът заряд–гейт сорс Q_{GS} (Gate– Source Charge). Както се вижда от фиг. 1.15, приложеното в момент t_0 напрежение гейт–сорс започва да нараства. При достигане на праговата стойност в момента t_{GS}, се появява дрейнов ток. Започва зареждане на C_{GS}. В интервала от t_{GS} до t_{DD} напрежението гейт–сорс се увеличава. Нарастващият пропорционално на него ток на дрейна продължава зареждането. В момент t_{DD} капацитетът C_{GS} е напълно зареден, дрейновият ток достига постоянна стойност, а напрежението на дрейна започва да намалява. От този момент започва зареждането на капацитета C_{GD}. То завършва в момента t_{GD} на пълното отпушване на транзистора, при което напрежението U_{DS} се стреми към нула. Времеконстантата на C_{GD} е по-голяма от тази на C_{GS}, поради бързото изменение на напрежението U_{DS} между моментите t_{GD} и t_{DD}. В капацитета C_{GD} се натрупва заряд гейт–дрейн Q_{GD} (Gate–Drain Charge, Miller Charge). Сумата $Q_{GS} + Q_{GD}$ определя минималния необходим заряд на гейта, необходим за отпушването на транзистора. След пълното зареждане на капацитетите напрежението U_{GS} отново се уве-



Фиг.1.15. *Времедиаграми на напреженията и тока в MOSFET.*

личава и достига до захранващото в момент t_L. С това нараства и стойността на заряда на гейта Q_G (Gate Charge). Използването на Q_G дава възможност за лесно изчисляване на тока в гейта, необходим за включването на транзистора за определено време, тъй като $Q_G = I_G t_{ON}$. От времедиаграмата $U_{GS} = f(t)$ на фиг. 1.15 се вижда, че зарядът зависи от напрежението на гейта, което се дава като графика в някои каталози.

В последната група са включени параметри, свързани с обратния (антипаралелния) диод между дрейна и сорса. Това са величини, които регламентират неговото електрическо натоварване и бързодействието му. Те са:

– максимален прав ток на диода или ток на сорса I_S, I_{SD} (Continuous Source Current). Обикновено I_S е равен на I_D ;

– максимален импулсен ток на диода или импулсен ток на сорса I_{SM}, I_{SDM} (Pulsed Source Current), който също е равен на тока I_{DM};

– напрежение в права посока U_{SD} , – U_{DS} (Diode Forward Voltage);

– време за възстановяване на обратното съпротивление на диода t_{rr} (Reverse Recovery Time), определящо бързодействието на диода;

– заряд на възстановяване на диода Q_{rr} (Reverse Recovery Charge).

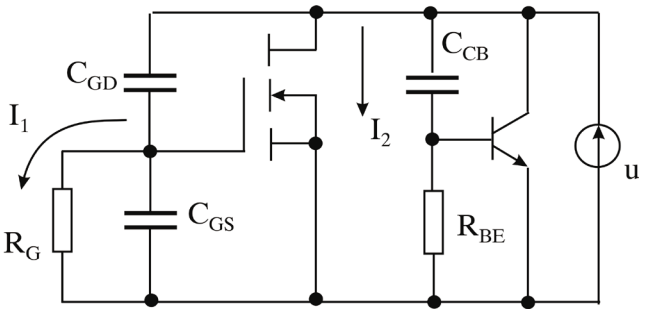
Положителното напрежение дрейн–сорс се явява приложено обратно към диода. При достигане на $U_{(BR)DSS}$, в диода възниква лавинен пробив, който трябва да бъде обратим. Като параметри в този режим се задават величините:

– максимален ток на лавинен пробив за единични и повтарящи се импулси I_{AR} (Avalanche Current);

– максимално допустима енергия на единичен импулс E_{AS} (Single Pulse Avalanche Energy);

– максимално допустима енергия на серия от импулси E_{AR} (Repetive Avalanche Energy), която е много по–малка от E_{AS} .

1.1.8. ЕФЕКТ du / dt В МОЩЕН MOSFET ТРАНЗИСТОР



Фиг.1.16. *Еквивалентна схема на MOSFET, обясняваща ефекта dU/dt.*

Възможни са два механизма, посредством които скоростта на нарастване на напрежението dU_{DS} / dt може да предизвика включване на MOS транзистора. На фиг. 1.16 е показана еквивалентна схема на мощен MOSFET елемент с включени междуелектродни капацитети и паразитен биполярен транзистор.

Първият механизъм, по който големината на dU_{DS} / dt може да предизвика включване, е през елемента на обратната връзка капацитета C_{GD}. При

прилагане на бързо изменящо се напрежение между дрейна и сорса по веригата $C_{GD} - R_G$ (R_G е пълното съпротивление в гейтовата верига) протича ток I_1. Напрежението върху резистора R_G е:

$$U_G = I_1 R_G = R_G C_{GD} dU_{DS} / dt \quad (1.15)$$

Ако това напрежение превиши праговата стойност $U_{GS(TH)}$ транзисторът се отпушва. Устойчивостта на елемента на такова паразитно включване се определя от:

$$dU_{DS} / dt \leq U_{GS(TH)} / (R_G C_{GD}) . \quad (1.16)$$

За елементите с ниско прагово напрежение този механизъм на включване е по–вероятен. Това е особено важно за транзистори при повишена температура на околната среда, поради отрицателния температурен коефициент на $U_{GS(TH)}$. Във връзка с това внимание заслужава и изборът на съпротивлението в гейтовата верига.

Вторият механизъм на включване по причина на ефекта dU_{DS} / dt е свързан с паразитния биполярен транзистор. При бързи промени на напрежението между дрейна и сорса в капацитета на колекторния преход C_{CB} се появява ток I_2, който създава напреженов спад в резистора R_{BE}. Това е предпоставка за отпушване на биполярния транзистор при достигане на необходимото за това напрежение U_{BE}. Последното се определя от израза:

$$U_{BE} = I_2 R_{BE} = R_{BE} C_{CB} \ dU_{DS} / dt \quad (1.17)$$

Тогава, по аналогия с казаното преди, устойчивостта се определя от:

$$dU_{DS} / dt \leq U_{BE} / (R_{BE} C_{CB}) . \quad (1.18)$$

В условия на висока стойност на dU_{DS} / dt и голямо съпротивление R_{BE}, пробивното напрежение на MOS структурата се ограничава от пробивното напрежение на биполярния транзистор в режим с плаваща база $U_{(BR)CEO}$. Ако приложеното напрежение на дрейна е с по-висока стойност, в MOS транзистора настъпва лавинен процес. Той може да разруши структурата, ако външно не се ограничи токът.

Повишаването на динамичната устойчивост спрямо ефекта dU/dt изисква намаляване на съпротивлението R_{BE} посредством по–силно легиране на съответния слой в структурата, намаляване на разстоянието, което токът I_2 трябва да измине латерално в този слой преди да достигне извода на сорса (виж фиг. 1.4б). Свързаната с биполярния транзистор устойчивост се намалява при повишени температури. Това се обуславя от увеличаването на R_{BE} и намаляването на U_{BE} при повишаване на температурата.

1.1.9. СТРУКТУРИ НА МОЩНИ MOS ТРАНЗИСТОРИ

Една от водещите тенденции в производството на мощни полеви транзистори е създаването на елемент с минимални загуби и високо бързодействие. В съответствие с това са усилията на изследователи и производи-

тели към намаляване на съпротивлението $R_{DS(ON)}$ и заряда на гейта. Пътищата, по които се реализират тези стремежи, определят различията в технологиите на производството на мощни MOS транзистори. Те са свързани най-вече с формата и размерите на елементарните клетки в структурата.

Първият мощен MOS транзистор се появява в 1976 г. [32]. Използваната в него VMOS структура се запазва дълго време. Началните подобрения, насочени към повишаването на плътността на клетките в нея, се решават успешно. Но тази конструктивна концепция не се оказа най-благоприятната от гледна точка на някои параметри. Така например, устойчивостта на лавинен пробив при работа с индуктивен товар е важен параметър, с който се гарантира работната точка на транзистора в безопасната област. Адекватността на всички ценерови диоди на отделните клетки в структурата е необходима за тяхната успешна работа [3,28,39].

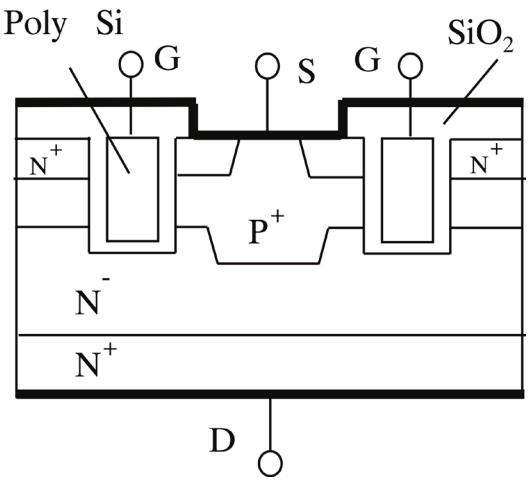
Конвенционалният подход за намаляване на $R_{DS(ON)}$ във вертикалните DMOS структури се реализира посредством намаляване на размерите на клетките, с цел увеличаване на плътността им. Но уплътняването и приближаването им една към друга е предпоставка за взаимно влияние. Това поражда JFET ефект между две съседни клетки (виж фиг. 1.4а) и тенденция към намаляване на дрейновия ток. С това не се постига желаното редуциране на $R_{DS(ON)}$. Въпреки това, този принцип се прилага дълго време и позволява използването на изходни пластини с по–малки размери, но при ограничено съпротивление. От друга страна това изисква монтаж на чипа в относително големи корпуси за отвеждане на отделената топлина [32,47,52].

Увеличаването на размерите на чипа за разполагане на повече MOS транзисторни клетки води до повишаване на капацитета C_{GD} и на заряда Q_{GD}. Това е неблагоприятно за бързодействието и загубите при комутация, които са основната съставка на загубите в мощните полеви транзистори.

Успешно решение на проблема за малкото съпротивление $R_{DS(ON)}$ и за големия брой паралелно свързани клетки се постига чрез разработената от компанията Philips структура, показана на фиг. 1.17 [59,62].

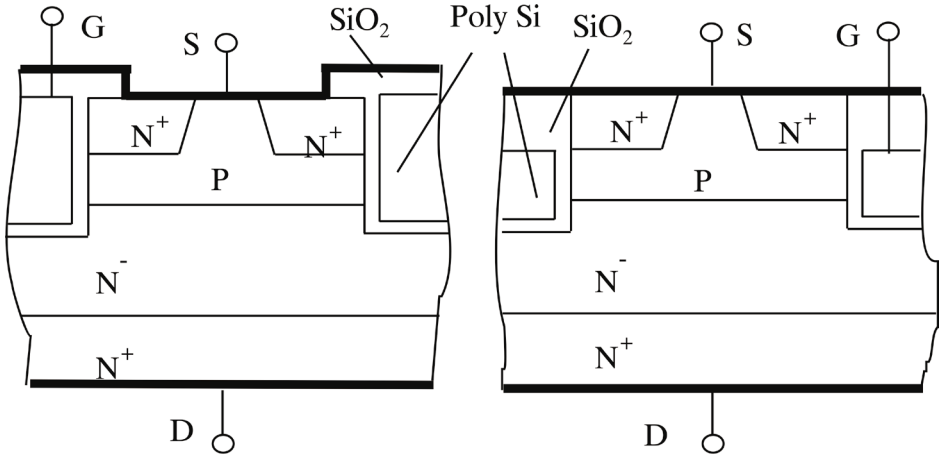
Гейтът от поликристален силиций е формиран в канавка (trench), разположена в P^+ – слой. Каналите се индуцират по вертикалните стени на канавката. Токът протича по най-късото разстояние между сорса и дрейна. В сравнение с конвенционалната DMOS структура при вертикално разположен гейт в TrenchMOS транзистора съпротивлението $R_{DS(ON)}$ се намалява с 50%.

Вертикалното разположение е благоприятно за размерите на клетките и увеличаването на плътността им. Взаимната повърхност между гейта и дрейна е много малка. Това намалява капацитета C_{GD}. Намалената стойност на $R_{DS(ON)}$ позволява транзисторите да работят при по–високи температури на околната среда или да се използват по–малки охлаждащи повърхности, с което се облекчава монтажа. Тази Trench технология не само измества традиционната VMOS структура, но показва интензивно развитие. Въвеждат се нови технологични и конструктивни концепции, с които успешно да се отговори на нововъзникнали и специфични потребности. За автомобилната електроника са необходими мощни MOS елементи с дрейнови токове до няколко стотици ампера и напрежения U_{DSS} = 42 V и $U_{(BR)DSS}$ = 75 V. За целта е предложена модернизация на Trench технологията. Основната идея може да се илюстрира фиг. 1.18 посредством съпоставянето на две структури.



Фиг.1.17.*Структура на TrenchMOS.*

На фиг. 1.18а е показана структура по конвенционална Trench технология. Изолационният слой между метализацията на сорса и поликристалния силициев гейт покрива част от хоризонталната на N^+ - сорса.



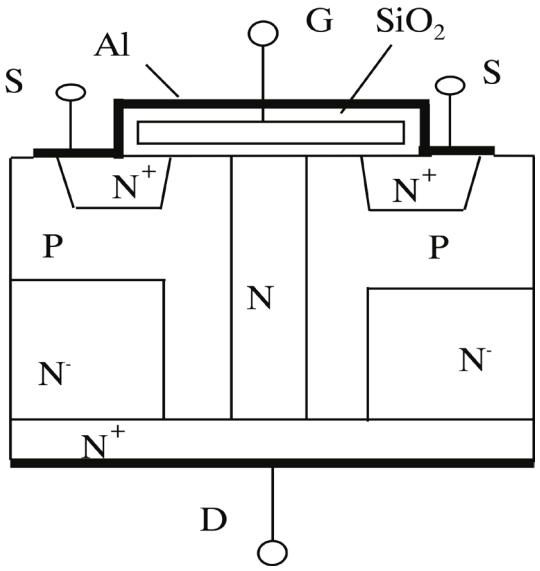
а) **б)**

Фиг. 1.18. *MOS структури с: а) конвенционална Trench технология; б) подобрена Trench технология за намаляване на размерите на клетката.*

С това покриване се определя максималното напрежение гейт–сорс, но се ограничават размерите на клетката. Това се елиминира в новата конструкция, показана на фиг. 18б. Гейтът е оттеглен навътре в канавката на дълбочина, необходима за осигуряване на пространство за окиса. Макси-

малното напрежение на гейта се определя от дебелината на окиса. Използването на тази конструкция намалява размерите на клетката.

Стремежът към повишаване плътността на елементарните клетъчни структури, съдържащи се в чипа, развива и други идеи. Характерно е отказването от обичайния клетъчен строеж и преминаване към формиране на дрейна и сорса във вид на множество вертикални лентички върху хоризонтална подложка. Структурата има лентова геометрия (strip geometry) с много голяма плътност на гейтовите канавки. По данни на фирма Intersil [43,47,62] по тази технология на уплътнени канавки (Dense Trench) са получени MOS транзистори за напрежения (20 ÷ 100) V, в които плътността на каналите 2.5 пъти превишава съответната в структура с клетъчна концепция и имат най–малкото съпротивление $R_{DS(ON)}$ сред предлаганите на пазара транзистори от този клас. Тази технология е благоприятна и от гледна точка на заряда на гейта и способността за работа в индуктивни вериги.



Фиг.1.19.*Структура на CoolMOSFET.*

Концепцията на лентовата геометрия намира приложение за нисковолтови и високоволтови транзистори. Технологичните решения за създаване на високоволтови MOS елементи използват структури, в които върху хоризонтална подложка е формирана мрежа (mesh) от много дрейнови дифузионни P–области. Тя обхваща система от вертикални тънки ленти на N–сорса и гейта. Структурата е известна под наименованието MDMesh (Multiple Drain Mesh). Този принцип е приложен за реализация на MOS транзистор с пробивно напрежение U_{DSS} = 1000 V [28,32,62].

Разработването на мощните MOSFET се доминира от тенденцията за миниатюризация на силовите електрони устройства. Първостепенни фактори в това отношение са намалено $R_{DS(ON)}$, повишена устойчивост към критични състояния при превключване, защита от лавинни процеси, намаляване необходимата за управлението мощност посредством редуциране на заряда на гейта. Съпротивлението $R_{DS(ON}$ в транзистори с напрежения $U_{(BR)DSS}$ > 300 V се определя главно от легирането и дебелината на епитаксиалния слой в структурата и слабо зависи от размерите на клетката и подложката. Обратно на това, в никоволтовите MOSFET с напрежения $U_{(BR)DSS}$ < 100 V намаляване на $R_{DS(ON}$ се получава само с ограничените възможности за оптимизиране на геометрията на клетката [28,39]. Това насочва изследванията към нова концепция на структурата.

На фиг.1.19 е показана клетка на мощен MOS транзистор от типа CoolMOS. Промените в случая са в епитаксиалния N^- – слой. В него са формирани две вертикални P–области. Разделят се от N–област с по–малко съпротивление от това на епитаксиалния слой в планарната структура. Така в новото поколение Cool 2 MOS транзистори на фирмата Infineon съпротивлението $R_{DS(ON)}$ се намалява от 5 до 10 пъти в сравнение с планарната структура (виж фиг. 1.2) при една и съща площ [28,41]. Пробивното напрежение се определя от свойствата на слоевете във вертикално и хоризонтално направления. За получаване на по–високи пробивни напрежения е необходимо просто да се разширят P–областите, без да се променя легирането им. Това определя линейна зависимост между съпротивлението $R_{DS(ON)}$ и пробивното напрежение, което е благоприятна предпоставка за прилагане на Cool технологията при високоволтовите MOSFET транзистори [3,39,59].

В новата конструкция на клетката с характерните вертикални P–слоеве съществено се намалява площта на чипа. В резултат на това, Cool MOS транзисторите показват намалени капацитети в сравнение с адекватни елементи, получени по други технологии. Особено силно се намалява входният капацитет, а с това зарядът гейт–сорс и мощността за управление при определена честота. В крайна сметка, Cool технологията открива широко поле за приложение на MOS транзисторите с високо бързодействие и оптимално поведение при превключване от гледна точка на комутационни загуби, пробивни напрежения, динамична устойчивост dU / dt и др.

1.2. БИПОЛЯРНИ ТРАНЗИСТОРИ С ИЗОЛИРАН ГЕЙТ – IGBT

1.2.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

Историята на биполярните транзистори с изолиран гейт (Insulated Gate Bipolar Transistor), наречени IGBT, започва с обявено през декември 1979 г. научно съобщение и последвала го заявка за изобретение в патентната служба на САЩ от 25 март 1980 г. След дълги дискусии и обстойно проучване от страна на споменатата институция, през декември 1982 г. се издава патент на д-р Ханс Беке (Hans Becke) и Франк Уитли (Frank Wheatly) за изобретяване на IGBT, независимо от претенциите и на други автори [4,6]. С това се поставя началото на използването, признаването и утвърждаването на големите възможности на IGBT като ключов елемент, заместващ употребяваните дълго до този момент биполярни транзистори (БТ).

Биполярните транзистори и мощните MOSFET не винаги можеха да удовлетворяват нарастващите с времето изисквания на силовите електронни системи. В тази връзка трябва да се спомене, че бяха разработени високоволтови БТ, но скоростта им на превключване бе недостатъчна. Налице бяха MOSFET с високо бързодействие, но нямаше високоволтови и силнотокови модули. Появилите се IGBT преодоляват много от ограниченията в

БТ и MOSFET, като съчетават най-добрите им свойства и отличителни черти.

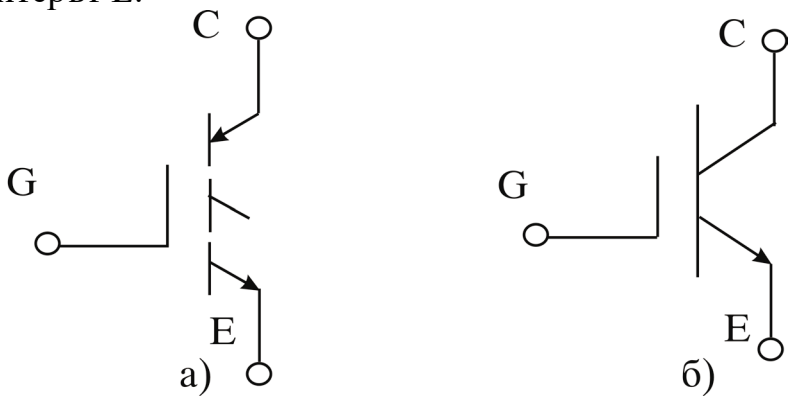
В IGBT се елиминират големите загуби на мощност в отпушено състояние, характерни за повечето серии MOSFET, при запазени благоприятни елементарни условия и изисквания към входното гейтово управление. Така, IGBT се управлява, аналогично на мощния MOSFET, с напрежение на гейта, но изходният ток е както в БТ. Предимство на IGBT, в сравнение с БТ, е по-доброто компромисно съотношение между напрежението на насищане и способността на транзистора да издържа високи моментни температурни пикове без дефектиране.

Първоначално IGBT се използват в схемите за управление на мощни товари при сравнително ниско бързодействие. Днес те заемат много широки позиции. Прилагат се в задвижването на транспортни средства, за управление на електродвигатели (честтони задвижвания), в автомобилни и други запалителни системи, в ключови стабилизатори SMPS (Switch Mode Power Supplies), в системите за гарантирано електрозахранване UPS (Uninterrupted Power Supply), в схеми за корекция на фактора на мощността PFC (Power Factor Correction), във високочестотните електротехнологични системи и др.

1.2.2. ОСНОВНА СТРУКТУРА И ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ

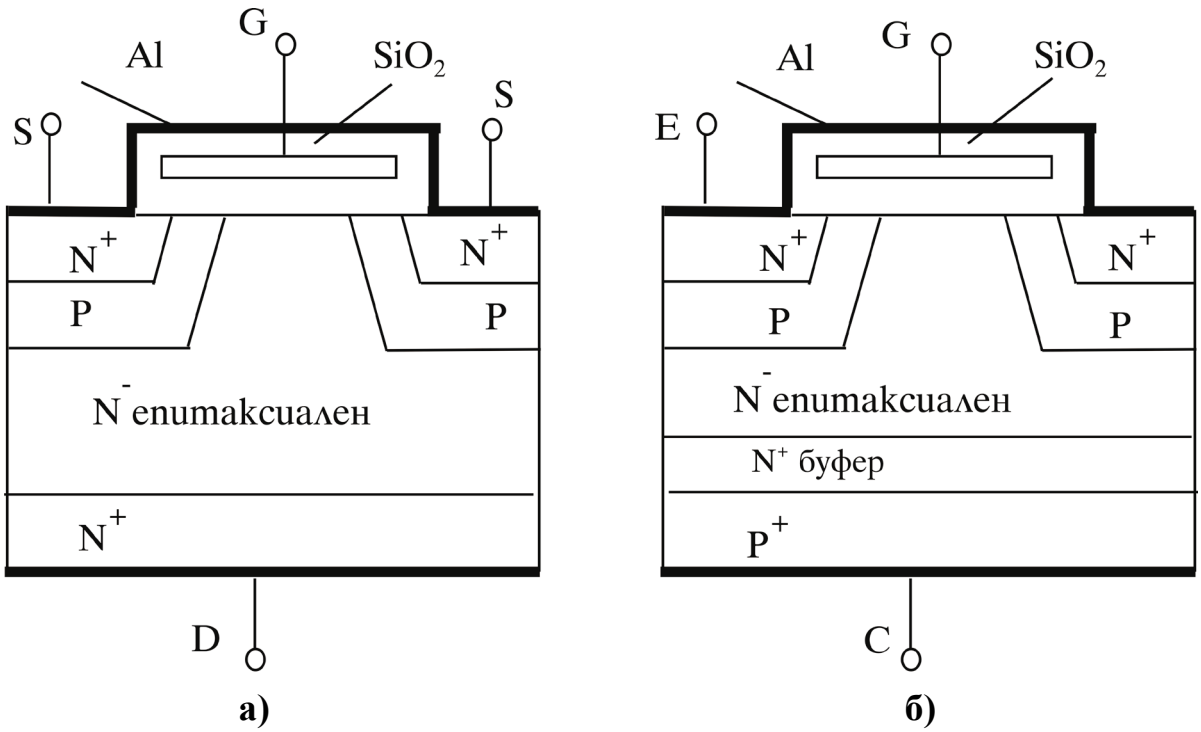
На фиг. 1.20 са дадени двете символични означения на IGBT. В началото се използва това (фиг. 1.20 а), свързано с MOS транзистора с индуциран N канал, работещ в режим на обогатяване. Показаното на фиг. 1.20 б означение с включени елементи от биполярния транзистор сега е получило по-широка употреба.

Управлението е с помощта на гейта G, а другите два извода са колекторът C и емитерът E.



Фиг. 1.20. *Символични означения на IGBT.*

На фиг. 1.21 са показани, за съпоставяне, напречните сечения на части от структури на вертикален двойнодифузионен полеви транзистор VDMOSFET (фиг.1.21а) и на IGBT (фиг. 1.21б).



Фиг. 1.21. *Напречни сечения на: а) вертикален двойнодифузионен MOSFET; б) IGBT.*

И в двата елемента се прилага принципът на клетъчно изграждане, вертикално разположение на дрейна и сорса, както и вертикално протичане на тока. Съпоставянето на двете структури експонира подобието и различието между тях. Вместо N^+ – подложката (субстрата) на VDMOSFET, в структурата на IGBT, най–отдолу, за основа се поставя P^+ – слой, от който е изведен колекторът C. Над него последователно се разполагат буферен N^+ – слой и високоомен епитаксиален N–слой с типична дебелина 60 μm. Силно легираните P^+– и N^+– слоеве над него са с дебелина 6 и 1 μm [27,47]. Тази структура е известна с наименованието Punch Through Structure, а за съответните транзистори се използва означението PT - IGBT. С добавянето на P^+ – слоя като подложка, IGBT става четирислойна структура и е подобен на управляван с MOS гейт тиристор MCT (MOS Controllerd Thyristor). Когато на гейта се приложи положително напрежение, по–високо от една прагова стойност, от N^+– слоя в P^- – слоя под повърхността на G, се привличат електрони и се индуцира проводящ N – канал. При прилагане на напрежение на колектора от горния N^+ – слой като от сорс на MOSFET, започва да протича електронен ток. Това е равносилно на действието на образуван от слоевете $N^+P^-N^-$ биполярен транзистор, като слоят N^+ се явява емитер на IGBT. Постъпващите в епитаксиалния N^-– слой електрони го зареждат отрицателно и понижават неговия потенциал. Това е предпоставка за поляризиране в права посока на прехода P^+N^- между подложката и епитаксиалния слой. Предизвиква се инжекция на неосновни р-носители в N^-– слоя, което е адекватно на действието на емитерен преход в PNP

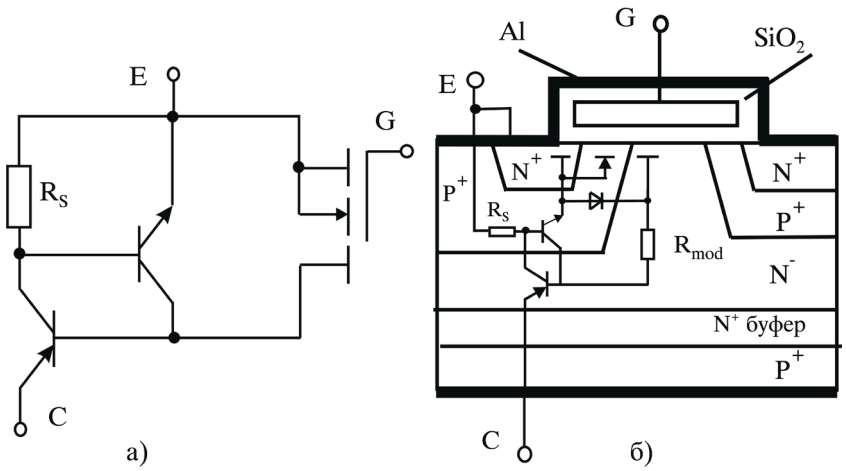
транзистор. Типичната плътност на инжектираните неосновни носители е $10^2 \div 10^3$ пъти по–висока от нивото на легиране в епитаксиалния N^-–слой [17]. Независимо от вероятността за рекомбинация, повишената концентрация на токови носители съществено модулира проводимостта му. В сравнение със съпротивлението $R_{DS(ON)}$ на отпушен NMOS транзистор със същата площ на структурата и същото максимално напрежение, съпротивлението колектор–емитер на IGBT е около 5 пъти по-малко. В тази връзка IGBT в началото бе известен [4,32] като полеви транзистор с модулирана проводимост (COMFET).

В структурата на IGBT не съществува обратно свързан диод между C и E, какъвто има между дрейна и сорса в MOS транзистора. Отсъствието на такъв антипаралелен диод е и предимство и недостатък. При необходимост, би могъл да се прибави диод, който може да бъде подбран много по–бърз от този в MOSFET. От друга страна, при отсъствие на диод, IGBT е защитен от проблемите на обратната проводимост, които имат място в мощните полеви транзистори.

Запушването на IGBT може да се постигне чрез прекратяване на положителния импулс и намаляване на напрежението U_{GE} до нула или чрез прилагане на отрицателно напрежение между G и E. При това, електроните от N^-– слоя се изтеглят към емитера, а p–носителите – към колектора. Това изисква определено време, което обуславя по–голяма мощност на превключване в сравнение с MOSFET [9]. Освен това следва да се има пред вид, че в запушения IGBT електрически заряди проникват и в буферния N^+ – слой и при отпушване е необходимо време за изтеглянето им.

1.2.3. ЕКВИВАЛЕНТНА СХЕМА

На фиг. 1.22 а,б са показани еквивалентната схема и разположението на паразитните елементи в структурата на IGBT.



Фиг. 1.22. *а) еквивалентна схема на IGBT; б) разположение на паразитните елементи в структурата на IGBT.*

Еквивалентната схема се състои от N – канален MOSFET, PNP и паразитен NPN биполярни транзистори. Резисторът R_S шунтира прехода E–B на NPN транзистора и при нормални работни условия в последния се поддържа много малък ток. Обаче, при голям ток от колектора на IGBT транзисторът NPN може да се отпуши, шунтирайки гейта на MOSFET. В резултат на това IGBT не може повече да се управлява от гейта, докато колекторният ток не се намали под една определена стойност. Този ефект [4,32,32,39] е наречен статично включване (static latch–up). Подобно свойство съществува и в динамичен режим (dynamic latch–up mode). При изключване на IGBT областта на обемен заряд на прехода J_2 (виж фиг. 1.21б) между епитаксиалния N^- – слой и разположения над него P^+ – слой рязко се разширява и IGBT остава отпушен при ниво на тока около 50 % от това при статичния режим. Първите образци на IGBT бяха чувствителни към това и имаха относително големи и силно зависими от тока времена на спадане при изключване.

За да се подобрят свързаните с това явление свойства на транзистора, трябва да бъде минимизиран шунтиращият резистор. Обикновено, това се постига с оптимизация на конструкцията на елементарната клетка в структурата. За целта се намаляват дължината на N^+ – емитера и дълбочината на P^+ – дифузията. Възможно е увеличаване на примесната концентрация в базовия слой на NPN транзистора при едновременно намаляване дебелината на подгейтовия окис за получаване на същото прагово напрежение. От друга страна, влияние оказва и буферният N^+ – слой, който се въвежда поради следните причини:

– ограничава се инжекцията на p–носители в N^- – слоя, което прави транзистора по–бърз, но с компромисно увеличаване на спада на напрежението в отпушено състояние;

– създава се благоприятна за рекомбинация област с малки времена на живот на токоносителите, което се отразява на скоростта на превключване;

– възпрепятствува се сливането на областта на обемния заряд (ефекта на Ърли в PNP транзистора) на прехода J_2 с P^+ – подложката. Това позволява използването на по–тънък епитаксиален слой, което намалява напрежението в отпушено състояние;

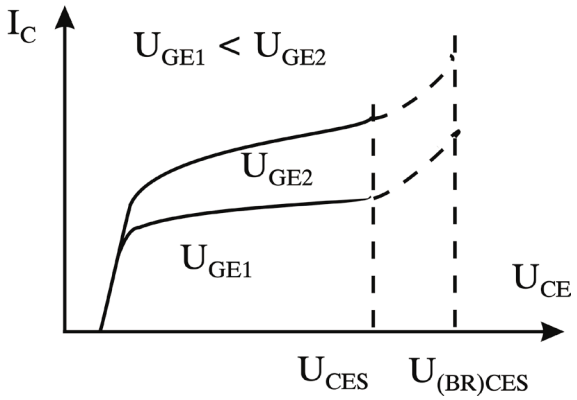
– намалява се коефициентът на предаване по ток на PNP транзистора, с което се редуцират температурните изменения на тока на утечка;

С това се постига подобряване на нивото на тока на включване (latching current) около три пъти. Съществено се подобрява и времето на спадане при изключване, особено при малки колекторни токове.

Характеристиката при изключване на IGBT се определя главно от така наречения “остатъчен ток” или обратен ток на възстановяване (tail current). Тъй като инжектираните по време на отпушеното състояние токови носители при запушване трябва да се разсеят, наличието на рекомбина-

ционни центрове съществено би подобрило времената на спадане. За създаването на такива центрове се прилага облъчване с бързи неутрони, гама лъчи, ускорени електрони. След такива въздействия се провежда допълнителна температурна обработка (закаляване) за отстраняване на радиационните дефекти в кристалната решетка на полупроводника и получаване на стабилни във времето параметри на транзистора. Легирането с тежки метали (злато, платина) намалява времето на живот на токовите носители, благоприятства рекомбинацията, а също така подобрява бързодействието. Но по–бързото изключване на транзистора е съпроводено с по–високо напрежение на насищане [4].

1.2.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРИ



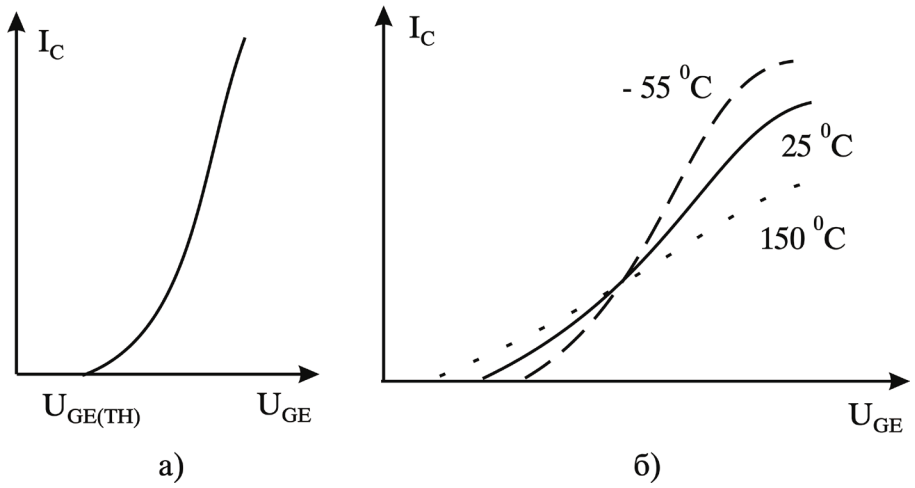
Фиг. 1.23. *Изходни характеисти на IGBT.*

На фиг. 1.23 са показани изходните характеристики на IGBT, които се определят от зависимостите $I_C = f(U_{CE})$ при $U_{GE} = const$.

Както се вижда от еквивалентната схема на фиг. 1.22а, напрежението колектор емитер е сума от напреженията дрейн–сорс на MOSFET и емитер – база на PNP транзистора. Последното трябва да има определена стойност, за да се гарантира отпушването на съответния PN преход. В тази връзка, изходните характеристики не започват от началото на координатната система.

Проходните (предавателните) характеристики $I_C = f(U_{GE})$ при $U_{CE} = const$, показани на фиг. 1.24а, са подобни на съответните за полевия MOS транзистор.

На фиг. 1.24б е представено семейство проходни характеристики, заснети при различни температури. Видът му се определя от влиянието на температурата върху праговото напрежение $U_{GS(TH)}$ и подвижността на носителите в индуцирания канал. Полезно за практиката е да се подчертае, че както и в MOSFET, при повишаване на температурата се намалява праговото напрежение, но в областта на големите токове температурният коефициент на колекторния ток е отрицателен, поради намаляване на подвижността на токоносителите.



Фиг. 1.24. *а) проходна характеристика на IGBT; б) семейство проходни характеристики при различни температури.*

Параметрите на IGBT могат да бъдат класифицирани в няколко групи [4,5,6,32,38]. Безспорно, първостепенно значение за надеждната работа на елемента имат **максимално допустимите параметри**. Като такива за IGBT се дефинират следните величини:

– температурен обхват на кристала T_J, в който транзисторът работи и температурен обхват на съхранение T_{STG} на елемента в неработещо състояние. Понякога в каталозите се дава максималната стойност на температурния обхват T_{JMAX};

– максимално напрежение колектор–емитер U_{CES} (или U_{CE}), до което транзисторът работи нормално (виж фиг. 1.23);

– напрежение на пробив колектор – емитер $U_{(BR)CE}$ (виж фиг. 1.23). Прието е, че лавинният пробив започва, когато при запушен транзистор, т. е. при $U_{GE} = 0$, колекторният ток нараства над една регламентирана в каталозите стойност;

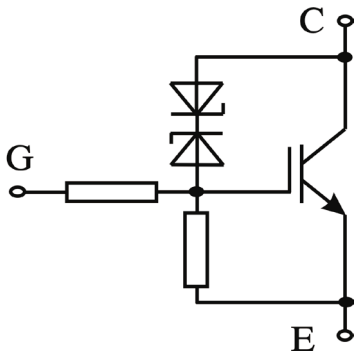
– максимално напрежение гейт – емитер U_{GE}, определено от дебелината и свойствата на изолиращия слой между G и E. Напрежението U_{GE} може да бъде с произволна полярност и е обикновено между 10 и 30 V;

– максимално обратно напрежение колектор – гейт U_{CGR} , което обикновено е равно на U_{CES};

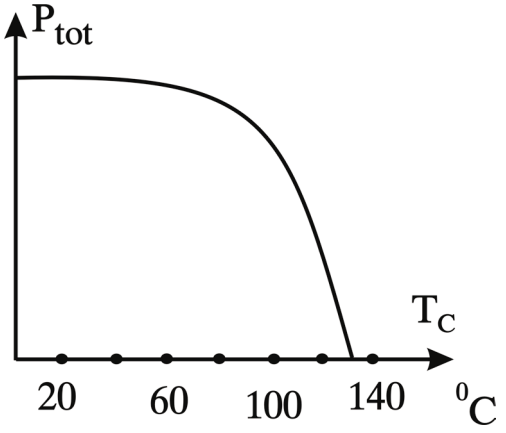
– максимален постоянен колекторен ток I_C, при който се достига максималната температура на кристала T_{JMAX}. Токът I_C намалява с увеличаване на температурата на корпуса. Поради това в каталозите се дават стойности на тока I_C при $T_C = 25\ ^0C$ и при още една температура (обикновено 100^0C) с означения, съответно I_{C25} и I_{C100}. Възможно е, вместо това да се представя графично зависимостта $I_C = f(T_C)$;

– максимален импулсен колекторен ток I_{CM} (или $I_{C\,PULS}$), определен от максималната амплитуда на импулс с определена продължителност (обикновено около 1 ms);

– максимален ток при индуктивен товар I_{LM}, представян в много каталози поради масовото използване на IGBT за управление на индуктивни товари. Трябва да се отбележи, че при I_{LM} се гарантира запушване на транзистора с помощта на управляващата верига. В предназначени за работа с индуктивен товар IGBT, се вгражда защита (виж фиг. 1.25), ограничаваща напрежението гейт– колектор до безопасна стойност. Така се реализира самоограничаващо се индуктивно превключване SCIS (Self Clamped Inductive Switching). В такива случаи, вместо величината I_{LM} се задава токът на индуктивно превключване I_{SCIS} (Inductive Switching Current);



Фиг.1.25. *IGBT с вградена защита.*



Фиг.1.26.*Температурна зависимост на разсейваната мощност.*

– максимална разсейвана мощност P_D (или P_{TOT}), при която се достига махсималната температура T_{JMAX}, като зависимостта е:

$$P_D = (T_{JMAX} - T_C) / R_{THJC}. \quad (1.19)$$

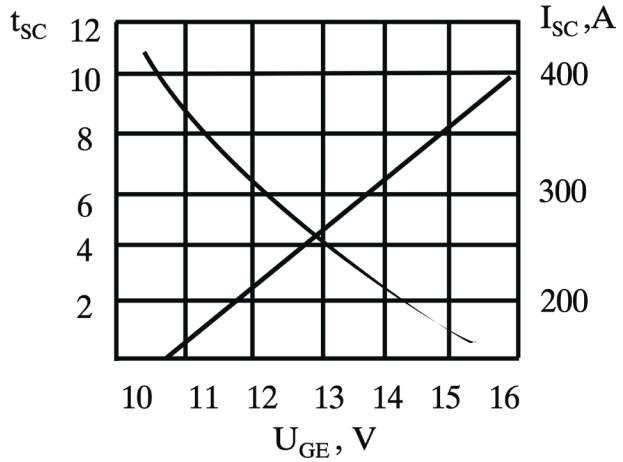
Величината P_{TOT} е обратно пропорционална на температурата на корпуса (виж фиг. 1.26).

– енергия на лавинен пробив при единичен импулс EAS (Single Pulse Avalanche Energy).

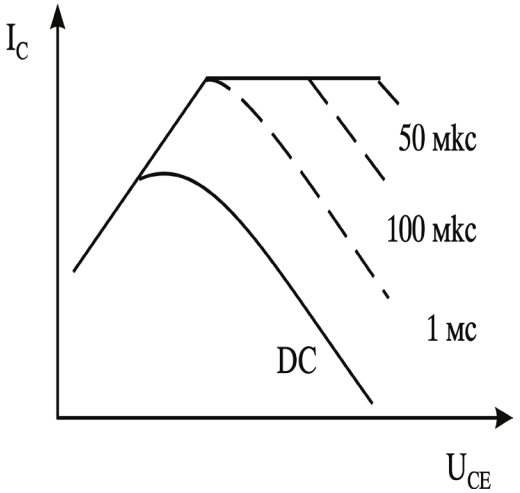
Специфично положително качество на IGBT е способността им да издържат краткотрайно, обикновено за няколко десетки микросекунди, късо съединение в товара. Във връзка с това, в някои каталози се регламентира параметър време на късо съединение t_{SC} в съчетание с ток на късо съединение I_{SC}. На фиг. 1.27 са показани зависимости на тези специфични параметри от напрежението на гейта [41].

Но е необходимо да се подчертае, че има ограничения на времето между две последователни къси съединения (обикновено не по–малко от 1 s) и на допустимия им брой. В случаи, че се надвишат, има опасност от промяна на параметрите на елемента.

Границите, в които могат да се изменят колекторният ток и напрежението колектор–емитер определят област на безопасна работа SOA (Safe Operating Area), представена на фиг. 1.28. Тя е най-тясна в режим на работа на IGBT с постоянен ток (плътната линия) и се разширява при импулсен колекторен ток толкова повече, колкото са по–кратки импулсите.



Фиг. 1.27.*Зависимости на времето и тока на късо съединение от напрежението гейт-емитер.*



Фиг. 1.28. *Област на безопасна работа в режим на постоянен (DC) и импулсен ток.*

Към **групата на топлинните параметри** се отнасят топлинните съпротивления, които среща топлинната мощност при нейното разсейване от структурата на транзистора към околната среда. Като такива се дефинират съответно, топлинни съпротивления: кристал–корпус R_{THJC} (Thermal Resistance Junction–to–Case); кристал–околна среда R_{THJA} (Thermal Resistance Junction–to–Ambient). Към тях понякога се отнася и топлинното съпротивление корпус–радиатор R_{THCS} (Thermal Resistance Case–to–Sink).

В някои каталози се дава величината $1/R_{THJC}$, която е известна като параметър коефициент на намаляване на мощността (Derating Factor).

В състава на **електрическите параметри** се включват величините:

– напрежение на отпушване (прагово напрежение) гейт – емитер $U_{GE(TH)}$ (Gate – Emitter Threshold Voltage). Дефинира се като напрежение между гейта и емитера, при което започва да протича колекторен ток с регламентирана в каталозите стойност (обикновено няколко стотици микроампера). При напрежения $U_{GE(TH)} < 2$ V е възможно управлението да се реализира с логическа “1” от ТТЛ елемент. Съответните транзистори се наричат IGBT с логически нива (Logic Level IGBT). Напрежението на отпушване $U_{GE(TH)}$ има отрицателен температурен коефициент с типична стойност около – 10 mV/ ^{0}C);

– напрежение на насищане колектор–емитер $U_{CE(SAT)}$ или $U_{CE(ON)}$. То зависи от колекторния ток и температурата на кристала (съответно на кор-

пуса). Поради това в каталозите се дават няколко стойности в зависимост от работните условия. С това напрежение е пряко свързана разсейваната от отпушения IGBT мощност;

– обратен колекторен ток I_{CES} (Zero Gate Voltage Collector Current). Протича през запушения IGBT и се явява нежелан и силно температурно зависим ток, като при температура T_{JMAX} стойностите му могат да надхвърлят няколко милиампера;

– предавателна проводимост (стръмност) Y_{FE}, G_{FE} или Y_{FS} (Forward Transconductance). Определя се от отношението $Y_{FE} = \Delta I_C / \Delta U_{GE}$, т. е. от наклона (стръмността) на предавателната характеристика и обикновено има стойност над 1 сименс;

– паразитни капацитети, обусловени от наличието на изолиран гейт, препокриващ сорса и дрейна на MOSFET в структурата. Като такива се обособяват междуелектродните капацитети гейт–емитер C_{GE}, гейт–колектор C_{GC} и колектор–емитер C_{CE}. С тях са свързани представяните в каталозите от схемотехнична гледна точка като параметри:

– входен капацитет C_{IEE} (Input Capacitance)), който е:

$$C_{IEE} = C_{GE} + C_{GC} ; \tag{1.20}$$

– изходен капацитет C_{OEE}, C_{IES} или C_{ISS} (Output Capacitance),който е:

$$C_{OEE} = C_{GC} + C_{CE} ; \tag{1.21}$$

– проходен капацитет (капацитет на Милер) C_{REE}, C_{RES} или C_{RSS} (Reverse Transfer Capacitance), който се определя от междуелектродния капацитет C_{GC} и има съществено значение за действието на IGBT.

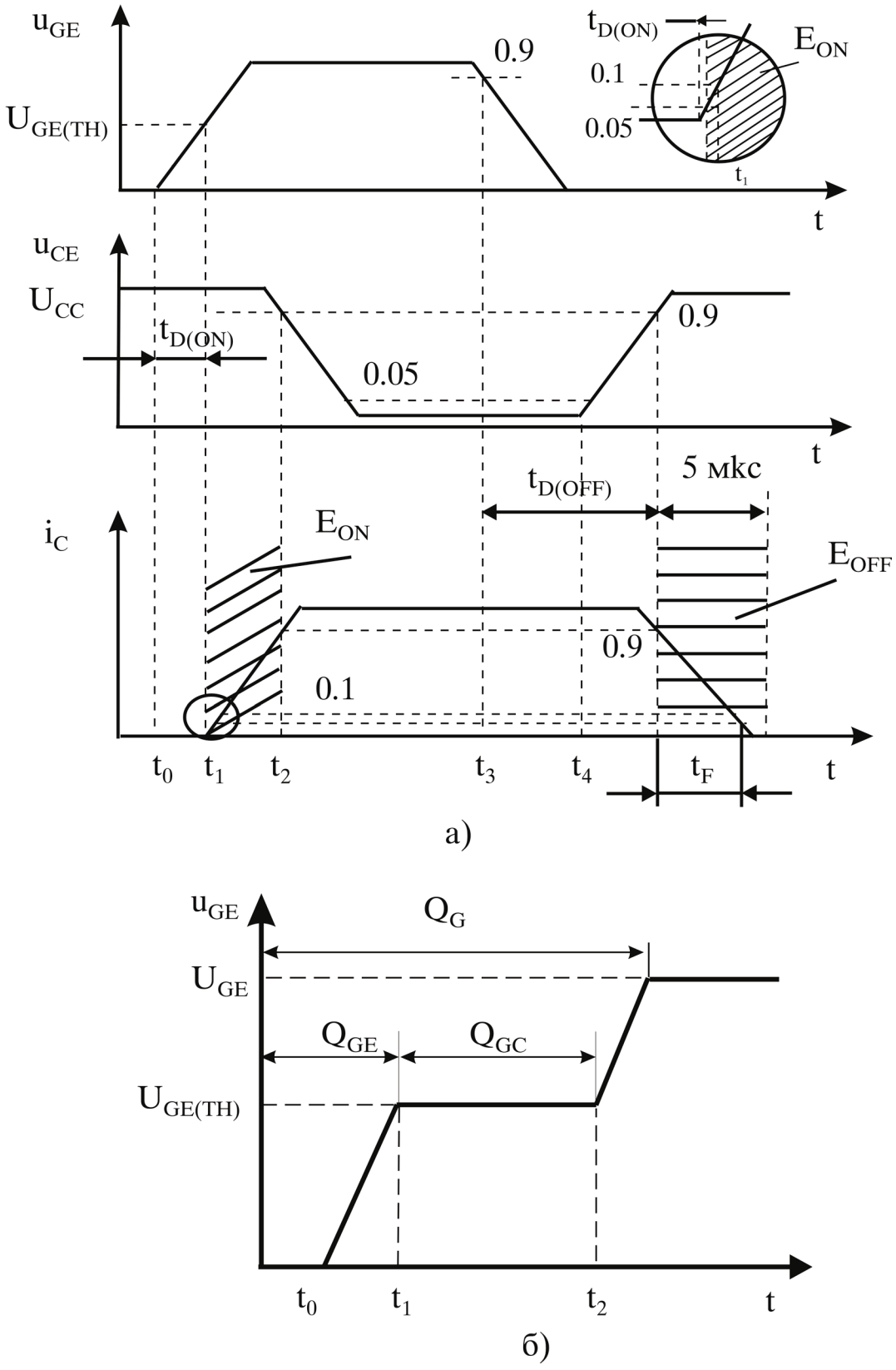
Работата на IGBT като ключ е свързана с отпушването и запушването му. Процесите при това могат да бъдат илюстрирани с представените на фиг. 1.29 времедиаграми на напрежението u_{CE} и тока i_C. Както се вижда от фиг. 1.29а, до момента t_0 в запушения транзистор не протича ток и u_{CE} е равно на захранващото напрежение U_{CC}. Нарастващото от момента t_0 напрежение гейт–емитер u_{GE} започва да зарежда капацитета C_{GE} (фиг. 1.29б). В момента t_1 и достигане на стойността $U_{GE(TH)}$ транзисторът се отпушва. Върху капацитета C_{GE} се натрупва заряд гейт–емитер Q_{GE}, а колекторният ток нараства до ниво 0.1 от максималната си стойност. Интервалът $t_0 \div t_1$ определя параметър време на закъснение при отпушване $t_{d(on)}$ (Turn–On Delay Time). От друга страна напрежението намалява и достига стойността $U_{CE}=0.9U_{CC}$. Продължителността на предния фронт е свързана с времето на нарастване t_r (Rise Time). То се дефинира, както се вижда от фиг. 1.29а, чрез интервала между моментите t_1 и t_2, за който токът нараства от 0.1 до

0.9 от максимума си. За това време върху капацитета C_{GC} се натрупва заряд гейт–колектор Q_{GC} (Gate Collector Charge). Сумата на времената $t_{d(on)}$ и t_R определя времето на включване t_{ON} (Turn–On Time). При увеличаване на напрежението гейт–емитер до стойността U_{GE}, която се дава в каталозите, се увеличава количеството електричество в гейта до стойност, обособена като параметър заряд на гейта Q_G (Gate Charge) при запазено отпушено състояние на транзистора. Тази стойност на напрежението гейт–емитер U_{GE} най–често е 20 V и, за избягване на дефектирането на IGBT, не трябва да се превишава. Транзисторът започва да се отпушва при управляващо напрежение на гейта (5÷6)V и преминава в наситено състояние при напрежение U_{GE} от порядъка на (10÷12) V. От фиг. 1.29а се вижда, че в определен интервал от време напрежението u_{CE} намалява, а токът i_C расте. Това означава консумиране на енергия, която определя параметър енергия на отпушване E_{ON} (Turn–On Energy). Тя се измерва за времето от момента, в който токът i_C достига 0.05 от максималната си стойност, до момента в който напрежението намалява до 0.05 от захранването U_{CC} (виж наклонено защрихованата площ на фиг. 1.29а.

Запушването на IGBT практически се извършва чрез скокообразно намаляване на напрежението U_{GE} до нула или подаване дори и на отрицателно напрежение. В последния случай се ускорява значително процесът на запушване, но се налага използването на още едно управляващо напрежение. При запушване на транзистора се дефинират аналогични параметри, показани на фиг. 1.29а. Това са време на закъснение при запушване $t_{d(off)}$ (Turn–Off Delay Time), продължителност на задния фронт или време на спадане (запушване) t_f (Fall–Time). Сумата от времената $t_{d(off)}$ и t_f определя общото време на изключване t_{off} (Turn–Off Тиме). Като параметър се дава и енергията на запушване E_{OFF} (Turn–Off Energy). Последната се измерва за време 5 микросекунди след момента, в който напрежението u_{CE} достига стойността $0.05U_{CC}$, както е показано с хоризонтално защрихованата площ на фиг. 1.29а. Наред с енергиите E_{ON} и E_{OFF}, в някои каталози се включва величината

$$E_{TS} = E_{ON} + E_{OFF} \tag{1.22}$$

с наименованието енергия на превключване (Switching Energy).



Фиг. 1.29. *а) преходни процеси в IGBT; б) времедиаграма на напрежението* U_{GE}.

Върху времената t_{on} и t_{off} оказват влияние колекторният ток, температурата, съпротивлението в управляващата верига, скоростта на изменение на управляващото напрежение и др.

В много каталози, посредством допълнителен индекс в означенията на параметрите, се прецизира характерът на товара в колекторната верига. Например, в случай на резистивен товар времената при включване се означават като $t_{d(on)R}$ и t_{rR}. При индуктивен товар времената на изключване се дават като $t_{d(off)L}$ и t_{fL} .

Характерно за IGBT е обстоятелството, че постигането на малка стойност на напрежението $U_{CE(ON)}$ става при по–голяма енергия E_{OFF} и обратно. Типичен пример за това са IGBT за ключовите стабилизатори, които са с малка E_{OFF} и намалени загуби на превключване, но със значително напрежение $U_{CE(ON)}$. От друга страна, транзисторите за управление на електродвигатели и за UPS, имат значителна енергия E_{OFF} и малко напрежение $U_{CE(ON)}$.

1.2.5. СТРУКТУРНИ РАЗНОВИДНОСТИ НА IGBT

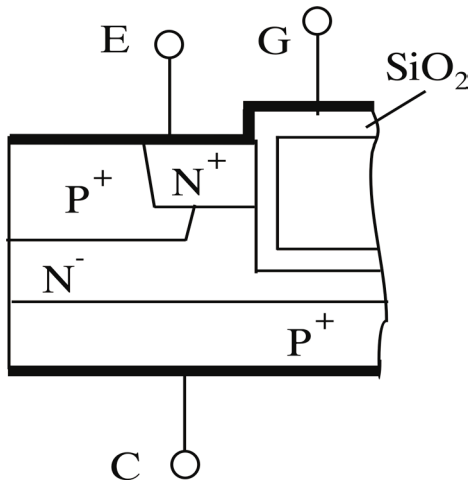
Използването на IGBT започва с разгледаната в предните раздели класическа PT (Punch – Through) структура. Големите успехи, които завоюват тези транзистори, до голяма степен се дължат на значителните усилия, които са приложени за тяхната оптимизация. Те са насочвани към усъвършенстване на структурата, най-напред в областта на емитера, след което бе обърнато внимание на дрейфовата област и в последствие акцентът падна на колекторната част. Във връзка с това, в следващото изложение се проследява структурното многообразие на IGBT.

1.2.5.1. ИНЖЕНЕРНИ РЕШЕНИЯ НА ЕМИТЕРА

Първоначално разработването на емитера се реализира посредством планарна и вертикална геометрии на гейта.

В планарната IGBT структура (фиг. 1.21а) има двумерно протичане на тока. Електроните започват своето движение латерално (хоризонтално) през индуцирания канал на NMOS транзистора, а след това се спускат вертикално към дрейфовата област. От колектора на транзистора се инжектират вертикално p–носители в дрейфовата област, които след това, преминавайки под N^+ – слоя, достигат до емитера. Обратно поляризираните преходи между епитаксиалния N^-–слой и разположените над него P^+–слоеве оказват въздействие на вертикалния поток от токоносители, подобно на това в полеви транзистор с PN преход (JFET). Увеличаването на разстоянието между клетките в структурата отслабва този ефект, но с това и се редуцира плътността на носителите в канала в активната част на елемента. Неговото избягване е възможно чрез повишаване концентрацията на примесите в дрейфовата област под гейта. За елиминиране на JFET ефекта са предложени вертикални геометрии на гейта. В новата структура (виж фиг.

1.30), за формиране на вертикалния гейт, се използват “канавки” (trench) с дълбочина най–малко 5 μm. Основното предимство на тези тип транзистори, наречени Trench IGBT (T–IGBT), е по–ниското напрежение в отпушено състояние.

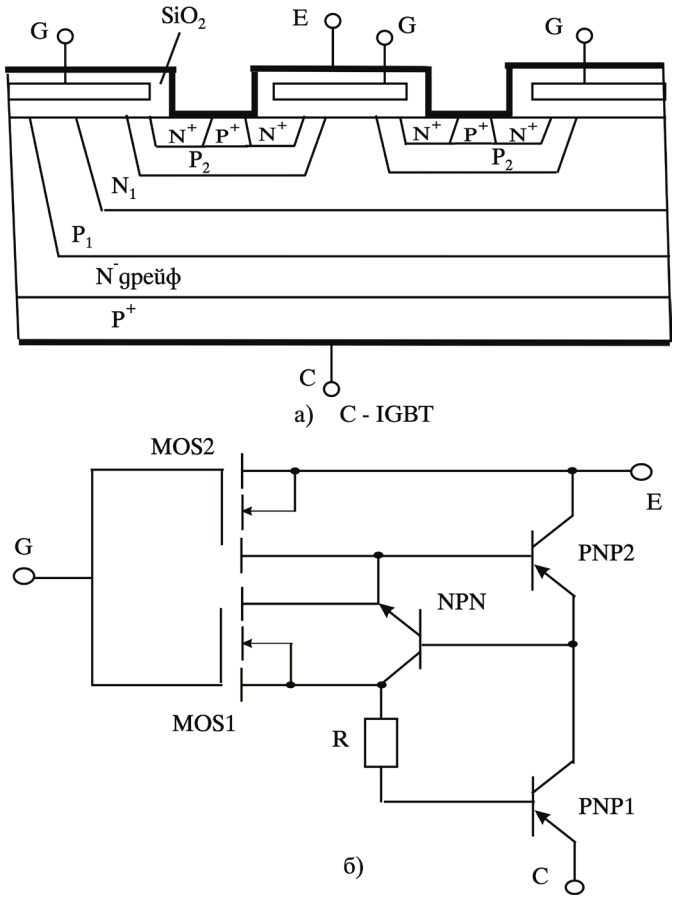


Фиг. 1.30. *IGBT с вертикална геометрия на гейта.*

Има няколко обяснения за това. Вертикалната геометрия позволява “пакетиране” на клетките, което повишава плътността на канала. Токът протича вертикално, което елиминира JFET ефекта и намалява загубите в отпушено състояние. В T–IGBT има повишена инжекция на токоносители. Тя се проявява на дълбочина (8 ÷ 10) μm при използване на широки и плътно разположени канавки, намаляващи потока от p–носители към емитера. Поради това, неосновните носители се натрупват под вертикалните гейтове. Повишава се потенциалът на дрейфовата област, което води до обогатяване на електронния поток от канала на NMOS транзистора. Това увеличава модулацията на проводимостта на дрейфовата област и подобрява напрежението в отпушено състояние. Протичането на тока от p–носители, предимно във вертикално направление, е благоприятно и за плътността на тока на включване (latching current). Първите T–IGBT са реализирани от Мицубиши (Mitsubishi) за напрежения 250 V. Сега те се произвеждат от няколко фирми (Samsung, Toshiba, Infineon, Dynex) за напрежения над 5 kV [62].

В резултата на усъвършенствувана технология, в края на миналия век се показа, че получените с въвеждането на фината литография транзистори, наречени FL–IGBT, са по–добри в сравнение с T–IGBT за напрежения от порядъка на 600V. Но техниката на фината технология изисква особено строги правила при проектирането, като толеранси до 0.25 μm и потънък подгейтов окис. Последното позволява повишаването на примесите в P–базата на NPN транзистора при запазване на праговото напрежение. В резултат на това, повърхностното съпротивление на P–базата под контакта на N^+ – емитера се повишава, което води до повишен имунитет към паразитно включване. Предизвикателството при използването на тази FL–техника се състои във факта, че тънкият подгейтов окис е предразположен към преждевременен пробив и трябва да бъде защитен от прилагане на високи електрически полета. Освен това, при тънък окис се получава по–голям капацитет на гейта, което има неблагоприятен ефект върху скоростта на превключване.

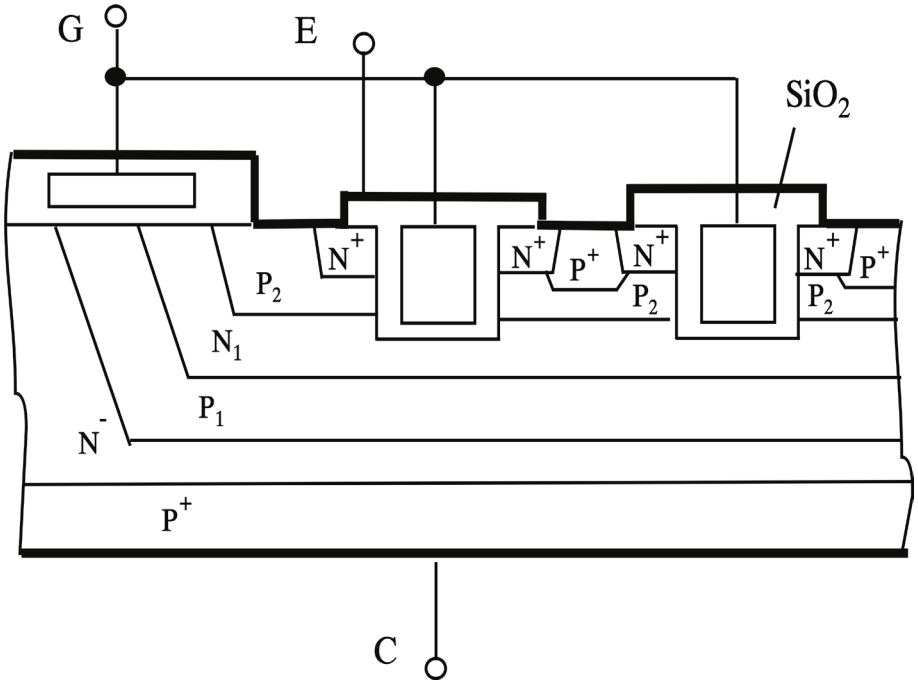
На фиг. 1.31 са показани напречно сечение и еквивалентна схема на специфична структура с означение C–IGBT (Clustered IGBT).



Фиг. 1.31. *а) напречно сечение и б) еквивалентна схема на C-IGBT.*

Както се вижда, в областта на емитера в базовите P_2– области са формирани NMOS клетки, съставени от слоевете P_2–N^+–P^+. Те са включени в общи P_1 и N_1 области. Така се оформя една група (cluster) от клетки. Елементът се оформя при наслагването на много такива групи над активната (дрейфовата) област. Слоевете P колекторен – N дрейфов – P_1–N_1 формират тиристор, който на еквивалентната схема се представя от транзисторите PNP1 и NPN. Слоевете P_2–N_1–P_1 формират транзистор PNP2, с който се постига насищане на тока и се обезпечава устойчивост на късо съединение. Полевите MOS транзистори MOS1 и MOS2 представят, съответно включването и полевото (т. е. MOS) управление. Всички гейтове са заедно свързани. Получава се транзистор с един гейт и общо три електрода. Той се включва при напрежение на гейта над праговото. Плаващият потенциал на слоя P_1 се увеличава с колекторното напрежение. Поради капацитивна връзка с колектора, слоят N_1 е заземен през индуцираните канали в NMOS транзисторите. При повишаване на потенциала на P_1 над определена стойност, преходът P_1N_1 се поляризира в права посока, транзисторът NPN се включва, с което се отпушва тиристорът. При отпушен тиристор потенциа-

лите на N_1 и P_1, под действие на колекторното напрежение се повишават. Предизвиква се разширяване на обеднения слой на прехода P_2N_1. Когато последният достигне до P_1–слоя, настъпва пробив на транзистора PNP2 и ограничаване на потенциалите на слоевете P_1, N_1 и P_2. Това обуславя насищане на колекторния ток при високи гейтови напрежения и защита на структурите на гейта. Транзисторът MOS1 постоянно управлява тока на тиристора и елементът може да бъде изключен при снемане на гейтовото напрежение. С това се спира електронният поток в дрейфовата N^- – област и се прекъсва регенеративното действие на тиристора, поддържащо го в отпушено състояние.



Фиг. 1.32. *Структура на C-IBGT с вертикален гейт.*

По време на превключването способността към самоограничаване се проявява като ефективно закъсяване на P_2 – слоя към P_1 – слоя, давайки възможност за по–ефективна екстракция на токовите носители. Това е предпоставка за намаляване на загубите на мощност.

В сравнение с обикновената структура, модификацията C–IGBT има добра устойчивост при късо съединение. Изследванията показват способност да се издържа късо съединение при захранване 900 V за около 10 μs [47,52,59].

Неотдавна се появи второ поколение C–IGBT с вертикален (trench) гейт и означението TC–IGBT. За тази нова структура, показана на фиг. 1.32, са характерни плитки вертикални гейтове, което позволява равномерно и по–компактно разположение на клетките, в сравнение с планарния вариант на C–IGBT. Предварителни резултати за TC–IGBT, конструирани по технологията “спиращо поле” (Field Stop), показват напрежение в отпуше-

но състояние 1.1 V, енергия на превключване 4 J/cm^2, което представлява значително подобрение в сравнение с планарния вариант на C–IGBT.

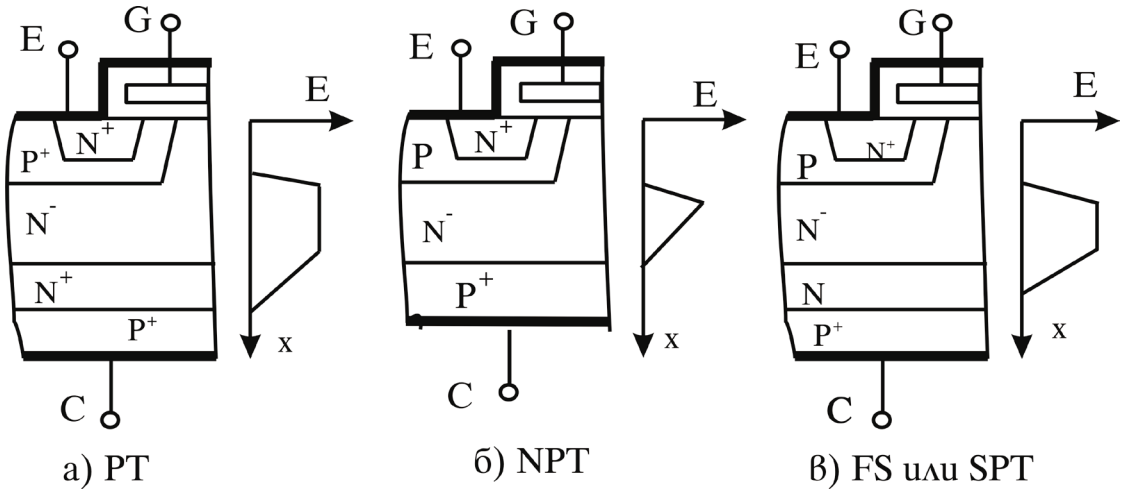
1.2.5.2. ИНЖЕНЕРНИ РЕШЕНИЯ НА ДРЕЙФОВАТА ОБЛАСТ

Оптималното проектиране на дрейфовата област има задачата да се осигурят високоволтовите качества на силовите полупроводникови елементи. Използват се три технологии за формиране на тази област.

Така наречената и спомената вече структура PT (Punch Through), показана на фиг. 1.33а, използува израстване на епитаксиален N^-–слой върху P^+–подложка за формиране на N – дрейфова област. До неотдавна този метод, поради възможностите на наличните тънки пластини, се предпочиташе за напрежения до 1200 V. Характерно в случая е осигуряването на голям коефициент на предаване по ток на PNP транзистора, в резултат на широката и силно легирана колекторна P^+–област, което, обаче, има неблагоприятно влияние върху превключването на елемента. Преодоляването на този проблем се постига с минимизиране на времето на живот на токовите носители посредством, както вече бе споменато, с облъчване или дифузия на тежки метали (Au, Pt). За да се предотврати преждевременното пробиване на прехода между колектора и епитаксиалния слой в режим на право блокирано напрежение, т.е. при $U_{CE} < U_{CES}$ (виж фиг. 1.23) и да се намали инжекцията от колекторния слой се изгражда силно легиран с донорни примеси с концентрация до 10^{17} cm $^{-3}$ буферен N^+ – слой. В такава структура може да се постигне високо напрежение при тънка дрейфова област. Това се обяснява с разпределението на електрическото поле, което, както е показано на фиг. 1.33а, придобива формата на трапец. Интензитетът му се намалява до нула в силно легирания буферен слой. Предимство на PT концепцията е, че при по–тънка дрейфова (активна) област се получава по–добро компромисно решение между характеристиките в отпушено състояние и при превключването.

През 1990 г. фирмата Siemens A.G. предложи нова структура NPT (Non Punch Through), по която са разработени 3 генерации транзистори. Изработваните по нея елементи се означават като NPT–IGBT. Специфично за NPT структурата, показана на фиг. 1.33б, е използването на еднократно легирана и евтина силициева пластина и отсъствието на буферен слой. Инжекцията на p–носители от колектора, а с това отпушеното състояние и характеристиките на превключване могат директно да се управляват посредством дозата на йонното легиране на емитерния преход на PNP транзистора. Профилът на електрическото поле е триъгълен. Дори и при максимално допустимо напрежение полето не достига до емитерния преход на PNP транзистора. Това намалява времето $t_{d(off)}$ в сравнение с PT модификацията. Важно предимство на NPT–IGBT е положителният температурен кое-

фициент на напрежението $U_{CE(ON)}$, което облекчава паралелното свързване на няколко транзистора.



Фиг. 1.33. *Структурни разновидности на дрейфовата област на IGBT и разпределение на електрическото поле.*

Общото за двете структури е, че инжектираната при отпушено състояние електронно–дупчеста плазма трябва да бъде разсеяна отново, когато транзисторът се запушва. Поради трапецовидния профил на полето, PT структурата показва по–бързо разпространение на областта на обемния заряд в дрейфовата област. Това обуславя ток на обратното възстановяване (tail current), който има начална голяма стойност, но е ограничен в кратък временен интервал. Този ток се прекратява при сравнително ниско напрежение, когато обемният заряд достига границата N^+–N^-. В NPT структурата се получава постоянен ток на обратното възстановяване, който на практика е температурно независим до максимално допустимите напрежения. Тъй като обемният заряд не достига до края на дрейфовата област, плазмата може да се запази за сравнително дълго време.

Предимствата на NPT и PT структурите са съчетани в технология с хомогенна база, въз основа на която се произвеждат елементи с означението HB–IGBT. При нея се използва N^+– буфер, но с по–ниска примесна концентрация. Така се предотвратява само сливането на обедненатa област към колектора и се получава слаб неблагоприятен ефект върху колекторната инжекция. Колекторът е “прозрачен”, т. е. тънък и слабо легиран слой. Получават се намалени комутационни загуби без използване на допълнителни технологични въздействия за управление на времето на живот. Освен това HB–IGBT се изгражда върху пластина с относително високо (над 400 Ω cm) съпротивление, с което се достига високо блокиращо напрежение.

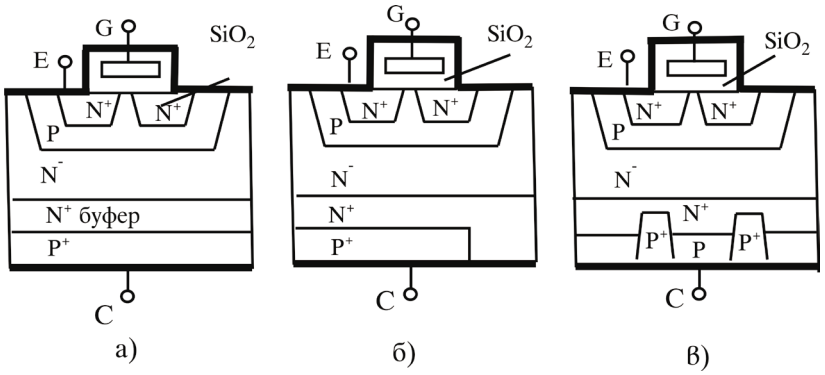
Високоволтовите свойства на елементите зависят от дебелината и електрическото съпротивление на силициевата пластина. За един и същи клас по напрежение може да се използват представените PT и NPT струк-

турни модификации. Но с тях не се решава комплексно въпросът за конструиране на транзистор с оптимални стойности на другите параметри като общи загуби и бързодействие. Това е наложило разработването на други конструктивни концепции. Във връзка с това бе представена нова структурна модификация (виж фиг. 1.33в) с означението "спиращо поле" FS (Field Stop) [4,6,52] или "плавно пробиване" SPT (Soft Punch Through) [62]. В нея като основа се използва тънка пластина, в която над колектора се създава слабо легиран N^-– буфер. При по–тънка дрейфова област динамичните електрически свойства на елементите по тази технология, наречени SPT–IGBT, са съпоставими с тези на NPT-IGBT, които имат по-широк N^-–епитаксиален слой. Първите SPT–IGBT са за напрежения (600÷1200) V, показват бързо превключване, намалени загуби при превключване и добро разсейване на топлината. Неотдавна, по SPT технологията са разработени транзистори с вертикален гейт за 1700 V и с планарен гейт за 8 кV с размери на чипа 17.5x17.5 mm. Всички тези разновидности и усъвършенствания се обобщават в различните генерации IGBT транзистори, които на сегашния етап достигнаха осем.

1.2.5.3. ИНЖЕНЕРНИ РЕШЕНИЯ НА КОЛЕКТОРА

За управление на ефективността на колекторната инжекция се използват няколко подхода. Първоначалната конвенционална конструкция е показана на фиг. 1.34а. В нея се прилага споменаваното вечелокално управление на времето на живот на токоносителите посредством бомбардировка с ускорени частици или чрез дифузия с тежки метали. Друго решение е да се формират области с различна примесна концентрация в областта на колектора. На фиг. 1.34б е показана конструкция "шунтиран" колектор (collector short). Тя има допълнително формирани N– и P–области. Съотношението на площите им определя характеристиките на елемента. Тази структура е склонна да проявява "лъжливо включване" (snap back), обусловено от наличието на MOS елемент в N^- – колекторните области.

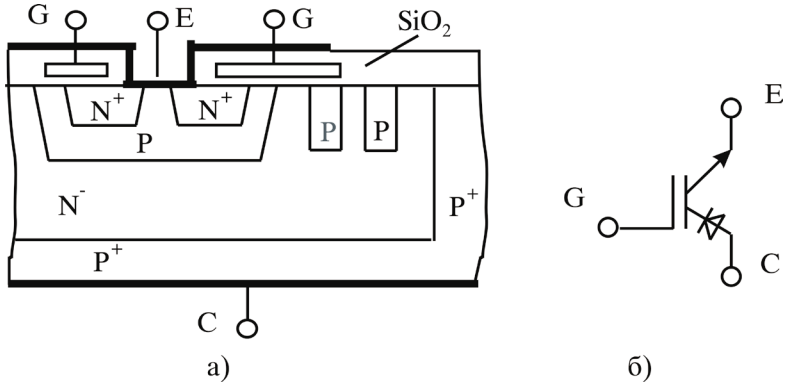
В "стълбовата" (pillar) колекторна концепция, показана на фиг. 1.34в, слабо легирани P–области са разположени между силно легирани P^+ – островчета. Последните имат висок коефициент на инжекция и запазват желаното ниво на модулация на проводимостта в дрейфовата област. P–областите позволяват бързо превключване при по–ниски загуби на енергия, поради осигуряване на подходящо разпределение на добавъчния заряд в дрейфовата област, а също и от действието на дрейновия заряд, ускоряващ превключването. Съотношението между тези съседни P^+– и P – области може да се оптимизира за получаване на по–добри характеристики. Едно от предимствата на "стълбовата" концепция пред "шунтирания" колектор е елиминирането на "лъжливото" включване.



Фиг. 1.34. *IGBT структури с:* ***а)*** *конвенционална конструкция на колектора;* ***б)*** *“шунтиран” колектор;* ***в)*** *“стълбова” колекторна концепция.*

1.2.6. IGBT С БЛОКИРАНЕ НА ОБРАТНОТО НАПРЕЖЕНИЕ

В много силови електронни устройства се използват управляеми ключове, които включват и изключват ток, протичащ само в една посока. В такива случаи е необходимо да се блокира обратният ток. Еднопосочни ключове могат да се реализират с помощта на стандартни IGBT и последователно свързан диод, интегрирани в един чип. На фиг. 1.35 са показани напречно сечение на част от блокираща обратното напрежение структура и символичното означение на транзистора с интегрирания в колектора диод [4, 59].



Фиг. 1.35. IGBT *с блокиране на обратното напрежение а) структура; б) символично означение.*

В дясната част на чипа са разположени защитни P–пръстени, с помощта на които се формира PN преход. По геометрични размери и режим на работа тази модификация съответствува основно на NPT–IGBT. Новото е, че тук колекторът е “обхванат” от изолираща дифузия от дъното до върха по ръба на чипа. Това позволява разположеният в основата P^+N преход да блокира обратното напрежение, ако колекторът стане отрицателен. Без това въведение преходът би се пробил на ръба на чипа, поради отсъствие на спиращо поле. Това обяснява защо стандартните структура на IGBT не бива да се включват на значителни обратни напрежения.

Представената модифицирана структура на чип за IGBT е в състояние да блокира отрицателни напрежения колектор – емитер, независимо от приложеното напрежение на гейта. Този монолитен транзистор може напълно да замести последователно свързан IGBT и външен диод. Той има по–ниски напрежения на насищане и съответно, загуби на мощност и, в частност, представлява интерес за матрични конвертори, резонансни и токови инвертори.

1.3. МОЩНИ ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ПРИБОРИ НА ОСНОВАТА НА SiC и GaN

С нарастващите изисквания към ценовите (EURO/kW) и масогабаритните (kW/dm3) показатели на високочестотните полупроводникови преобразуватели все по-често излиза на преден план проблемът с необходимост от по-високи максимална работна честота и ефективност. Високочестотните MOSFET (Metal 0xide Semiconductor Field Effect Transistor) на основата на силиций и повечето от съединенията от групата A3B5 бяха са на границите на своите честотни възможности в началото на века и това в известна степен ограничаваше реализацията на преобразователни устройства и комуникационни системи, отговарящи на съвременните изисквания и стандартите за електромагнитна съвместимост.

Усилията на научните колективи се насочиха към създаване и използване на материали в които токоносителите да имат по-голямата максимална скорост на електроните и в съответствие с това да се преодолеят споменатите недостатъци. Това е причината за ускореното навлизане в практиката през последните години на прибори на основата на т.н. материали с широка лента (wide band gap WBG), основни представители на които са галиев нитрид (GaN) и силициев карбид (SiC). Техните свойства позволяват, полупроводниковите прибори на тяхна основа да имат по-високи номинални напрежения, по-нисък спад на напрежение (по-малко статични загуби), по-високи максимални температури и по-висока топлопроводимост, отколкото на силициевите прибори. Стремежът към това произхожда не само от икономически интереси, но и от екологични ограничения. Тъй като светът става все повече електрифициран, свидетелство за това е транспорта, всяко малко подобряване на ефективността на консуматорите означава спестена електрическа енергия в голям размер, както и като намалени емисии на CO_2. Това е друга причина, която измести фокуса от усъвършенстване на технологиите и работните режими на електронните устройствата, към използването на нови материали с подобрени свойства за тяхната реализация.

SiC като материал е известен отдавна. Едно от документираните първо приложение е през 1849 год. при производството на бронежилетки и като абразив. По-късно един от изобретателите на IGBT дискутира в [32,41,47,57,59] възможността за използването му като материал за производството на полупроводникови прибори.

В табл. 1.1 са сравнени свойствата на различни материали, които са във фокуса на фирмите, произвеждащи полупроводникови прибори. Може да се направи извода, че GaN структурата има по-голяма специфична топлопроводност и следователно възможност за по-голяма разсейвана мощност. Значително по-голямото пробивно напрежение и по-голямата подвижност на електроните (с около 25%) е предпоставка за използване на потънки полупроводникови слоеве и реализацията на по-високочестотни прибори, работещи в ключов режим при честоти от няколко десетки MHz. Предимство на GaN спрямо SiC е по-ниската му цена.

Табл. 1.1. *Физични параметри на Si, SiC и GaN.*

Параметър	Si	6H-SiC	4H-SiC	GaN
Широчината на забранената зона Eg [eV]	1.1	2.86	3.26	3.4
Специфична топлопроводност λ [W/cm.degC]	1.5	4.9	4.9	1.3
Пробивно напрежение Ec [10^6 V/cm]	0.2	4	3.2	3

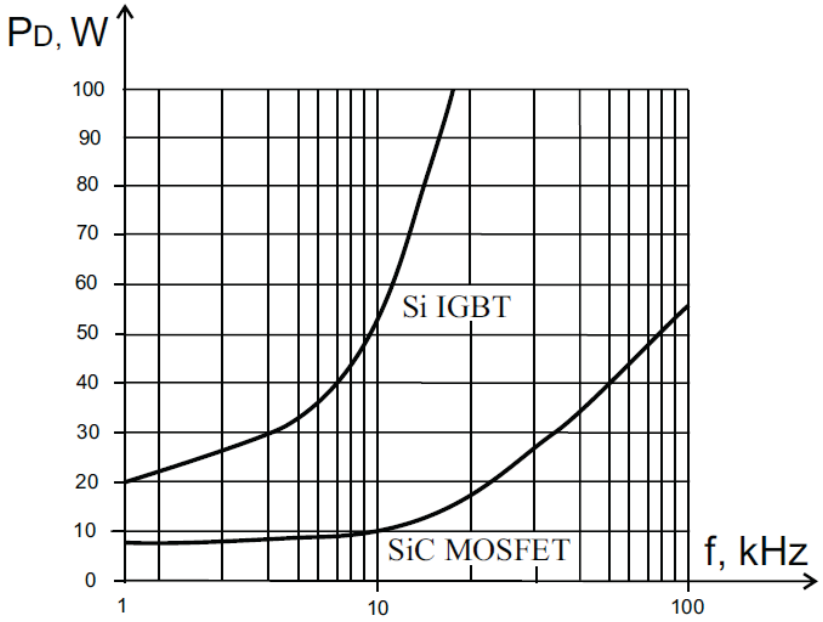
Най-важното предимство на SiC структурата е, че специфичната топлопроводност е над 3 пъти по-голяма от тази на Si, което е и предимство спрямо GaN. Поради това SiC приборите работят до температура на кристала 600°C при 200°C на приборите от Si. Пробивното напрежение е с около 30 - 40% по-голямо от това на GaN, а съпротивлението в отпушено състояние е около 100 пъти по-малко от това на приборите от Si. Резултат от всичко това са възможностите за реализация на мощни високоволтови полупроводникови прибори за работа при високи температури, на такива с малки размери с опростено или никакво охлаждане, допринасящо за поплътен монтаж (по-малки и леки апаратури).

На пазара днес се предлагат транзистори GaN до 750 V [62] и SiC от 600 V до 1700 V. Те имат аналогични проходни характеристики $I_D=f(U_G)$ и напрежения на включване и изключване както MOSFET на основа Si.

Характерно за Si MOSFET е, че съпротивлението на канала расте с увеличаване на максималното допустимо напрежение и респективно статичните загуби. Това е ограничение за използването им при високи напрежения, където IGBT имат значително по-добри параметри. Съвременните MOSFET, на основа SiC, се характеризират с редица предимства, които се изразяват във възможността да се работи едновременно при високи напрежения в мегахерцовия обхват. Допълнително може да се добави, че устройствата, използващи тази нова елементна база стават все по-конкурентни като по ценови, така и по масобаритни показатели и голяма част от производителите на електроника залагат SiC MOSFET като основен активен елемент в дългосрочните си инвестиционни стратегии.

При анализ на фирмената информация на производителите на полупроводникови прибори се вижда, че има диапазон от напрежения в който SiC MOSFET се конкурират със Si MOSFET и има диапазон, в който SiC MOSFET се конкурират с IGBT. При ниските напрежения Si MOSFET се приближават по параметри до SiC MOSFET с тази разлика, че SiC MOSFET имат по-малък входен капацитет и по-малко топлинно съпротивление по веригата от кристала до охлаждащия радиатор. Тези предимства важат и при по-високи напреженията, където е типичното приложение на IGBT. Тук допълнително се прибавя и това, че поради ниското съпротивление на канала R_D на SiC MOSFET, те имат по-малки загуби от IGBT. Тези зависимости са представени на фиг.1.36 от където се вижда, че е налице над 10 пъти увеличаване на работната честота и намаляване на загубите с над 80%.

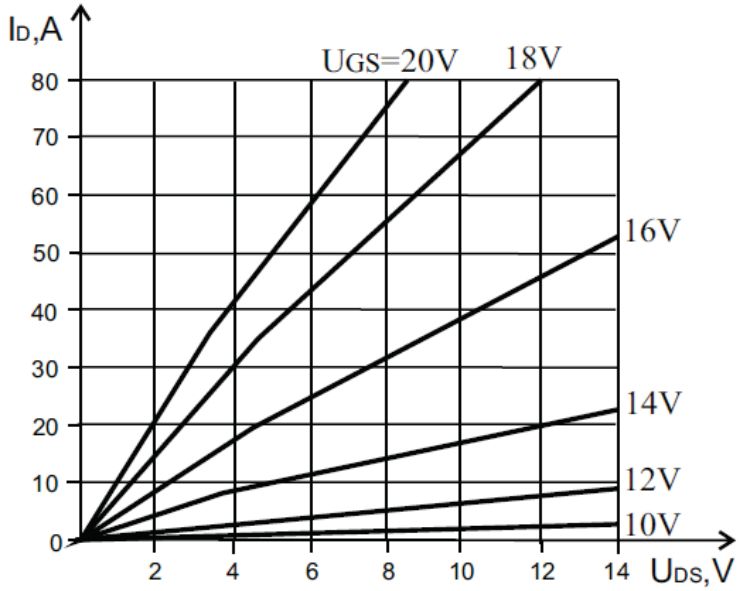
Важен е и въпросът за оптималното управление на съвременните полупроводникови прибори. За Si MOSFET се препоръчва подаване на положително напрежение на гейта, около 12V за включване и нулево или малко отрицателното напрежението при изключване, с цел да се увеличи праговото напрежение и съответно шумоустойчивостта на прибора. За IGBT оптималното отпушващо напрежение е +15V и -5V при запушване. За управление на SiC MOSFET се използват същите напрежения както на Si MOSFET или IGBT, но за да се получи минимално съпротивление R_D е необходимо отпушващото напрежение да е 20V. На фиг.1.37 е представена изходната характеристика на SiC MOSFET при различна стойност на управляващото напрежение. Може да се направи извода, че по-ниското управляващо напрежение води до по-големи статични загуби на прибора и съответно до занижен кдп на преобразувателя.



Фиг. 1.36. *Сравнение на загубната мощност на транзистора P_D във функция от честотата за Si IGBT и SiC MOSFET.*

При изключване на SiC MOSFET с 0V, трябва да се отчете ефектът на Милер, който е известен от Si MOSFET. Това е особено важно при мостовите или полумостовите схеми. В следствие на паразитните капацитети и протичащия през тях управляващ ток, ниското прагово напрежение на транзистора (2-3 V) и липса на отрицателно напрежение, могат да станат причина за включването на неработещия транзистор и да се получи късо съединение на захранващия източник през работещия транзистор.

При сравняване на IGBT със SiC MOSFET трябва да се отчете и процесът на изключване, където съществува основна разлика. За да бъде напълно изключен, IGBT е необходимо напълно да разсеят и неосновните токоносители в структурата на прибора. Това се получава в интервала когато напрежението U_{CE} е достигнало своята максимална стойност. Този ефект има основен принос при формиране на загубите на IGBT и не съществува при SiC MOSFET.



Фиг.1.37. *Изходната характеристика на SiC MOSFET при различни стойности на управляващото напрежение.*

Оптимизирането на стойността на отпушващото и запушващото напрежение на SiC MOSFET и в съответствие с това работния тежим на транзистора, е половината от работата по минимизиране на загубите. Динамичните загуби са другата част, която оказва влияние на общия кпд на устройството. За управление на SiC MOSFET се използват различни драйверни схеми, т.н. интелигентни драйвери. Чрез тях се следят параметрите на транзистора (напрежение, ток, температура) и се изработва управляващ импулс с оптимални параметри с цел осигуряване на минимални статични и динамични загуби. Допълнително чрез различни схемотехнични мерки се предотвратява и негативното влияние на ефекта на Милер [3,4,5,6,39,41].

ГЛАВА 2

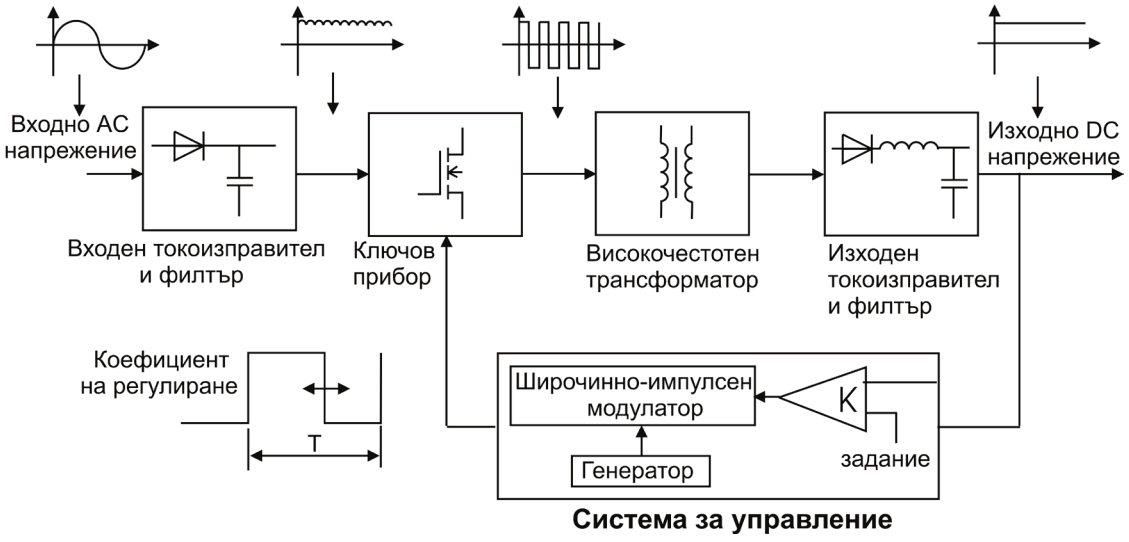
ИМПУЛСНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ БЕЗ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЯНЕ

2.1. СТРУКТУРА И ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ИМПУЛСНИТЕ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

2.1.1. СТРУКТУРА

Импулсните преобразуватели на постоянно напрежение (ИППН) са предназначени за преобразуване на постоянно напрежение с една стойност в постоянно напрежение със същата или друга стойност, като в редица случаи се осъществява и галванично разделяне на двете напрежения. Те са съставна част на токоизточниците за гарантирано и непрекъсваемо електрозахранване, на устройствата за преобразуване на слънчева енергия и др. Мощностният им обхват е от единици вата до десетки киловата, а работната честота – стотици херца до единици мегахерца.

Блокова схема на ИППН е представена на фиг.2.1. Променливото напрежение се изправя и филтрира, с цел осигуряване на постоянно входно напрежение на преобразувателя. То по принцип е неизменно и стойността му зависи от стабилността на захранващата мрежа. Кондензаторът на филтъра трябва да има капацитет, съобразен с мощността на преобразувателя и вида на токоизправителя (еднофазният токоизправител изисква кондензатори с по-голям капацитет и съответно обем, спрямо трифазния токоизправител). Тук трябва да се направи уточнението, че захранващото напрежение може да се получава и от постояннотоков захранващ източник, като в този случай ИППН преобразува постоянно напрежение с една стойност в постоянно напрежение с друга стойност.



Фиг. 2.1. *Блокова схема на ИППН.*

Филтрираното постоянно напрежение постъпва в основния блок на ИППН – високочестотния преобразувател, който осъществява преобразуване и стабилизация на изходното напрежение или изменението му по определен закон. В зависимост от работната честота той се изпълнява с IGBT транзистори до 100 kHz, MOSFET транзистори до 1000 kHz и SiC или GaN транзистори от единици до десетки MHz. Изходното постоянно напрежение се получава чрез високочестотен токоизправител и филтър. Точната му стойност и закона на изменението му е функция на коефициента на регулиране на ключовите елементи. За да се получи максимален коефициент на полезно действие при преобразуването на енергията, се изисква избор на подходяща схемна конфигурация и режим на работа на високочестотния ключ, а също така и оптимално проектиране на пасивния филтър и трансформатора [5,6,32,39,47].

Алгоритъмът на работа на силовата схема се задава от системата за управление, включваща подходящи обратни връзки. Принципът на регулиране на Uизх е широчинно-импулсен или честотен. Най-често ИППН работят с фиксирана честота и се променя само продължителността на работа на транзистора в рамките на един период. Елементите, изграждащи преобразувателя, трябва да имат необходимото бързодействие и честотни характеристики в съответствие с работната честота.

ИППН, в зависимост от наличието или отсъствието на високочестотен трансформатор, биват без или с галванично разделяне на входната и изходната вериги. Наличието на трансформатор допълнително дава възможност за съгласуване с параметрите на товара и получаването на повече от едно изходно напрежение.

2.1.2. ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ИМПУЛСНИТЕ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

Регулировъчната характеристика на ИППН като система, е следствие от конкретните характеристики и коефициентите на предаване на преобразувателя, високочестотония трансформатор, токоизправителя и филтъра. При това трябва много внимателно да се отчитат входно-изходните параметри на всяко звено. Регулировъчната характеристика на преобразувателя се дефинира като зависимост на стойността на изходното напрежение от коефициента на регулиране или честотата. Предавателният коефициент на токоизправителя се определя като отношение на средната стойност на изправеното (изходното) напрежение и ефективната стойност на входното напрежение. Такъв подход на разделно разглеждане, е методически поправилен, отчитайки огромното разнообразие на използваните схеми.

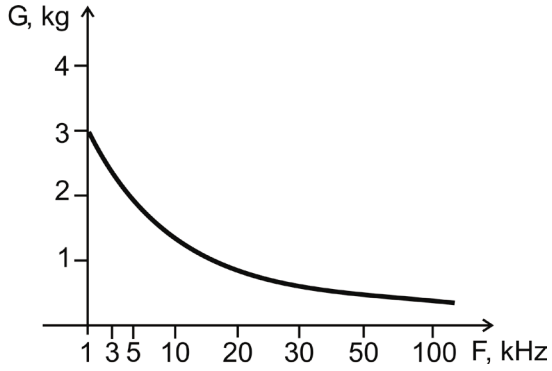
Подобен подход се прилага и при дефинирането на динамичните характеристики, т.е. предавателните функции на ИППН могат да се получат като произведение от предавателните функции на преобразувателя, филтъра и предавателните коефициенти на трансформатора и токоизправителя.

Предавателната функция на филтъра зависи от типа му – "Г"-образен, "П"-образен, многозвенен и т.н. Важно е да се отбележи, че бързодействието на ИППН се определя главно от параметрите на филтъра. При високочестотните преобразуватели (f>200kHz) върху динамичните характеристики (пререгулиране, време на преустановяване, честота на колебанията) могат да окажат влияние и технологичните отклонения на параметрите на полупроводниковите елементи. Механизмът на това влияние при двутактните схеми е следният: разликата в параметрите на полупроводниковите елементи предизвиква несиметрия в двата съседни полупериода, която от своя страна, предизвиква подмагнитване на трансформатора и съществено изменение на режима му на работа, а следователно и изменение на динамиката на цялата схема.

Експлоатационните характеристики се определят основно от надеждността и масогабаритните показатели на всички компоненти, изграждащи ИППН. Така например, по отношение на безаварийната работа, решаващо е влиянието на преобразувателя и системата за управление, а масогабаритните показатели зависят преди всичко от трансформатора и филтъра.

На фиг. 2.2 е представена зависимостта на сумарната маса (G) на трансформатора и филтъра на ИППН с мощност 500W, в зависимост от честотата. Вижда се, че скоростта на спадане на масата при честоти над 4-5 kHz значително се намалява, като след 20kHz намаляването на G от честотата е несъществено [11]. Това се обяснява с факта, че с повишаване на честотата, нараства влиянието на паразитните параметри на реактивните елементи – индуктивностите на разсейване на намотките, паразитния капацитет между намотките, входния и изходния капацитети. Освен това, поради повърхностния ефект и неефективното използване на сечението на проводника, масата и обемът на намотката след определена честота започват да растат. В тези случаи е задължително използването на проводник тип "литцендрат".

Подобно е положението и при дроселите и кондензаторите. Представените в каталозите технически параметри на неполярните кондензатори показват, че tgδ (δ ъгъл на загубите в диелектрика) не зависи от честотата само в диапазона до 20 kHz и се увеличава приблизително 10 пъти в диапазона 20 kHz – 100 kHz. Изборът на всеки кондензатор по тип и стойност трябва да се осъществява по допустимите напрежение и ток. Често в каталозите те се дават за максимално допустимата температура +85 ^{0}C. Тези параметри са функция на работната честота и температурата на кондензатора. За да се определят стойностите им при по-ниски температури, се налага да се апроксимират характеристиките им или да се използват допълнителни каталожни данни.



Фиг. 2.2. *Зависимост на масата на индуктивните елементи на ИППН от честотата.*

Електролитните кондензатори, използвани във филтрите, се намират под въздействието на постоянната и променлива съставяща на приложеното напрежение. Обикновено, в каталожните данни на електролитните кондензатори се посочват номиналната стойност на постоянното напрежение и допустимата амплитуда на променливото напрежение при 50Hz. При по-високи честоти трябва да се отчитат и други фактори, намаляващи проводимостта g_C на кондензатора и филтриращите му качества. Такъв параметър е вътрешното активно съпротивление R_{ESR}, което е каталожен параметър и при отчитането му амплитудно-честотната и фазо-честотна характеристики на веригата в която са включени, претърпяват известна промяна.

Еквивалентната схема на електролитния кондензатор при повишена честота е съставена от последователно свързани: капацитетът C_0 осигурен от диелектрика, r_G и r_E – активни съпротивления, отразяващи загубите в диелектрика и електролита; L**s** – паразитна индуктивност на секциите и изводите [29,32,34,40] . За еквивалентната схема при честота f може да се запише:

$$g_C = \frac{1}{Z_C} = \frac{1}{[r_S^2 + (2\pi C_E)^2]^{0.5}} \quad , \quad \text{където} \tag{2.1}$$

$$r_S = r_G + r_E \quad , \quad C_E = \frac{C_O}{1-(f/f_O)^2} \tag{2.2}$$

$$f_O = \frac{1}{2\pi(L_S C_E)^{0.5}} \tag{2.3}$$

Ефективният капацитет на кондензатора при честота f е :

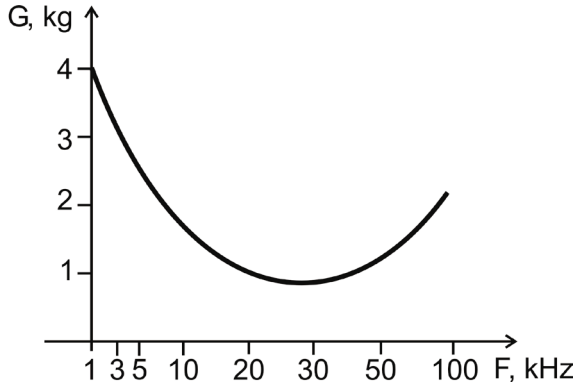
$$C_E = \frac{g_C}{2\pi f} \tag{1.4}$$

От посочените зависимости се вижда, че филтриращите свойства на електролитните кондензатори се намаляват с увеличаване на честотата и при честоти, по-големи от 20kHz, използването на алуминиеви електролитни кондензатори е нецелесъобразно, като предпочитание трябва да се отдава на кондензаторите с органичен или керамичен диелектрик. През послед-

ните години на пазара се предлагат DC Link кондензатори, които имат малка собствена индуктивност и успешно изпълняват функцията на НЧ и ВЧ филтър, включен към постояннотоковия вход на преобразувателя [62].

Изводите от казаното до тук са, че при определена честота настъпва изчерпване на възможностите за намаляване на габаритите и масата на трансформатора и филтъра. Тази зависимост за целия ИППН е още по-ясно изразена, ако се вземат предвид масата и габаритите на охладителите на полупроводниковите елементи. Известно е, че при увеличаване на честотата, се увеличават загубите в тези елементи и нарастват габаритите на охладителите. На фиг. 2.3 е представена зависимостта на общата маса на ИППН с мощност 500W от честота.

От характеристиката на фиг.2.3 се вижда, че минимумът на G(f) е изразен слабо и в диапазона от 20 до 50kHz общата маса е близка до минималната си стойност и малко зависи от честотата. Аналитичното определяне на оптималната честота за всеки ИППН е твърде сложна, многопараметрична оптимизационна задача, т.к. минималната маса не винаги е най-съществения оптимизационен критерий. Така например, ако ИППН се захранва от източници с ограничени енергоресурси, каквито са слънчевите батерии и акумулаторите, то високите честоти на преобразуване не са за предпочитане. Те предизвикват намаляване на общия КПД и съответно увеличаване на масата и габаритите на източника и на система като цяло. Ето защо, възниква необходимостта от отчитане на честотната зависимост G(f) съвместно с честотната зависимост КПД(f).



Фиг. 2.3. *Зависимост на общата маса на ИППН от честотата.*

Филтрите са друг съществен компонент на ИППН, поради високия им относителен дял във формирането на масогабаритните показатели и динамичните характеристики. Те се свързват към изхода на токоизправителите и служат за получаването на пулсации на напрежението до ниво, необходимо за нормалната работа на консуматорите.

Качествен показател на изправеното напрежение е коефициентът на пулсации Кп, дефиниран като отношение на амплитудната стойност на

първата (най-голяма) хармонична на изправеното напрежение U_{1M} към постоянната съставяща Uo:

$$K_{П} = \frac{U_{1M}}{U_0} \tag{2.5}$$

Задачата на филтъра е да намали пулсациите на изправеното върху товара напрежение, без да изменя неговата постоянна съставяща, т.е. да намали Кп на изхода си, посредством подтискане на хармоничните. Изглаждащите филтри се характеризират с:

- коефициент на изглаждане Ки – отношение на Кп на входа, към Кп на изхода на филтъра:

$$K_{И} = \frac{K_{П\,ВХ}}{K_{П\,ИЗХ}} = \frac{U_{1M\,ВХ}}{U_{1M\,ИЗХ}} \frac{U_{0\,ИЗХ}}{U_{0\,ВХ}} \tag{2.6}$$

- коефициент на филтрация $К_Ф$ – отношение на първите хармонични на входното и изходното напрежение :

$$K_{Ф} = \frac{U_{1M\,ВХ}}{U_{1M\,ИЗХ}} \tag{2.7}$$

- предавателен коефициент $К_{ФП}$ на постоянната съставяща от входа към изхода :

$$K_{ФП} = \frac{U_{0\,ВХ}}{U_{0\,ИЗХ}} \tag{2.8}$$

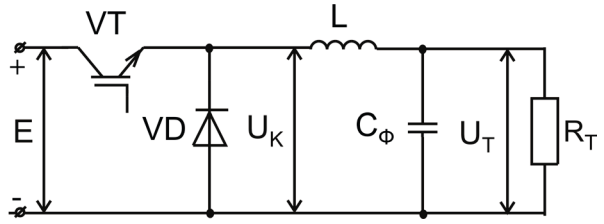
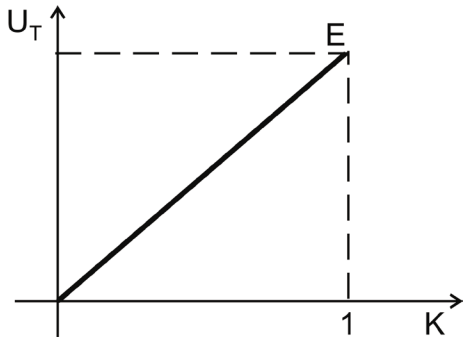
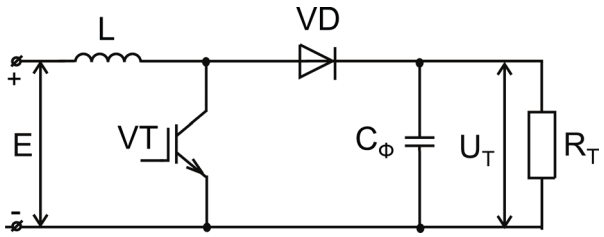
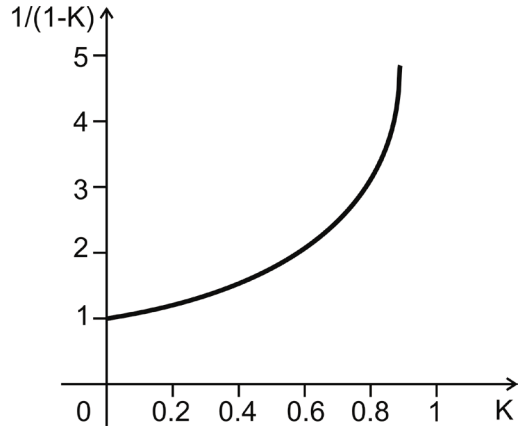
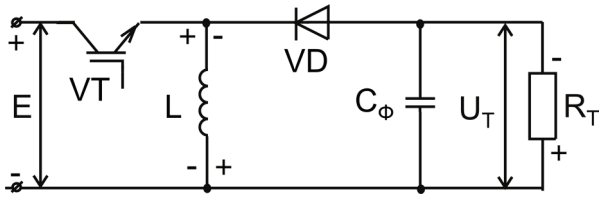
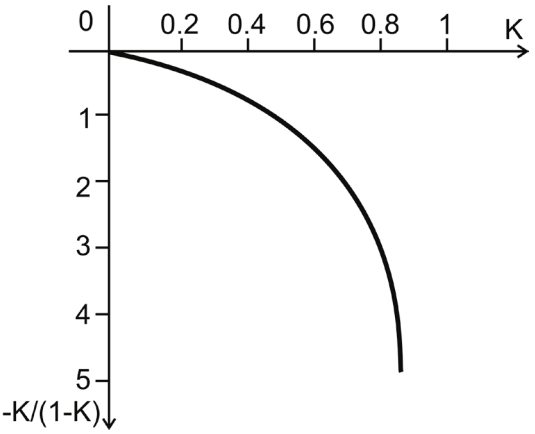
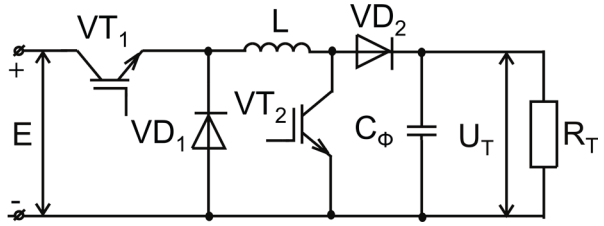
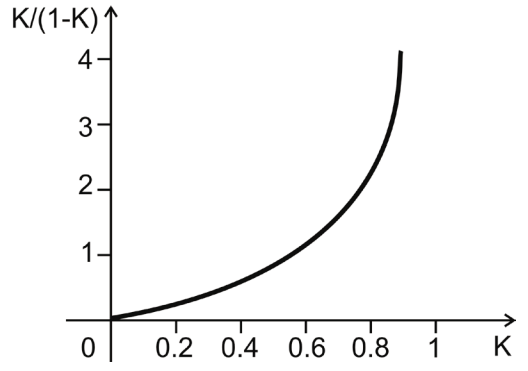
В много случаи $К_{ФП} \approx 1$, тогава $К_И = К_Ф$.

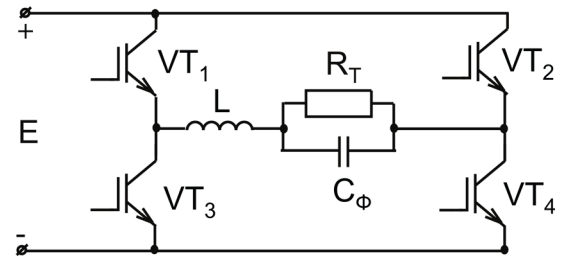
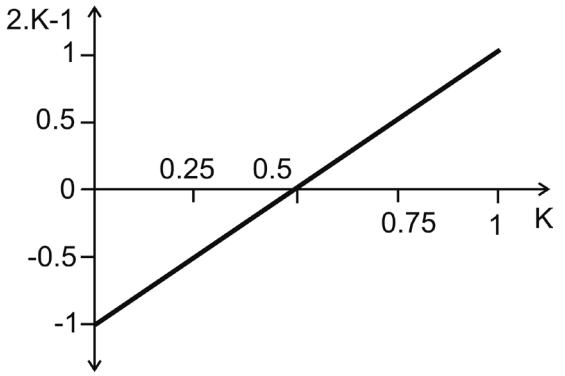
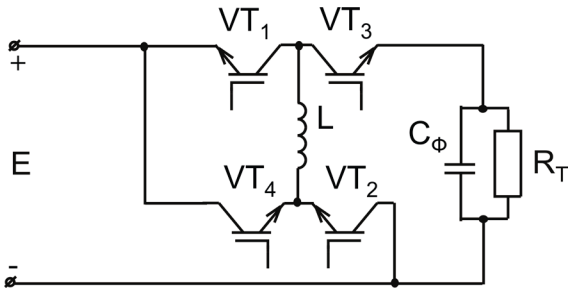
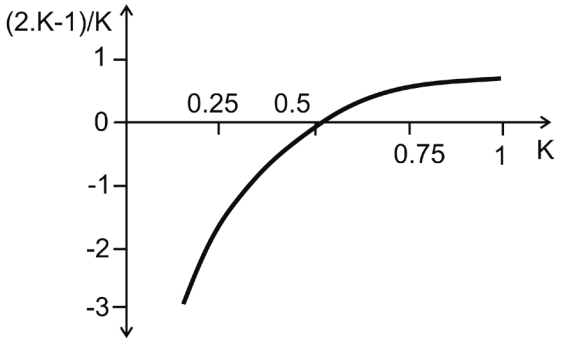
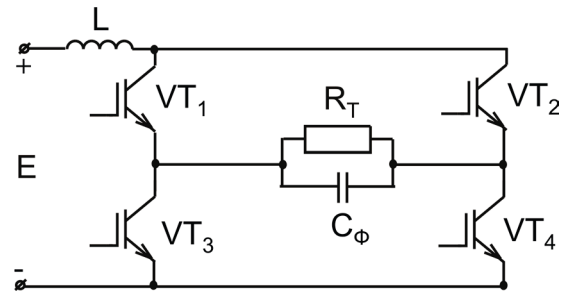
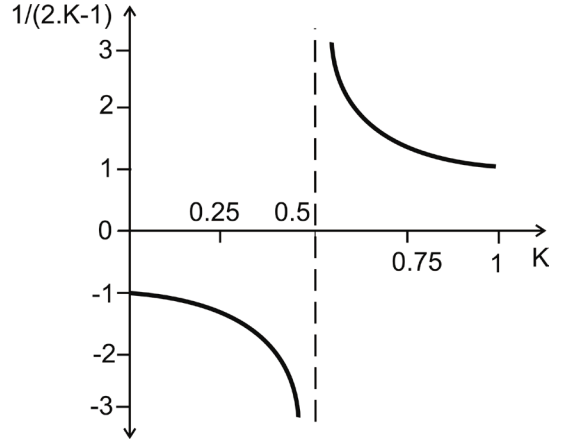
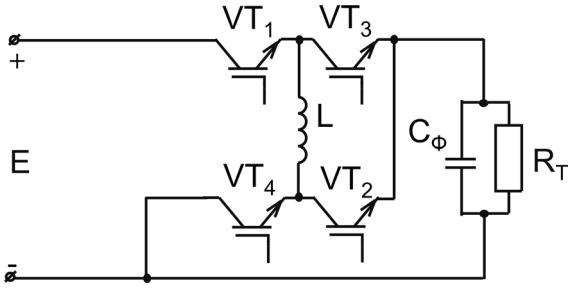
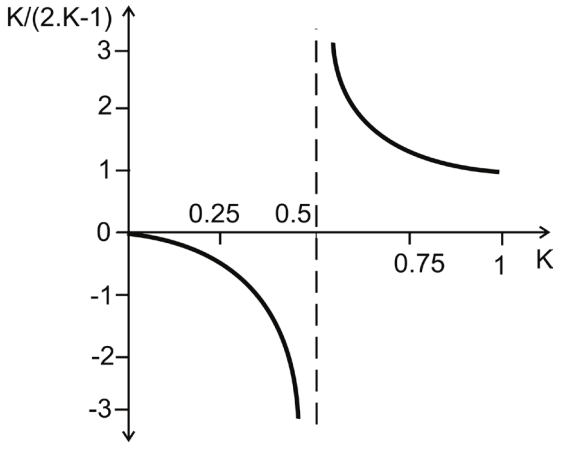
Разгледаните основни блокове в своята съвкупност и строго детерминирани връзки образуват структурната схема на ИППН.

2.2. ОСНОВНИ СХЕМИ НА БЕЗТРАНСФОРМАТОРНИ ИМПУЛСНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

Основните схеми на безтрансформаторни ИППН си приличат по това, че съдържат по един вход, изход и дросел. Различните схеми се получават като дроселът и транзисторът се включват на точно определени места между входа и изхода на схемата. Ако допуснем, че периодът на работа е разделен на два интервала, то през първия интервал се консумира енергия от захранващия източник и се прехвърля в товара и/или се натрупва в дросела, а през втория – запасената в дросела енергия се отдава в товара. Може да се обобщи, че съществуват 8 основни схеми на ИППН (виж табл. 2.1), в зависимост от начините на свързване на реактивните елементи, ключовия прибор, източника на електрическа енергия и товара [1,9,15,18,22,23,32].

Табл. 2.1. *Основни схеми на ИППН.*

Тип ИППН	Характеристика
1	2
	
	
	
	

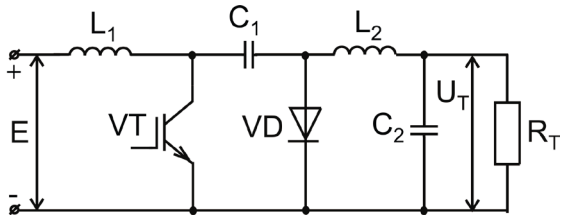
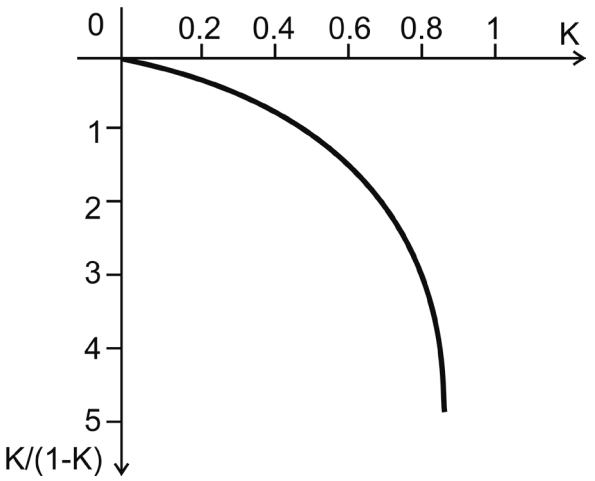
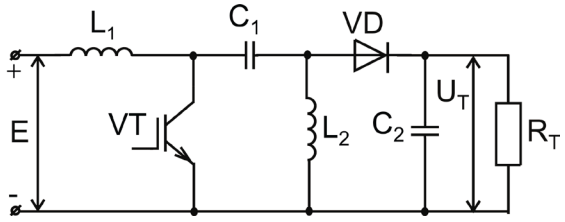
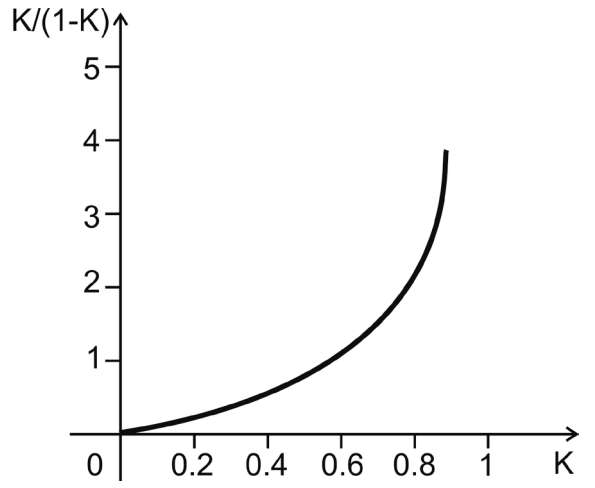
1	2
 + E - VT1 VT2 VT3 VT4 L RT CФ	 2.K-1 1 0.5 0 -0.5 -1 0.25 0.5 0.75 1 K
 + E - VT1 VT3 VT4 VT2 L CФ RT	 (2.K-1)/K 1 0 -1 -2 -3 0.25 0.5 0.75 1 K
 L + E - VT1 VT2 VT3 VT4 RT CФ	 1/(2.K-1) 3 2 1 0 -1 -2 -3 0.25 0.5 0.75 1 K
 + E - VT1 VT3 VT4 VT2 L CФ RT	 K/(2.K-1) 3 2 1 0 -1 -2 -3 0.25 0.5 0.75 1 K

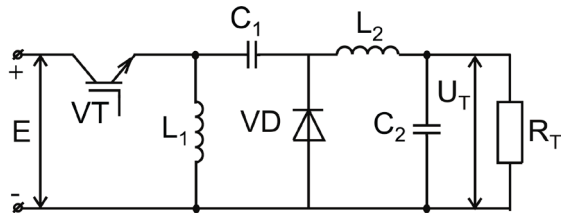
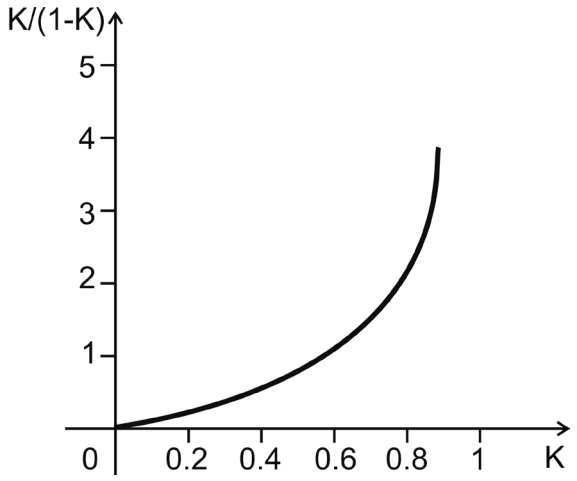
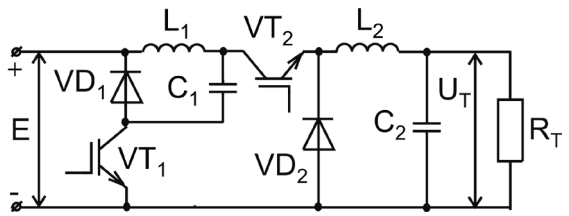
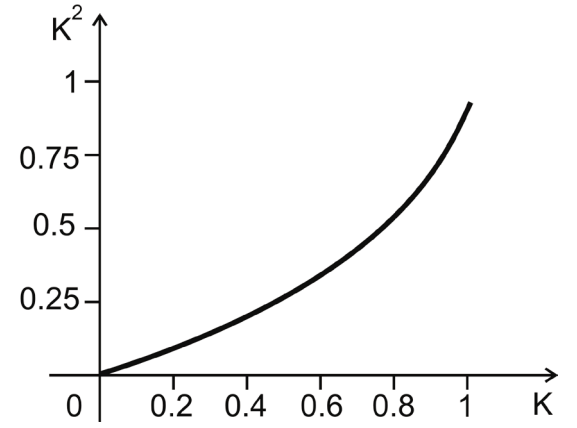
Първите четири схеми осигуряват еднополярно регулируемо изходно напрежение, а преобразувателите от ред 5 и 6 – двуполярно. Схемата от ред 5 е изградена на основата на мостовата схема и има линейна изходна характеристика.

Преобразувателят от ред 6 по същество е противотактна схема (push-pull) без галванична развръзка. Изходното му напрежение е нелинейна функция от коефициента на регулиране и може да бъде и с противоположна полярност. Съществува възможност да се намали броя на ключовите елементи, ако се използва двунавивков дросел. Чрез изменение алгоритъма на работа на транзисторите, изходно напрежение се регулира и реверсира.

ИППН от ред 7 и 8 представляват развитие на схемните от ред 5 и 6. Те могат да преобразуват входно напрежение с произволна форма, в изходно постоянно регулируемо напрежение.

Табл. 2.2. *ИППН с две индуктивности.*

Тип ИППН	Характеристика
1	2
	
	

1	2
	
	

Съществуват схеми на ИППН с един изход, съдържащи два дросела – табл. 2.2. Регулировъчната характеристиката на реверсивния преобразувател с разделителен кондензатор - CUK (ред 1, табл.2.2), е идентична с тази на реверсивния ИППН (ред 3, табл.2.1). Преобразувателят с разделителен кондензатор - SEPIC (ред 2, табл.2.2) и реверсивният - SEPIC (ред 3, табл.2.2) имат характеристика, подобна на реверсивният ИППН (ред 3, табл.2.1), но обърната на 180^0.

ИППН от ред 4 на табл. 2.2 има квадратична зависимост между изходното напрежение и коефициента на регулиране. Тази характеристика позволява той да намери приложение, когато се изисква регулиране и значително намаляване на изходната мощност.

Основен обект при избора на конкретна схема и синтезирането на ИППН трябва да бъде комплекса “преобразувател-система за управление”. В устройствата с общо промишлено приложение най-приемлив оптимизационен критерий е минималната цена, а в системите със специално приложение – минимален обем и маса. Не бива да се забравя също, че ако преобразувателят има недостатъчно висок КПД, това води до завишаване на масата и габаритите на цялото устройство. Ето защо е целесъобразно, КПД да участвува в избора като функционално ограничение.

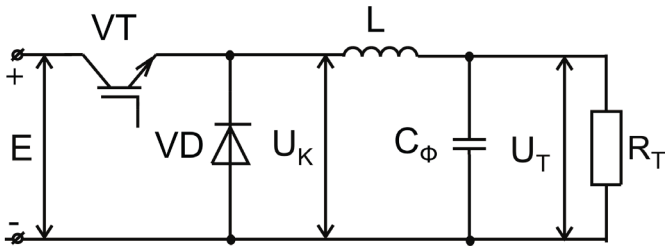
2.3. АНАЛИЗ НА ПРОЦЕСИТЕ И ХАРАКТЕРИСТИКИТЕ НА ИМПУЛСНИТЕ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ БЕЗ ВИСОКОЧЕСТОТЕН ТРАНСФОРМАТОР

Топологията на този вид постояннотокови преобразуватели се основава на понижаващ (buck), повишаващ (boost) и реверсивен (buck-boost) конвертор. Тези три конфигурации имат един изход и сравнително малко елементи – по един дросел, кондензатор, транзистор и диод. Ако е необходима галванична развръзка, се използва трансформатор в захранващата променливотокова верига, преди входния токоизправител.

2.3.1. ПОНИЖАВАЩ ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

2.3.1.1. РАБОТА В РЕЖИМ НА НЕПРЕКЪСНАТ ТОК

Схемата на понижаващ импулсен преобразувател на постоянно напрежение е представена на фиг. 2.4, а времедиаграмите, илюстриращи принципа на работа – на фиг. 2.5. Когато транзисторът е отпушен в интервала $T_И$, входното напрежение се прилага върху дросела L и товара $R_Т$, при което изхода на ИППН се захранва с енергия. При запушване на транзистора (интервал $T_П$), натрупаната в дросела L енергия се прехвърля в товара през диода VD. Филтърът $C_Ф$ изглажда импулсното напрежение, с цел получаване на минимални пулсации в изхода на преобразувателя. Следва да се отбележи, че елементите L и VD също играят роля на филтър, наред с кондензатора $C_Ф$. Подобен принцип на работа имат всички нереверсивни ИППН, които включват противотактните, полумостовите и мостовите схеми [2,9,39,42,52,54,59].

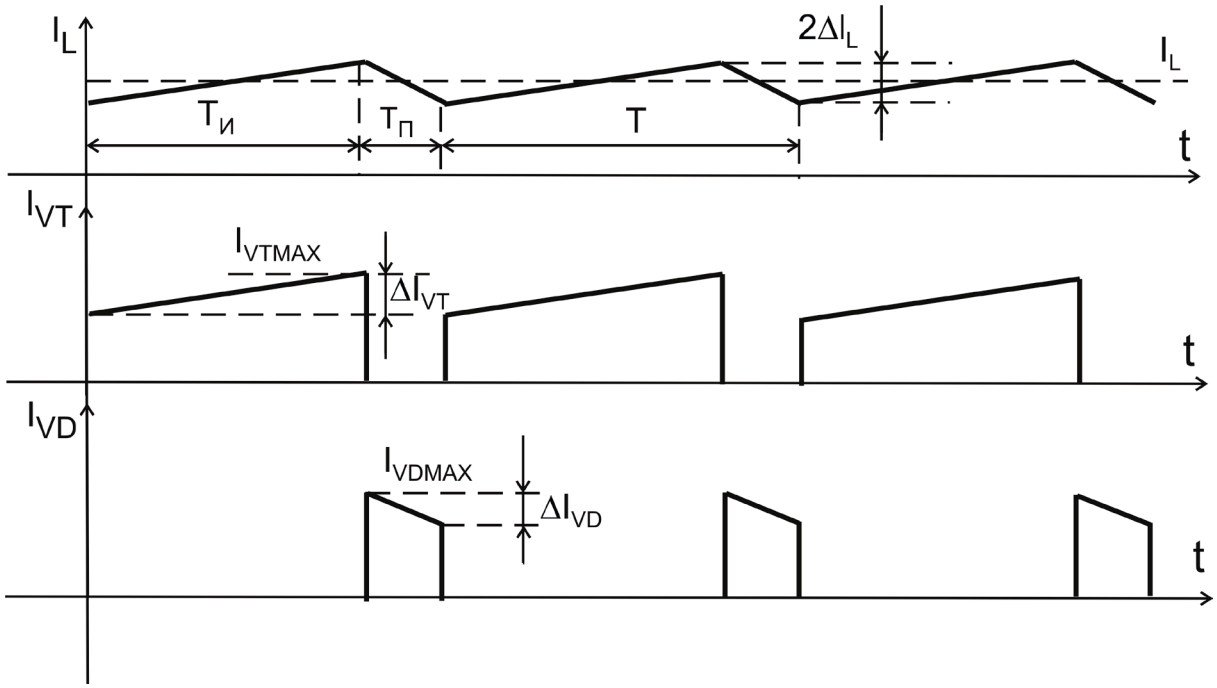


Фиг. 2.4. *Понижаващ ИППН.*

В съответствие с времедиаграмите на понижаващия ИППН, изходното му напрежение се определя с израза:

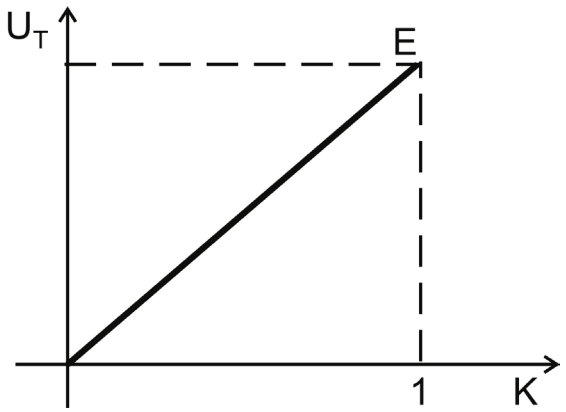
$$U_T \approx U_K = \frac{1}{T}\int_0^{T_И} u_K(t)dt = K.E \text{, където К=0÷1} \qquad (2.9)$$

Чрез промяна коефициента на регулиране К от 0 до 1, товарното напрежение $U_Т$ се изменя в интервала от 0 до Е – фиг. 2.6, т.е. средната стойност на товарното напрежение е по-малка от тази на входното напрежение.



Фиг. 2.5. *Времедиаграми на понижаващ ИППН за РНТ.*

Изходният филтър служи да отдели ВЧ колебания, съдържащи се в напрежението U_K след ключа VT и да пропусне към товара само постояннотоковата съставка. На практика товарното напрежение съдържа и променливотоково колебание с малка амплитуда, както се вижда от фиг. 2.7. Обикновено тя е под 1% от основното постоянно напрежение, т.е. $|u_{пик}| << U_T$, което означава, че товарното напрежение се представя само с постояннотоковата си съставка.



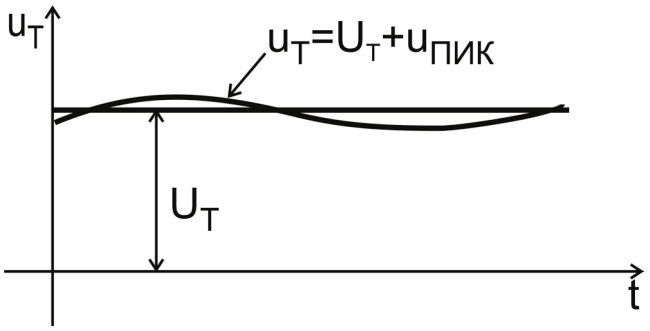
Фиг. 2.6. *Регулировъчна характеристика на понижаващ ИППН.*

Важно практическо значение има определянето на тока през дросела L в двата интервала. За първия интервал, когато работи транзисторът, отчитайки горните разсъжденията за високочестотната съставка, напрежението върху дросела е равно

$$U_L = E - U_T \tag{2.10}$$

В такъв случай, изразът за тока в първия интервал $T_И$ е :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} = \frac{E - U_T}{L} \tag{2.11}$$



Фиг. 2.7. *Времедиаграма на изходното напрежение.*

За втория интервал токът през дросела L се определя от еквивалентна схема, състояща се от VD, L и товара.

$$\frac{di_L}{dt} \approx -\frac{U_T}{L} \tag{2.12}$$

Вижда се, че през първия интервал токът линейно нараства, а през втория интервал – линейно намалява до стойности $I_L \pm \Delta i_L$ (фиг.2.5).

За определянето стойността на $\pm \Delta i_L$, която характеризира пулсациите на изходния ток, се използва израза за напрежението върху дросела през първия интервал.

$$\Delta i_L = \frac{E - U_T}{2.L} K.T = 0{,}5.E.K.(1-K).T / L \tag{2.13}$$

Стойността на Δi_L обикновено е 10%-20% от средната стойност на общия ток I_L. От това условие се получава израз за стойността на индуктивността:

$$L = \frac{E - U_T}{2.\Delta i_L} K.T \tag{2.14}$$

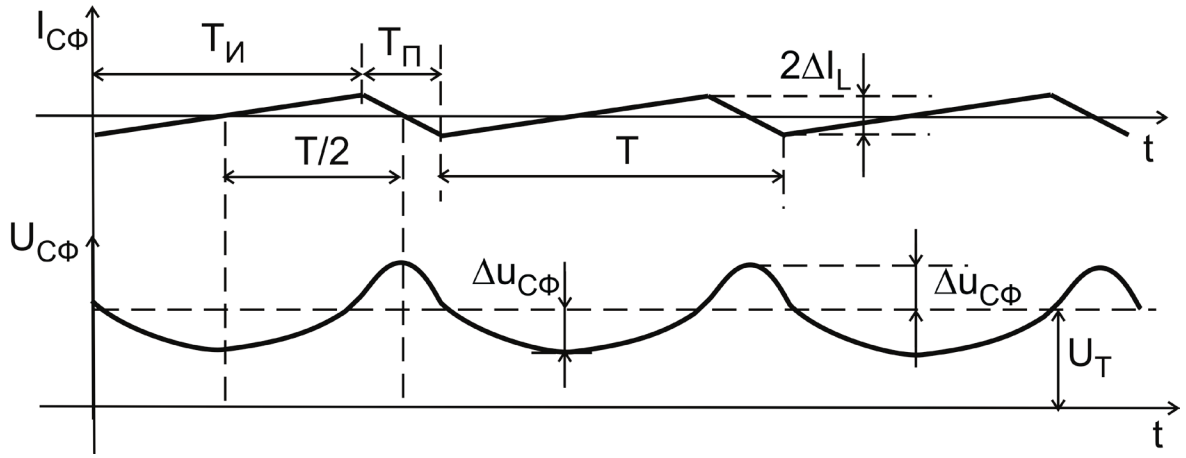
За илюстрация може да се даде следния пример: работната честота на ИППН - 250 kHz; входно напрежение 12 V ± 10%; изходно напрежение 5V; максимална стойност на токовите импулси 0.5A.

Коефициентът на регулиране се определя за най-голямата стойност на входното напрежение $K = U_{ИЗХ} / U_{ВХ} = 5/13.2 = 0.379$. Напрежението върху дросела се определя с израза $U_L = U_{ИЗХ} - U_{ВХ} = 8.2V$ - когато транзисторът е включен и $U_L = -5V$ - при запушен транзистор. Необходимата индуктивност на дросела е

$$L = U_L.dt / di = (8{,}2.0{,}379 / 250.10^3) / 0.5 = 24{,}86 \mu H \tag{2.15}$$

Капацитетът на филтровия кондензатор $C_Ф$ се определя чрез отчитане формата на изходното напрежение. То съдържа постояннотокова със-

тавка и високочестотни пулсации със стойност $\pm\Delta u_{СФ}$. За работната честота на ИППН импедансът на кондензатора трябва да е значително по-малък от този на товара. Следователно, токът на кондензатора ще е равен на разликата между тока на дросела L и постояннотоковата съставка на тока през товара – фиг. 2.8.



Фиг. 2.8. *Времедиаграма на тока и напрежението на филтровия кондензатор.*

Връзката между напрежението на кондензатора и заряда му се дава с израза:

$$q = C.(2\Delta u_{СФ}) \tag{2.16}$$

Кондензаторът се зарежда, когато токът през него има положителна стойност за време, равно на един полупериод – фиг. 2.8. Площта на образувалата се фигура е еквивалентна на заряда му. Интегрирайки тока $i_{СФ}(t)$ в рамките на един полупериод, за заряда на кондензатора се получава:

$$q = \frac{1}{2}\Delta i_L \frac{T}{2} \tag{2.17}$$

От последните два израза (2.16), (2.17) се определя стойността на капацитета на филтровия кондензатор като функция на пулсациите в изходните ток и напрежение:

$$C_Ф = \frac{\Delta i_L.T}{8.\Delta u_{СФ}} \tag{2.18}$$

Средната стойност на тока през товара, дросела и транзистора се определят с израза:

$$I_T = I_L = I_{VT} = \frac{U_T}{R} \tag{2.19}$$

Амплитудата на пулсациите на тока през дросела, транзистора и диода е равна

$$\Delta i_L = \Delta i_{VT} = \Delta i_{VD} = 0{,}5.E.K.(1-K).T/L\,. \tag{2.20}$$

Максималната стойност на тока през транзистора

$$I_{VT\,MAX} = \frac{U_T}{R_T} + 0{,}5.E.K.(1-K).T/L\,. \qquad (2.21)$$

Средната мощност, отделена в транзистора, се определя с израза

$$P_{VT} = \frac{U_T^2}{R_T^2}.R_{VT}.(1+\frac{1}{12}.(\frac{T.R_{VT}}{L}.(1-\frac{U_T}{E}))^2)\,, \qquad (2.22)$$

където R_{VT} е съпротивлението на транзистора в отпушено състояние.

Електрическите загуби на филтровия кондензатор, отделени в активното му съпротивление $R_{СФ}$ при последователна заместваща схема, са равни:

$$P_{СФ} = \frac{1}{12}.R_{СФ}.(\frac{U_T}{R_T}.\frac{T}{L}.(1-\frac{U_T}{E}))^2 \qquad (2.23)$$

Представените изрази за токовете и напреженията в схемата са в съответствие с времедиаграмите от фиг.2.5. Те характеризират процесите в понижаващия ИППН, когато той работи в РНТ.

2.3.1.2. РАБОТА В РЕЖИМ НА ПРЕКЪСНАТ ТОК

ИППН работи в режим на прекъснат ток (РПТ), когато през определен интервал от периода Т, токът през дросела има нулева стойност. Този режим се илюстрира с времедиаграмите от фиг. 2.5. Характерни са три интервала на работа:1) $T_И$ - транзисторът VT е отпушен; 2) $T_П$ - диодът VD е отпушен и токът през дросела достига нулева стойност; 3) $T-(T_И+T_П)$ - транзисторът VT и диодът VD са запушени.

За РПТ коефициентът на регулиране се определя с израза:

$$K = U_T\sqrt{\frac{2.L}{E.(E-U_T).T.R_T}} \qquad (2.24)$$

Относителното време за протичането на тока на дросела през паузата $T_П$ е равно

$$\frac{T_П}{T} = K.(E-U_T)/U_T \qquad (2.25)$$

Максималната стойност на тока през дросела, транзистора и диода е:

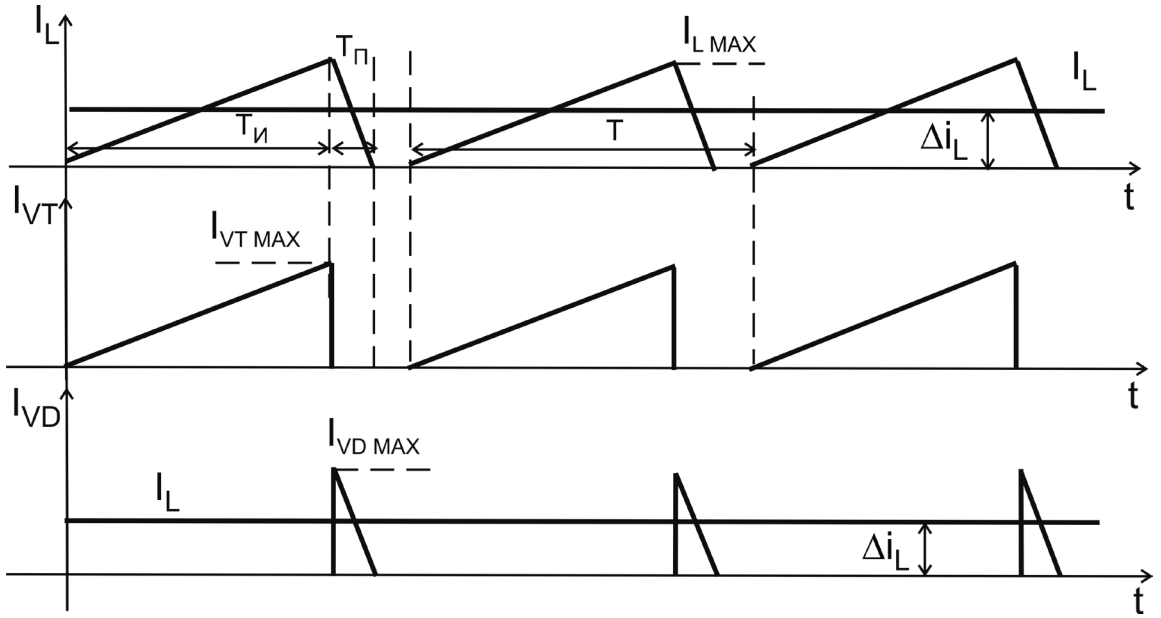
$$I_{L\,MAX} = (E-U_T).T.K/L \qquad (2.26)$$

Средната стойност на тока през дросела

$$I_L = \frac{(E-U_T).T.K}{\sqrt{3}.L} \qquad (2.27)$$

Средната стойност на тока през транзистора

$$I_{VT} = \frac{(E-U_{T)}.K^{3/2}.T}{\sqrt{3}.L} \qquad (2.28)$$



Фиг. 2.9. *Времедиаграми на понижаващ ИППН за РПТ*

Загубите в транзистора

$$P_{VT} = \frac{R_{VT}.(E - U_T)^2.K^3.T^2}{3.L^2} \qquad (2.29)$$

Доказано е, че ако средната стойност на тока през дросела е по-голяма от стойността на високочестотните пулсации, ИППН работи в режим на непрекъснат ток – фиг. 2.5, т.е. $I_L > \Delta i_L$. При обратното съотношение - $I_L < \Delta i_L$, преобразувателят работи в режим на прекъснат ток – фиг.2.9.

Постояннотоковата съставка на тока през филтровия кондензатор е равна на нула. Във връзка с това, токът на дросела I_L се определя с израза

$$I_L = U_T / R_T . \qquad (2.30)$$

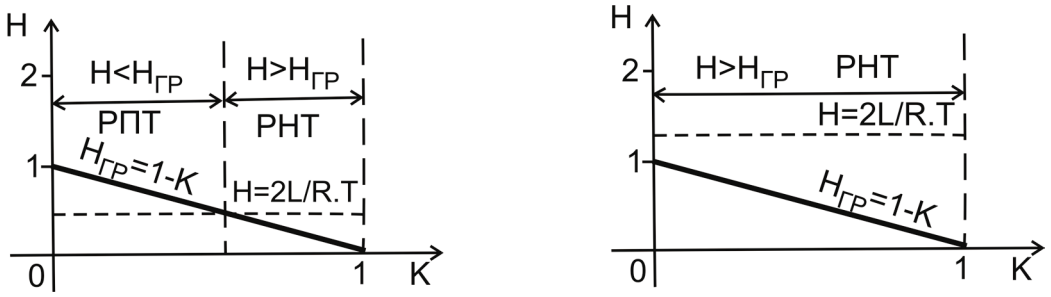
Чрез изразите (2.25) и (2.27) се получава съотношение за РПТ, отчитащо влиянието на стойността на товара R_T.

$$\frac{K.E}{R_T} < \frac{K.K^I.T.E}{2.L}, \text{ т.е. } \frac{2.L}{R_T.T} < K^I, \text{ където } K^I = 1 - K \qquad (2.31)$$

Условието за РПТ може да се запише в обобщен вид: $H < H_{ГР}$, където $H = \frac{2.L}{R_T.T}$ и $H_{ГР} = K^I$.

Чрез коефициента Н се дефинира режима, в който работи ИППН, т.е. $H<H_{ГР}$ – РПТ и $H>H_{ГР}$ – РНТ (виж фиг.2.10 а).

Стойността на товарното съпротивление също има отношение към режима на работа. При намаляване на R_T и получаване на стойности на Н над 1, ИППН работи само в РПТ за всички стойности на К, т.е. $R_T<<L/T$ (виж фиг. 2.10 б).



Фиг. 2.10. *Условия за получаване на РНТ и РПТ:*
а) $H>H_{ГР}$ - РНТ, $H<H_{ГР}$ – РПТ; б) $H>H_{ГР}$ – РНТ.

Може да се направи следното обобщение за съотношения, при които се получават РПТ и РНТ:

$$\frac{2.L}{R_T.T} > 1-K \quad \text{или} \quad R_T < \frac{2.L}{(1-K).T} \tag{2.32}$$

т.е. $H > H_{ГР}$ или $R_T < R_{T\,ГР}$ $\rightarrow$ **РНТ**

$$\frac{2.L}{R_T.T} < 1-K \quad \text{или} \quad R_T > \frac{2.L}{(1-K).T} \tag{2.33}$$

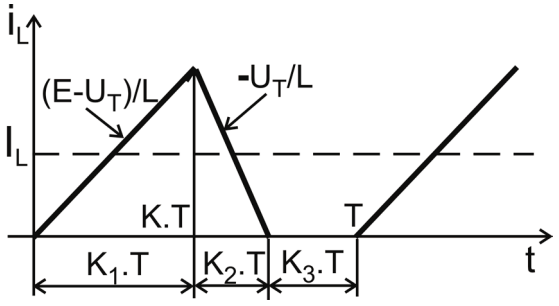
т.е. $H < H_{ГР}$ или $R_T > R_{T\,ГР}$ $\rightarrow$ **РПТ**

За обобщаване анализа на ИППН е целесъобразно да се използва РПТ, който съдържа и трите интервала – фиг. 2.11. За РНТ интервалите са два и анализът е същия, като третият интервал се игнорира, т.е. равен е на нула.

При работа на транзистора в интервала $0<t<K_1.T$ напрежението на дросела и токът през кондензатора се определят с изразите:

$$U_L = E - U_T \tag{2.34}$$

$$I_{СФ} = I_L - \frac{U_T}{R_T} \tag{2.35}$$



Фиг. 2.11. *Ток през дросела L в РПТ.*

За втория интервал $K_1.T < t < (K_1+K_2).T$, когато изходният ток протича през диода VD и товара, са валидни уравненията:

$$U_L = -U_T \tag{2.36}$$

$$I_{C\Phi} = I_L - U_T / R_T \tag{2.37}$$

През последния интервал ($К_1$+$К_2$).T<t<T, транзисторът и диодът са запушени. Еквивалентната схема се състои само от филтровия кондензатор и товара. Изразите за напрежението на дросела и тока на филтровия кондензатор са от вида:

$$U_L = 0 \tag{2.38}$$

$$I_{C\Phi} = -U_T / R_T \tag{2.39}$$

Използвайки израза за средната стойност на напрежението върху дросела, който за един период е равен на нула, може да се определи напрежението върху товара:

$$(E - U_T).K_1 + (-U_T).K_2 + 0.K_3 = 0, \quad \text{т.е} \tag{2.40}$$

$$U_T = E\frac{K_1}{K_1 + K_2} \tag{2.41}$$

Коефициентът на регулиране К (фактически е $К_1$), се задава от системата за управление (СУ) и може да се счита, че е известен. Но интервалът $К_2$ е неизвестен и следователно е необходимо друго уравнение за определянето му. Това уравнение се получава от израза за тока на филтровия кондензатор.

$$I_C = I_L - U_T / R_T \tag{2.42}$$

От израза за средната стойност на тока през кондензатора $С_Ф$, имащ нулева стойност за един полупериод (I_C=0), се получава, че токът на дросела е равен на товарния ток.

$$I_L = U_T / R_T \tag{2.43}$$

През първия интервал токът през дросела L съвпада с тока през транзистора VT. Увеличаването му е по линеен закон със скорост на нарастване, определяща се от отношението между стойностите на напрежението върху дросела и индуктивността му. Максималният ток през дросела в момента $К_1$.T се определя с израза:

$$I_{L(K_1.T)} = \frac{E - U_T}{L}.K_1.T \tag{2.44}$$

Средната стойност на тока през дросела може да се намери чрез решаване на интеграла:

$$I_L = \frac{1}{T}\int_0^T i_L dt = \frac{1}{2.T}.I_{L(K_1T)}.(K_1 + K_2).T = (E - U_T)\frac{K_1.T}{2.L}(K_1 + K_2) \tag{2.45}$$

След като се замести (2.44) в (2.45) и се извършат съответните преобразувания, се получава израз с две неизвестни - товарното напрежение U_T и коефициента $К_2$:

$$\frac{U_T}{R_T} = (E - U_T)\frac{K_1.T}{2.L}(K_1 + K_2) \tag{2.46}$$

Решавайки съвместно (2.45) и (2.46), с цел елиминиране на K_2, за отношението на изходното и входното напрежение се получава

$$\frac{U_T}{E} = \frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{4.H}{K_1}}} \quad \text{, където} \quad H = \frac{2.L}{R_T.T} \tag{2.47}$$

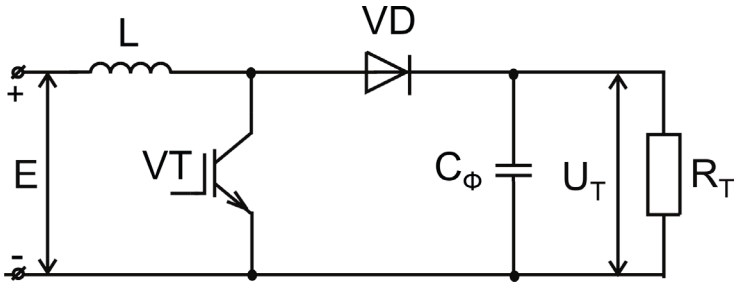
Може да се обобщи, че ИППН ще работи в РНТ, когато $U_T / E = K$, $H > H_{ГР}$, а в РПТ, когато $\frac{U_T}{E} = \frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{4.H}{K^2}}}$, $H < H_{ГР}$ (за тези режими $K = K_1$).

По отношение на електромагнитната съвместимост на разглеждания ИППН с устройствата, включени на входа и изхода му, може да се каже, че входният ток е винаги прекъснат и това изисква относително по-големи входни филтри. Изходният ток е прекъснат или непрекъснат в зависимост от режима на работа. Технически целесъобразно е понижаващият ИППН да работи в РНТ, тъй като реактивните елементи имат по-малки стойности, габарити и електрическо натоварване.

2.3.2. ПОВИШАВАЩ ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

2.3.2.1. РАБОТА В РЕЖИМ НА НЕПРЕКЪСНАТ ТОК

Схемата на повишаващ ИППН и времедиаграмите, илюстриращи принципа на работа, са представени съответно на фиг. 2.12 и фиг. 2.13.

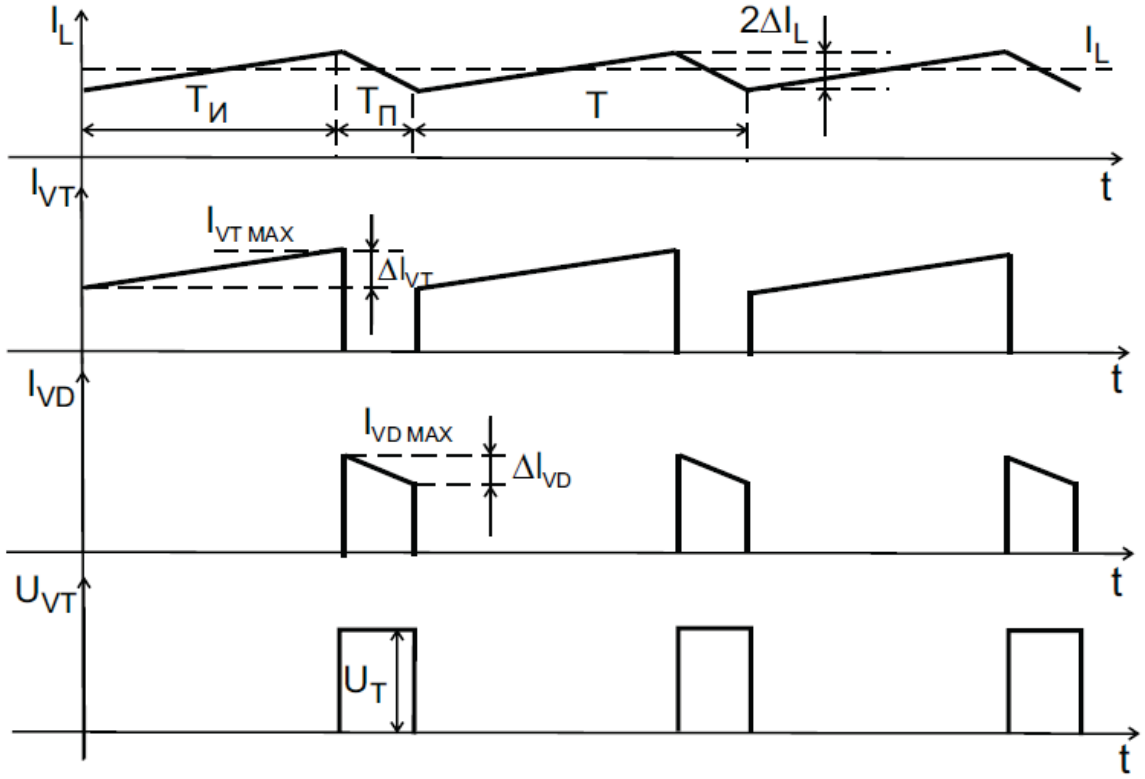


Фиг. 2.12. *Повишаващ ИППН.*

При отпушване на транзистора VT в началото на първия интервал $T_И$, диодът VD е запушен и цялото захранващо напрежение се прилага върху дросела L. Входният ток нараства до своята максимална стойност от нула при РПТ и от ненулева стойност при РНТ. Когато транзисторът се запуши, напрежението на дросела сменя своя поляритет и през отпушения диод върху товара се прилага повишено напрежение, равно на сумата от захранващото напрежение и това на дросела L, т.е. в товара и филтриращия кондензатор се прилага енергията директно от захранващия източник и тази, натрупана в дросела L. Следователно, изходното напрежение е винаги по-голямо от входното, което обстоятелство определя вида на този преобразу-

вател – повишаващ. Напреженията върху транзистора и товара са равни - $U_{VT}=U_T$.

Връзката между входното и изходното напрежение и коефициента на регулиране за РНТ се дава с израза $\frac{U_T}{E}=\frac{1}{1-K}$, т.е. изходното напрежение зависи само от стойността на входното и коефициента на регулиране К. Като регулиращ фактор се използва само К [2,9,15,18].



Фиг.2.13. *Времедиаграми на повишаващ ИППН за РНТ.*

В първия интервал, при отпушен транзистор, дроселът L е свързан към входното напрежение, т.е. $U_L=E$, а токът на кондензатора е $I_C= -U_T/R_T$. През втория интервал, когато транзисторът е запушен, напрежението на дросела и токът на кондензатора са съответно равни

$$U_L=E-U_T \qquad I_C=I_L-U_T/R_T \tag{2.48}$$

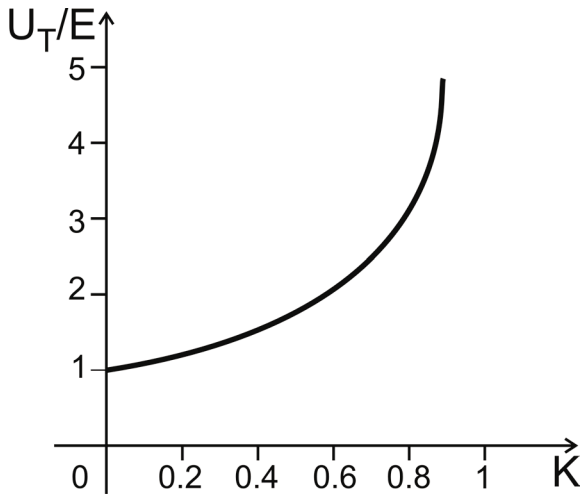
Напрежението върху дросела за един период е равно на нула и се определя с израза:

$$U_L=\frac{1}{T}\int_0^T u_L(t)dt=E.K+(E-U_T).K^I=0 \tag{2.49}$$

Тъй като $K+K^I=1$, то за зависимостта между изходното напрежение и коефициента на регулиране се получава

$$\frac{U_T}{E}=\frac{1}{K^I}=\frac{1}{1-K} \quad , \quad K=\frac{U_T-E}{U_T} \quad . \tag{2.50}$$

Графичната зависимост $\frac{U_T}{E} = f(K)$ е представена на фиг. 2.14. Вижда се, че с увеличаване на К, се увеличава стойността на изходното напрежение, като при К=1 тя е най-голяма и зависи от стойността на схемните елементи.



Фиг. 2.14. *Регулировъчна характеристика на повишаващ ИППН за РНТ.*

Токът през дросела може да се получи чрез използване на изразите за баланса на енергията във филтровия кондензатор $C_Ф$. През първия интервал, когато работи транзисторът, кондензаторът захранва товара с енергия, при което той се разрежда. През втория интервал, когато транзисторът е запушен, през дросела се подава енергия към товара, от една страна, и от друга - към кондензатора, при което той се зарежда. Тогава изразът за тока на кондензатора се определя с интеграла

$$I_{CФ} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{CФ}(t)dt = \frac{1}{T}.[(-\frac{U_T}{R_T}K.T + (I_L - \frac{U_T}{R_T}).K^I.T] \qquad (2.51)$$

Приравнявайки на нула (2.51) с отчитането на $K+K^I=1$, за средния ток на дросела се получава

$$I_L = \frac{E}{K^{I2}.R_T} = \frac{U_T}{K^I.R_T} \qquad (2.52)$$

Токът през индуктивността, който съвпада с входния ток на ИППН, е по-голям от товарния ток. При $K \approx 1$ ($K^I \approx 0$) токът през дросела и транзистора придобива доста голяма стойност и се създава предпоставка за значително увеличаване на загубите в тях. Това е съпроводено със силно намаляване коефициента на полезно действие на преобразувателя и затова е препоръчително да се избягват режимите при $K \approx 1$.

Използвайки изразите (2.49)-(2.52), се определят загубите в транзистора и кондензатора:

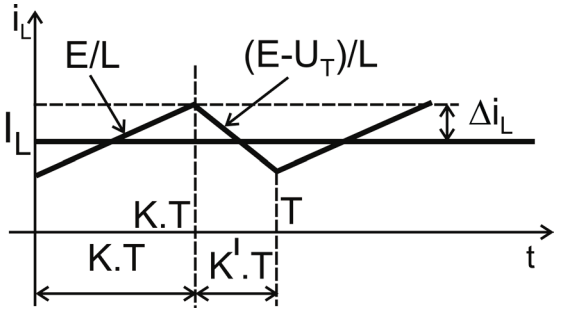
- загубите в транзистора

$$P_{VT} = P_T.\frac{R_{VT}}{R_T}.(\frac{U_T}{E})^2(1-\frac{E}{U_T})[1+\frac{1}{12}(\frac{T.R_T}{L})^2(1-\frac{E}{U_T})^2(\frac{E}{U_T})^4] \quad ; \qquad (2.53)$$

- загубите в кондензатора

$$P_{C_\Phi} = P_T.\frac{R_{C_\Phi}}{R_T}[\frac{1}{12}(\frac{T.R_T}{L})^2(1-\frac{E}{U_T})(\frac{E}{U_T})^3] \quad . \qquad (2.54)$$

Важен показател за работата на повишаващия ИППН са нивото на пулсации на тока през дросела. На фиг. 2.12 е представена времедиаграмата за РНТ и изразите за стръмността му в двата интервала.



Фиг. 2.15. *Ток на дросела за РНТ.*

За първия и втория интервали са в сила съответно следните изрази:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} = \frac{E}{L} \quad ; \quad \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} = \frac{E-U_T}{L} \qquad (2.55)$$

Съгласно фиг. 2.15 за пулсациите на тока през дросела за първия интервал се получава

$$2.\Delta i_L = \frac{E}{L}.K.T \quad , \text{ т.е.} \quad \Delta i_L = \Delta i_{VD} = \Delta i_{VT} = \frac{E.K.T}{2.L} \qquad (2.56)$$

Този израз има много важен практически смисъл, защото дава връзката между стойността на индуктивността и пулсациите на тока при конкретен товар и може да се използва за изчисляване индуктивността на дросела при зададено ниво на пулсации.

Максималната стойност на тока през дросела, транзистора и диода се изчислява с израза

$$I_{L\,MAX} = I_{VD\,MAX} = I_{VT\,MAX} = \frac{E}{R_T(1-K)^2} + \frac{E.T.K}{2.L} \qquad (2.57)$$

По приведената методика е пресметнат следния пример:

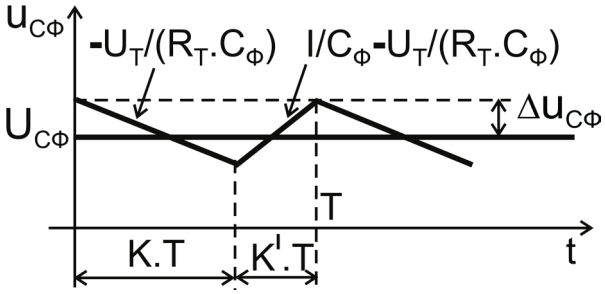
- входно напрежение - 5,5V ±10%;
- изходно напрежение - 12V;
- работна честота - 100kHz;
- максимална стойност на токовия импулс - 0.4A.

Коефициентът на регулиране е равен на $K = 1-(U_{BX}/U_{ИЗХ}) = 1-(5{,}5/12) = 0{,}542$. Напрежението на дросела, когато

транзисторът е запушен, е равно $U_L = U_{ИЗХ} - U_{ВХ} = 6{,}5V$ и $U_L = 5{,}5V$ - при отпушен транзистор. Индуктивността на дросела се определя с израза $L = (5{,}5.0{,}542/100.10^3)/0{,}4 = 74{,}5\mu H$.

На фиг. 2.16 е представена времедиаграмата на изходното напрежение за РНТ. Наклонът на изменение през двата интервала се определя с изразите

$$\frac{d\,u_{СФ}}{d\,t} = -\frac{U_T}{R_T.C_Ф} \quad ; \quad \frac{d\,u_{СФ}}{d\,t} = \frac{I_L}{C_Ф} - \frac{U_T}{R_T.C_Ф} \qquad (2.58)$$



Фиг. 2.16. *Напрежение на филтровия кондензатор за РНТ.*

Съгласно израза (2.55), за пулсациите на изходното напрежение се получава

$$\Delta u_{СФ} = \frac{U_T}{2.R_T.C_Ф}.K.T \quad \text{. т.е} \quad C_Ф = \frac{U_T}{2.R_T.\Delta u_{СФ}}.K.T \qquad (2.59)$$

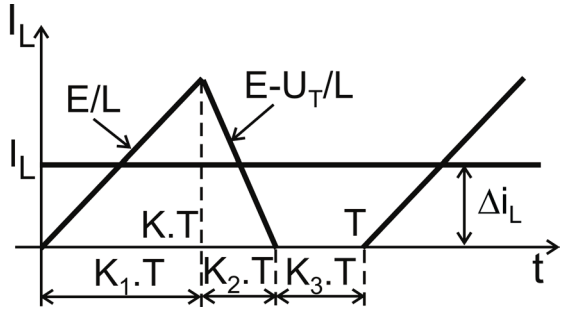
Този израз се използва за определяне капацитета на кондензатора $C_Ф$ при зададено допустимо ниво на пулсациите в изходното напрежение $\Delta u_{СФ}$.

2.3.2.2. РАБОТА В РЕЖИМ НА ПРЕКЪСНАТ ТОК

Когато повишаващият ИППН работи в РПТ, токът през транзистора и диода ще бъде с по-голяма максимална стойност за получаването на същата мощност, в сравнение с РНТ. За осигуряване на допустимите пулсации на изходното напрежение, филтровият кондензатор за РПТ е с по-голям капацитет, отколкото при РНТ, определящ се от дълбочината на регулиране и стойността на товара. За предпочитане е повишаващият ИППН да работи в РПТ, тъй като в РНТ съществува възможност за нарушаване устойчивостта на схемата.

Режимът на РПТ е представен на фиг. 2.17 чрез тока на дросела L, който е идентичен с тока на транзистора и диода, съответно през първия K_1.T и втория K_2.T интервали. ИППН ще работи в РНТ или в РПТ, ако са изпълнени следните условия:

$$I_L > \Delta i_L \text{ - РНТ} \qquad I_L < \Delta i_L \text{ - РПТ} \qquad (2.60)$$



Фиг. 2.17. *Ток на дросела L за РПТ.*

За РПТ стойността на коефициента на регулиране се определя с израза

$$K = E.\sqrt{I_T.2.L.(U_T - E)/T} \tag{2.61}$$

Максималната стойност на тока през дросела, транзистора и диода

$$I_{L\,MAX} = I_{VT\,MAX} = I_{VD\,MAX} = \frac{E.T.K}{L} \tag{2.62}$$

Средната стойност на тока през дросела

$$I_L = \frac{E.T.K.\sqrt{K + \frac{K.U_T}{U_T - E}}}{L.\sqrt{3}} \tag{2.63}$$

Загубите в транзистора за РПТ

$$P_{VT} = \frac{E^2.T^2.K^2.R_{VT}}{3.L^2} \tag{2.64}$$

В съответствие с (2.52), (2.56) и (2.60) се получава следния израз за РПТ:

$$\frac{E}{K^{I\,2}.R_T} < \frac{K.T.E}{2.L} \text{ , т.е. } \frac{2.L}{R_T.T} < K.K^{I\,2} \text{ , където К=К}_1 \text{ и К}^{I}\text{=1-К.} \tag{2.65}$$

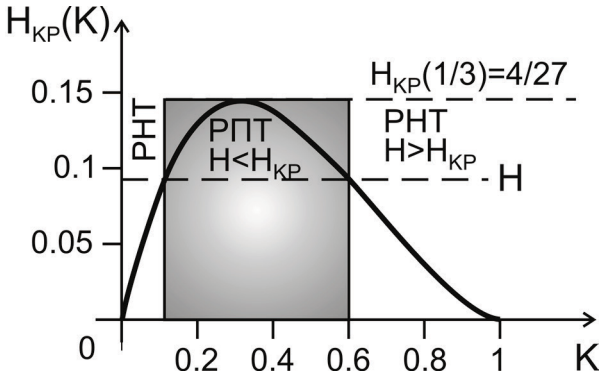
Ако $H = \frac{2.L}{R_T.T}$ и $H_{KP} = K.K^{I\,2}$ то $H > H_{KP}$ за РНТ и $H < H_{KP}$ за РПТ.

Зависимостта H_{KP}=f(K) е представена на фиг.2.18. Стойността на H_{KP} е нулева при К=0 и К=1 и има максимум равен на 4/27 при К=1/3. Следователно, ако H>4/27 ИППН ще работи в РНТ за всяка стойност на К. Ако H<4/27, ИППН ще работи в РПТ за стойности на К около 1/3 – фиг. 2.18. ИППН ще работи в РНТ за стойности на К, близки до 0 и 1. За разлика от понижаващия преобразувател, повишаващият може да работи в РНТ при К≈0, защото пулсациите на тока през дросела са със стойност, близка до нула, а средната стойност на същия ток е различна от 0.

Целесъобразно е да се анализира отношението на стойността на изходното към входното напрежение – U_T/E. За интервала $0<t<K_1.T$ от

фиг.2.17, когато транзисторът работи, напрежението на дросела и токът на кондензатора са от вида:

$$U_L(t) = E \quad , \quad I_C(t) = U_T(t) / R_T \quad . \tag{2.66}$$



Фиг. 2.18. *Условия за получаване на РНТ и РПТ.*

През втория интервал $K_1 < t < (K_1+K_2).T$, когато диодът работи, токът през дросела и напрежението върху кондензатора, се определят с уравненията

$$U_L(t) = E - U_T(t) \quad , \quad I_C(t) = I_L(t) - \frac{U_T(t)}{R_T} \quad . \tag{2.67}$$

За третия интервал $(K_1+K_2).T < t < T$ транзисторът и диодът са запушени и са в сила изразите

$$U_L = 0 \ , \quad I_L = 0 \ , \quad I_C(t) = -\frac{U_T(t)}{R_T} \ . \tag{2.68}$$

Чрез изразите за трите интервала може да се определи средната стойност на напрежението върху дросела L, което за установения режим има нулева стойност.

$$K_1.E + K_2.(E - U_T) + K_3.(0) = 0 \tag{2.69}$$

Решавайки този израз относно изходното напрежение, се получава:

$U_T = \frac{K_1 + K_2}{K_2}.E$, където е неизвестна продължителността на работа на диода - интервала K_2. За определянето й е удобно да се използва уравнението от изходната верига на ИППН.

$$I_D(t) = I_C(t) + \frac{U_T(t)}{R_T} \tag{2.70}$$

Средната стойност на тока през кондензатора в установен режим е равна на нула и следователно горният израз може да се запише във вида:

$$I_D = U_T / R_T \tag{2.71}$$

За определяне на средната стойност на тока през диода се използва времедиаграмата от фиг. 2.17. В тази връзка са очевидни следните разсъж-

дения. Токът на дросела започва от нула и достига своя максимум през първия интервал. Тази стойност може да се намери чрез наклона E/L и продължителността на първия интервал, т.е. $I_{L\,MAX} = \frac{E}{L}.K_1.T$.

През втория интервал токът през диода спада до нула и остава с тази стойност и през третия интервал. Токът през диода е идентичен с този на дросела във втория интервал, като за един период е валиден интегралът:

$$I_D = \frac{1}{T}\int_0^T i_D(t)dt = \frac{1}{T}.(\frac{1}{2}.I_{L\,MAX}.K_2.T) = \frac{E.K_1.K_2.T}{2.L} \qquad (2.72)$$

Приравнявайки (2.71) и (2.72), се получава

$$\frac{U_T}{R_T} = \frac{E.K_1.K_2.T}{2.L} \qquad (2.73)$$

От (2.69) и (2.73) се определя големината на втория интервал

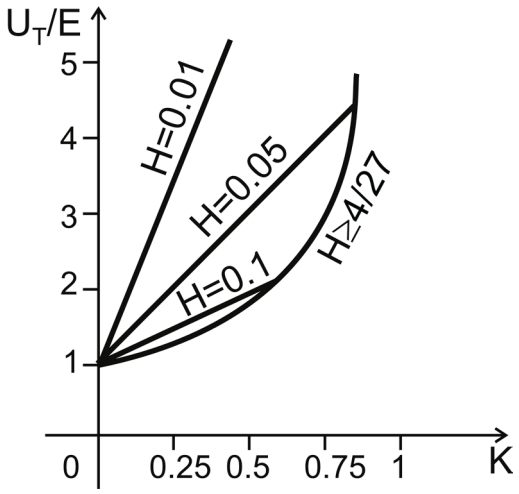
$$K_2 = K_1.\frac{E}{U_T - E} \qquad (2.74)$$

Заместваики (2.73) в (2.74), се получава следното уравнение

$U_T^2 - U_T.E - \frac{E^2.K_1^2}{H} = 0$ и съответното решение:

$$\frac{U_T}{E} = \frac{1 \pm \sqrt{1 + \frac{4.K_1^2}{H}}}{2} \quad , \quad \text{където } H = 2.L/R_T.T \text{ за } H < H_{KP} \ . \qquad (2.75)$$

Практически смисъл има само положителния корен на уравнението (знак "+" пред корена).



Фиг. 2.19. *Регулировъчна характеристика на повишаващ ИППН за РПТ.*

В обобщен вид характеристиките за РНТ и РПТ са от вида:

$$N = \frac{U_T}{E} = \frac{1}{1-K} \qquad \text{за} \quad H > H_{KP} \qquad - \qquad \textbf{РНТ} \qquad (2.76)$$

$$N = \frac{U_T}{E} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4.K^2}{H}}}{2} \quad \text{за} \quad H < H_{KP} \quad - \quad \textbf{РПТ} \qquad (2.77)$$

Графичната интерпретация за различни стойности на К е представена на фиг. 2.19. Част от характеристиките за РПТ са линейни и приблизително се описват със следния аналитичен израз:

$$\frac{U_T}{E} \approx \frac{1}{2} + \frac{K}{\sqrt{H}} \qquad (2.78)$$

От принципа на работа и времедиаграмите на повишаващия ИППН (фиг. 2.13 и фиг. 2.17) се вижда, че токът на товара и филтриращият кондензатор, е равен на тока през диода и винаги е прекъснат. Това означава, че кондензаторът трябва да бъде с относително голяма стойност, с цел осигуряване на допустимите пулсации в изходно напрежение. От друга страна може да се отбележи, че за типичните стойности на коефициента на регулиране (0,25 – 0,75), входният ток е равен на тока през дросела, който винаги е непрекъснат и има малки пулсации. С това се обясняват добрите входни параметри на този вид преобразуватели, т.е. регулиране при висок входен фактор на мощността. В съответствие с горните изводи е използването в много случаи на повишаващия ИППН като предварителен регулатор в системи с дълбоко регулиране, преди основния регулатор.

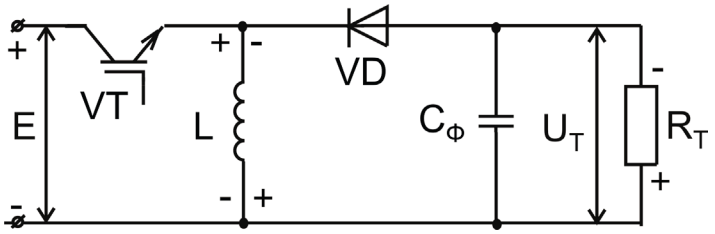
Нивото на максималната мощност е ограничено от големите импулсни токове през елементите на схемата. Това е причината повишаващият ИППН да се използва за по-малки мощности, в сравнение с понижаващия преобразувател.

2.3.3. ПОЛЯРНО РЕВЕРСИВЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

Схемата на полярно реверсивния ИППН е представена на фиг. 2.20. Той има принцип на работа, сходен с този, на понижаващия и повишаващия преобразуватели. Формата на входния ток на полярно реверсивния ИППН напълно съвпада с форма на входния ток на понижаващия преобразувател, а изходният му ток – с изходния ток на повишаващия преобразувател, т.е. входният и изходният токове са винаги прекъснати. Останалите времедиаграми са сходни с тези на повишаващия ИППН. Разликата е, че напрежението върху транзистора тук е по-голямо, равно на сумата от напреженията на дросела и на входния захранващ източник.

Когато транзисторът е отпушен, т.к. диодът е свързан в обратна посока, в дросела L се натрупва енергия и се получава напрежение с полярност $\pm$ (виж фиг. 2.20). Тази енергия се прехвърля в товара през интервала, когато транзисторът е запушен. При това, със запушването на транзистора, напрежението на дросела променя своя знак и става $\mp$. В товара се прехвърля единствено тази енергия само през интервала, когато транзисторът

е запушен. През този интервал дроселът е източник на енергия във веригата – дросел, диод и товар и, следователно, напрежението върху товара ще е с обратен поляритет спрямо този на входното напрежение.



Фиг. 2.20. *Полярно реверсивен ИППН.*

За РНТ изразът, който определя стойността на коефициента на регулиране в зависимост от входното и изходно напрежение, е от вида

$$K = -\frac{U_T}{E - U_T} \tag{2.79}$$

Знакът на К е отрицателен, защото товарното и захранващото напрежение имат противоположен поляритет.

Токът и напрежението на товара са функция на коефициента на регулиране К

$$U_T = \frac{E.K}{1-K} \tag{2.80}$$

$$I_T = I_{VT} = I_L = I_{VD} = \frac{U_T}{R_T} = \frac{E.K}{R_T.(1-K)} \tag{2.81}$$

Амплитудата на пулсациите на тока през дросела, транзистора и диода се определят с израза

$$\Delta I_L = \Delta I_{VT} = \Delta I_{VD} = \frac{E.T.K}{2.L} \tag{2.82}$$

Максималните стойности на тока през дросела, транзистора и диода са равни на сумата от $I_{T\,MAX}$ и ΔI_L

$$I_{L\,MAX} = I_{VT\,MAX} = I_{VD\,MAX} = \frac{E.K}{R_T.(1-K)} + \frac{E.T.K}{L} \tag{2.83}$$

Енергетичните съотношения за полярно реверсивния ИППН за РНТ се определят, както следва [2,9,18,52]:

- мощност, разсейвана от транзистора:

$$P_{VT} = P_T.\frac{R_{VT}}{R_T}.\frac{U_T}{E}.(1-\frac{U_T}{E}).[1+\frac{1}{12}.(\frac{T.R_T}{L})^2.(1-\frac{U_T}{E})^4] \quad , \tag{2.84}$$

където R_{VT} е активно съпротивление на отпушения транзистор.

- мощност, разсейвана в кондензатора,

$$P_C = P_T.\frac{R_C}{R_T}.\frac{U_T}{E}.\frac{1}{12}.(\frac{T.R_T}{L})^2.(1-\frac{E}{U_T}) \quad , \tag{2.85}$$

където R_C е еквивалентното активно съпротивление на кондензатора.

При РПТ изразът за коефициента на регулиране е от вида:

$$K = \sqrt{\frac{P.2.L}{E^2.T}} \tag{2.86}$$

Активните загуби на транзистора

$$P_{VT} = \frac{E^2.T^2.K^3.R_{VT}}{3.L^2} \tag{2.87}$$

Основен недостатък на полярно реверсивния ИППН е импулсният характер на входния и изходния ток. За постигане на малък коефициент на пулсации на изходното напрежение са необходими големи по стойност и съответно по обем филтри, средно осем пъти по-големи от тези при понижаващия преобразувател.

Друг недостатък е, че транзисторът и диодът трябва да издържат относително по-високи токови и напреженови претоварвания. Това предопределя по-големи загуби и съответно по-малка ефективност в сравнение с понижаващия ИППН при една и съща мощност.

2.3.4. РЕГУЛИРОВЪЧНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ПОНИЖАВАЩ, ПОВИШАВАЩ И ПОЛЯРНО РЕВЕРСИВЕН ИППН

Регулировъчните характеристики на основните схеми на ИППН-понижаващ, повишаващ и полярно реверсивен, за РНТ и РПТ са обобщени в таблица 2.1.

Табл. 2.1. *Регулировъчни характеристики на понижаващ, повишаващ и полярно реверсивен ИППН.*

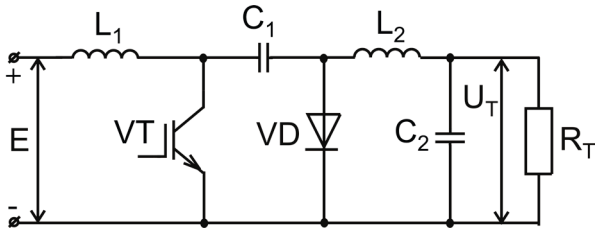
Тип ИППН	РНТ U_T/E	РПТ U_T/E
Понижаващ	K	$\frac{2}{1+\sqrt{1+4H/K^2}}$ $H=2.L/R_T.T$
Повишаващ	$1/(1-K)$	$\frac{1+\sqrt{1+4K^2/H}}{2}$ $H=2.L/R_T.T$
Полярно реверсивен	$-K/(1-K)$	$-K/\sqrt{H}$ $H=2.L/R_T.T$

Характеристиката за РПТ на полярно реверсиращия ИППН е линейна с наклон $1/\sqrt{H}$. Понижаващият и повишаващият преобразуватели имат характеристики, асимптотични на тази линия и на правата $U_T/E=1$. Следователно, когато се работи в чисто изразен РПТ (при големи стойности на К), характеристиката на повишаващия преобразувател става приблизително линейна с наклон $1/\sqrt{H}$. С противоположни свойства е понижаващият ИППН – характеристиката е линейна с наклон $1/\sqrt{H}$ при малките стойности на К.

За всички схеми може да се обобщи, че РПТ се получава, когато токът през дросела или напрежението на кондензатора имат точно определена стойност на пулсациите, която в някои случаи може да причини напрежение и ток на транзисторите с обратна полярност.

2.3.5. ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С РАЗДЕЛИТЕЛЕН КОНДЕНЗАТОР (CUK КОНВЕРТОР)

ИППН с разделителен кондензатор (CUK конвертор) -фиг. 2.21 има принцип на работа, подобен на полярно реверсивния преобразувател [15,24,51,59]. Чрез него може да се регулира изходното напрежение до стойности, по-големи или по-малки от захранващото напрежение, от една страна и от друга – да се изменя поляритета му.



Фиг. 2.21. *ИППН с разделителен кондензатор (CUK конвертор).*

Енергията от захранващия източник се прехвърля в товара през кондензатора C_1. Както е показано на фиг. 2.22, при запушен транзистор, кондензаторът C_1 се зарежда през дросела L_1 от захранващия източник. При отпушване на транзистора, енергията на кондензатора C_1 се прехвърля в товара през втория дросел L_2.

През първия интервал, когато транзисторът е отпушен, токовете през кондензаторите C_1 и C_2 и напрежението на дроселите L_1 и L_2 са съответно

$$U_{L1} = E \tag{2.88}$$

$$U_{L2} = -U_{C1} - U_{C2} \tag{2.89}$$

$$I_{C1} = I_{L2} \tag{2.90}$$

$$I_{C2} = I_{L2} - U_{C2} / R_T \tag{2.91}$$

За втория интервал, при запушен транзистор, за същите електрически величини са валидни изразите

$$U_{L1} = E - U_{C1} \tag{2.92}$$

$$U_{L2} = -U_{C2} \tag{2.93}$$

$$I_{C1} = I_{L1} \tag{2.94}$$

$$I_{C2} = I_{L2} - U_{C2} / R_T \tag{2.95}$$

Средните стойности на токовете през кондензаторите и напреженията на дроселите за един период са равни на нула (съгласно фиг. 2.22) и могат да се запишат във вида

$$U_{L1} = K.E + K^I.(E - U_{C1}) = 0 \tag{2.96}$$

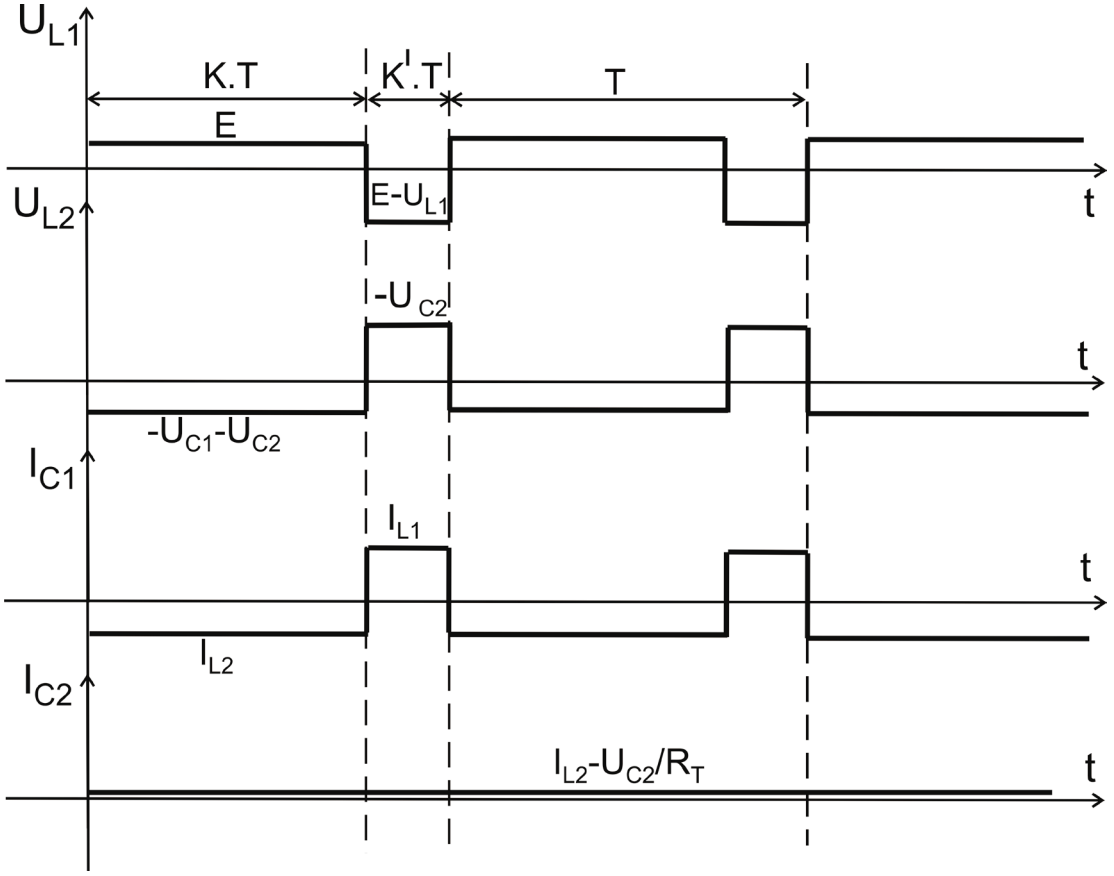
$$U_{L2} = K.(-U_{C1} - U_{C2}) + K^I.(-U_{C2}) = 0 \tag{2.97}$$

$$I_{C1} = K.I_{L2} + K^I.I_{L1} = 0 \tag{2.98}$$

$$I_{C2} = I_{L2} + U_{C2} / R_T = 0 \tag{2.99}$$

След преработка и решаване на системата уравнения се получават следните изрази за неизвестните величини

$$U_{C1} = E / K^I \tag{2.100}$$



Фиг. 2.22. *Времедиаграми на ИППН с разделителен кондензатор (CUK конвертор).*

$$U_{C2} = -\frac{K}{K^I}.E \tag{2.101}$$

$$I_{L1} = -\frac{K}{K^I}.I_{L2} = (\frac{K}{K^I})^2.\frac{E}{R_T} \tag{2.102}$$

$$I_{L2} = \frac{U_{C2}}{R_T} = -\frac{K}{K^I}.\frac{E}{R_T} \tag{2.103}$$

Това позволява да се изрази относителната стойност на изходното напрежение U_{C2}/E във функция от коефициента на регулиране K, която е представена на фиг. 2.20, т.е $\frac{U_{C2}}{E} = -\frac{K}{1-K}$.

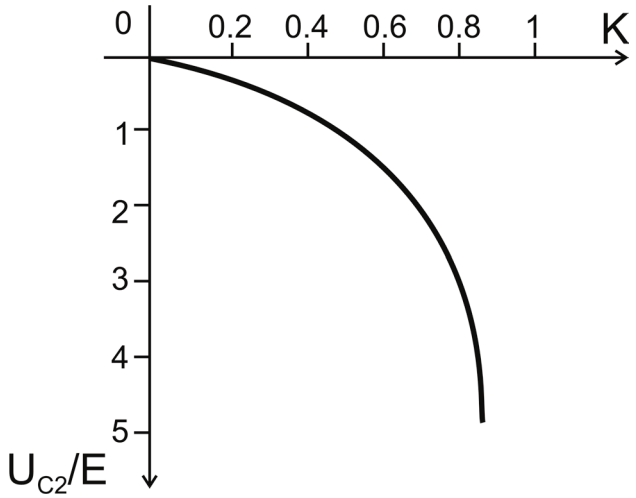
Времедиаграмите на тока на дроселите L_1 и L_2 и напрежението на кондензатора C_1 са представени на фиг. 2.24. В съответствие с електрическите съотношения се определя наклона на времедиаграмите за двата интервала:

I интервал: 0 – К.Т

$$\frac{di_{L1}}{dt} = E / L_1 \tag{2.104}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{-U_{C1} - U_{C2}}{L_2} \tag{2.105}$$

$$\frac{du_{C1}}{dt} = I_{L2} / C_1 \tag{2.106}$$



Фиг. 2.23. *Регулировъчна характеристика на ИППН с разделителен кондензатор (CUK конвертор).*

II интервал: К.Т – Т

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{E - U_{C1}}{L_1} \tag{2.107}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -U_{C2} / L_2 \tag{2.108}$$

$$\frac{du_{C1}}{dt} = I_{L1} / C_1 \tag{2.109}$$

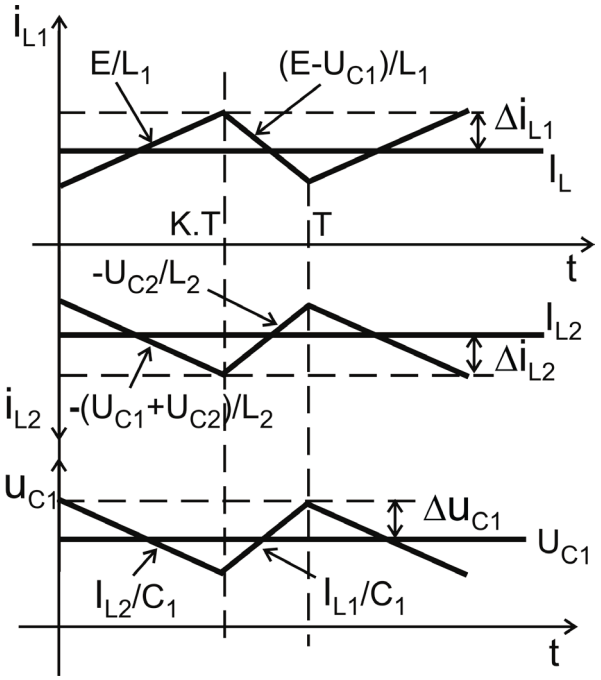
Важен практически смисъл има определянето на пулсациите на тока през дроселите и напрежението на кондензаторите. Те са еквивалентни на произведението от наклона на дадената времедиаграма от фиг. 2.24 и дължината на съответния интервал – К.Т.

$$\Delta i_{L1} = \frac{E.K.T}{2.L_1} \tag{2.110}$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{E.K.T}{2.L_2} \tag{2.111}$$

$$\Delta u_{C1} = \frac{E.K^2.T}{2.K^I.R_T.C_1} \tag{2.112}$$

Изразите (2.110 ÷ 2.112) се използват за изчисляване индуктивността на дроселите L_1, L_2 и капацитета на кондензатора C_1. Чрез тях не може да се определят пулсациите на изходното напрежение. За подобна оценка трябва да се отчетат пулсациите на тока I_{L2}, който протича в изходната верига C_2-R_T и влиянието му върху изходното напрежение на преобразувателя.



Фиг. 2.24. *Времедиаграми на ИППН с разделителен кондензатор (CUK конвертор).*

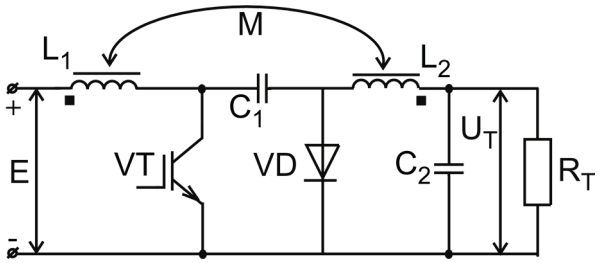
За илюстрация е подходящ следният пример: работна честота на ИППН -200kHz; входно напрежение: 5V÷18V; изходно напрежение: 12V; максимална стойност на токовия импулс: 0,2A.

Коефициентът на регулиране се определя с израза $K = U_{ИЗХ}/(U_{ИЗХ} + U_{ВХ}) = 12/(12+18) = 0{,}4$. Напрежението на дросела, когато транзисторът е отпушен, е равно на U_{L1}=18V, а когато е запушен – U_{L1}=12V. Индуктивността на дросела L_1 се определя с израза $L_1 = \frac{18.0{,}4}{200.10^3.0{,}2} = 180\mu H$. По аналогичен начин се определя индуктивността на дросела L_2.

Разновидност на ИППН с разделителен кондензатор е схемата с магнитна връзка между дроселите – фиг. 2.25 [11,18]. Изходното напрежението има противоположен поляритет в сравнение със захранващото. Конкретната му стойност зависи от коефициента на регулиране К и се определя със същия израз, както при полярно реверсивния ИППН: $U_T = E.K/(1-K)$.

Този преобразувател се характеризира с относително малки пулсации на входния и изходния ток. Във връзка с това, габаритната мощност на дроселите нараства в съответствие с отношението E/U_T

$$P_{L1} \geq P.K/(1-K) \qquad P_{L2} \geq P.(1-K)/K \qquad (2.113)$$



Фиг. 2.25. *ИППН с разделителен кондензатор и магнитна връзка между дроселите.*

Ако се приеме, че U_T=0,75.E, то К=0,43 съгласно (2.101), при това $P_{L1} + P_{L2} = 2{,}1.P$. За сравнение, при понижаващия ИППН - P_L=0,25.P. Експертно може да се оцени, че при едни и същи пулсации на изходното напрежение, се получават еднакви обеми на дроселите L_1 и L_2 от ИППН с разделителен кондензатор и на изходния L-C филтър в традиционните схеми на ИППН.

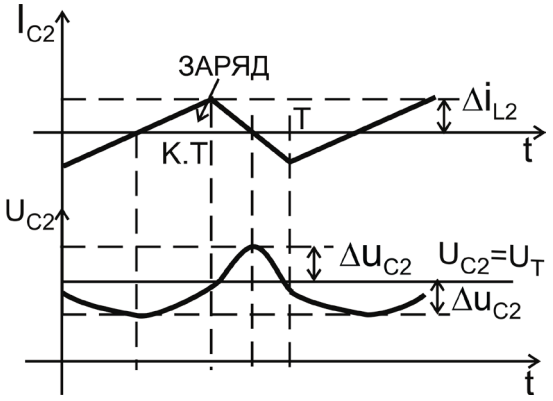
2.3.5.1. ОЦЕНКА НА ПУЛСАЦИИТЕ В ИЗХОДНОТО НАПРЕЖЕНИЕ НА ИППН С РАЗДЕЛИТЕЛЕН КОНДЕНЗАТОР (CUK КОНВЕРТОР)

За целта е необходимо да се анализира формата на тока през дросела L_2 и филтровия кондензатор C_2. Токът на дросела L_2 съдържа постояннотокова съставка, затваряща се само през товара и променливотокова - с амплитуда Δi_L, разделяща се между товара R_T и кондензатора C_2. ИППН е проектиран правилно, когато е налице добро филтриране на изходното напрежение и са осигурени минимални пулсации. В случая, кондензаторът C_2 се изчислява така, че импедансът му при дадената работна честота да е по-малък от товарното съпротивление. Следователно, пулсациите на тока през дросела се затварят основно през кондензатора C_2 и малка част от тях преминава през товара. Както се вижда от фиг. 2.26, ако не се отчита постояннотоковата съставка, токът на кондензатора е почти равен на тока през дросела.

Когато токът на кондензатора има положителна стойност, той се зарежда и напрежението му се увеличава. За един период напрежението се изменя от максимална до минимална стойност, като времедиаграмата е симетрична спрямо средната стойност на изходното напрежение и има амплитуда $\pm 2.\Delta u_{C2}$.

Връзката между изменението на напрежението на кондензатора и заряда му, се дава с израза $q = C_2.2\Delta u_{C2}$. Отчитайки симетрията на тока, за заряда на кондензатора се получава

$$q = \Delta i_L.T/4 \qquad (2.114)$$



Фиг. 2.26. *Ток и напрежение на филтровия кондензатор.*

Чрез последните два израза може да се намери стойността на пулсациите, съдържащи се в изходното напрежение:

$$\Delta u_{C2} = \Delta i_L.T/(8.C_2) \qquad (2.115)$$

Този израз има важен практически смисъл, защото се използва за изчисляване капацитета на кондензатора C_2 при зададено допустимо ниво на пулсациите в изходното напрежение.

ГЛАВА 3

ИМПУЛСНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЯНЕ НА ВХОДНОТО И ИЗХОДНОТО НАПРЕЖЕНИЕ

3.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ

В редица случаи на приложение на ИППН се налага използването на трансформатор, с цел галванично разделяне на входното и изходното напрежение [29,32,34,40,54,59]. Ако се използва трансформатор, включен към захранваща мрежа, той ще има сравнително лоши масогабаритни показатели. Значително подобрение се получава, ако трансформаторът е включен в самия високочестотен преобразувател, където напреженията са с по-висока честота, равна на работната честота на преобразувателя.

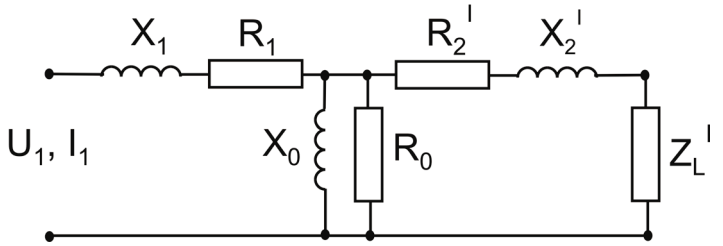
Характерните особености на трансформаторите, използвани в ИППН са:

1.Относително висока работна честота.

2.Работа при различен коефициент на регулиране на първичното и вторично напрежение.

3.Разнообразие на товарните параметри.

Заместващата електрическа схема на трансформатора е представена на фиг. 3.1.



Фиг. 3.1. *Еквивалентна схема на трансформатор.*

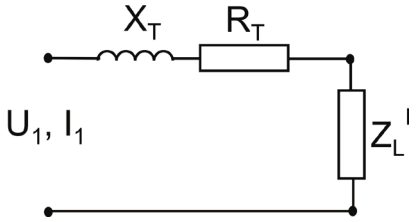
Активните съпротивления на първичната и вторичната намотки R_1 и $R_2^{\mathbf{I}}$ определят активните загуби, а реактивните съпротивления X_1 и $X_2^{\mathbf{I}}$ – индуктивностите им на разсейване. Определянето на точните стойности на двете индуктивности е затруднено и затова често се приема, че те са равни по между си. Съпротивлението R_0 съответства на загубите в магнитопровода на трансформатора, а X_0 – определя намагнитващия ток. В еквивалентната схема товарното съпротивление $Z_L^{\mathbf{I}}$ и параметрите на вторичната намотка се привеждат с квадрата на коефициента на трансформация.

Всички параметри на трансформатора могат да се определят чрез компютърна симулация или реални измервания, посредством опитите на празен ход и късо съединение. Опитът на късо съединение се провежда при стойност на тока в накъсо затворената вторична намотка, равен на тока при

номинален товар, а опитът на празен ход - при номинално първично напрежение при отворена вторична намотка. Очевидно е, че първичното напрежение при опита на късо съединение е много малко в сравнение с реалните условия и загубите в магнитопровода и намагнитващия ток ще са пренебрежимо малки. Опитът на празен ход осигурява данни относно стойността на намагнитващия ток и загубите в магнитопровода.

Високочестотните трансформатори имат специфични особености, които трябва да се вземат под внимание. Първо. При работни честоти над 300 kHz могат да се получат грешни резултати от опита на празен ход, в следствие на капацитивните токове, особено при многослойни първични намотки. Второ. За трансформаторите с голяма индуктивност на разсейване, реалният коефициент на трансформация, като отношение на напреженията на първичната и вторичната намотки, е значително по-голям от конструктивния – отношението на броя на първичните и вторични намотки. Тази зависимост е във функция от стойността на товарния ток, а следователно и от товарния импеданс, т.е. при намаляване на товарния импеданс се увеличава спадът на напрежение върху трансформатора. Чрез намаляване броя на навивките на първичната намотка може да се компенсира загубата на напрежение, но това от своя страна води до увеличаване на работната индукция и загубите в магнитопровода.

За общ анализ на схеми с високочестотни трансформатори може да се използува опростената схема от фиг. 3.2. Основание за това дава обстоятелството, че намагнитващият ток е много малък в сравнение с първичния ток при номинален товар. Следователно X_0 може да се приеме с безкрайна стойност. Загубите в магнитопровода са също относително малки спрямо номиналната мощност и R_0 може да се приеме също за безкрайност.



Фиг. 3.2. *Опростена еквивалентна схема на трансформатор.*

За определяне параметрите на трансформатора при различни товари са нужни стойностите на следните величини: конструктивен коефициент на трансформация; общо съпротивление и индуктивност на разсейване на намотките; специфични загуби за избрания магнитопровод във функция от работната индукция и честота. Изчислените еквивалентни параметри могат да се използуват при проектиране на преобразуватели, съдържащи трансформатори. Някои от по-важните предимства при използването на високочестотен трансформатор са:

1.Осигурява се галванично разделяне между входното и изходното напрежение. В много случаи това гарантира нивото на безопасност при директно използуване на захранващата мрежа.

2.Чрез трансформатора се получават желаните стойности на изходните напрежения, които в някои случаи са доста различни от входните. При преобразувателите без трансформатор, допустимото отношение между входното и изходното напрежение е до 5 пъти. Също така, правилният подбор на коефициента на трансформация води до оптимизиране на коефициента на регулиране и постигане на минимални токови и напреженови претоварвания на активните и пасивни елементи на ИППН.

3.Лесно се получава необходимият брой изходни напрежения, а чрез размяна изводите на вторичните и/или първичните намотки - и на съответния поляритет.

Недостатък при използуването на трансформатора е увеличаване на габаритите, масата и загубите на ИППН. Също може да се добави, че индуктивността на разсейване и паразитните индуктивности са източник на напреженови пикове и електромагнитни смущения в системата за управление.

В зависимост от работата на трансформатора, ИППН се делят на две групи – симетрични и несиметрични.

При несиметричните схеми работната точка на трансформатора е винаги в един квадрант, т.е. работят със един и същи знак на магнитната индукция и напрегнатост на полето. Такива са схемите на еднотактните - прави и реверсивни ИППН. За да се избегне насищането на трансформатора, се добавя въздушна междина, която намалява магнитната проницаемост на използвания за магнитопровод материал и влошава магнитните му параметри.

Симетричните ИППН имат четен брой транзистори. Три са основните схеми, които намират най-голямо приложение – мостова, полумостова и противотактна (push-pull). При тези схеми се използват два симетрични квадранта от магнитната характеристика B=f(H) и трансформаторът е без въздушна междина. Коефициентът на използване е значително по-голям от този при несиметричните схеми и следователно, симетричните галванично разделени схеми е целесъобразно да се използват при по-големи мощности. В табл. 3.1 са представени областите на приложение на тези две групи. Посочената информация е обобщена от каталозите на водещи фирми [44,61,62], произвеждащи ИППН със и без ВЧ трансформатор и се базира на разработените от тях токозахранващи устройства с минимални габарити, цена и максимален к.п.д. Необходимо е да се направи уточнението, че при нарушаване на посочените условия, стойностите на мощността от табл. 3.1. могат да се завишат значително в съответствие с наличната активна и пасивна елементна база и технико-икономическите параметри на разработката.

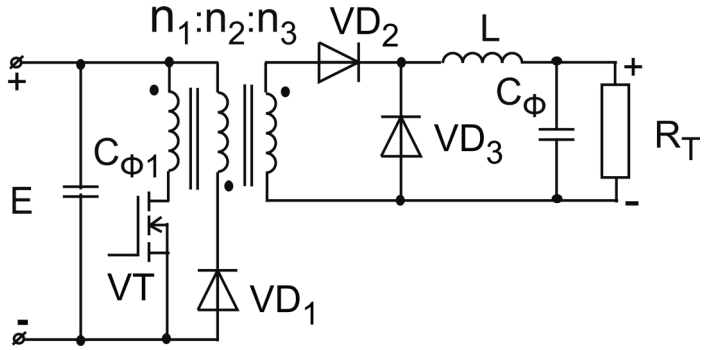
Табл. 3.1. *Максимална мощност на галванично разделените ИППН.*

Тип ИППН	Максимална изходна мощност
Еднотактен прав	500W
Еднотактен полярно реверсивен	500W
Двутактен прав	1000W
Противотактен (Push-pull)	1500W
Полумостов	2000W
Мостов	>2000W

Съществуват и други схемни варианти на галванично разделени преобразуватели, които в една или друга степен са схемно развитие и имат подобни свойства на представените ИППН в табл. 1.1 и табл. 1.2 [14,19,22,24,37,45,51,55].

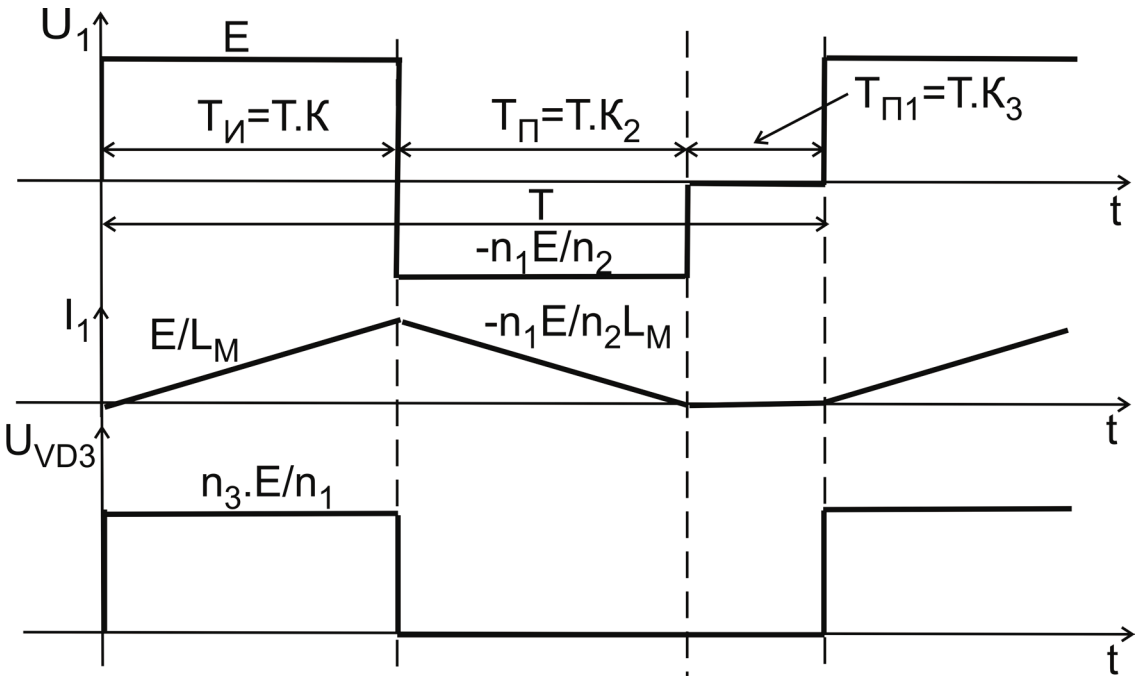
3.2. ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПОНИЖАВАЩ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

Схемата на понижаващия галванично разделен ИППН е представена на фиг. 3.3 [33,48,54]. Тя съдържа един транзистор и следователно намира приложение при мощности, по-малки от тези на мостовия и полумостовия вариант. Изходният ток има незначителни пулсации и това прави разглежданията преобразувател удобен за приложения, изискващи относително големи токове. Максималният коефициент на регулиране е в границите $0<K<0.5$.



Фиг. 3.3. *Понижаващ галванично разделен ИППН.*

В зависимост от стойността на филтровия дросел L и коефициента на регулиране, схемата работи в РНТ или в РПТ. Времедиаграмите от фиг. 3.4 илюстрират РПТ. За всеки период от работата на схемата са характерни три интервала.



Фиг. 3.4. *Времедиаграми на понижаващ галванично разделен ИППН за РПТ.*

През първия интервал - $T_И$, транзисторът VT_1 е отпушен и диодът VD_2 е включен в права посока, докато VD_1 и VD_3 – в обратна. На входа на трансформатора се прилага захранващото напрежение E и в съответствие с това първичният му ток се увеличава с наклон E/L_M, където L_M е еквивалентна индуктивност на трансформатора. Енергията от захранващия източник се прехвърля през трансформатора без да се натрупва в него, за разлика от полярно реверсивния преобразувател. Напрежението върху диода VD_3 е равно на захранващото E, умножено с коефициента на трансформация n_3/n_1.

Вторият интервал – $T_П$ започва, когато транзисторът VT_1 се изключи. Намагнитващият ток на трансформатора в този момент запазва посоката си и продължава да тече през първичната намотка. Съгласно еквивалентната схема за този интервал, диодът VD_1 е отпушен, а VD_2 – запушен. Захранващото напрежение E се прилага върху размагнитващата намотката n_2 със стойност $E.n_1/n_2$. Напрежението е с обратен поляритет и е причина за намаляване на намагнитващия ток с наклон $-E.n_1/n_2.L_M$. В изходната верига е включен в права посока само диодът VD_3, който провежда изходния ток на ИППН.

Когато намагнитващият ток достигне нулева стойност, напрежението върху диода VD_1 сменя своя поляритет. Това е началото на третия интервал - $T_{П1}$. Транзисторът VT_1 и диодите VD_1 и VD_2 са в изключено състояние и намагнитващият ток запазва нулевата си стойност.

За един период средната стойност на напрежението върху първичната намотка на трансформатора е нулева, т.е.

$$K.E + K_2.(-E.n_1 / n_2) + K_3.0 = 0 \qquad (3.1)$$

Решението на уравнението спрямо K_2 е от вида:

$$K_2 = n_2.K / n_1 \tag{3.2}$$

За целия период е в сила следното съотношение $K + K_2 + K_3 = 0$ т.е.

$$K_3 = 1 - K - K_2 \geq 0 \quad \text{или} \quad K_3 = 1 - K.(1 + n_2 / n_1) \geq 0. \tag{3.3}$$

За коефициента на регулиране е валиден изразът:

$$K \leq 1/(1 + n_2 / n_1) \tag{3.4}$$

Изводът е, че за тази схема максималният коефициент на регулиране е ограничен. За общия случай при n_1=n_2, стойността на К е $K \leq 0.5$. Тогава ИППН работи в РПТ и намагнитващият ток става равен на нула преди края на периода.

Ако ограничението не е спазено (при K>0.5), липсва третият интервал и схемата работи в РНТ. Освен това, времето през което транзисторът е запушен (втори интервал) е недостатъчно, за да намалее намагнитващия ток до нула. В случая ще е налице постояннотокова съставка на тока през трансформатора и съответно - условия за насищане на магнитопровода.

Изходното напрежение на ИППН може да се намери, използвайки електрическите съотношения за напрежението на филтриращия дросел L. За един период средната стойност на напрежението върху дросела U_L е нулева и затова изходното напрежение е равно на напрежението върху диода VD_3.

$$U_{VD3} = U_{OUT} = n_3.K.E / n_1 \tag{3.5}$$

Съгласно (3.4), максималният коефициент на регулиране може да се увеличи чрез намаляване на съотношението n_2/n_1 и съответно по-бързото намаляване на намагнитващия ток през втория интервал. Това от своя страна води до увеличаване на напрежението, върху транзистора VT_1 до стойност

$$U_{VT1\,MAX} = E.(1 + n_1 / n_2) \tag{3.6}$$

За n_1=n_2 напрежението върху транзистора през втория интервал е равно на 2E. На практика, напрежението е малко по-високо по причина на паразитните индуктивности на трансформатора и свързващите проводници. Намаляването на отношението n_2/n_1 води до увеличаване максималната стойност на коефициента на регулиране и на приложеното напрежение върху транзистора.

Предимства

Тъй като трансформаторът прехвърля енергията директно от захранващия източник към товара, в магнитопровода му се задържа много по-малко енергия, в сравнение с полярно реверсивния ИППН. Макар и малка, тя пречи на ефективността на трансформатора и за елиминирането й е необходимо първичната намотка да има относително голяма индуктивност.

Подходящи за случая са стандартните магниторповоди (E, P, PH, ETD) без въздушна междина.

По-добрите масогабаритни и електрически показатели на правия еднотактен ИППН, спрямо тези на останалите еднотактни ИППН, го правят подходящ за използване при по-големи мощности, в случая до около 600W.

Недостатъци

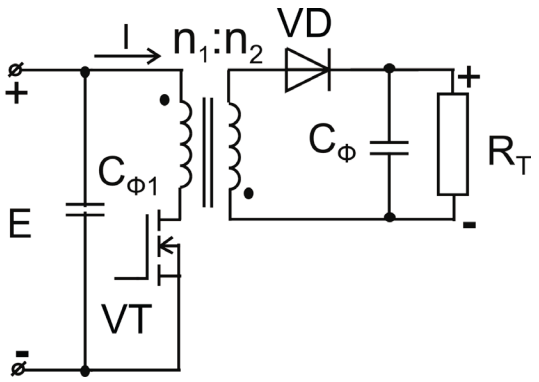
Налице са проблеми с намагнитването на трансформатора, поради еднотактната работа на ИППН. Намагнитващият ток е еднопосочен, което води до използването само на половината от характеристиката B-H. Това привидно определя, че магнитопроводът на еднотактния преобразувател ще бъде два пъти по-голям от този на двутактните варианти при една и съща мощност. Необходимо е да се уточни, че в модерните високочестотни устройства, размахът на магнитния поток е ограничен от загубите в магнитопровода до стойности, доста преди насищането му. Така че, използването на магнитопровода на трансформатора при правия едноконтактен ИППН, може да бъде също така добро, както при полумостовия, мостовия или противотактния преобразуватели. Допълнително, за избягването на посочения недостатък, се използва размагнитваща намотка и диод, чрез които се връща излишната енергия в захранващия източник. Тя се навива бифилярно с първичната намотка за получаване на добър коефициент на връзка и най-често има същия брой навивки. Времената за спадане на намагнитващия ток до нула и на отпушеното състояние на транзистора са почти равни. Следователно, максималният теоретичен коефициент на регулиране е 0.5, а с отчитане на ключовите свойства на транзистора, той е ограничен реално до 0.45. Когато енергията на магнитопровода се връща в захранващия източник чрез размагнитващата намотка, напрежението върху транзистора е равно на удвоеното захранващо напрежение. След приключване на размагнитването, върху транзистора се прилага захранващото напрежение. Следователно, при получаване на постоянно входно напрежение от захранваща мрежа 230V, транзисторът трябва да има номинално напрежение 800V.

3.3. ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПОЛЯРНО РЕВЕРСИВЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

Галванично разделеният полярно реверсивен ИППН е реализиран на основата на обикновения полярно реверсивен преобразувател (параграф 2.3.3). На фиг. 3.5 е представена силовата схема, а на фиг. 3.6 - времедиаграмите за РНТ на напрежението върху трансформатора, токът на филтровия кондензатор, входният ток и напрежението на транзистора.

Наличието на един ключ предопределя несиметричното използване на трансформатора и това създава условия за завишаване на размера му. За да се осигури нормална работа на ИППН, е необходимо индуктивността на

първичната намотка да е по-малка в сравнение с трансформаторите на двутактните преобразуватели. Практически това се постига чрез въвеждане на въздушна междина.



Фиг. 3.5. *Галванично разделен полярно реверсивен ИППН.*

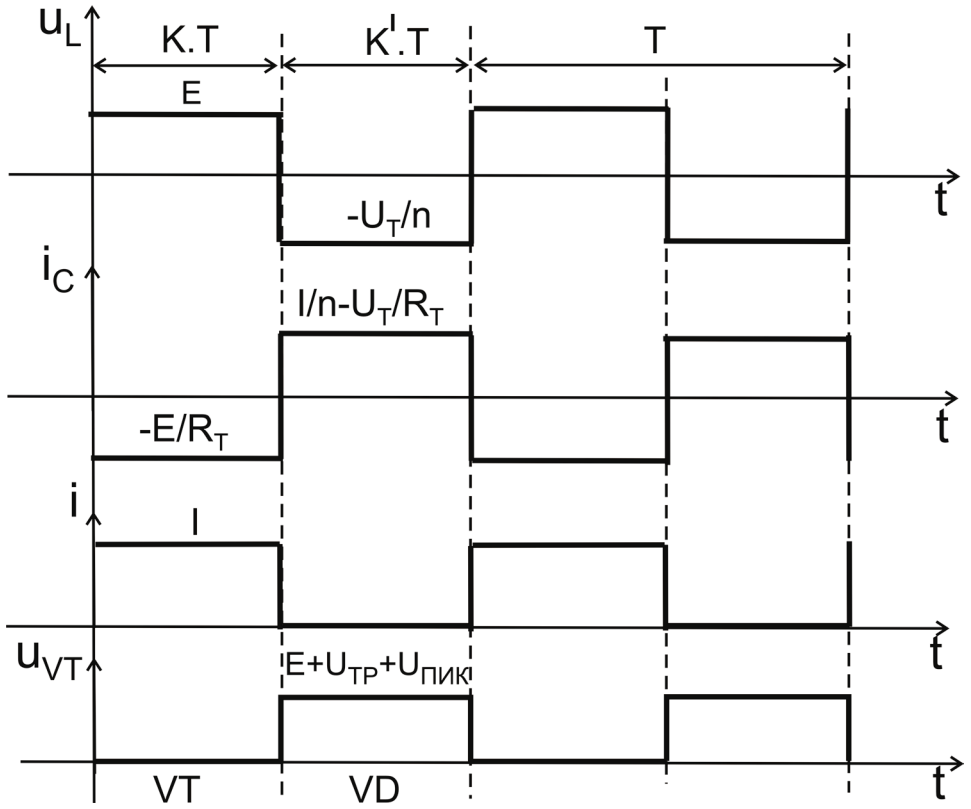
Основната функция на дросела не е променена, като тук тя се изпълнява от индуктивностите на първичната и вторична намотки. По този начин трансформаторът се превръща в "трансформатор-дросел", който е способен самостоятелно да формира желаната външна характеристика. Като недостатък може да се посочи големия ток на празен ход и затова този тип ИИПН се използват при малки мощности.

Когато е отпушен транзисторът VT, в първичната намотка на трансформатора се натрупва енергия. Прехвърлянето й в товара се осъществява при запушване на транзистора чрез вторичната намотка и диода VD. Токовете в двете намотки протичат в различни интервали и стойностите им са пропорционални на коефициента на трансформация. Поляритетът на изходното напрежение е в съответствие с начина на навиване и маркировките върху намотките от фиг.3.5.

При изключване на транзистора напрежението му е относително високо, равно на сумата от захранващото и на първичната намотка. Допълнително се прибавят и напреженовите пикове от индуктивността на разсейване на трансформатора. Това означава, че транзисторът при галванично разделения полярно реверсивен ИППН трябва да има работно напрежение, най-малко два пъти по-голямо от захранващото. Ако входното постоянно напрежение има стойност 310V, получено от захранваща мрежа 230V, то напрежението на транзистора трябва да е 800V – 1000V. Начин за намаляване на напреженовите пикове е чрез използване на размагнитваща намотка, подобно на схемата от фиг. 3.3.

При анализа на преобразувателя е целесъобразно да се използва еквивалентната схема на трансформатора от фиг. 3.2. И тук намагнитващата индуктивност Lм има същата функция, както при понижаващия ИППН (фиг. 3.3). Когато транзисторът VT е отпушен, енергията от постояннотоковия източник се натрупва в Lм. При запушване на транзистора VT, тази

енергия се прехвърля през диода VD в товара. Стойността на изходното напрежение основно се определя от коефициента на трансформация.



Фиг.3.6. *Времедиаграми на галванично разделен реверсивен ИППН за РНТ.*

За напрежението на намагнитващата индуктивност на трансформатора, тока на филтровия кондензатор и входния ток през първия и втория интервал, са валидни изразите:

I подинтервал (отпушен VT) II подинтервал (отпушен VD)

$$\begin{aligned} U_L &= E & U_L &= -U_T / n \\ I_C &= -U_T / R_T & I_C &= I / n - U_T / R_T \\ I &= I(0) & I &= 0 \end{aligned} \qquad (3.7)$$

Съгласно времедиаграмите за РНТ, представени на фиг.3.6, за напрежението на първичната страна на трансформатора (напрежението върху намагнитващата индуктивност) за един период, е валиден изразът:

$$U_L = K.E + K^I.(-U_T / n) = 0 \qquad (3.8)$$

За коефициента на регулиране се получава

$$N(K) = U_T / E = nK / K^I \qquad (3.9)$$

За един период средната стойност на тока през филтровия кондензатор има нулева стойност

$$I_C = K.(-U_T / R_T) + K^I.(I / n - U_T / R_T) = 0 \qquad (3.10)$$

С помощта на този израз може да се определят средните стойности на намагнитващия I_M и входния I токове:

$$I_M = n.U_T /(K^I R_T) \qquad I = K.I_M + K^I.0 \qquad (3.11)$$

Полярно реверсивният галванично разделен ИППН се използва за мощност от 50W до 300 W, в качеството на високоволтов захранващ източник за телевизори и монитори. Той има предимството, че съдържа малък брой елементи и много лесно се получават повече на брой изходни напрежения. Всеки изход се получава чрез прибавяне на допълнителна вторична намотка на трансформатора, диод и кондензатор.

Като недостатък на схемата може да се посочи неефективното регулиране и относително високото напрежение върху транзисторите. Максималната стойност на това напрежението е равна на сумата от входното – E, трансформираното товарното напрежение U_T/n и допълнително напрежение, породено от паразитната индуктивност на трансформатора.

Използването на трансформатора не е добро, тъй като намагнитващият ток е еднополярен и следователно се работи само в половината от характеристиката B=f(H) на магнитопровода. Намагнитващият ток съдържа значителна постоянна съставка. По тази причина размерът на трансформатора ще е доста по-малък, когато схемата работи в РПТ. Това от своя страна води до увеличаване токовите пикове върху транзистора, диода и филтровия кондензатор. Може да се обобщи, че РНТ изисква трансформатор с по-голяма намагнитваща индуктивност и следователно, с по-големи габарити, като токовите пикове върху активните и пасивни елементи са по-малки.

Предимства

От принципа на работа на разглеждания ИППН следва, че в еквивалентната му изходна верига винаги участва вторичната намотка на трансформатора. Тази индуктивност има филтриращо действие и затова не е необходимо да се използва филтриращ дросел за всеки от изходите му.

Липсата на изходен дросел при полярно реверсивния галванично разделен ИППН го прави много подходящ, когато се изискват високи по стойност изходни напрежения, където наличието на високоволтов дросел създава определени проблеми при конструирането и реализирането му. Очевидно е, че разгледаната схема има много по-добри масогабаритни показатели, в сравнение със схемите, изискващи филтриращи дросели.

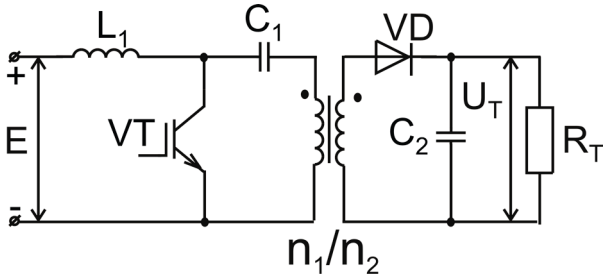
Недостатъци

За разлика от другите схеми, в интервала, когато транзисторът е изключен, товарът се захранва с енергия само от филтровия кондензатор. За постигане на малки пулсации на изходното напрежение, трябва да се използва кондензатор с голям капацитет и малко вътрешно съпротивление. Може да се докаже, че при едни и същи пулсации обемът на “LC” филтъра е около осем пъти по-малък от чисто капацитивния филтър.

Лошото използване на трансформатора, значителните пулсации в товарното напрежение и завишените габарити на филтровия кондензатор ограничават приложението на реверсивния галванично разделен ИППН за мощности до около 400W.

3.4. ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С РАЗДЕЛИТЕЛЕН КОНДЕНЗАТОР (SEPIC КОНВЕРТОР)

В съответствие със схема на ИППН с разделителен кондензатор (SEPIC конвертор) (ред 2 от табл. 2.2), при галванично разделения вариант, функциите на дросела L_2 се изпълняват от намагнитващата индуктивност на трансформатора – фиг. 3.7 [9,33,59]. В нея се натрупва необходимата енергия, съответстваща на мощността, както при дросела L_2 за схемата от ред 2 на табл. 2.2. Като допълнение може да се отбележи, че изходният трансформатор осигурява галванично разделяне и необходимия коефициент на трансформация за получаване на желаните изходни напрежения.

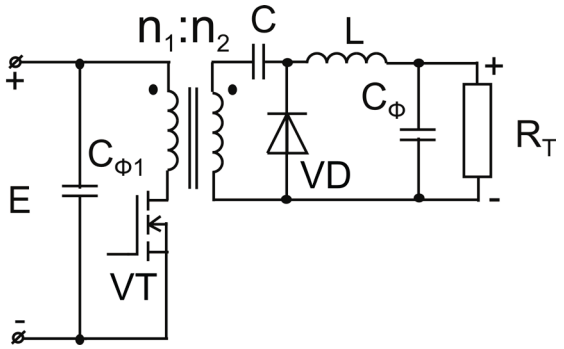


Фиг. 3.7. *Галванично разделен ИППН с разделителен кондензатор (SEPIC конвертор).*

Галванично разделен вариант на полярно реверсивен ИППН с разделителен кондензатор е представен на фиг.3.8. Принципът на работа и проектирането на трансформатора са подобни на обикновения SEPIC конвертор от фиг. 3.7.

На фиг. 3.9 са представени по-важните времедиаграми за РНТ на преобразувателя от фиг. 3.7. През първия интервал К.Т, транзисторът VT е отпушен, при което намагнитващият ток се затваря през първичната намотка на трансформатора, а токът през вторичната му намотка е нула.

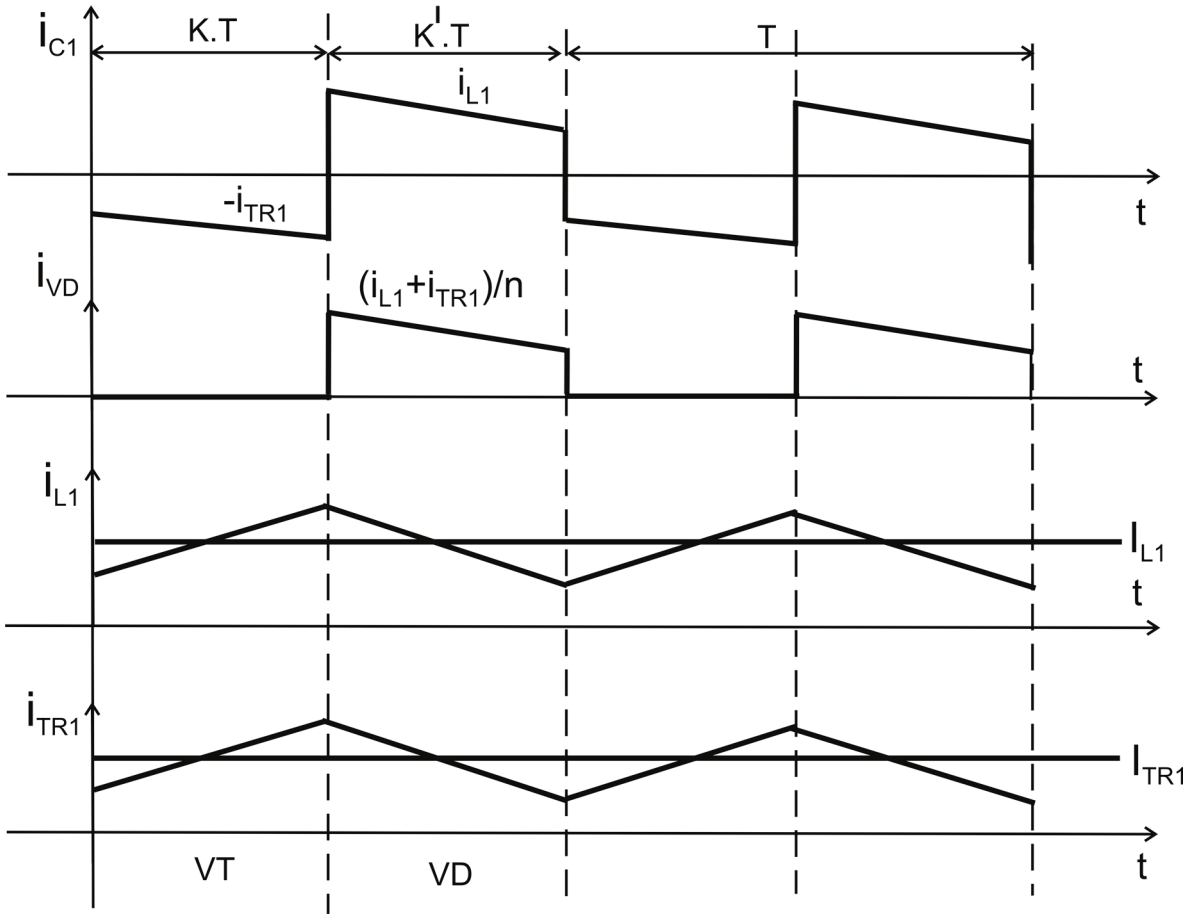
През втория интервал $К^{I}$.Т, когато диодът VD е отпушен, веригата на намагнитващия ток е от вторичната намотка към товара. Токът на входния дросел L_1 е непрекъснат и той продължава да протича през първичната намотка на трансформатора. Това създава допълнителна част на вторичния ток I_{TR1}/n, която също се прибавя към товарния ток. По тази причина проектирането на трансформатора е специфично, защото средният ток на намотките е по-голям от този при полярно реверсивния галванично разделен ИППН.



Фиг. 3.8. *Галванично разделен полярно реверсивен ИППН (SEPIC конвертор).*

От баланса на напреженията в схемата, за коефициента на регулиране се получава

$$N(K) = U_T / E = n.K / K^I \qquad (3.12)$$

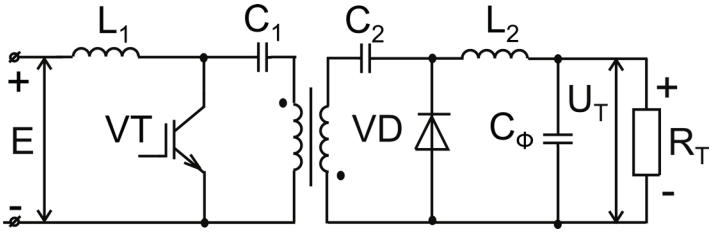


Фиг. 3.9. *Времедиаграми на галванично разделен ИППН с разделителен кондензатор (SEPIC конвертор).*

Върху транзисторите се прилага напрежение E/K**I**. На практика, то е по-голямо, вследствие на комутационните пренапрежения от паразитната индуктивност на трансформатора.

3.5. ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С РАЗДЕЛИТЕЛЕН КОНДЕНЗАТОР (CUK КОНВЕРТОР)

Основната схема на ИППН с разделителен кондензатор (Cuk конвертор) беше представена на фиг. 2.21 [2,9,39]. Тя обединява принципа на работа на повишаващия и реверсивния преобразуватели. Изходното и входно напрежение са с противоположен поляритет, а съотношението на стойностите им зависи от коефициента на регулиране. На фиг. 3.10 е представен галванично разделен вариант на преобразувателя. Кондензаторът C_1 е разделен на две - C_1 и C_2. Между тях е включен изходният трансформатор. За да се получи положително изходно напрежение, първичната и вторична намотки трябва да са включени, както е показано на фиг. 3.10.



Фиг. 3.10. *Галванично разделен ИППН с разделителен кондензатор (CUK конвертор).*

Използването на трансформатора при галванично разделения ИППН с разделителен кондензатор (CUK конвертор) е добро. Намагнитващият ток е променлив и следователно се използва пълната намагнитваща крива на магнитопровода в първи и трети квадрант от характеристиката B=f(H). Този трансформатор няма среден извод и затова има добро използване на двете намотки. Допълнително предимство е, че кондензаторите C_1 и C_2 предпазват трансформатора от постояннотоково подмагнитване. Напрежението върху транзисторите е равно на E/K^I, плюс допълнително напрежение, получено от паразитните индуктивности на трансформатора. Коефициентът на регулиране е идентичен с този на галванично разделения SEPIC ИППН.

ИППН с разделителен кондензатор (SEPIC и CUK конвертори) се характеризират с висок входен фактор на мощността и намират приложение като захранващи източници за мощности до няколко стотици ватове.

3.6. ЕДНОТАКТЕН ДВУТРАНЗИСТОРЕН ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

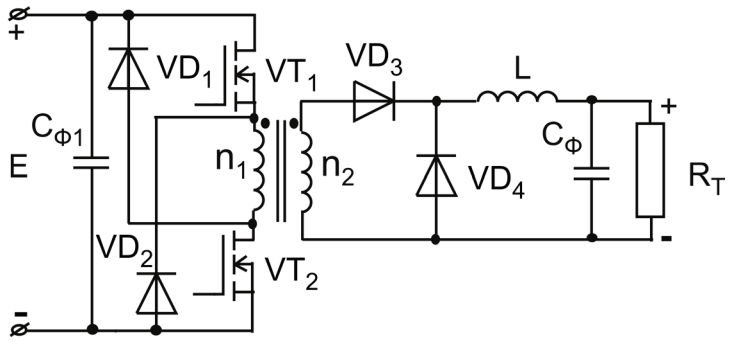
На фиг. 3.11 е представена схемата на еднотактен двутранзисторен галванично разделен ИППН [2,9,44]. Транзисторите VT_1 и VT_2 се отпушват едновременно по същия алгоритъм, както при еднотранзисторния преобра-

зувател. Те са отпушени през първия интервал $T_И$ и са изключени през $T_П$ и $T_{П1}$ (виж фиг.3.4). Размагнитваща намотка тук не е необходима, защото излишната енергия от магнитопровода се връща в захранващия източник през диодите VD_1 и VD_2.

Вторичната страна на двутактния ИППН (фиг.3.11) е идентична с тази на еднотактния преобразувател (фиг.3.3), т.е. транзисторите VT_1 и VT_2 и диодът VD_3 работят през интервал $T_И$, а диодът VD_4 - през $T_П$ и $T_{П1}$ (виж фиг.3.4). През интервала на паузата $T_П + T_{П1}$ първичната намотка на трансформатора е включена към захранващото напрежение през диодите VD_1 и VD_2 и намагнитващият ток намалява с наклон -E/Lм. При достигане на стойност нула, диодите VD_1 и VD_2 се запушват и намагнитващият ток остава с нулева стойност до края на периода.

Коефициентът на регулиране е ограничен - К<0,5. Разглежданият ИППН има предимството, че напрежението върху транзисторите е фиксирано до захранващото от диодите VD_1 и VD_2. При входно променливо напрежение 230V (E=320V) могат да се използват транзистори за напрежение 400V-500V.

Недостатъците на схемата са усложнената схемотехника и необходимост от галванично разделено управление, които завишават крайната цена на преобразувателя.

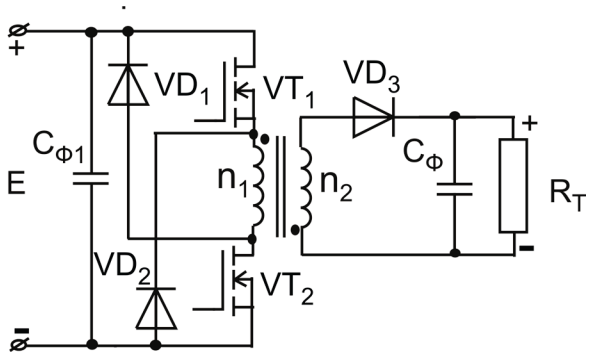


Фиг. 3.11. *Еднотактен двутранзисторен галванично разделен ИППН.*

Въпреки недостатъците, налице са някои важни предимства. Най-съществено е, че изходното напрежение е с незначителни пулсации. Елементите на изходните филтри са с малки стойности и съответно размери. Използването на магнитопровода и намотките на трансформатора е с добра ефективност. Типичното приложение на еднотактния двутранзисторен галванично разделен ИППН е за изходни напрежения със стойности 5V, 12V, 24V при относително големи токове.

3.7. ЕДНОТАКТЕН ДВУТРАНЗИСТОРЕН ПОЛЯРНО РЕВЕРСИВЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЯНЕ НА ВХОДНАТА И ИЗХОДНАТА ВЕРИГИ

На фиг.3.12 е представен галванично разделният вариант на еднотактния двутранзисторен полярно реверсивен ИППН. Разликата между тази схема и схемата на еднотактния двутранзисторен прав преобразувател (фиг. 3.11) е в свързването на трансформатора и поляритета на изходната верига, в която функциите на филтровия дросел се изпълняват от индуктивността на разсейване на трансформатора.



Фиг.3.12. *Еднотактен двутранзисторен полярно реверсивен галванично разделен ИППН.*

Принципът на работа е подобен на еднотактния двутранзисторен прав преобразувател от фиг.3.11. В РПТ вторичният ток има пауза през всеки полупериод и магнитопроводът на трансформатора се размагнитва напълно. В РНТ преобразувателят работи без пауза и токовете през намотките на трансформатора са с трапецовидна форма. Предпочита се РНТ, при който изходните напрежение и ток са с много малки пулсации. В случая е необходимо индуктивността на разсейване на трансформатора и съответно габаритите му да са 2-4 пъти по-големи, в сравнение с тези при РПТ.

От гледна точка на управлението на схемата, повече са проблемите при РНТ. За постигане на приемливи параметри и за предпазване на трансформатора от подмагнитване, в РНТ е необходимо двата транзистора да работят абсолютно симетрично. Това внася допълнителни изисквания към системата за управление, състоящи се в следене, сравняване и контролиране на токовете в съседните полупериоди.

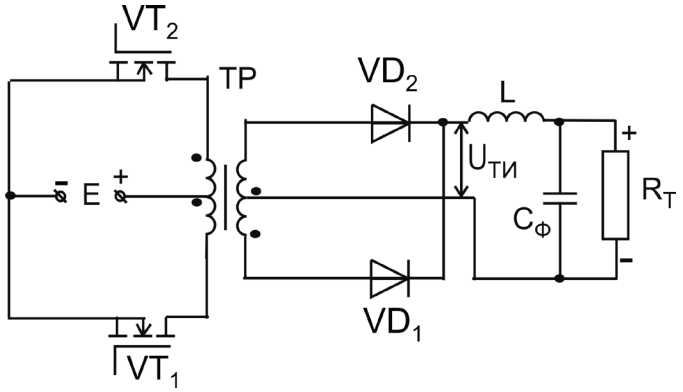
Комутационните загуби на транзисторите в РНТ са доста по-големи от тези в РПТ. Допълнително те се увеличават от ефекта на обратния ток на диода [2,9,56,57], който е характерен само за режимите без пауза. Също така, за предпазване на транзисторите от напреженови пикове при включване, са необходими демпферни RC групи.

Предимство на РНТ е, че промяната на товара не оказва влияние върху стойността на изходното напрежение. То зависи само от коефициента на регулиране и входното напрежение. Ако се изисква прецизно стабилизиране на напрежението, се използва подходяща система от обратни връзки към системата за управление.

Анализирайки внимателно предимствата и недостатъците на еднотактния двутранзисторен полярно реверсивен ИППН, може да се обобщи, че основно приложение е намерил РНТ поради по-малките пулсации на тока в трансформатора и в изходната верига и значително по-малките габарити на изходния филтър. Използването на схемата е технически целесъобразно за мощности до 1,5 kW [59].

3.8. ПРОТИВОТАКТЕН ПОНИЖАВАЩ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ (PUSH-PULL КОНВЕРТОР)

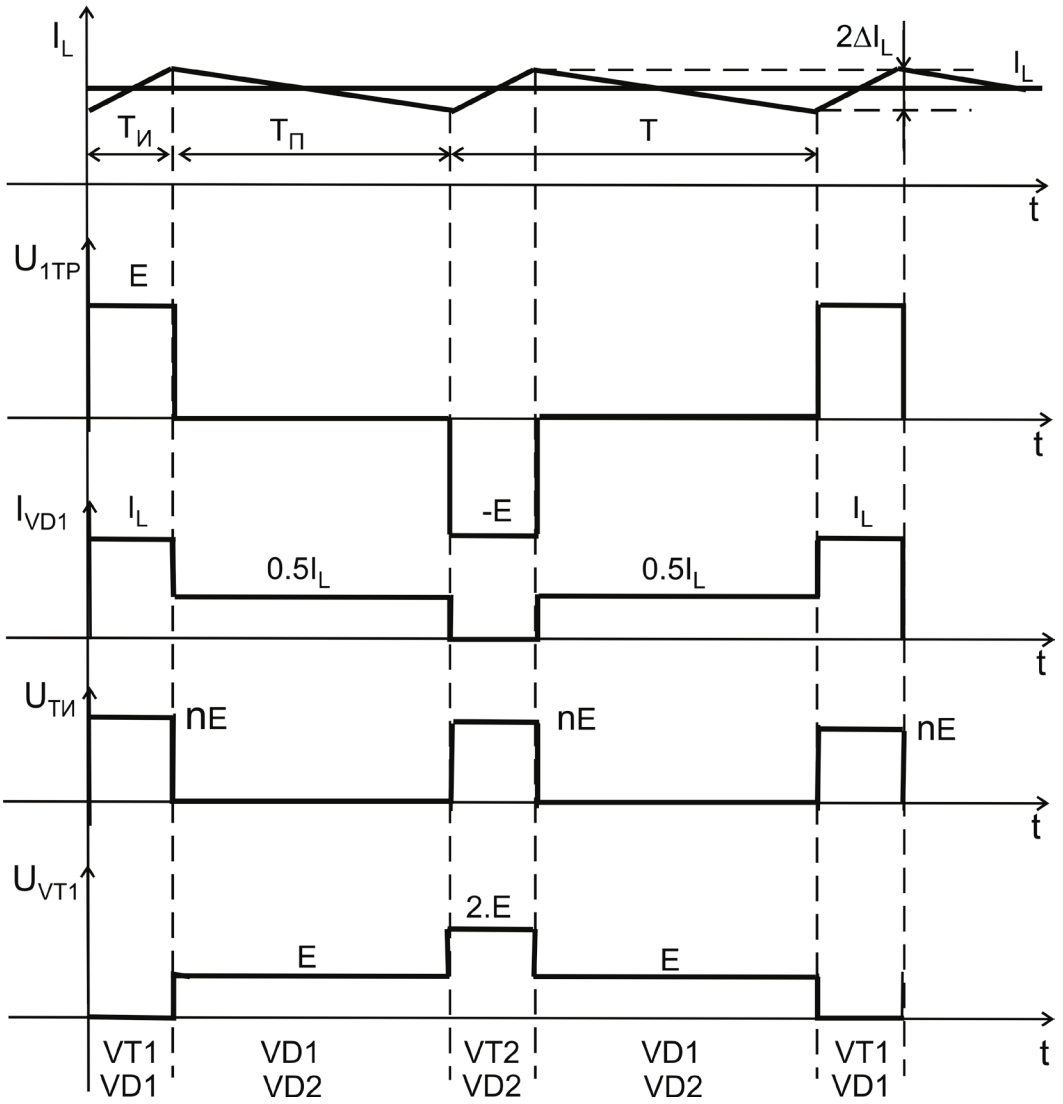
Схемата на противотактен понижаващ галванично разделен ИППН е представена на фиг. 3.13 [48,54,59]. Съгласно принципа на работа и времедиаграмите от фиг. 3.14, транзисторът VT_1 е отпушен през интервала $T_И$. Транзисторът VT_2 работи аналогично през следващия полупериод така, че върху първичната намотка се създава променливо напрежение. Обратните диоди на транзисторите връщат излишната енергия, натрупана в трансформатора към захранващия източник. Това води до намаляване на натоварването на транзисторите и увеличаване ефективността на преобразувателя. Коефициентът на регулиране е в диапазона $0 \le K \le 1$, като изходното напрежение се определя с израза U_T=n.K.E, където n е коефициент на трансформация.



Фиг. 3.13. *Противотактен понижаващ галванично разделен ИППН.*

Високочестотният трансформатор работи симетрично с променлив магнитен поток и намагнитващ ток, като се използва цялата характеристика B=f(H). За една и съща мощност обемът му е два пъти по-малък, отколкото при еднотактните схеми.

Първичната и вторична намотки са със средна точка и тяхното използване е под оптималното. При този тип трансформатори трудно се осъществява добра и симетрична електромагнитна връзка между намотките му и са налице предпоставки за получаването на напреженови пикове. Ако се използват RC- групи за защита от пренапрежения, е необходимо да се следи режима на комутация на транзисторите, за да не се допусне претоварването им със зарядния ток на кондензаторите.



Фиг. 3.14. *Времедиаграми на противотактен понижаващ галванично разделен ИППН за РНТ.*

При противотактния понижаващ галванично разделен ИППН могат да се появят проблемите с насищането на трансформатора. Причината за това е, че трудно се осигуряват еднакви по стойност и продължителност импулси върху първичната намотка. Малък дебаланс при работата на транзисторите VT_1 и VT_2, а също така и несиметрия в намотките, може да причини появата на постоянно напрежение върху трансформатора. При такъв

режим на работа намагнитващият ток нараства над допустимия за дадения вид магнитопровод, трансформаторът се насища и това води до претоварване и даже до изгаряне на транзисторите. Описаният недостатък се отстранява чрез контролиране и изравняване тока на транзисторите от системата за управление в рамките на всеки полупериод.

Типичното приложение на преобразувателя е при работа с относително ниски входни напрежения 12V, 24V, 48V, при което е малка работната индукция и съответно, възможността за насищане на трансформатора. Подходящ е за използване при мощности до 2 kW и се характеризира с ниски загуби в активните елементи, тъй като във всеки момент работи само един транзистор. Честотата на пулсации на изходното напрежение е два пъти по-голяма от работната на преобразувателя, което предопределя много добри масогабаритни показатели на товарната верига и на схемата като цяло.

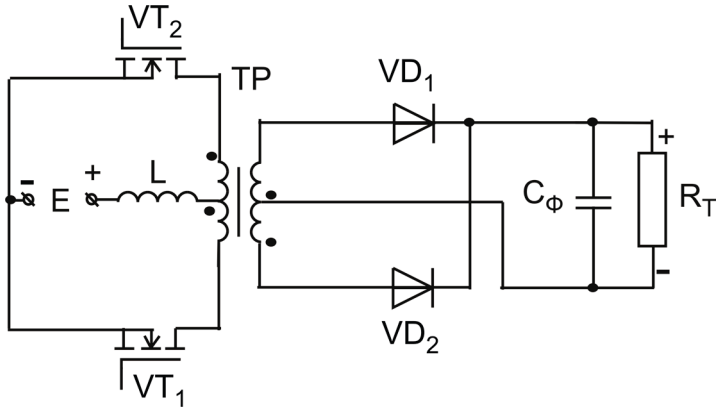
Системата за управление, наред с изменение на коефициента на регулиране, трябва да следи и изравнява токовете на двата транзистора чрез продължителността на управляващите импулси. В сравнение с другите двутактни схеми, тук сорсовете (емитерите) на транзисторите имат обща точка и не се налага галванично разделяне на двата изходни драйвера.

Като недостатък може да се посочи високото напрежение върху транзисторите, два пъти по-голямо от захранващото. При входно променливо напрежение 230V (E=320V) номиналното напрежение на всеки от ключовите елементи трябва да е 800V - 1000V.

3.9. ПРОТИВОТАКТЕН ПОВИШАВАЩ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ (PUSH-PULL КОНВЕРТОР)

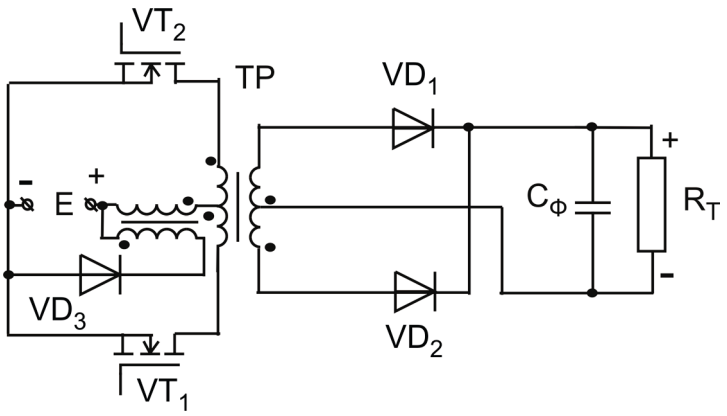
Схемата на противотактен повишаващ галванично разделен ИППН е представена на фиг. 3.15 [2,15,18]. Принципът на работата е подобен на понижаващия вариант–фиг. 3.13. Транзисторите са два с общ сорс и могат да се управляват директно от система за управление без галванично разделени драйвери. Работното им напрежение се определя с израза $U_{VT}=2.U_T/n$.

През първия интервал двата транзистора са отпушени. През втория интервал, единият транзистор се изключва и енергията се прехвърля от дросела L през трансформатора и един от диодите към товара. Този алгоритъм се запазва през всеки полупериод, но със смяна на транзисторите и диодите, с което се поддържа напреженовия баланс на трансформатора.



Фиг. 3.15. *Противотактен повишаващ галванично разделен ИППН.*

С подобен принцип на работа е ИППН, наречен Watkins-Johnson [32,39], показан на фиг. 3.16. Входният дросел има допълнителна намотка с противоположна посока на навиване. Тя е свързана чрез диод паралелно на захранващия източник и ограничава комутационните пренапрежения в схемата.



Фиг. 3.16. *Противотактен повишаващ галванично разделен ИППН (Watkins-Johnson конвертор).*

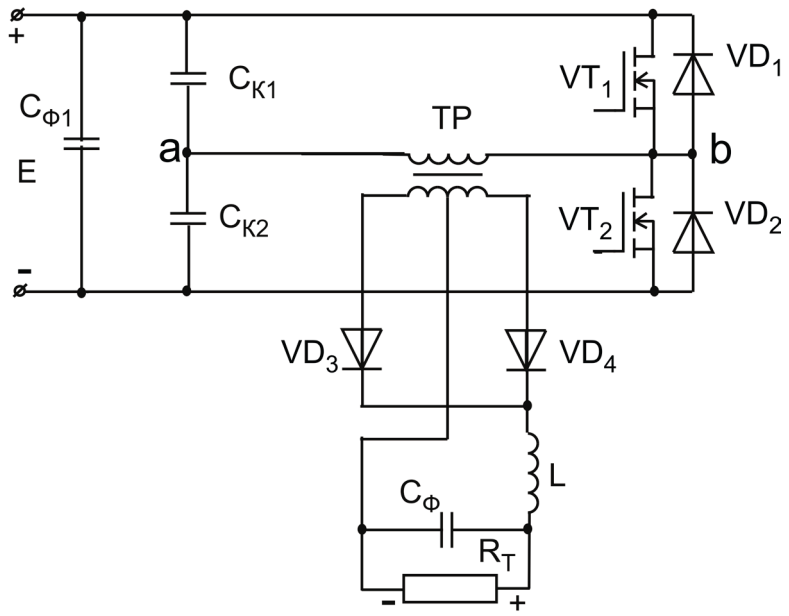
3.10. ПОЛУМОСТОВ ПОНИЖАВАЩ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

Полумостовият галванично разделен понижаващ ИППН е представен на фиг. 3.17 [24,39,44]. В сравнение с мостовия вариант (фиг. 3.18), вместо транзисторите VT_3, VT_4 и обратните им диоди, схемата съдържа кондензаторите C_{K1} и C_{K2}, които разделят на две напрежението на захранващия източник. Следователно, работното напрежение на всеки един от тях е два пъти по-малко от захранващото и на практика по-лесно се реализират. В случаите, когато кондензаторите C_{K1} и C_{K2} филтрират изправеното захранващо напрежение, получено от токоизправител, което е с ниска честота на пулсации (най-често 100Hz), те трябва да имат съответно голям капацитет.

В рамките на един период напрежението върху първичната намотка на трансформатора е равно на 0.5E, когато работи транзистор VT_1 и също

0.5E, когато работи VT_2. Следователно, средната стойност на напрежението върху товара U_T е равно на половината от тази при мостовия ИППН.

$$U_T = 0.5nKE \tag{3.13}$$



Фиг. 3.17. *Полумостов галванично разделен понижаващ ИППН.*

Коефициентът 0,5 в (3.13) може да се компенсира чрез удвояване на коефициента на трансформация, но това ще доведе до удвояване тока на транзисторите. По тази причина полумостовият преобразувател се използва за по-малки мощности, спрямо мостовия вариант. За да се предотврати едновременната работа на транзисторите, максималният коефициент на регулиране за схемата трябва да се ограничи до 0,9.

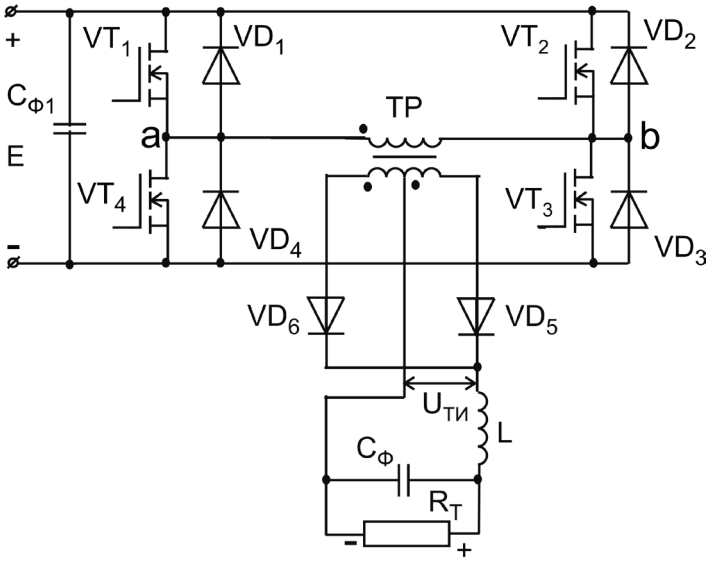
Използването на трансформатора по магнитопровод и намотки е същото, като при мостовия вариант. Предимство на разглежданата схема, спрямо противотактния ИППН, е че не съществува проблем с насищането на трансформатора, в следствие на несиметрия в схемата.

Обратните диоди ограничават напрежението на транзисторите до входното напрежение E. Допълнително те предпазват транзисторите от пренапрежения, породени от паразитната индуктивност на трансформатора. Когато двата транзистора са запушени по време на паузата, върху тях се прилага половината от захранващото напрежение. Това предопределя областта на приложение на полумостовия ИППН да е при относително високи захранващи напрежения. При захранваща променливотокова мрежа 230V (E=320V) транзисторите трябва да имат номинални напрежения 450V (за сравнение, в противотактния ИППН за същата мощност номиналните напрежения на транзисторите са 800V). Налице е важно предимство, защото използуването на по-нисковолтови транзистори позволява да се постигнат по-високи работни честоти. Типичното приложение на схемата е за мощности около 1,5 кW .

Токът на транзисторите е два пъти по-голям, отколкото при мостовия преобразувател и това е ограничителното условие при увеличаване мощността на полумостовия галванично разделен ИППН. Друг недостатък на схемата е необходимостта от галванично разделени драйвери за управление на двата транзистора.

3.11. МОСТОВ ПОНИЖАВАЩ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

Схемата на мостов галванично разделен понижаващ ИППН е представена на фиг. 3.18 [9,42,57]. Тя съдържа трансформатор със средна точка на вторичната намотка. В този вид тя се използва, когато товарът изисква относително ниски напрежения. Транзисторите VT_1,VT_3 и VT_2,VT_4 работят по двойки в рамките на един полупериод, като управляващите им импулси са дефазирани на 180^0ел. Строго погледнато, управляващите импулси са дефазирани на 180^0ел+t_0. Наличието на интервала t_0 предотвратява аварийния режим, породен от едновременната работа на всичките транзистори. Диодите VD_1 - VD_4 ограничават напрежението на транзисторите до стойност, равна на входното постоянно напрежение. Допълнително те осигуряват верига на намагнитващия ток на трансформатора при малки товари. Времедиаграмите, илюстриращи принципа на работа, са представени на фиг. 3.19.



Фиг. 3.18. *Мостов галванично разделен понижаващ ИППН.*

През първия интервал $T_И$ транзисторите VT_1 и VT_3 са отпушени, напрежението на първичната намотка на трансформатора е равно на захранващото, а токът през трансформатора нараства плавно с наклон E/L. Напрежението върху всяка вторична намотка е равно на n.E (n – коефициент на трансформация) с поляритет, съответстващ на посоката на тока. В този интервал диодът VD_5 е включен в права посока, а VD_6 в обратна.

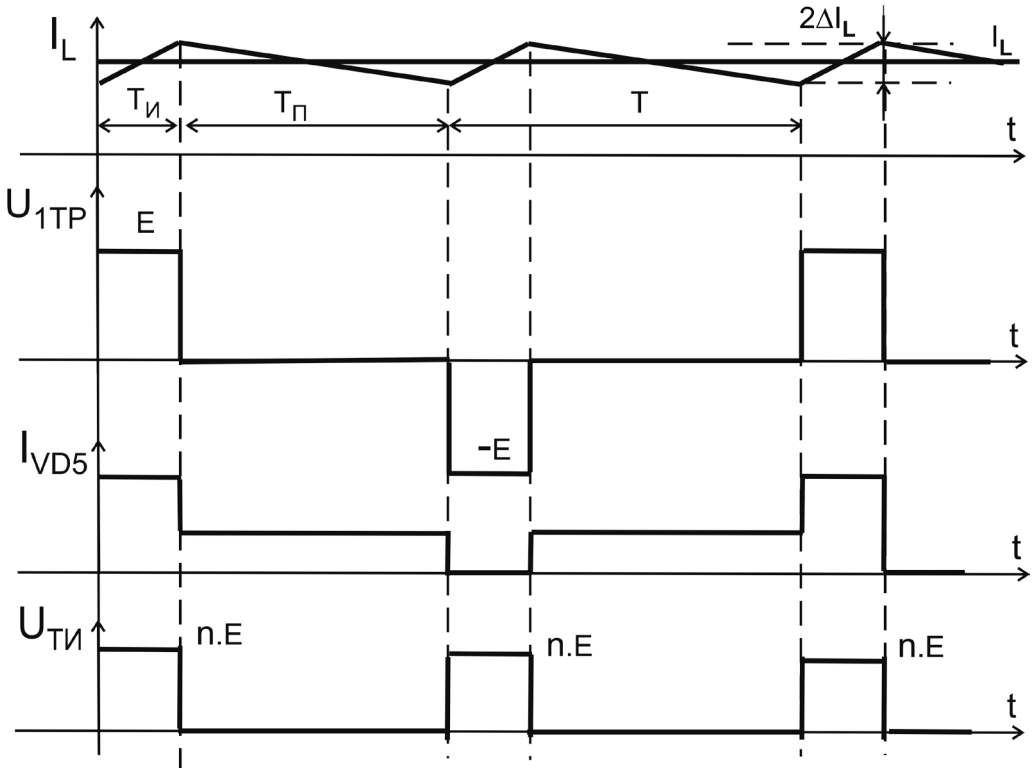
За втория интервал - $T_П$ са възможни различни алгоритми на работа. Най-често се използва този, при който всичките транзистори са запушени и напрежението на първичната намотка на трансформатора е равно на нула - $U_{1TP}=0$. Диодите VD_5 и VD_6 са включени в права посока, като всеки провежда половината от тока на дросела L

$$I_{VD5} + I_{VD6} = I_L \quad . \tag{3.14}$$

Входният ток на трансформатора се определя с израза:

$$I_1 = n.I_{VD5} - n.I_{VD6} + I_M \quad , \tag{3.15}$$

където I_M е намагнитващият ток на трансформатора.



Фиг. 3.19. *Времедиаграми на мостов галванично разделен понижаващ ИППН за РНТ.*

Изразите (3.14) и (3.15) имат много важен практически смисъл. Те изразяват тока през намотките на трансформатора във втория интервал. Съгласно (3.15), електрическата верига на намагнитващия ток I_M съдържа един от следните елементи: първичната намотка; една от вторичните намотки; едновременно и трите намотки. В случай, когато $I_1=0$, изразите за тока през диодите са от вида:

$$I_{VD5} = I_L / 2 - I_M / 2.n \qquad I_{VD6} = I_L / 2 + I_M / 2.n \quad . \tag{3.16}$$

За добре проектиран и изработен трансформатор $I_M << n.I_L$ и следователно токовете на двата диода са равни на половината от изходния ток на ИППН.

През следващия период процесите са идентични. Транзисторите VT_2 и VT_4 са отпушени и захранват първичната намотка на трансформатора с напрежение със стойност, равна отново на захранващото, но с обратна по-

лярност. В изходната верига диодът VD_6 е включен в права посока, а VD_5 в обратна.

В установен режим честотата на пулсациите на изходното напрежение е два пъти по-голяма от работната честота на транзисторите, а средната стойност на напрежението върху първичната намотка на трансформатора, е равна на нула. На практика съществува известен дебаланс в работата на ИППН, породен от различните времена на работа на транзисторите, което води до ненулева средна стойност на напреженията върху трансформатора U_{1TP} и U_{2TP}. Вследствие несиметричната работата на транзисторите, след всеки период намагнитващият ток на трансформатора се увеличава. При по-голям дебаланс, т.е. несиметрия в работата на ключовете, намагнитващият ток се увеличава чувствително, при което трансформаторът се насища и токът на транзисторите надхвърля максимално допустимия. Насищането на трансформатора може да се избегне чрез включване на кондензатор, последователно на първичната намотка, въздушна междина или въвеждане на възможност за избягване на несиметрията чрез системата за управление.

Съгласно енергийния баланс на напреженията в изходната верига, товарното напрежение е равно на средната стойност на напрежението след изходния токоизправител (VD_5 и VD_6), т.е $U_T = n.K.E$. Следователно, стойността на изходното напрежение може да се изменя чрез коефициента на регулиране на транзисторите и допълнително чрез увеличаване или намаляване на коефициента на трансформация.

В зависимост от стойността на товара и К, мостовият галванично разделен ИППН работи в РНП и РПТ, подобно на обикновения понижаващ преобразувател. Токовото натоварване на транзисторите е два пъти помалко от това при полумостовия вариант и следователно, при използването на един и същи тип транзистори номиналната мощност на мостовия вариант е два пъти по-голяма. Схемата на разглеждания ИППН е целесъобразна за използване при мощности около и над 1000 W. За по-малки мощности тя има влошени ценови и масогабаритни показатели. Друго предимство на мостовия вариант е, че той има само един входен кондензатор, в сравнение с двата при полумостовия ИППН. Това допринася за намаляване габаритите на схемата, тъй като кондензаторите са сравнително най-обемистите елементи в разглежданите преобразувателни устройства.

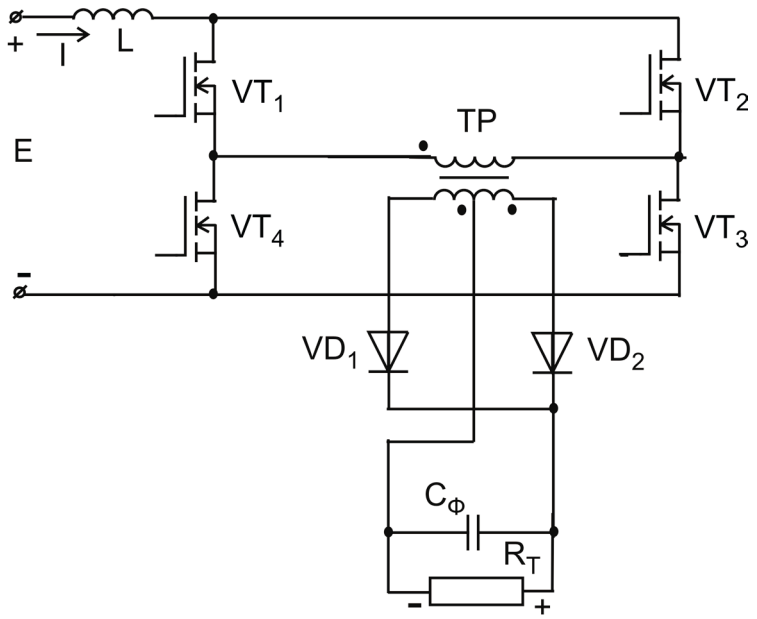
Използването на трансформатора е добро и това позволява оптимизиране на размерите му. В частност, използването на магнитопровода е много добро, тъй като при спазване на горните съображения, намагнитващият ток има средна стойност, близка до нула. Първичната намотка също се използва ефективно, докато вторичната - относително слабо, защото всяка вторична намотка участва само в един полупериод от работата преобразувателя.

Като недостатък може да се посочи необходимостта от четири транзистора с галванично разделени драйвери за управлението им. Двете двойки драйвери трябва да работят абсолютно синхронно, за да се избегнат аварийните режими и създаване на условия за претоварване на трансформатора. Поради посочените технически усложнения и недостатъци, мостовият преобразувател трябва да се използва там, където другите схеми не удовлетворяват желаните технически параметри.

3.12. МОСТОВ ПОВИШАВАЩ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

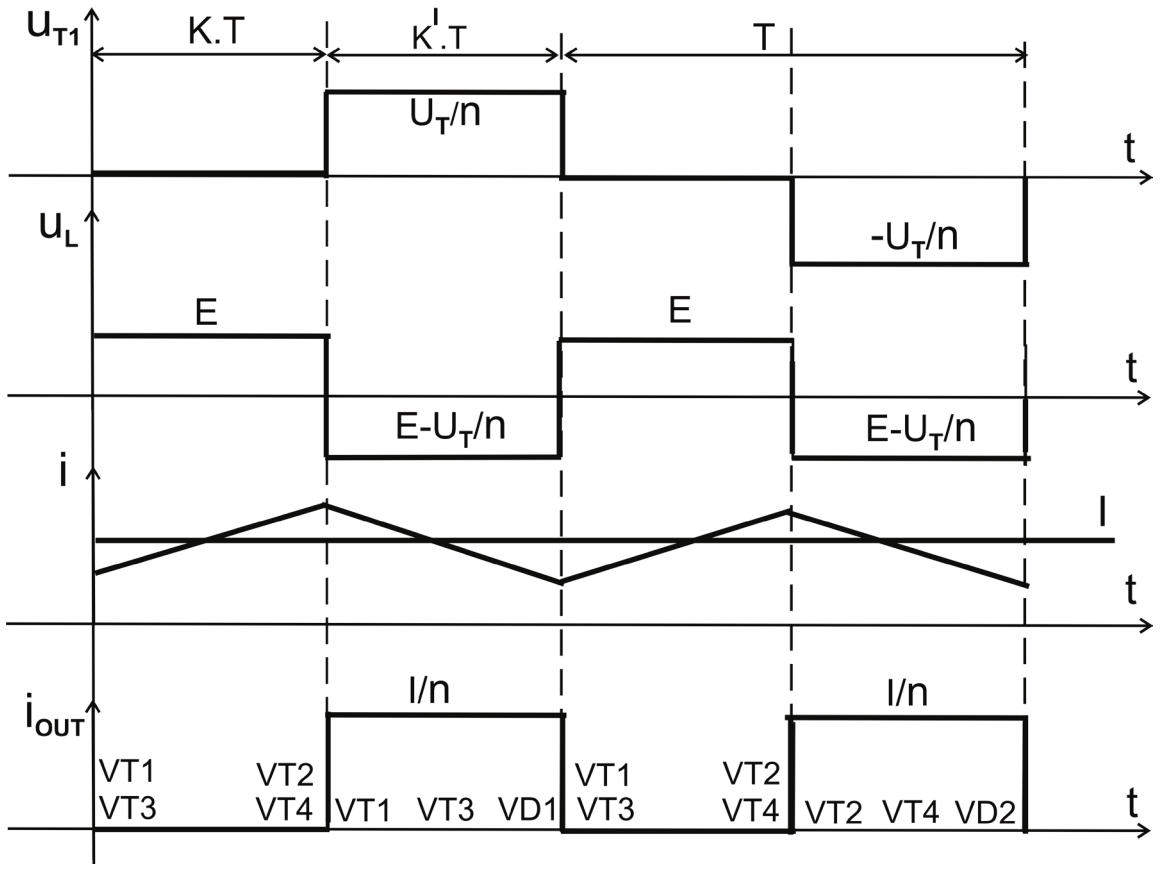
Мостовият вариант на галванично разделен повишаващ ИППН е представен на фиг. 3.20, а времедиаграмите за РНТ – на фиг. 3.21 [9,32,59].

През първия интервал К.Т всичките четири транзистора са отпушени, при което входният дросел се свързва към захранващия източник. Диодите VD_1 и VD_2 са запушени. Токът i_L се увеличава с наклон E/L и се натрупва енергия в дросела L.



Фиг. 3.20. *Мостов повишаващ галванично разделен ИППН.*

През втория интервал $К^{I}$.Т, транзисторите VT_2 и VT_4 са запушени, а дроселът L се свързва чрез отпушените VT_1 и VT_3, трансформатора и диода VD_1 към товара. Следващият период има същия алгоритъм на работа, с тази разлика, че във втория интервал VT_1 и VT_3 са запушени, а дроселът L се свързва чрез VT_2 и VT_4, трансформатора и диода VD_2 към товара.



Фиг. 3.21. *Времедиаграми на мостов галванично разделен повишаващ ИППН за РНТ.*

Ако времето на запушеното състояние на транзистора е равно на работата на диода, то средната стойност на напрежението върху трансформатора е равно на нула. Прилагайки принципа за баланса на напреженията върху дросела, за един период се получава

$$U_L = K.E + K^I.(E - U_T / n) = 0 \qquad (3.17)$$

Решението за коефициента на регулиране е от вида

$$N(K) = U_T / E = n / K^I \qquad (3.18)$$

Върху транзисторите се прилага напрежение $U_T / n = E / K^I$. На практика, то е по-голямо, защото към него се прибавя допълнително напрежение, получено от паразитната индуктивност на трансформатора.

Тъй като моментният ток на транзисторите е ограничен от дросела L, то насищането на трансформатора по причина на малък дебаланс, не е опасно за преобразувателя. В тази връзка, за получаване на по-големи мощности са известни алгоритми за управление, при които трансформаторът умишлено се насища през първия интервал [14,22,25,27].

3.13. РЕЗОНАНСНИ ГЛАВАНИЧНО РАЗДЕЛЕНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

Подобряването на техническите параметри на преобразувателите на постоянно напрежение (ППН) е тясно свързано с повишаване на работната честота и осигуряване при това на високи надеждност и к.п.д. В традиционните схеми, където токът и напрежението имат правоъгълна форма, превключването с висока честота води до появата на нежелателни явления, които в много случаи пречат на основните процеси. Към тези явления на първо място следва да се отнесат силно увеличените комутационни загуби и сложността при осигуряването на безопасни условия за превключване на транзисторите. В редица преобразуватели, при честоти 50kHz-200kHz, прилагането на специални мерки дава необходимия положителен резултат. Използват се различни схемни варианти за рекуперирване на излишната енергия и връщането й в захранващия източник. С увеличаването на честотата, ефективността на тези вериги намалява, а също се увеличава и инсталираната мощност на цялото устройство.

Преходът към по-високи честоти е свързан със задължително намаляване на фронтовете на токовите и напреженови импулси в схемата. Това от своя страна, е предпоставка за увеличаване нивото на паразитните високочестотни колебания, които предизвикват опасни пренапрежения и съществено влошават електромагнитния микроклимат на устройството. Използването на високочестотни филтри и прилагането на специални конструктивни мерки, намаляващи електромагнитните излъчвания, водят до увеличаване обема на преобразувателя до около 2 пъти.

Изискванията по отношение коефициента на пулсации са завишени, когато честотата на отделните хармонични на изходното напрежение е от 500Hz до 500kHz. В повечето случаи работната честота на преобразувателите се намира в първата четвърт на посочения диапазон и това налага да се сведе до минимум получаващия се честотен спектър и да се осигури бързото му затихване. Особено важно е това в случаите, когато ППН захранва системите за управление или силовите схеми на високочестотни инверторни или усилвателни устройства с работна честота в посочения диапазон (0.5kHz – 500kHz).

Повишаване надеждността на ППН е възможно при съвместното решаване на задачата за минимизиране загубите в електроните ключове и подобряването на електромагнитната съвместимост със захранващия източник и товара. В тази връзка е необходимо да се работи в режими, при които транзисторите превключват при токове и напрежения, равни или близки до нула. Като пример може да се посочи спектъра на напрежението и тока на входа на изходния филтър при правоъгълна форма и коефициент на регулиране 0.5.

$$U = \frac{U_m}{2} + \frac{2U_m}{\pi}(\cos\omega t - \frac{\cos 3\omega t}{3} + \frac{\cos 5\omega t}{5}.....) \qquad (3.19)$$

$$I = \frac{I_T}{2} + \frac{2I_T \cos \omega t}{\pi} + \frac{2\Delta I}{\pi}(\cos \omega t + \frac{2\cos \omega t}{\pi} + \frac{\sin 2\omega t}{2} - \frac{\cos 3\omega t}{3} .....), \quad (3.20)$$

където I_T е товарния ток, а ΔI – амплитуда на пулсациите на тока. Както се вижда, спектърът затихва бавно, при което високочестотните съставки на тока водят до допълнителни активни загуби.

При форма на тока, близка до синусоида, този спектър има вида

$$I = \frac{I_m}{\pi} + \frac{2I_m}{\pi}(\cos \omega t + \frac{\cos 2\omega t}{3} - \frac{\cos 4\omega t}{15} + ...) \ . \quad (3.21)$$

В този случай висшите хармонични затихват бързо и се опростява филтрирането на изходното напрежение.

Синусоидалната форма на тока е характерна за резонансните преобразуватели, които са получили широко приложение при разработката на ППН. В тези устройства на резонансния кръг е възложена основната задача да осигури идеални условия за превключване на транзисторите. Получаването на колебателен процес се постига с използването на LC верига от последователен или паралелен тип, която се явява неотменна част на тези преобразуватели. Алгоритъмът на работа трябва не само да осигури устойчив колебателен процес в резонансния кръг, но и комутация на транзисторите при токове и (или) напрежения, близки или равни на нула.

Регулирането и стабилизирането на изходното напрежение се осъществява чрез честотно-импулсния метод. Сравнението на регулировъчните свойства на ППН с паралелен и последователен кръг, при които изходното напрежение се регулира с изменение на работната честота показва, че диапазонът на регулиране при преобразувателите с паралелен кръг е по-голям. От друга страна, необходимостта захранващият източник да бъде почти идеален генератор на ток, ограничават тяхното широко приложение. В болшинството от случаите захранващите източници са източници на напрежение и по тази причина преобразувателите с последователен резонансен кръг са намерили по-голямо приложение. При тях съществува естествено ограничение на тока, което позволява много лесно запаралелване на общ товар и реализиране на по-големи мощности.

Наред с положителните качества на ППН с резонансен кръг, са налице и някои недостатъци. Възможни са режими на работа, при които енергийните показатели на разглежданите преобразувателите са по-ниски от тези на традиционните схеми. По-големите максимални стойности на токовете и напреженията увеличават инсталираната мощност и загубите във всички елементи от силовата схема.

По начина на предаване на енергията, ППН с резонансен кръг се делят на две основни групи – преобразуватели с резонансен обмен на енергията между захранващия източник и товара и преобразуватели с еднопо-

сочно предаване на енергията в товара. Характерна особеност на първия тип схеми е че, в товара се предава част от натрупаната в резонансния кръг енергия, а останалата, очевидно по-малка част, се връща в захранващия източник. Към първичната намотка на трансформатора се включват елементите на резонансния контур, а към вторичната намотка – товара.

3.13.1.РЕЖИМИ НА КОМУТАЦИЯ НА РЕЗОНАНСНИТЕ ГЛАВАНИЧНО РАЗДЕЛЕНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

Ефективното използване на даден полупроводников елемент в ППН зависи съществено от мощността, която се отделя в него. Известните методи на мека комутация – комутация при нулев ток (КНТ) и комутация при нулево напрежение (КНН), могат да намалят в значителна степен загубите в транзисторите [2,9,26,49,52].

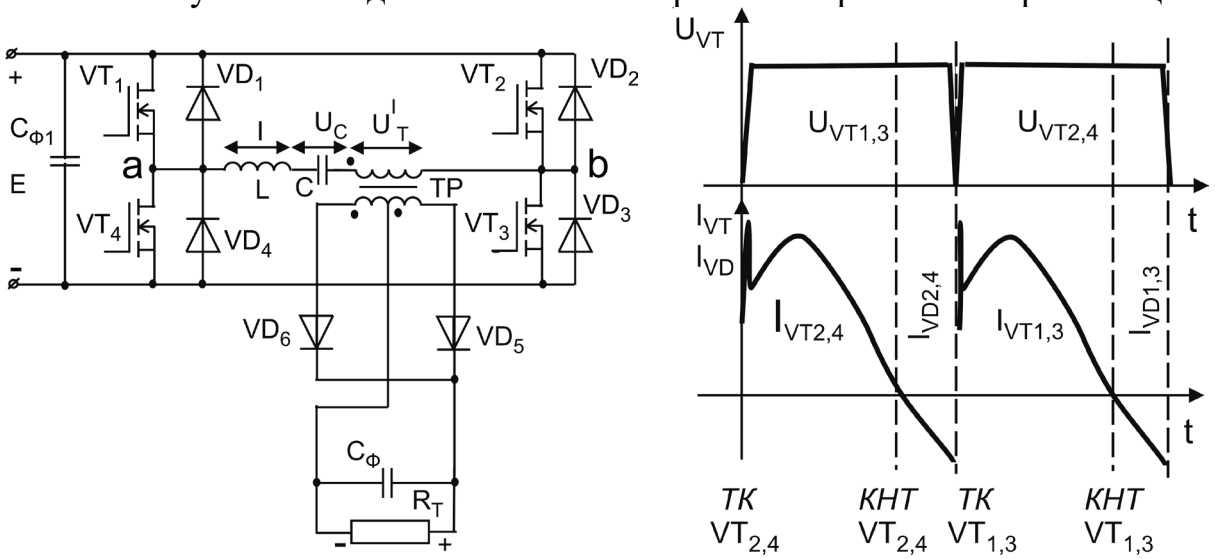
КНН намалява комутационните загуби в ППН, изградени с MOSFET и диоди, причинени от обратните токове на диодите и паразитния кондензатор на транзисторите. Ако ключовите прибори в ППН са IGBT, КНТ ограничава комутационните загуби, причинени от токовата “опашка” при изключване на транзисторите и паразитните индуктивности на елементите в схемата. В болшинството от приложенията, където обратния ток на диодите и тока на изходния капацитет на транзисторите са доминиращи, се предпочита КНН.

Комутация при нулев ток

За илюстрация е подходящ мостовия последователен резонансен ППН – фиг. 3.22а. Режимът КНТ се получава, когато работната честота на ППН е по-малка от резонансната на съдържащия се в схемата последователен или паралелен кръг. На фиг. 3.22б са представени времедиаграмите на напрежението и тока на последователния кръг (точки a-b). При такава постановка еквивалентното съпротивление на кръга ще има активно-капацитивен характер и токът ще изпреварва напрежението, т.е. токът сменя своя поляритет преди прекратяването на управляващите импулси към съответния транзистор. Налице е естествена комутация на транзисторите и минимални загуби при изключване.

При отпушването на транзисторите токът и напрежението върху тях са с ненулеви стойности, т.е комутацията е при ненулев ток - твърда комутация (ТК). Важно е да се отбележи, че в първоначалния момент токът на транзистора започва с пик, обусловен от разрядния ток на изходния му кондензатор, обратния ток на срещуположния диод и зарядния ток на изходния кондензатор на срещуположния транзистор. В посочените вериги като активно съпротивление участва само това на транзистора и следователно само върху него ще се отделя еквивалентната мощност. Този механизъм на отпушване предопределя значителни загуби при включване и е основния недостатък на режима с естествена комутация на транзисторите.

Възможно е да се прибави защитна група, която да поема част от токовите пикове и да връща натрупаната енергия в товара или захранващия източник [46,54,59]. Тази допълнителната група има сложна схемотехника и в повечето случаи се създават технически проблеми при нейната реализация.



а) б)

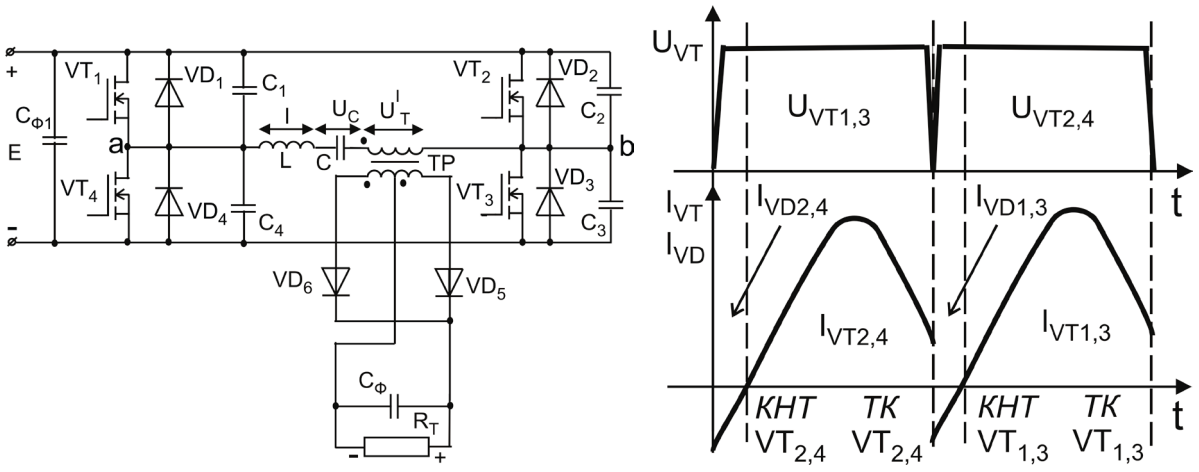
Фиг. 3.22. *Мостов ППН с последователен резонансен кръг: а) електрическа схема ; б) времедиаграми за режим КНТ.*

Комутация при нулево напрежение

Когато работната честота на мостовия последователен резонансен ППН е над резонансната на L-C кръга, еквивалентното съпротивление на променливотоковата верига (точки а-б) има индуктивен характер и следователно, токът ще изостава от напрежението. На фиг. 3.23б) са представени времедиаграмите на напрежението и тока на ключовите прибори. Съгласно алгоритъма на работа на ППН, всеки транзистор провежда ток след съответния му обратен диод. Така се осигурява включване при нулево напрежение – КНН и минимални комутационни загуби при включване. В този режим напрежението на противоположния транзистор е равно на захранващото и липсват заряд на изходните кондензатори и отвесни токове, в сравнение с режима при работна честота по-малка от резонансната.

Със започване на процеса на запушване на даден транзистор, едновременно започва и процес на отпушване на противоположния диод от същото рамо на схемата. Изключването на транзистора е при ненулев ток и ненулево напрежение и следователно, е съпроводено с комутационни загуби. Прибавянето на кондензатор с точно определена стойност, паралелно на всеки транзистор ($C_1 \div C_4$ от фиг.3.23а), съществено би намалило загубите при изключване. Механизмът на този процес е следният. През комутационния интервал на запушване на транзистора, токът на променливотоковата верига се прехвърля през допълнително включения паралелен кондензатор. Напрежението върху транзистора и кондензатора ще се увеличава

със скорост, определена от динамичните параметри на елементите от получената еквивалентна схема. При достигане на стойност, равна на захранващото напрежение, се отпушва противоположният диод от същото рамо. Ако собственото време на изключване на транзистора е по-малко от времето на заряд на кондензатора, напрежението на транзистора ще е много по-малко от захранващото (в идеалния случай равно на нула) и загубите при изключване ще бъдат също минимални. Очевидно е, че тук много точно трябва да се прецизира нивото на индуктивната разстройка на променливотоковата верига, която в повечето случаи зависи от стойността на дросела L. За целта е необходимо енергията, запасена в индуктивността в момента на комутация да бъде равна на енергията за зареждане на паралелните кондензатори на транзисторите от другия диагонал на ППН. От това условие се изчислява капацитета на кондензаторите $C_1 \div C_4$.



а) б)

Фиг.3.23. *Мостов ППН с последователен резонансен кръг: а) електрическа схема; б) времедиаграми за режим КНН.*

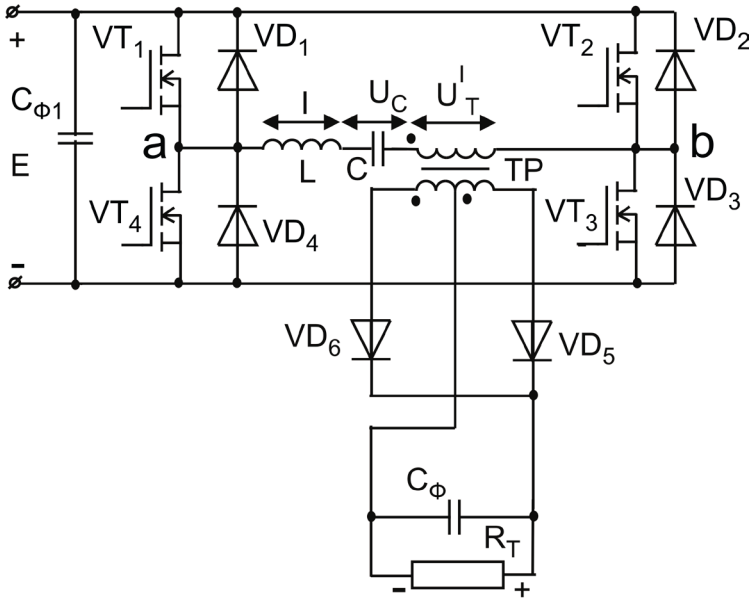
Енергията, натрупана в паралелните кондензатори, не причинява допълнителни комутационни загуби, защото се прехвърля в товара през интервала, когато работят съответните обратни диоди. Допълнително предимство на КНН е, че отсъстват токови пикове и резки промени на токовете в схемата, които са източник на електромагнитни смущения.

3.13.2. МОСТОВ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЕН РЕЗОНАНСЕН КРЪГ

Схемата на мостов ППН с последователен резонансен кръг е представена на фиг. 3.24 [32,39]. При отпушване на транзисторите VT_1, VT_3 или VT_2,VT_4 протича резонансен процес, при което консумираната енергия се разпределя между товара (по-голямата част) и кондензатора С. При запушване на съответната двойка транзистори, енергията от кондензатора през

обратните диоди се предава в товара и частично се връща в захранващия източник. Регулирането на изходното напрежение се осъществява чрез изменение интервала на работа на транзисторите и обратните диоди.

Загубите в транзисторите при изключване са равни на нула, тъй като началото на колекторното (дрейновото) напрежение започва след преминаването на колекторния (дрейновия) ток през нулата. Загубите при включване се определят от стойността на тока през транзистора в момента на неговото отпушване. Те зависят от стойността на товара, т.е при увеличаване на товара превключването става при по-малка стойност на тока и респективно с по-малки загуби.



Фиг. 3.24. *Мостов ППН с последователен резонансен кръг.*

В зависимост от вида на електромагнитните процеси и формата на тока през дросела, са възможни режим на непрекъснат ток (РНТ) и режим на прекъснат ток (РПТ).

3.13.2.1. РЕЖИМ НА НЕПРЕКЪСНАТ ТОК

Времедиаграмите за РНТ са представени на фиг. 3.25. През интервала на отпушено състояние на транзистора, в схемата се осъществява резонансен заряд на кондензатора С. Изразите за тока през дросела и напрежението на кондензатора са от вида

$$i(t) = I_0 \cos\omega_0 t + (E + U_{C0} - U_T^I)/z_0 \sin\omega_0 t \qquad (3.22)$$

$$u_C(t) = U_{C0}\cos\omega_0 t - I_0 z_0 \sin\omega_0 t - (E - U_T^I)(1-\cos\omega_0 t), \qquad (3.23)$$

където $U_C(0)=U_{C0}$ и $i(0)=I_0$ са началните стойности на тока през дросела и напрежението на кондензатора в момента t=0; $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ - резонансна честота; $z_0 = \sqrt{L/C}$ - вълново съпротивление [39,57,61].

Продължителността на отпушено състояние на транзисторите определя момента, при който токът на дросела достига нулева стойност

$$\delta = \pi - arctg[I_0 z_0 / E + U_{C0} - U_T^I] \quad . \tag{3.24}$$

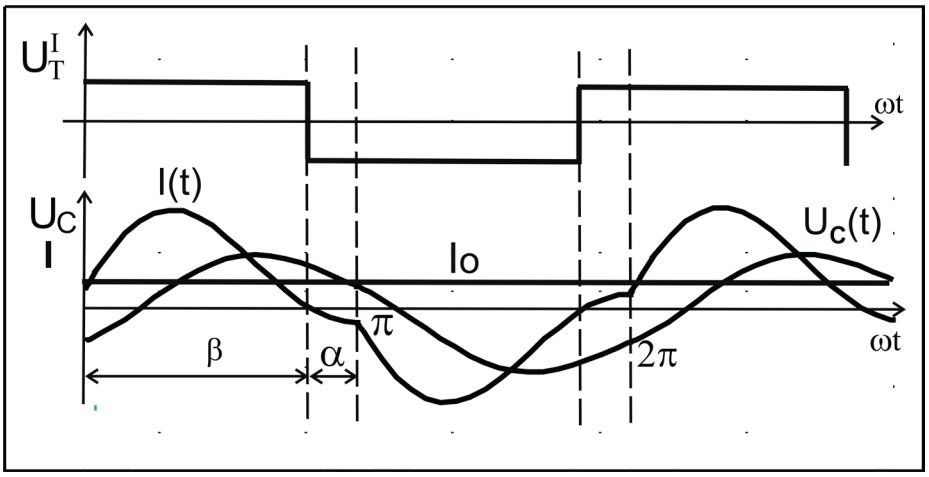
В края на интервала β кондензаторът е презареден до максимално напрежение, по-голямо от захранващото. Обратните диоди се отпушват и кондензаторът връща излишната енергия през дросела и товара в захранващия източник. Транзисторите се изключват естествено, практически при нулево напрежение и ток.

През втория интервал (α) токът през дросела и първичната намотка на трансформатора сменят посоката си. Полярността на товарното напрежение, приведена към първичната намотка, е винаги противоположна на тока през дросела, тъй като в изхода на преобразувателя има токоизправител. Изразите за тока през дросела и напрежението на кондензатора за втория интервал са от вида:

$$i(t) = \frac{E + U_T^I - U_C(t_1)}{Z_0} \sin \omega_0 t \tag{3.25}$$

$$U_C(t) = U_C(\beta) \cos \omega_0 t - (E - U_T^I)(1 - \cos \omega_0 t) \quad , \tag{3.26}$$

където $U_C(\beta)$ е напрежението на кондензатора в края на първия интервал.



Фиг. 3.25. *Времедиаграми за РНТ.*

Продължителността на втория интервал зависи от резонансните параметри на схемата и е в диапазона $0 < \alpha < \pi$, при което за регулировъчната характеристика на преобразувателя се получава

$$U_T^I = qE, \qquad \text{където} \tag{3.27}$$

$$q = \frac{(E - U_T^I + U_{C0})(1 - \cos\alpha.\cos\beta) - I_0 Z_0 \sin\beta.\cos\alpha + 2U_T^I(1 - \cos\alpha)}{(E + U_T^I + U_{C0})(1 - 2\cos\beta + \cos\alpha.\cos\beta) + I_0 Z_0 (1 - \cos\alpha)\sin\beta - 2U_T^I(1 - \cos\alpha)}$$

Началните стойности на тока през дросела L и напрежението на кондензатора се определят с изразите

$$I_0 = \frac{E(1-q^2)\sin\alpha}{Z_0(q-\cos\alpha)} \tag{3.28}$$

$$U_C(0) = \frac{Eq(1+q)(1-\cos\alpha)}{(q-\cos\alpha)} \tag{3.29}$$

$$U_C(\beta) = \frac{-E(1+q)(1-\cos\alpha)}{(q-\cos\alpha)} \tag{3.30}$$

Максималните стойности на тока през дросела и напрежението върху кондензатора и дросела са равни на

$$I_{L\,MAX} = \frac{E(1+q^2-2q\cos\alpha)}{Z_0(q-\cos\alpha)} \tag{3.31}$$

$$U_{L\,MAX} = U_{C\,MAX} = \pm E(1+q)(1-\cos\alpha)/(q-\cos\alpha) \tag{3.32}$$

Максималната стойност на тока през обратните диоди

$$I_{VD\,MAX} = \frac{E(1-q^2)\sin\alpha}{Z_0(q-\cos\alpha)}. \tag{3.33}$$

Средната стойност на тока през дросела и първичната намотка на трансформатора

$$I_L = \frac{2E(1-q)(1-\cos\alpha)}{Z_0(\alpha+\beta).(q-\cos\alpha)}. \tag{3.34}$$

Продължителност на отпушеното състояние на транзистора и обратния диод

$$\beta = \pi - arctg\frac{(1-q^2)\sin\alpha}{2q-(1+q^2)\cos\alpha} \tag{3.35}$$

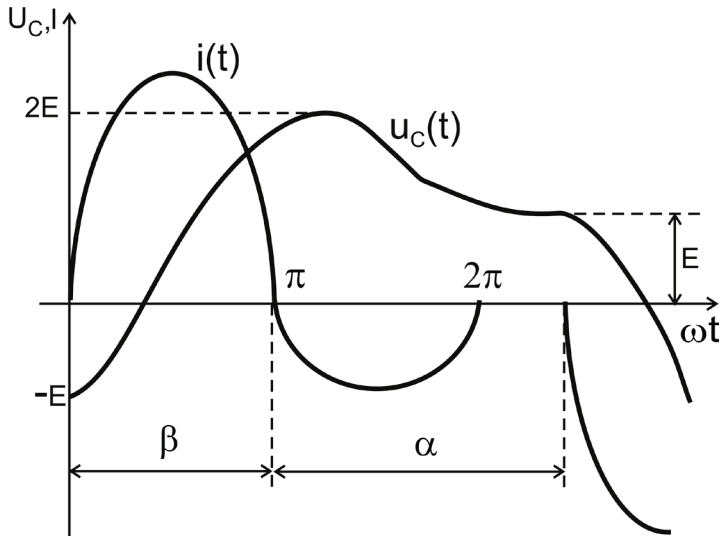
$$\alpha = acr\cos q \tag{3.36}$$

В РНТ работната честота е в интервала от $f_{MAX} = \omega_0/2\pi$ (при максимално допустим ток на товара) до $f_{MIN} = \omega_0/4\pi$ (при минимално допустим ток на товара).

Недостатък на РНТ са значителните токови пикове през транзисторите при запушване на противоположните обратни диоди от същото рамо по веригите +,VT_1,VD_4,-; +,VD_2,VT_3,-; +,VD_1,VT_4,-; +,VT_2,VD_3,-. Тези "отвесни" токове допълнително се увеличават от заряда на изходния кондензатор на транзистора от същото рамо. Може да се обобщи, че при РНТ имаме завишаване на динамичните загуби при включване на транзисторите.

3.13.2.2. РЕЖИМ НА ПРЕКЪСНАТ ТОК

Ако управляващата честота се намали значително, преобразувателят ще работи в РПТ. При този режим включването и изключването на транзисторите е винаги при нулев ток и отсъстват "отвесните токове". Времедиаграмите на тока през дросела и напрежението на кондензатора са представени на фиг. 3.26.



Фиг. 3.26. Времедиаграми за РПТ.

Използвайки изразите за РНТ, след известни преобразувания, за максималните стойности на тока и напрежението на кондензатора се получава

$$I_{MAX} = I_{C\,MAX} = E(1+q)/Z_0 \tag{3.37}$$

$$U_{C\,MAX} = \pm 2E \tag{3.38}$$

Ефективната стойност на тока през дросела и първичната намотка на трансформатора

$$I = \frac{E[(1+q^2)\pi/(\alpha+\pi)]^{1/2}}{Z_0} \quad . \tag{3.39}$$

Средната стойност на тока през обратния диод

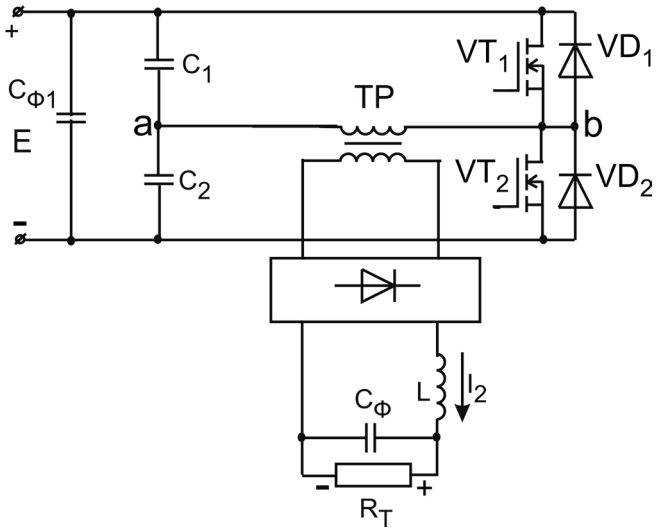
$$I = \frac{E(1-q)}{Z_0(\alpha+\pi)} \quad . \tag{3.40}$$

Максималната стойност на напрежението на кондензатора в РНТ и РПТ достига удвоеното захранващо напрежение и е необходимо да се има предвид при избора на типа на кондензатора.

3.13.3. ПОЛУМОСТОВ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЕН РЕЗОНАНСЕН КРЪГ

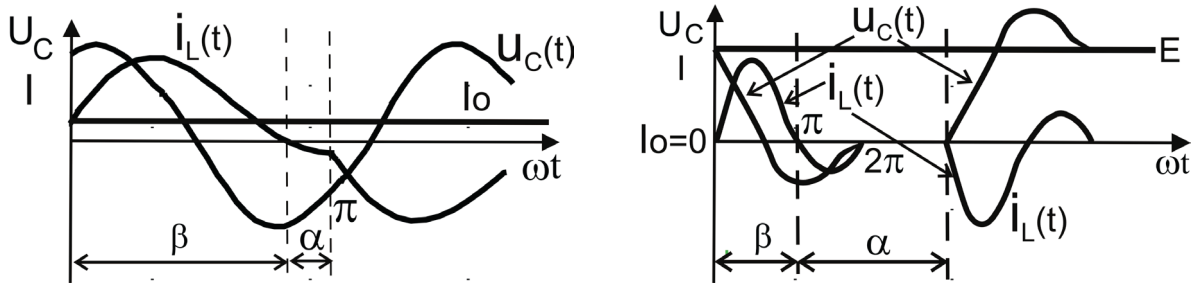
Схемата на полумостов последователен ППН е представена на фиг. 3.27 [48,54,61]. Комутиращите кондензатори C_1 и C_2, дроселът L и тран-

сформаторът образуват последователен резонансен кръг. Основното предимство на тази схема е, че напрежението върху кондензаторите и дросела е два пъти по-малко в сравнение с мостовия вариант, при едно и също захранващо напрежение.



Фиг. 3.27. *Полумостов ППН с последователен резонансен кръг.*

На фиг. 3.28 са представени времедиаграмите за РНТ - а) и РПТ - б).



а) **б)**

Фиг. 3.28. *Времедиаграми на полумостов ППН с последователен резонансен кръг: а) за РНТ; б) за РПТ.*

3.13.3.1. РЕЖИМ НА НЕПРЕКЪСНАТ ТОК

За РНТ максималните стойности на тока през дросела и напрежението на кондензаторите се определят съответно с изразите [32,39]:

$$I_{MAX} = E(1+q^2-2q\cos\alpha)/2Z_0(q-\cos\alpha) \tag{3.41}$$

$$U_{CMAX} = E\{1+[1+q(1-\cos\alpha)]/(q-\cos\alpha)\}/2 \tag{3.42}$$

Средната и ефективна стойност на тока през първичната намотка на трансформатора и дросела са равни

$$I_{CP} = 2E(1+q)(1-\cos\alpha)/2Z_0(\alpha+\beta)(q-\cos\alpha) \tag{3.43}$$

$$I = \sqrt{\frac{I_0^2(2\beta + \sin\beta)}{4(\alpha+\beta)} + \frac{(U_C - U_T^I)^2(2\beta - \sin 2\beta) + [U_C(\beta) + U_T^I]^2(2\alpha - \sin 2\alpha)}{4Z_0^2} + \frac{I_0(U_C - U_T^I)\sin^2\beta}{Z_0}}$$

където U_C, $U_C(\beta)$ и I_O са напрежението на кондензатора и тока на дросела в момента на комутация на транзисторите и се определят с изразите

$$U_C = E[1 + q(1+q)(1-\cos\alpha)/(q-\cos\alpha)]/2 \quad (3.44)$$

$$U_C(\beta) = E[1 - (1+q)(1-\cos\alpha)/(q-\cos\alpha)]/2 \quad (3.45)$$

$$I_0 = E(1-q^2)\sin\alpha / 2Z_0(q-\cos\alpha) \quad (3.46)$$

$$q = \frac{2U_T^I}{E} \quad . \quad (3.47)$$

Интервалът, през който транзисторите са отпушени

$$\beta = \omega_0 t_1 = \pi - arctg\{(1-q^2)\sin\alpha/[2q - (1+q^2)\cos\alpha]\} \quad (3.48)$$

Продължителността на работа на диодите

$$arc\cos q < \alpha < \pi \quad (3.49)$$

За РНТ са характерни недостатъците, както при мостовата схема, а именно – завишени загуби при включване на транзисторите.

3.13.3.2. РЕЖИМ НА ПРЕКЪСНАТ ТОК

За РПТ максималните стойности на тока през дросела и напрежението на кондензаторите се определя с изразите [32,59]:

$$I_{MAX} = E(1+q)/2Z_0 \quad (3.50)$$

$$U_{C1\,MAX} = 1.5E \text{ - когато } VT_2 \text{ е отпушен} \quad (3.51)$$

$$U_{C1\,MAX} = -0.5E \text{ - когато } VT_1 \text{ е отпушен} \quad (3.52)$$

Средната и ефективна стойност на тока през дросела и първичната намотка на трансформатора

$$I_{CP} = 4E/2Z_0(\alpha+\pi) \quad (3.53)$$

$$I = E[(1+q^2)\pi/(\alpha+\pi)]^{1/2}/2Z_0 \quad . \quad (3.54)$$

Режимът, при който тока на дросела е прекъснат, е за предпочитане поради минималните загуби при превключване на транзисторите и ограничените високочестотни паразитни колебания в силовата схемата на ППН.

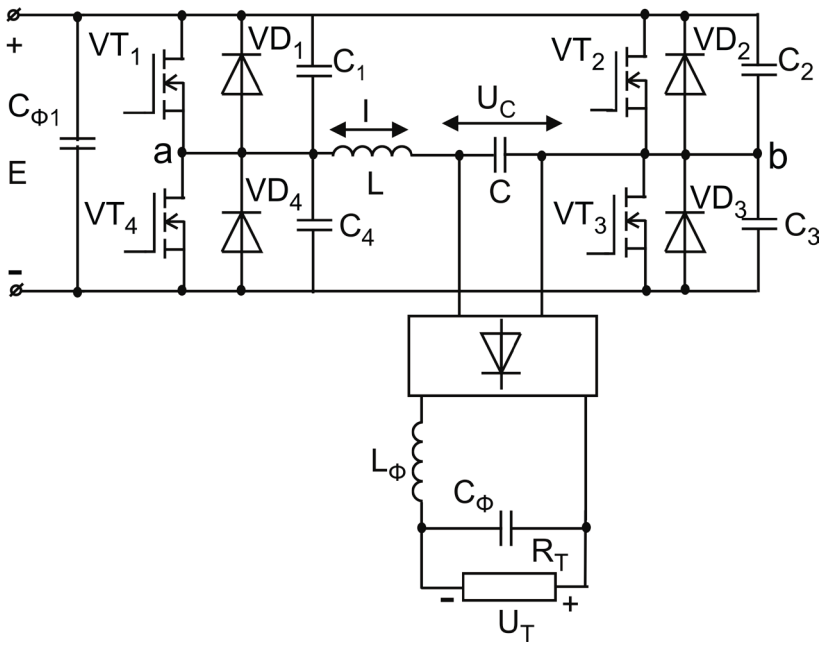
3.13.4. МОСТОВ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ПАРАЛЕЛЕН РЕЗОНАНСЕН КРЪГ

При тези преобразуватели товарът е включен паралелно към един от елементите на резонансния кръг - по правило към кондензатора. Регулирането на изходното напрежение се осъществява чрез промяна работната честота на преобразувателя около резонансната. Минималната работна честота, съответстваща на максимален товар и минимално входно напрежение, се избира по-висока от резонансната честота на кръга. Изходното напрежение може да се изменя теоретически от нулева стойност, при честота

доста над резонансната, до напрежение няколко пъти превишаващо входното - при честота близка до резонансната. Регулировъчната характеристика има по-стръмен характер при увеличаване качествения характер на кръга.

Технически по-целесъобразно е работната честота да е по-голяма от резонансната, при което еквивалентната променливотокова верига има индуктивен характер. За този режим са характерни загуби при изключване на транзисторите. Съществуват схемни решения, при които тези загуби се ограничават до минимум, например чрез прибавяне на паралелен кондензатор към транзистора и получаване на комутация при нулево напрежение.

Схемата на мостов паралелен ППН е представена на фиг. 3.29, а времедиаграмите - на фиг. 3.30. Към променливотоковата верига a-b се прилага правоъгълно напрежение със стойност, равна на захранващото и честота по-голяма от резонансната.



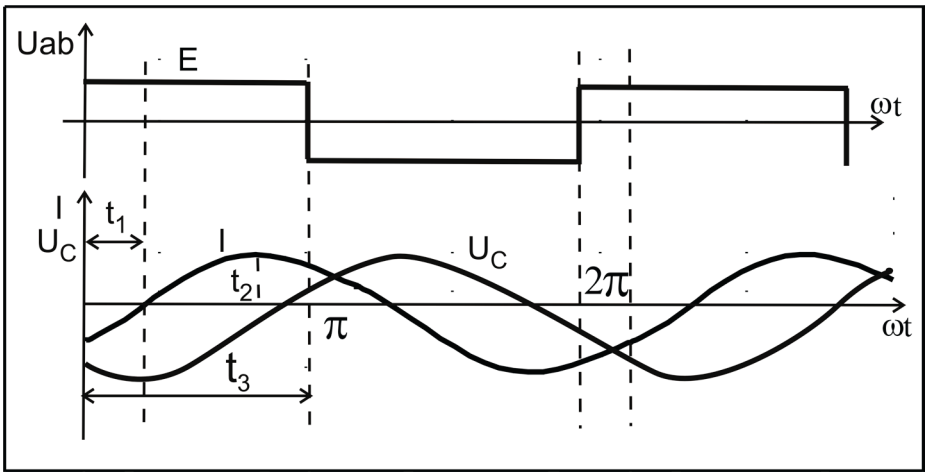
Фиг. 3.29. *Мостов ППН с паралелен резонансен кръг.*

В първия интервал 0-t_1 на полупериода, енергията, натрупана в трептящия кръг, се връща в захранващия източник през обратните диоди VD_1 и VD_3. Напрежението на кондензаторите и токът през дросела се определят с изразите:

$$U_C(t) = E(1 - \cos\omega_0 t - tg\alpha / 2.\sin\omega_0 t) \qquad (3.55)$$

$$i(t) = E(\sin\omega_0 t - tg\alpha / 2.\cos\omega_0 t) / Z_0 \ , \qquad (3.56)$$

където $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ - резонансна честота на кръга; $Z_0 = \sqrt{L/C}$ - вълново съпротивление на кръга; $\alpha = \pi\omega_0 / \omega_K$, $\omega_K = 2\pi f$ - работна честота [32].



Фиг. 3.30. *Времедиаграми на напрежението в променливотоковия диагонал, тока на дросела и напрежението на резонансния кондензатор.*

Максималната стойност на тока през обратните диоди в началото на полупериода е равна на тока през дросела

$$I_{L\,MAX} = Etg(\alpha/2)/Z_0 \tag{3.57}$$

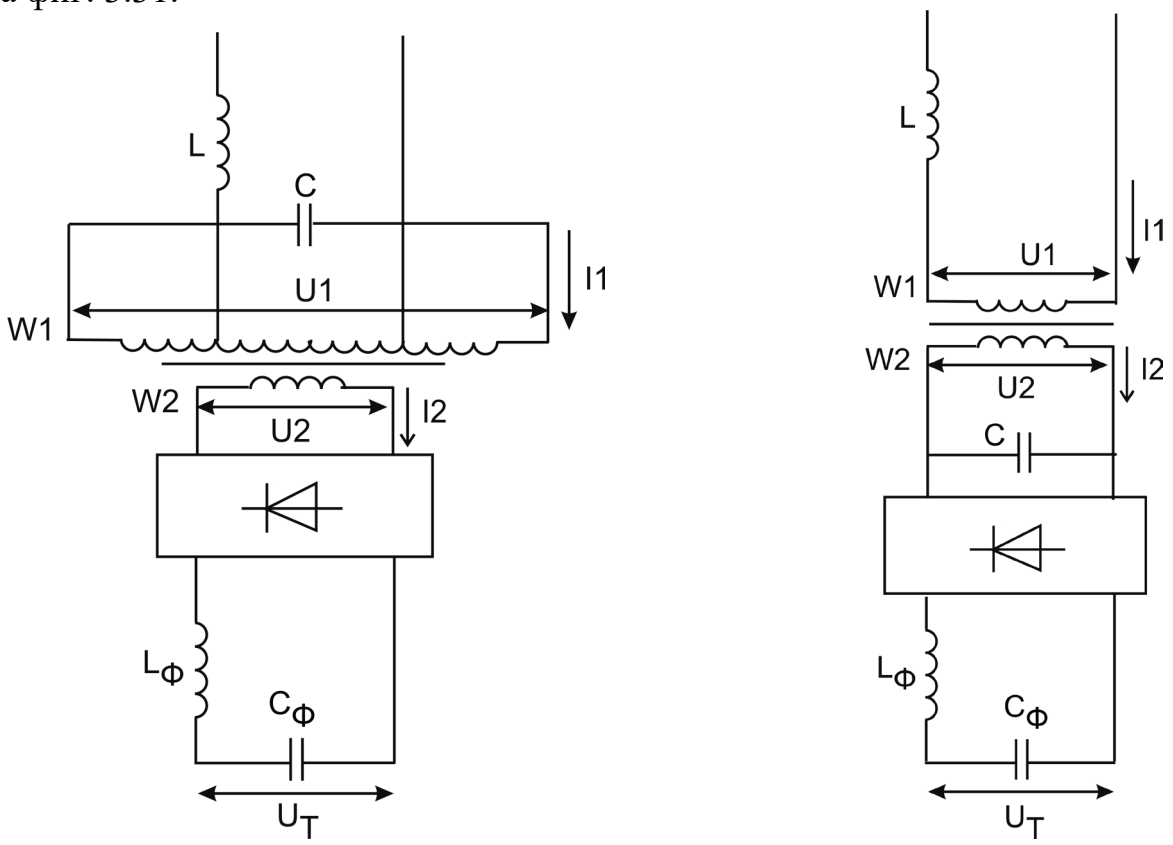
При преминаване на тока на дросела през нулата, в момента $\omega_0 t_1 = \alpha/2$ се включват транзисторите VT_1 и VT_3 , практически с нулеви комутационни загуби. Напрежението на кондензатора достига максималната си стойност

$$U_{C\,MAX} = \pm E(1-\cos\alpha/2)/\cos\alpha/2 \tag{3.58}$$

Следва увеличаване тока на дросела и презаряд на кондензатора. В момента $\omega_0 t_2 = (\pi+\alpha)/2$ токът на транзистора и дросела имат максимална стойност $I_{MAX} = \pm\dfrac{E}{Z_0\cos\alpha/2}$. В момента $\omega_0 t_3 = \alpha$ транзисторите VT_1 и VT_3 се изключват, при което кондензаторите C_1 и C_3 са напълно разредени. Следователно, изключването на транзисторите става при нулево напрежение. Токът на дросела продължава да протича през кондензаторите C_1 и C_3, зареждайки ги до напрежение, равно на захранващото. В същото време кондензаторите C_2 и C_4 се разреждат до нулево напрежение. Времето на презареждане и капацитетът на кондензаторите C_1-C_4 зависят от честотните свойства на транзисторите. При разряда на кондензаторите C_2 и C_4 до нула, се отпушват диодите VD_2 и VD_4 и на резонансния кръг се подава напрежение с правоъгълна форма и противоположна полярност. По такъв начин, в рамките на всеки период, върху кондензатора C се формира променливото високочестотно напрежение, което се изправя, филтрира и подава към товарната верига.

В случаите, при които се изисква галванично разделяне между входното и изходното напрежение, се използва високочестотен трансформатор,

включен към променливотоковата верига по една от схемите представени, на фиг. 3.31.



Фиг. 3.31. *Схеми на включване на високочестотния трансформатор.*

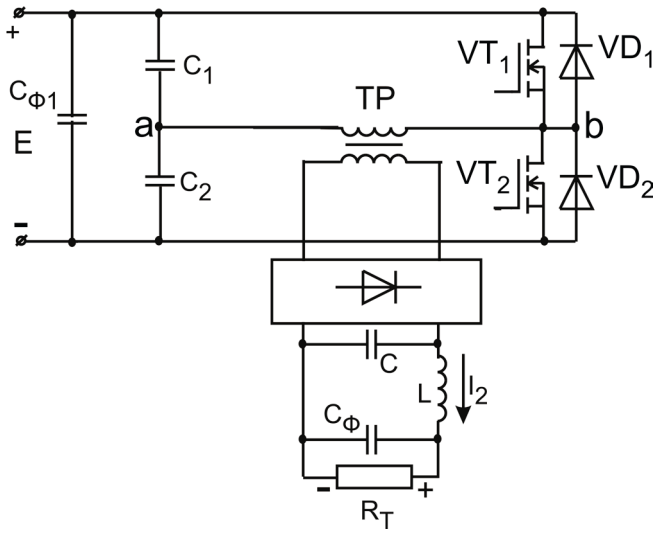
За някои практически случаи, в качеството на дросел е целесъобразно да се използва индуктивността на разсейване на трансформатора. Кондензаторът може да се включи в първичната или вторичната намотка, с цел най-добро използване по напрежение. В тази връзка схемата от фиг. 3.31а) позволява съществено да се разшири диапазона от напрежения на кондензаторите.

3.13.5. ПОЛУМОСТОВ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ПАРАЛЕЛЕН РЕЗОНАНСЕН КРЪГ

Схемата на полумостовия резонансен ППН е представена на фиг. 3.32. Резонансният кръг е образуван от дросела в изходната верига на трансформатора и кондензатора, включен в изхода на токоизправителя. Индуктивността на дросела трябва да бъде по-голяма от резонансната му стойност - $L>10L_{РЕЗ}$. Преобразувателят работи с непълен разряд на резонансния кондензатор.

Времедиаграмите на преобразувателя са представени на фиг. 3.33. Включването на транзисторите става при нулев ток. След това се отпушват диодите от изправителя и токът на дросела се увеличава, при което конден-

заторът С се разрежда до минимална стойност. В този момент токът на резонансния кръг и изходния ток са равни и започва резонансен заряд на кондензатора до максимална стойност.



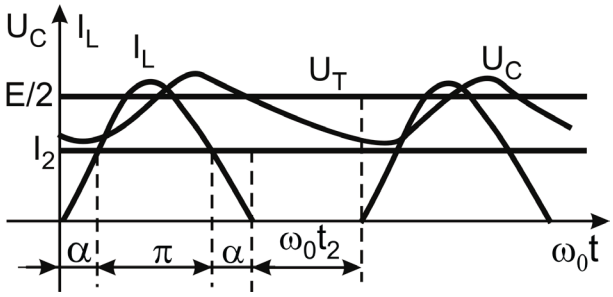
Фиг. 3.32. *Полумостов резонансен ППН с паралелен резонансен кръг.*

Моментните стойности на тока през дросела и напрежението на резонансния кондензатор се определят съгласно еквивалентната схема за този интервал с изразите

$$u_C(t) = E - (E - U_C)\cos\omega_0 t - I_2 Z_0 \sin\omega_0 t \qquad (3.59)$$

$$i_L(t) = I_2(1 - \cos\omega_0 t) + (E - U_C)\sin\omega_0 t / Z_0\,, \qquad (3.60)$$

където I_2- ток на дросела, а U_C-напрежението на кондензатора в момента на включване на транзистора.



Фиг. 3.33. *Ток и напрежение на резонансния дросел и кондензатор.*

При достигането на тока през дросела до нулева стойност, се запушват изправителните диоди и се прекратява разряда на кондензатора С от вторичната намотка на трансформатора. От този момент през отпушения транзистор и първичната намотка на трансформатора протича само намагнитващият ток, стойността на който определя комутационните загуби при изключване. Когато всичките изправителни диоди са запушени, кондензаторът С се разрежда през дросела и товара. Продължителността на интервала на разряд на резонансния кондензатор се определя от паузата между

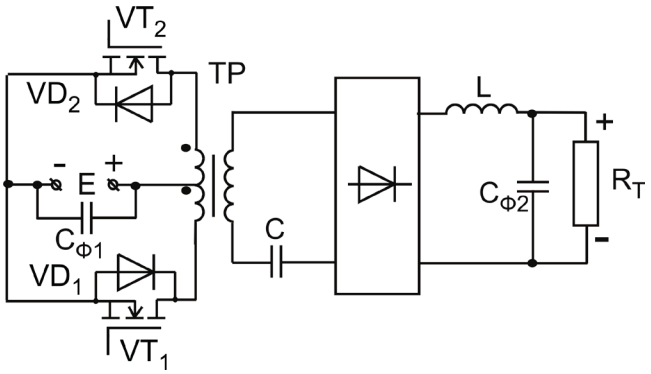
транзисторите, необходима за отстраняване на отвесните токове. Тази пауза не трябва да превишава $\omega_0 t_2 \le 2\sqrt{(E/I_2 Z_0)^2 - 1}$, с което се гарантира непълен разряд на резонансния кондензатор. В противен случай кондензаторът ще работи в режим с променлив ток и големи пулсации на напрежението върху него, а стойността на изходното напрежение ще се намали.

Максималната стойност на тока на диодите и транзисторите с отчитане на коефициента на трансформация, се определя с израза

$$I_{VT\ MAX} = I_{VD\ MAX}/n = I_2[1+\sqrt{1+(\omega_0 t_2/2)^2}]/n \qquad (3.61)$$

3.13.6.ДВУТАКТЕН ГЛАВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН РЕЗОНАНСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

Резонансният кръг на пеобразувателя от фиг. 3.34 е включен последователно на вторичната намотка на трансформатора и изглаждащия дросел [29,34]. Основните времедиаграми са представени на фиг. 3.35. Енергията в товара се предава през полупериода на резонансния процес (интервала 0÷π от фиг. 3.35), а регулирането на изходното напрежение се осъществява с изменение на управляващата честота.

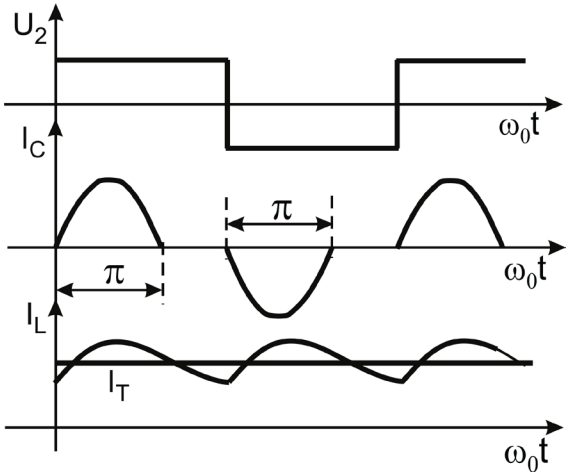


Фиг. 3.34. *Двутактен резонансен ППН.*

В края на такта на преобразуване, напреженията на кондензатора и на вторичната намотка имат равни стойности и противоположни знаци. Токът на дросела се затваря през товара и изправителните диоди. В първичната намотка, през отпушения транзистор протича намагнитващия ток на трансформатора, стойността на който определя загубите при изключване.

Двата транзистора работят по един полупериод и формират върху трансформатора променливо напрежение. В началото на полупериода към изходния филтър се прилага удвоеното напрежение на вторичната намотка. Токът на кондензатора мигновено се изравнява с тока на дросела. Скоростта на нарастване на тока в първичната намотка се ограничава от индуктивността на разсейване на трансформатора. След отпушването на съответните диоди от изправителя, започва резонансен процес между кондензатора C и дросела L, при което кондензаторът се презарежда до напрежение, равно на вторичната намотка на трансформатора. Токът на кондензатора плавно

намалява до нула и паралелно с това токът на транзистора също намалява до тока на намагнитване на трансформатора. След пълното презареждане на кондензатора С, през съответните диоди от токоизправителя се осигурява верига на тока на дросела към товара. Представеният цикъл на работа се повтаря през следващите полупериоди. Включването на транзистора, подобно на изключването, е с малки загуби, определени също от намагнитващия ток. Максималната работна честота, при която все още е възможен режим с комутация при нулев ток, не трябва да превишава резонансната честота на LC – веригата $f_K < 1/2\pi\sqrt{LC}$.



Фиг. 3.35. *Напрежение на изхода на трансформатора и токове през резонансния кондензатор и дросела L.*

Областта на приложение на разгледаната схема е в зарядните устройства със стабилизирано напрежение. В този случай се допуска да се работи с прекъснат ток на дросела, което е предпоставка да се намалят габаритите на преобразувателя.

3.14. ПОСТОЯННОТОКОВИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ С ДОЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА

Методът на дозиране на енергията (ДЕ) е използван от редица автори [9,24], както в променливотоковите, така и в постояннотоковите захранващи източници. Товарите на посочените преобразуватели се характеризират със силно променливи параметри, изменящи се от празен ход до късо съединение. Във връзка с това, преобразувателите трябва да имат специфични характеристики – от една страна да ограничат и поддържат изходния ток и от друга – да осигурят динамичното подаване на мощност към товара.

Стабилна работа на преобразувателите на постоянно напрежение (ППН) се получава при изпълнение на следното условие:

$$k_Y = (dU_T / dI_T - dU / dI) > 0 \ , \qquad (3.62)$$

където k_Y е коефициент на устойчивост на системата, dU_T / dI_T и dU / dI - са динамично съпротивление съответно на товара и на ППН.

Постояннотоковите преобразуватели с ДЕ притежават следните по-важни предимства:

1) Широкодиапазонност по отношение на товарните параметри и мощност;

2) Добри регулировъчни характеристики при удовлетворителни за практиката диапазон и чувствителност;

3) С увеличаване на дълбочината на регулиране се запазват условията за устойчива и оптимална комутация на транзисторите, т.е превключването е при нулев ток и/или нулево напрежение;

4) Добра електромагнитна съвместимост със захранващата мрежа.

Известни са значителен брой схеми на ППН с ДЕ. Отличителна тяхна черта е наличието на дозиращ кондензатор, включен последователно в товарната верига, през интервала на консумиране на енергия от захранващия източник. Всички те осигуряват ограничение (дозиране) на енергията, предавана в товара, надеждна работа при товари, изменящи се от празен ход до късо съединение и висока комутационна устойчивост в динамичните режими.

В табл.3.2 са представени основните схеми и съответните им времедиаграми, илюстриращи принципа на ДЕ. Вижда се, че напрежението на дозиращия кондензатор се фиксира винаги до стойността на захранващото. Следователно, при неизменна работна честота мощността, отдавана в товара, ще бъде винаги една и съща. За схемите с комбиниран презаряд, т.к. дозиращият кондензатор се презарежда не само от товарния ток, но и от тока на комутиращите вериги, в израза за мощността участва коефициент **к**, по-малък от 1 и зависещ от параметрите на товара.

В зависимост от експлоатационните характеристики, схемите на преобразуватели с ДЕ могат да се систематизират в следните групи:

1) По начина на презареждане на дозиращия кондензатор - комбинирано или от тока на товара;

2) По принципа на регулиране на изходното напрежение: честотно-импулсни, широчинно-импулсни и амплитудно-широчинно-импулсни;

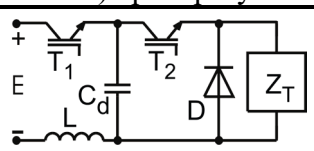
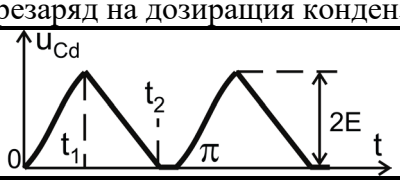
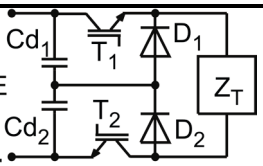
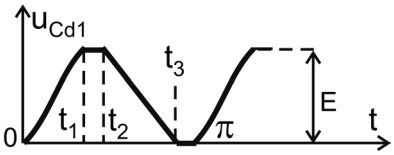
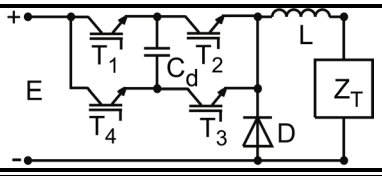
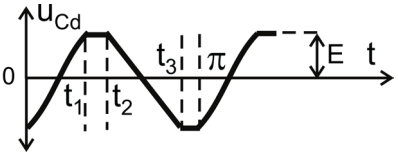
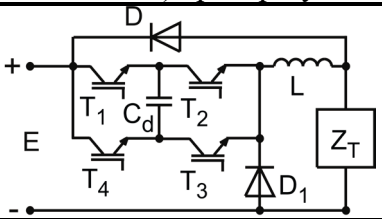
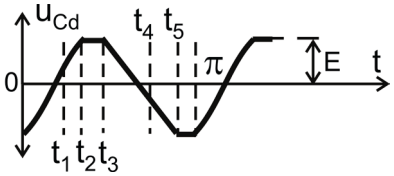
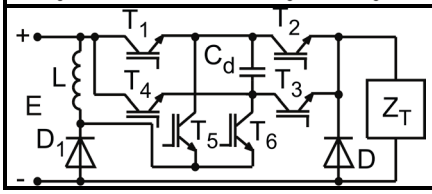
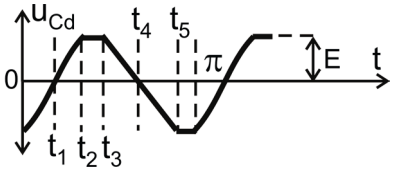
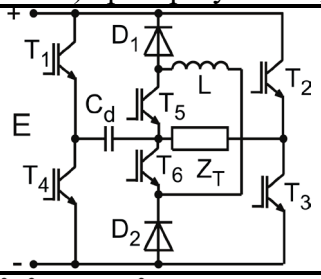
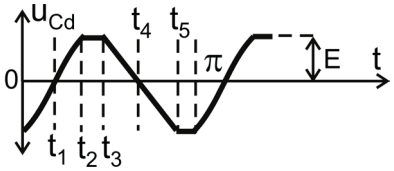
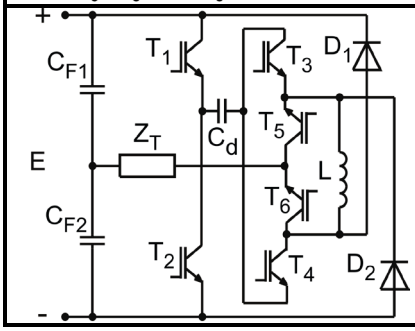
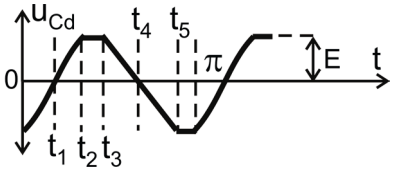
3) По наличието на подготвителен презаряд на кондензатора;

4) По количеството на изходните импулси за един период по работната честота – еднотактни и двутактни схеми.

Сравнителният анализ на резултатите от проведените изследвания [9,40], дават възможност да се формулират следните препоръки при използването на представените в табл.3.2 ППН с ДЕ:

• при липса на изисквания към пулсациите на товарния ток е целесъобразно да се използуват схемите от група 1). Тези преобразуватели, благодарение липсата на допълнителна верига за протичане на товарния ток, притежават по-висок КПД в сравнение с останалите схеми. При наличие на повишени изисквания към нивото на пулсации, диапазонът на изменение на изходните ток и напрежение на товара трябва да е минимален;

Табл. 3.2. *Основни схеми на ППН с ДЕ.*

Схемен вариант	Принцип на ДЕ	Токови вериги
1)Преобразуватели с презаряд на дозиращия кондензатор от тока на товара		
		$0 \div t_1$ T_1 $t_1 \div t_2$ T_2 $t_2 \div \pi$ D $\mathbf{P=E^2C_df}$
		$0 \div t_1$ T_2, D_1 $t_1 \div t_2$ D_2, D_1 $t_2 \div t_3$ T_1, D_2 $t_3 \div \pi$ D_1, D_2 $\mathbf{P=E^2C_df}$
		$0 \div t_1$ T_1, T_3 $t_1 \div t_2$ D $t_2 \div t_3$ T_2, T_4 $t_3 \div \pi$ D $\mathbf{P=E^2C_df}$
2)Преобразуватели с комбиниран презаряд на дозиращия кондензатор		
		$0 \div t_1$ T_1, T_3, D $t_1 \div t_2$ T_1, T_3 $t_2 \div t_3$ D_1 $t_3 \div t_4$ T_2, T_4, D $t_4 \div t_5$ T_2, T_4 $t_5 \div \pi$ D_1 $\mathbf{P=kE^2C_df}$
		$0 \div t_1$ T_1, T_6 $t_1 \div t_2$ T_1, T_3, T_6 $t_2 \div t_3$ D, D_1 $t_3 \div t_4$ T_4, T_5 $t_4 \div t_5$ T_2, T_4, T_5 $t_5 \div \pi$ D, D_1 $\mathbf{P=kE^2C_df}$
3)Преобразуватели, съвместяващи преобразуването и дозирането на енергията		
		$0 \div t_1$ T_1, T_6, D_1 $t_1 \div t_2$ T_1, T_3 $t_2 \div t_3$ D_1, D_2 $t_3 \div t_4$ T_4, T_5, D_2 $t_4 \div t_5$ T_2, T_4 $t_5 \div \pi$ D_1, D_2 $\mathbf{P=kE^2C_df}$
		$0 \div t_1$ T_1,T_3,D_1 $t_1 \div t_2$ T_1,T_3,T_6 $t_2 \div t_3$ T_6, D_2 $t_3 \div t_4$ T_2, T_4, D_2 $t_4 \div t_5$ T_2, T_4, T_5 $t_5 \div \pi$ D_1, T_5 $\mathbf{P=kE^2C_df}$

• при необходимост от поддържане на малки пулсации на изходния ток, при широк диапазон на регулиране, се използуват схемите с комбини-

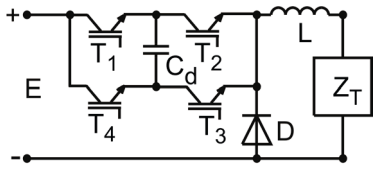
ран презаряд на дозиращия кондензатор. Теоретично те нямат ограничения в регулировъчната характеристика;

•ППН, съвместяващи дозирането и преобразуването на енергията, заемат междинно място в сравнение с разгледаните схеми. За запазване на малки пулсации на изходния ток, при диапазон на регулиране К>3, е необходимо съществено увеличаване на комутиращата индуктивност.

Дозиращото устройство в представените ППН с ДЕ е кондензатор, предвид на голямата му енергозапасеност и лесна реализация. Възможно е също, използуването на индуктивност или индуктивно-капацитетна верига, настроена на определена честота.

3.14.1. ДВУТАКТЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ДОЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА

Схемната реализация на двутактен ППН с ДЕ е представена на фиг.3.36 [7]. По същество, това е един класически транзисторно-кондензаторен преобразувател, съставен от транзистори T_1-T_4 и кондензатор C_d.



Фиг. 3.36. *Двутактен ППН с ДЕ.*

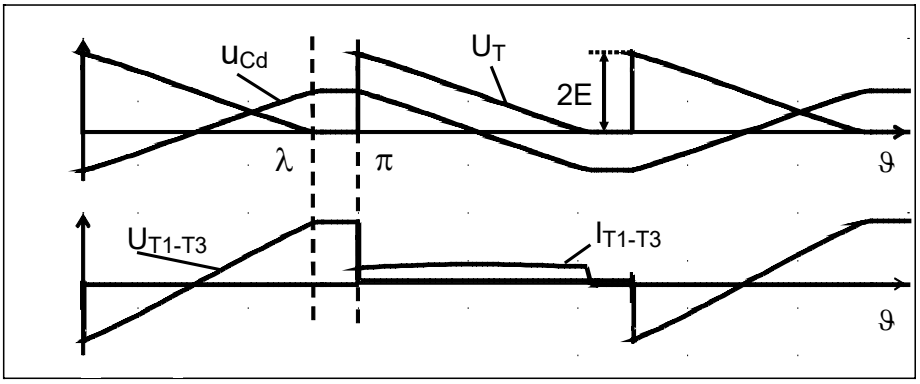
От известните режими на работа [7,9,50], най-добри регулировъчни и дозиращи възможности притежава режимът на последователната кондензаторна комутация, илюстриран с времедиаграмите на фиг. 3.37. Отпушващи импулси се подават едновременно към транзисторите T_1, T_3 и T_2,T_4, в резултат на което входният ток протича през кондензатора C_d и го презарежда с времеконстанта, определяща се от стойността на капацитета му и еквивалентното активно съпротивление на товарното устройство. Напрежението, до което се зарежда кондензатора C_d , при работа на съответните двойки транзистори, по абсолютна стойност е равно на напрежението на изправителя, като се фиксира до тази стойност с отпушването на диода D в момента λ. В зависимост от това дали процесът е апериодичен или колебателен, напрежението на презаряд на кондензатора е с линейна или косинусоидална форма.

Средната стойност на фактическото товарно напрежение в интервала на презаряд 0 - λ и за един полупериод на работната честота се определя съответно със следните изрази:

а) в случай на линейни фронтове на презаряд:

$$0-\lambda \quad U_T = (1/\lambda)\int_0^{\lambda}(2E - 2E\omega t/\lambda)d\omega t = E \tag{3.63}$$

$$0-\pi \quad U_T = E\lambda/\pi \ ; \tag{3.64}$$



Фиг. 3.37. *Времедиаграми на двутактен ППН с ДЕ.*

б) в случай на косинусоидални фронтове на презаряд:

$$0-\lambda\; U_T = (1/\lambda)\int_0^{\lambda}(E + E\cos\omega t)d\omega t = E(1+\sin\lambda/\lambda) \quad . \qquad (3.65)$$

Изразът $(\sin\lambda)/\lambda$ има следните стойности при $\lambda = 0$ и $\lambda = \pi$:

$$\lim_{\lambda\to\pi}(\sin\lambda)/\lambda = 0 \quad \text{, т.е. } U_{T(0-\lambda)} = E \qquad (3.66)$$

$$\lim_{\lambda\to 0}(\sin\lambda)/\lambda = 1 \quad \text{, т.е. } U_{T(0-\lambda)} = 2E \qquad (3.67)$$

Технически целесъобразни са стойностите на λ, намиращи се в интервала π/2 - π, при които динамичните натоварвания на активните и пасивните елементи са по-малки. Режимът на работа при $\lambda \to 0$ няма практически смисъл и затова може да се приеме, че при презаряд на кондензатора (от –Е до +Е), средната стойност на фактическото захранващо напрежение на ППН се определя с израза:

$$U_T = \lambda E/\pi \qquad (3.68)$$

В зависимост от съотношението между времеконстантата на презаряд $\tau = R_E C_d$, определена от капацитета на кондензатора C_d и еквивалентното активно съпротивление на товара по постоянен ток R_E и честотата f_d на превключване на транзисторите T_1,T_3 и T_2, T_4, са възможни следните режими на работа:

1)Граничен режим

Осъществява се при $\tau = T_Y/2$. Този режим се характеризира с това, че постоянното напрежение U_T, подавано към товара за преобразуване, е най-голямо и е равно на захранващото Е. Това е очевидно от (3.68) при замяната на λ с π. За отбелязване е също, че диодът D не работи.

2)Режим на прекъснат ток.

Осъществява се при $\tau < T_Y/2$. Напрежението, до което се зарежда кондензатора C_d, по абсолютна стойност е винаги равно на захранващото напрежение и се фиксира до тази стойност от обратния диод D. Тогава U_T<E и ще се определя с израза (3.68).

3)Режим на непрекъснат ток.

Осъществява се при $\tau > T_Y / 2$. При режима на непрекъснат ток, вследствие увеличаването стойностите на R_E и C_d или намаляването на f_d, кондензаторът C_d не може да се зареди до захранващото напрежение. Характерна черта на този режим е, че работещата двойка транзистори не се изключва естествено, а след включването на другата двойка, т.е. налице е паралелна комутация.

От гледна точка на експлоатационните характеристики съществуват следните режими на работа на дозиращото устройство.

1)Режим на стабилизиране на мощността

Режимът на стабилизиране на мощността се състои в това, че енергията, предавана към товара, е точно определена от стойността на напрежението на презаряд на кондензатора C_d и капацитета му, честотата на превключване на транзисторите T_1,T_3 и T_2, T_4 и се изчислява с израза:

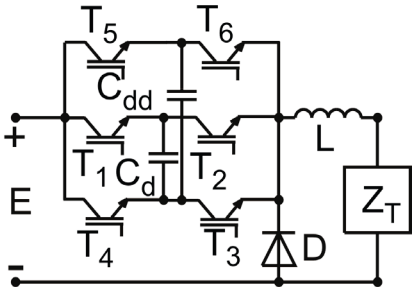
$$P = 4C_d E^2 f_d = U_T I_T \ , \qquad (3.69)$$

където U_T и I_T са товарните напрежение и ток .

Както се вижда от (3.69), мощността отдавана в товара, не зависи от стойността на товарното съпротивление и изменението му. В зависимост от момента на отпушване на диода D (момента λ), се получават различни напрежения върху товара. В този смисъл ППН е еквивалентен на дозатор на мощността, а кондензаторът C_d – на дозиращ елемент.

2)Режим на регулиране на мощността

От израза (3.69) се вижда, че с промяната на капацитета на кондензатора C_d или работната честота f_d, може да се задава или изменя нивото на мощността на ППН. Технически по-целесъобразно е регулирането чрез f_d.



Фиг. 3.38. *Двутактен ППН с допълнителни елементи за регулиране на мощността.*

В редица приложения се изисква дълбоко регулиране на изходната мощност. Чрез подходящата комбинация между стойностите на честотата f_d и кондензатора C_d, може да се намали мощността, отдавана в товара спрямо номиналната P_H до $0{,}1P_H$. С въвеждането на допълнителния кондензатор C_{dd}, както е показано на фиг.3.38, със значително по-малък капацитет от основния кондензатор C_d и маломощните транзистори T_5 и T_6,

работещи по известния алгоритъм със T_3 и T_4, в значителна степен се улеснява дълбокото регулиране на мощността на ППН.

3)Защита на АИ

Дозиращото устройство (ДУ) осигурява естествена защита при работни и аварийни режими поради факта, че подаваната към товара енергия не превишава зададената чрез кондензатора C_d стойност. При спиране на управляващите импулси към транзисторите T_1-T_4, в рамките на един полупериод на работната честота f_d, се прекратява товарния ток. В този смисъл ДУ изпълнява функцията и на бързодействаща защита.

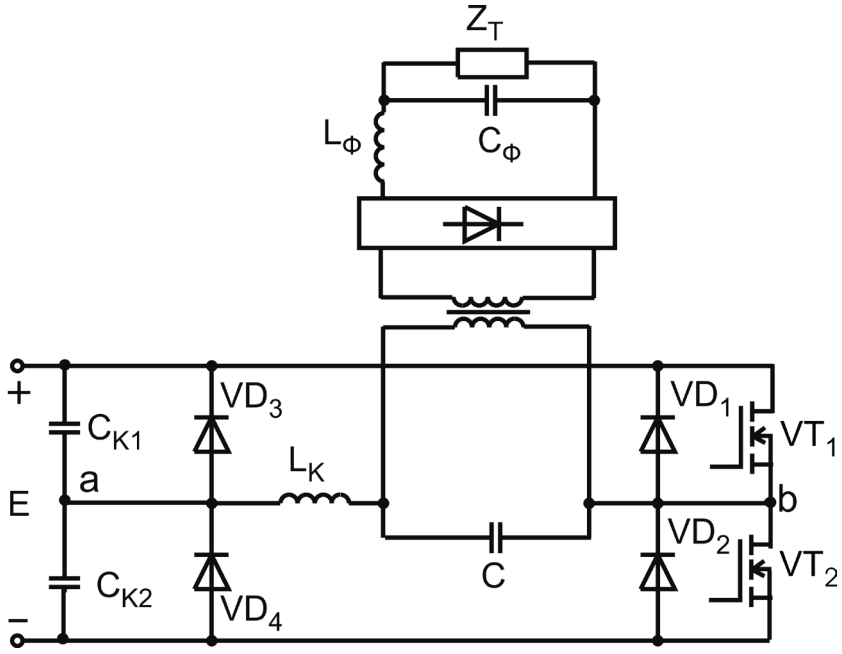
Обобщавайки казаното до тук, относно експлоатационните и динамични характеристики на ППН с ДЕ, може да се каже, че са налице както всички положителни качества на схемите с импулсно-фазово регулиране и постояннотоков регулатор, така и допълнително възможностите за самоподдържане на постоянна мощност, независимо от промяната на товарните параметри.

3.14.2.ПОЛУМОСТОВ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ДОЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА

Основният принцип, от който се изхожда при създаването на технически целесъобразни схеми, реализиращи метода на ДЕ, е следният – схемните елементи на ППН да изпълняват едновременно функциите по преобразуването и по дозирането на енергията. Тези схеми притежават високочестотен блок, който формира динамичните характеристики на преобразувателя. Наред с това се създават условия за намаляване габаритите и възможност за използване на високочестотен трансформатор за галванично разделяне. Пример в това отношение е полумостовият преобразувател с обратни диоди (ОД) на транзисторите и комутиращите кондензатори, представен на фиг. 3.39. Диодите VD_3 и VD_4, заедно с комутиращите кондензатори C_{K1} и C_{K2}, образуват в неявен вид дозиращото енергията устройство. Наред с получаването на положителни качества, идващи от ефекта на ДЕ, допълнително чрез ОД VD_1 и VD_2 се фиксира напрежението на транзисторите до захранващото. С помощта на ОД VD_3 и VD_4 до същата стойност се фиксира напрежението на кондензаторите C_{K1} и C_{K2}.

Транзисторите получават управляващи импулси, дефазирани на 180 ^{0}ел. С продължителност π-φ_0 ($\varphi_0 \cong t_{ON}+t_{OFF}$ – пауза между управляващите импулси, определяща се от t_{ON} и t_{OFF} на избрания транзистор). При отпушване на VT_1 напреженията на кондензаторите C_{K1} и C_{K2} започват да се променят съответно до 0 и захранващото напрежение E, фиксирани чрез отпушване на диода VD_3 в момента ϑ_d (фиг.3.40). В края на този интервал завършва процеса на ДЕ, т.е. на консумиране на енергия от захранващия източник. До края на полупериода VT_1 и VD_3 работят едновременно и се осъществява късо съединение на веригата a-b през плюсовата шина.

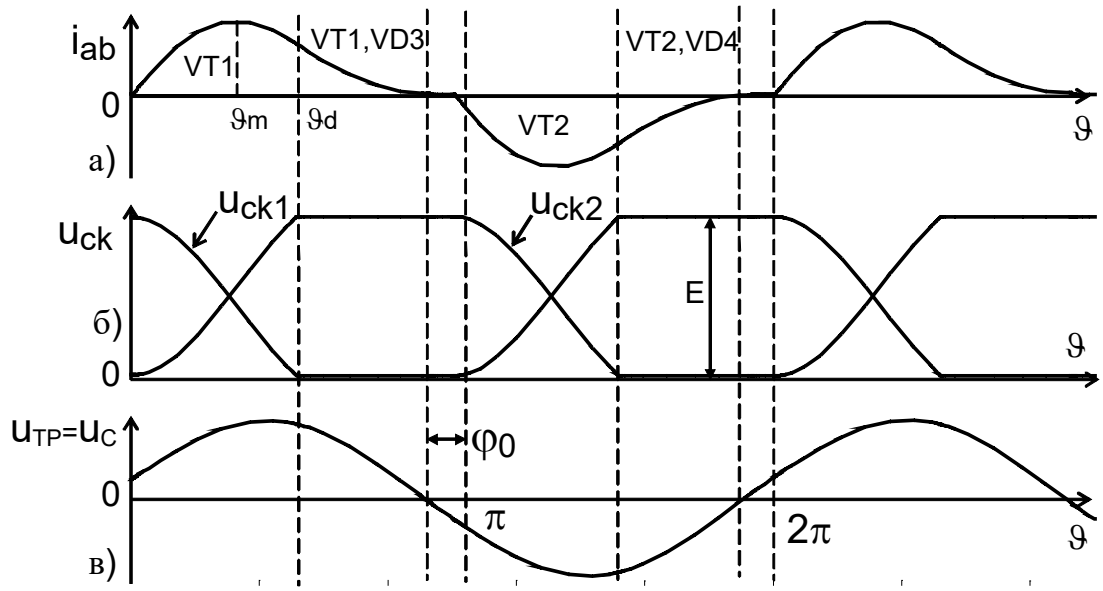
Електромагнитните процеси се развиват на по-ниско енергийно ниво, предопределено от изолирането на захранващия източник. От момента π-φ_0 до края на полупериода, токът през веригата a-b е равен на нула.



Фиг. 3.39. *Полумостов ППН с ДЕ.*

През втория полупериод токовия импулс се формира от тока на едновременно работещите VT_2 и VD_4, като в края на този интервал, стойността му е отново равна на нула. Сега кондензаторът C_{K2} се разрежда до нула, а C_{K1} се зарежда до напрежение, равно на E. В интервала на съвместната работа на VT_2 и VD_4, който започва след заряда на C_{K2}, веригата a-b е дадена накъсо през VT_2,VD_4 и минусовата шина. Става ясно че, кондензаторите C_{K1} и C_{K2} се зареждат винаги до напрежението E на захранващия източник и се разреждат до нула. През интервалите на съвместна работа на транзистор и диод, тяхното напрежение е неизменно и съответно равно на нула или на E. Променливото напрежение, получено върху високочестотния трансформатор, се изправя, филтрира и подава към товара Z_T.

Разновидност на този преобразувател е схемата от фиг. 3.41. Тя има един комутиращ кондензатор със стойност, равна на $C_K=C_{K1}+C_{K2}$ и алгоритъм на работа, аналогичен на схемата от фиг. 6.4. Като съществено различие може да се отбележи факта, че в работен режим кондензаторът C_K се презарежда до напрежение -E/2 до +E/2.



Фиг.3.40. *Времедиаграми на полумостов ППН с ДЕ.*

Поддържането на постоянна мощност в товара се дължи на обстоятелството, че енергията от захранващия източник се консумира винаги през комутиращите кондензатори C_{K1} и C_{K2}, напрежението на които се фиксира до захранващото E, чрез отпушване на диодите VD_3 и VD_4. Енергията W и респективно мощността P, която се консумира от товара, се определят чрез следните изрази:

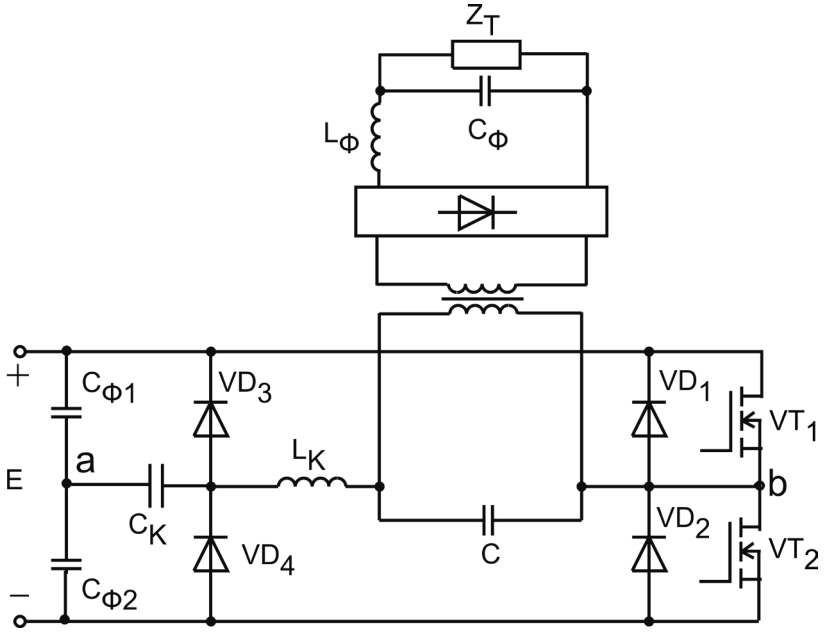
$$W = (C_{K1} + C_{K2})E^2 = const \qquad P = (C_{K1} + C_{K2})E^2 f = const\,, \qquad (3.70)$$

т.е. при неизменни работна честота -f, захранващото напрежение -E и капацитет на кондензаторите C_{K1},C_{K2}, мощността, отдавана в товара не зависи от параметрите му. Този вътрешен автоматизъм на ППН го прави много гъвкав в качеството му на източник на регулируемо и стабилизирано постоянно напрежение.

Надеждната работа на преобразувателя се определя от условията, при които превключват транзисторите. Най-благоприятен е режимът комутация при нулев ток (КНТ). Приемайки този режим за основен (може условно да бъде наречен номинален), при изменение на товара се наблюдават различни по характер промени в стойностите на токовете и напреженията.

1)При намаляване на товарните параметри Z_T, токът на транзисторите при изключването му чрез управляващите импулси, е различен от нула и се създават условия за включване на обратния диод на неработещия транзистор. Това води до връщане на енергия в захранващия източник и, респективно, до частичното намаляване мощността на ППН в разглеждания полупериод. С увеличаване на работната честота, с цел компенсиране на

индуктивната разстройка, се получава и ефект на намаляване (и даже на ликвидиране) тока на изключване на транзисторите.



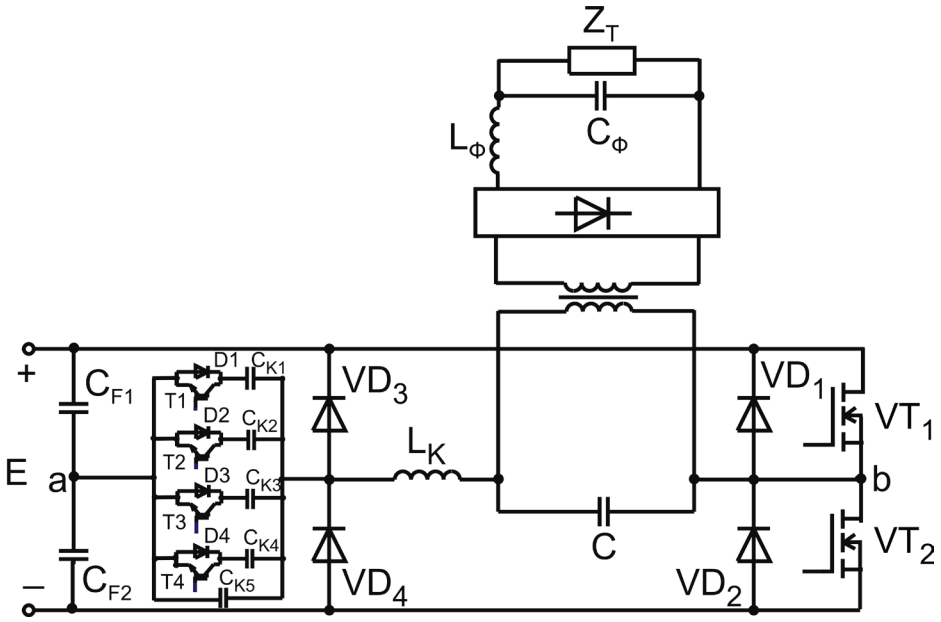
Фиг. 3.41. *Полумостов ППН с ДЕ и един комутиращ кондензатор.*

2)При увеличаване на товарните параметри Z_T, токът на транзисторите естествено става равен на нула, преди прекратяването на управляващия импулс. С намаляване на управляващата честота и двата тока на транзисторите на включване и изключване, стават отново равни на нула. Мощността, както и в предния случай, ще претърпи малка корекция, което е незначително в сравнение с ефекта от облекчения режим на комутация на транзисторите. В някои случаи описаното явление е причина за намаляване на напрежението, до което се зареждат кондензаторите C_{K1} и C_{K2} до стойности, по-малки от захранващото напрежение и с това за нарушаване дозиращите свойства на ППН.

3)Друг характерен случай се наблюдава при изменение на работната честота, с цел промяна мощностното ниво на ППН. В съответствие с израза (3.70) мощността се изменя пропорционално на честотата, но заедно с това се изменят еквивалентните параметри на товарна верига. Създават се условия в работата на ППН да участват и ОД на транзисторите. Връщането чрез тях на енергия в захранващия източник е допълнителен фактор, увеличаващ чувствителността при регулиране на мощността на транзисторите.

Необходимо е да се отбележи още, че при промяна на капацитета на дозиращия кондензатор, мощността се изменя пропорционално в съответствие с (3.70). Това качество е технически лесно реализуемо и се използва за точното задаване на мощностното ниво в товара. На фиг. 3.42 е представен вариант, при който капацитетът на дозиращия кондензатор се изменя чрез електронни ключове [9,50]. С подбора на кондензаторите C_{K1}-C_{K4} мо-

же да се регулира мощността от 10% - 100% без да се променя съществено режима на работа на ППН.



Фиг. 3.42. *Полумостов ППН с ДЕ и електронни ключове за регулиране на мощността*

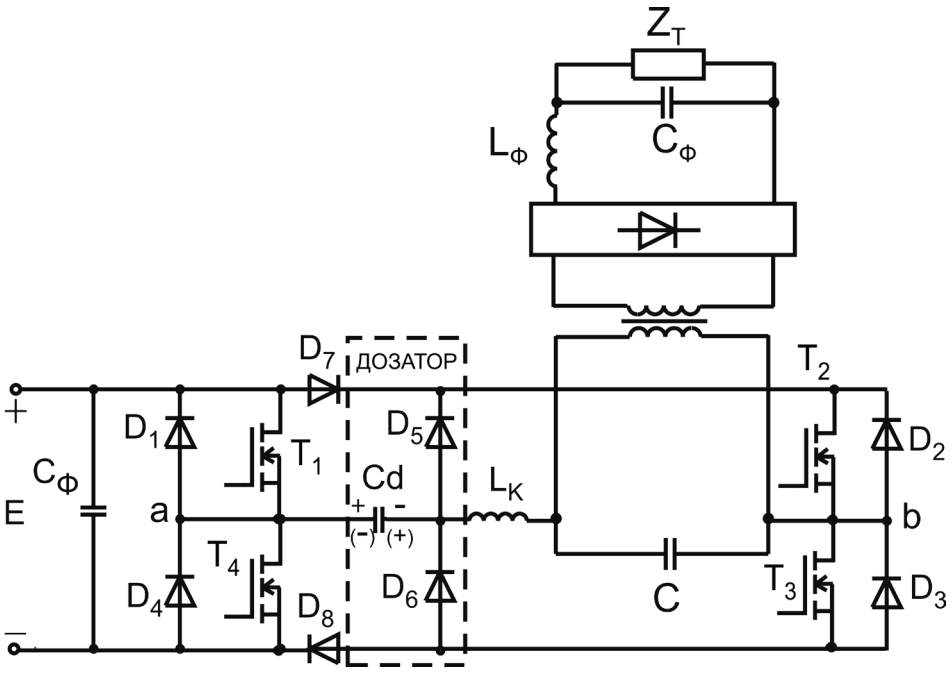
Съществува още една схемна възможност за запазване на номиналната мощност при промяна на товарните параметри, без корекция на работната честота. Това е в случай, когато ОД на транзисторите липсват. Ефектът на стабилизация при посочената схема се получава в следствие обстоятелството, че се избягва повторния презаряд на дозиращите кондензатори C_{K1} и C_{K2} и връщането на енергия в захранващия източник.

3.14.3.МОСТОВ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ДОЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА

Мостовият ППН с ДЕ е приложим в случаите, когато се изискват по-високи товарни напрежения, при едно и също захранващо напрежение, в сравнение с полумостовия вариант. На фиг. 3.43 е представена схемата на мостов ППН с ДЕ [7,9,17]. Той има последователно паралелно верига и съдържа още и диодите D_5, D_6, както и D_7, D_8. Начинът му на действие е аналогичен с този, на полумостовия ППН с ДЕ. Последователния кондензатор C_K се зарежда винаги до напрежение, равно на захранващото E, с поляритет указан без скоби, когато работят транзисторите T_1 и T_3 и в скоби, когато са включени T_2 и T_4.

В момента на изравняване на напреженията U_{Cd} и E, се отпушват диодите D_6 или D_5 и се осъществява късо съединение на веригата a-b (кондензаторът C_d и постояннотоковият източник не вземат участие), съответно през T_3 и минусовата шина в първия полупериод и през T_2 и плюсовата шина - във втория. Спомагателните диоди D_7 и D_8 предотвратяват късото

съединение на кондензатора C_d през транзистор и диод съответно T_1 и D_5 или T_4 и D_6. Съществува възможност за замяна на диодите D_7 и D_8 с транзистор и обратен диод. Тогава, в съответствие с начина на управление, може да се променя работния режим на ППН.



Фиг. 3.43. *Мостов ППН с ДЕ.*

Енергията W, натрупана в кондензатора C_K и мощността P, предавана чрез него от захранващия източник в товара, могат да се изразят със следните съотношения:

$$W = 4C_d E^2 = const \qquad P = 4C_d E^2 f = \frac{U_{Tm}^2 \cos\varphi_T^2}{2R_T} = const \qquad (3.71)$$

Дозиращите свойства и режимите на работа на транзисторите в мостовия и полумостовия ППН са идентични. Разлика има само в напреженията върху товара и комутиращите кондензатори. При мостовия вариант те са два пъти по-големи, а съответните им токове два пъти по-малки.

Мостовият и полумостовият ППН с ДЕ имат обща диалектическа основа, от където следва еднакъв подход при разглеждането, проектирането и анализа на електромагнитните процеси. Необходимо е също да се отбележи, че разсъжденията и изводите, направени за полумостовия вариант при промяна на товара и липса на ОД върху транзисторите, са валидни и за мостовата схема.

ГЛАВА 4
РЕЗОНАНСНИ ИНВЕРТОРИ

4.1. ОБЩИ СЪОБРАЖЕНИЯ. КЛАСИФИКАЦИЯ

В определението и действието на резонансните инвертори (РИ) са характерни следните особености: 1) Преобразуват постоянното напрежение в променливо с честота съответстваща на технологичното приложение; 2) Токът и напрежението на товара имат почти синусоидална форма. Това твърдение за напрежението може да се приеме безусловно, докато за тока на инвертора (И) - само по принцип; 3) Действителната форма на двете величини и особено, на тока, се определя от схемата на И и от параметрите на всички нейни елементи; 4) В схемата на И се развиват колебателни процеси с честота, близка до честотата на превключване на управляемите прибори.

Схемно-алгоритмичните варианти на РИ е по-голямо от това на автономните инвертори на ток (АИТ) и автономните инвертори на напрежение (АИН), поради голямото разнообразие на използваните резонансни променливо токови вериги. Редица обстоятелства, свързани предимно с елементната база и необходимостта от по-високи работни честоти, очертаха и по-динамичното им развитие в настоящия момент и в бъдеще.

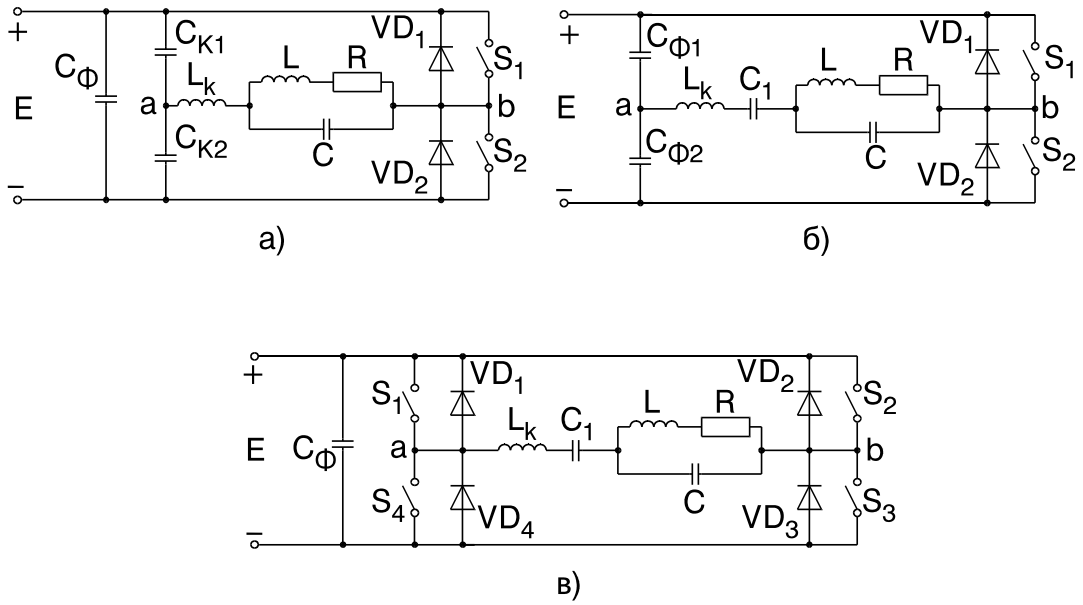
При класификацията на РИ, най-напред се отбелязва разделянето им на две групи: 1) РИ без обратни диоди (ОД) и 2) РИ с ОД. РИ без ОД по схеми и начин на действие са същите, както АИТ. Разликата е в това, че параметрите на схемните елементи са подбрани така, че обуславят колебателен процес с такава честота на собствените колебания, при която токът през прибора (двойката прибори) става равен на нула в края или преди края на полупериода – граничен режим (ГР) или режим на прекъснат ток (РПТ).

РИ с ОД имат съществени особености в схемите и в начина на действие, притежават по-добри енергетични параметри и затова намират по-голямо приложение.

Схемите на РИ с ОД, представени на фиг.4.1, са главно полумостови и мостови. Срещат се, но по-рядко, и РИ с ОД по схемата със средна точка на трансформатора.

Схемата на фиг. 4.1,а е полумостова с разделен комутиращ кондензатор, а тази на фиг. 4.1,б - полумостова с разделен захранващ източник.

РИ с ОД, като правило, се захранват от източник на напрежение, т.е. от акумулатор или от изправител, на изхода на който е включен кондензатор с относително голям капацитет и малко вътрешно съпротивление за високите честоти. Комутиращата индуктивност е въведена в променливотоковата верига (ПТВ) на И. Обратно на ключовите прибори (КП) са включени диоди. Ключовите прибори в РИ с ОД са, най-често, напълно управляеми - GTO, БТ, IGBT, MOSFET, SiC или GaN транзистори и др.п.



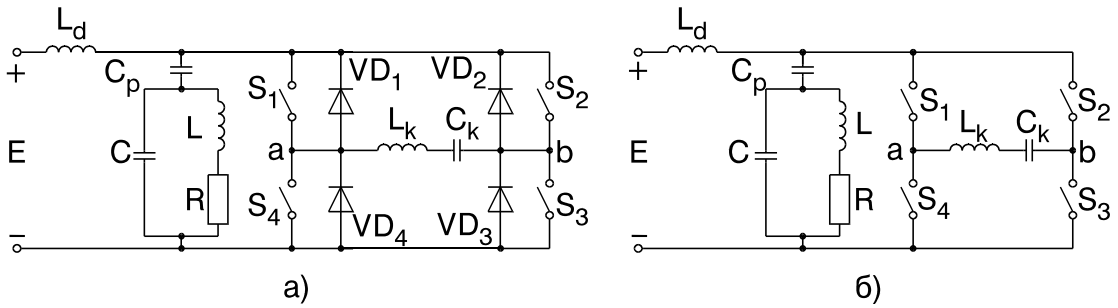
Фиг.4.1. *Полумостов и мостов резонансен инвертор.*

Системата за управление на РИ с ОД осигурява синхронното включване на двата транзистора от полумостовата схема или двата диагонала от мостовия вариант. Двете поредици импулси са дефазирани на 180^0 ел. с пауза между тях (най-често 0,1.π), предотвратяваща застъпването на транзистори от едно рамо на силовата схема.

Представените на фиг.4.1 РИ са от последователно-паралелен тип с товар във вид на трептящ кръг, но на практика променливотоковата им верига (извън индуктивността L_K) може да бъде изпълнена по много други схеми. Единственото изискване е тя да е с *R-C* характер.

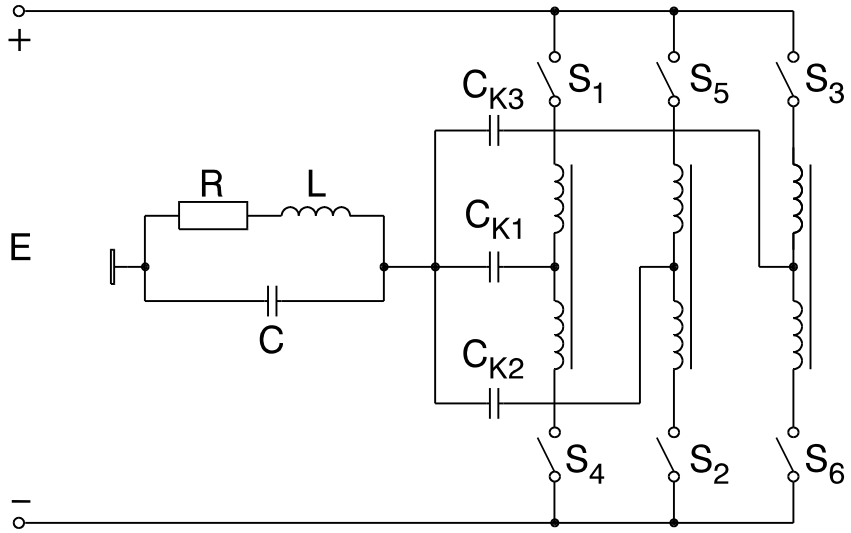
РИ с ОД биват еднофазни, както на фиг. 4.1, и трифазни, като последните от своя страна да са с нулев или без нулев проводник, а товарът им да е съединен в звезда или в триъгълник.

Продължавайки класификацията по вида на схемите, следва да се отбележат РИ с удвояване (умножаване) на честотата. Конкретно, в случаите на удвояване на честотата, схемите са с ОД (фиг. 4.2а) и без ОД (фиг. 4.2б).



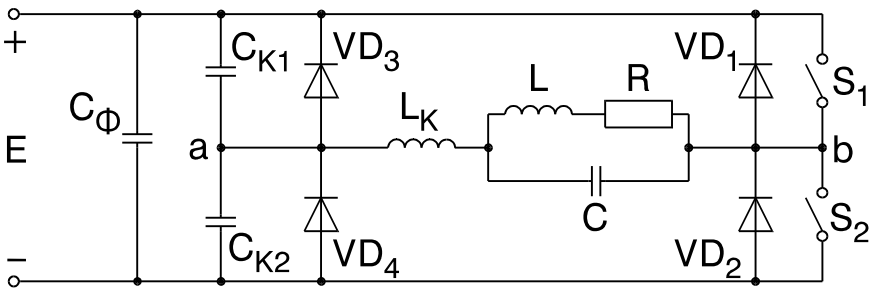
Фиг. 4.2. *РИ с ОД и удвояване на честотата.*

Предвид на подобрените честотни възможности на силовите полупроводникови прибори, интересът към схемите на РИ с повече от двукратно умножаване на честотата е намалял. Затова, те не се разглеждат, но на фиг. 4.3, все пак информативно, е приведена една от възможните схеми на РИ с утрояване на честотата.



Фиг. 4.3. *РИ с ОД и утрояване на честотата.*

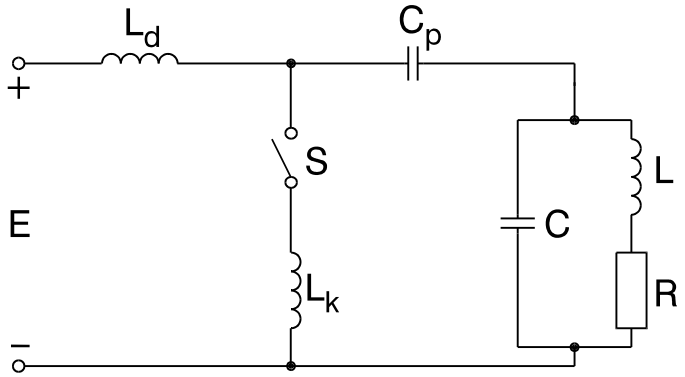
Допълнителни схемни разновидности на РИ се появяват от различните варианти на захранване - от източник на ток или от източник на напрежение, в комбинация със схемите без и с ОД, [14,16,17,20,35,46,60]. Специфичен вариант на РИ с ОД и захранване от източник на напрежение е полумостовата схема, показана на фиг.4.4, с допълнителни ОД, паралелно включени на разделения комутиращ кондензатор. Тази схема има уникалната способност да се самосъгласува с товарните параметри и е известна като РИ с дозиране на енергията [7,50].



Фиг. 4.4. *Полумостов РИ с дозиране на енергията.*

Наред с полумостовите и мостовите, известни са и РИ, изпълнени с един управляем прибор (едноключови РИ), развитието и приложението на които напоследък е твърде голямо. На фиг. 4.5 е показана една от известните схеми на едноключов РИ без ОД, която се среща и във вариант с ОД,

а също и като източник на затихващи колебания с ударно действие. [32,39,60].



Фиг. 4.5. *Едноключов РИ без ОД.*

Много добри описателни възможности предоставя класификацията на РИ с ОД по начина им на действие. По този признак могат да се обособят следните групи:

1) РИ с ОД, работещи в режим с естествено изключване на КП преди края на полупериода. В този режим КП имат нулев ток при изключване и ненулев ток при включване.

2) РИ с ОД, работещи в режим с принудително изключване на КП преди края на полупериода. В този случай КП имат нулев ток на включване и ненулев ток на изключване.

3) РИ с ОД, работещи в режим с естествено изключване преди края на полупериода, но токът на КП е равен на нула, както при включване, така и при изключване, аналогично на РИ без ОД в РПТ.

4) РИ с ОД, работещи в режим с широчинно регулиране (ШР) на захранващото напрежение и с принудително изключване на КП преди края на полупериода.

5) Същото, както в т.4, но с естествено изключване на КП преди края на полупериода. РИ от последните две групи, съгласно т.т. 4 и 5, могат да бъдат само мостови с отворен вход.

6) РИ, работещи в режим с удвояване (умножаване) на честотата. Токът на КП при тях е с нулева стойност в началото и в края на импулса. Характерните схеми от тази група са показани на фиг. 4.2.

7) Едноключови РИ. Групите, съгласно т.т. 6 и 7, са обособени едновременно по схемен и алгоритмичен признак.

В съответствие с изискванията за минимални комутационни загуби в управляемите прибори - предимно транзистори от различен тип, схемите и режимите на работа на РИ се коригират така, че КП да се включват и изключват при нулев ток, при нулево напрежение или при нулеви стойности и на двете величини.

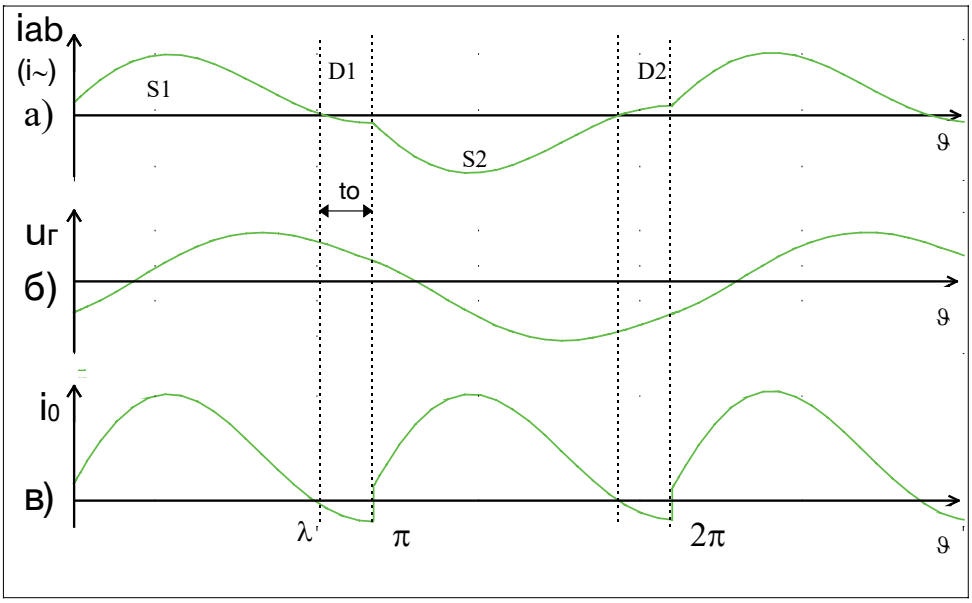
4.2. АЛГОРИТЪМ НА РАБОТА НА РИ

4.2.1. ПОЛУМОСТОВ РИ С ОД И РАЗДЕЛЕН КОМУТИРАЩ КОНДЕНЗАТОР В РЕЖИМ С ЕСТЕСТВЕНО ИЗКЛЮЧВАНЕ НА КП

Схемата на полумостов РИ с ОД е представена на фиг. 4.1а, а на фиг.4.6 - времедиаграмите на токовете и напреженията, характеризиращи и поясняващи неговата работа.

От системата за управление на И се подават противофазни управляващи импулси за ключови прибори (КП) S_1 и S_2. В първия полупериод е отпушен КП S_1 и ток протича по веригите: $+C_{k1}$ - S_1 - b - a - C_{k1}, като кондензаторът C_{k1} се разрежда; и $C_ф$ - S_1 - b - a - C_{k2} - $C_ф$, като кондензаторът C_{k2} се зарежда. Очевидно е, че във всеки момент от времето сумата от напреженията на комутиращите кондензатори C_{k1} и C_{k2} , трябва винаги да е равна на напрежението E на захранващия източник. Токът на ключа S_1, започвайки в установения режим от някаква начална стойност, равна на тока на срещулежащия диод VD_2 в края на неговия интервал на проводимост (в началото на полупериода), се развива по колебателен закон и става равен на нула преди края на полупериода, в момента $\vartheta=\lambda$. В интервала $t_0=\pi-\lambda$ токът в ПТВ сменя посоката си и се затваря по веригите: a - b - VD_1 - C_{k1} и съответно a - b - VD_1 - $+C_ф$ - $C_ф$ - C_{k2} -започва зареждането на C_{k1} и разреждането на C_{k2}. Във втория полупериод е включен КП S_2, като началният му ток е равен на тока през VD_1 в края на първия полупериод. След като в момента $2\pi-t_0$ естествено се изключи S_2, променливият ток във веригата a - b отново сменя своя знак и се затваря сега през диода VD_2 и C_{k2}, който започва да се зарежда, и през C_{k1}, който пък започва да се разрежда. По-нататък процесите се повтарят с включването през третия полупериод на КП S_1 и т.н. Както се вижда, всяка полувълна на променливия ток представлява сума от тока на КП и срещулежащия му обратен диод (например S_1 - VD_2 или S_2 - VD_1), като е с продължителност равна на полупериода на управлението на И. Може да се твърди, че благодарение на действието на ОД се е формирал ГР на работа на РИ, докато при липса на ОД, режимът на работа би бил на прекъснат ток.

В съответствие с разсъжденията за действието на И, лесно се възприема хода на времедиаграмите от фиг. 4.6: а) - на променливия ток във веригата a - b. Тази времедиаграма отразява също последователността на работа и токовете на КП и ОД; б) - на променливото напрежение $u_Г$ (между десния край на комутиращата индуктивност L_k и точката b); в) - на входния ток i_0, който е равен $i_0=i_{S1}-i_{D1}+i_{S2}-i_{D2}$, т.е. от захранващия източник се консумира ток в интервала на работа на КП, а в интервала t_0 на работа на ОД - се връща енергия в него. Затова, в случая РИ трябва да се захранва от източник на напрежение.



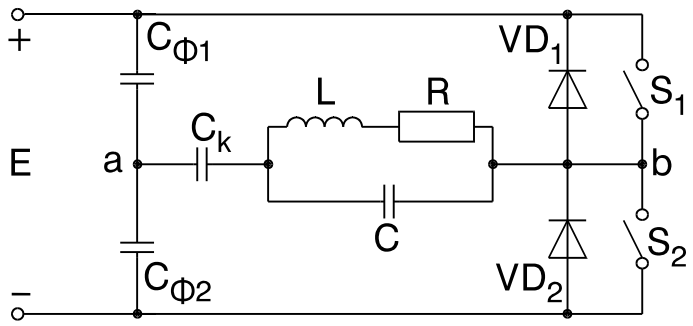
Фиг.4.6. *Времедиаграми на полумостов РИ с ОД в режим с естествена комутация.*

Следва да се отбележи, че токът на ОД в интервала t_0 може да се изменя и по друг закон, например, да стане равен на нула в края или преди края на полупериода. Тези режими, макар и възможни, не са целесъобразни и затова не се разглеждат. Необходимо е да се изтъкне още, че променливото напрежение $u_Г$ в РИ от този тип е в по-голяма степен синусоидално, отколкото в РИ без ОД в РПТ, докато токът явно не е синусоидален, толкова по-несинусоидален, колкото е по-голям интервала t_0.

Комутиращите кондензатори C_{k1} и C_{k2}, в процеса на работа на И, практически се оказват свързани паралелно, при което еквивалентната му схема придобива вида, показан на фиг.4.7, като $C_k = C_{k1} + C_{k2}$.

Това е така, защото филтровият кондензатор $C_ф$, теоретично с безкрайно голям капацитет, представлява нулево съпротивление при честотата на управление на И за зарядния ток на съответния комутиращ кондензатор. С други думи, освен в точката *a*, през кондензатора $C_ф$, в обща точка се свързват и другите два края на кондензаторите C_{k1} и C_{k2}.

На фиг.4.7 е представена схемата на полумостов РИ с ОД и разделен захранващ източник. Действието и времедиаграмите на полумостовия РИ с ОД и разделен захранващ източник са същите, както на разгледания РИ с разделен комутиращ кондензатор. Различията са само в това, че при РИ с разделен захранващ източник, напреженията *E/2* на кондензаторите $C_{ф1}$ и $C_{ф2}$, от които в отделните полупериоди се захранва И, са неизменни, докато в РИ с разделен комутиращ кондензатор, напреженията на C_{k1} и C_{k2} динамично се изменят във взаимно противоположни посоки със запазване на неизменна стойност на тяхната сума, равна $u_{ck1}+u_{ck2}=E$.



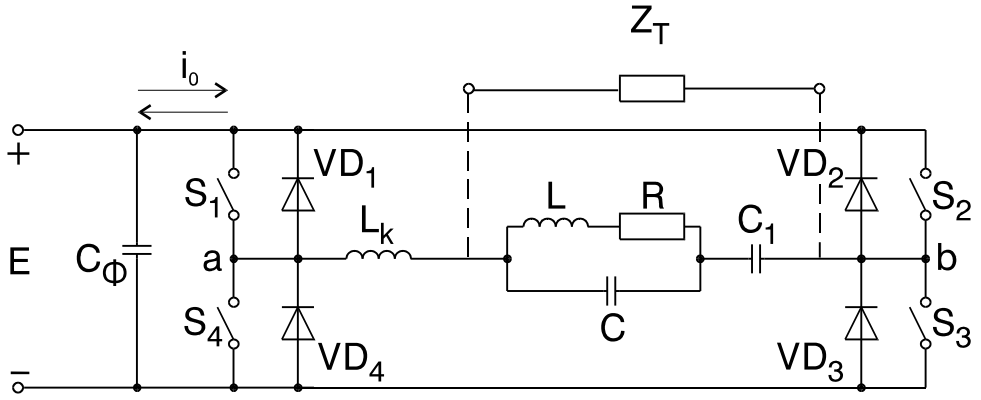
Фиг. 4.7. *РИ с ОД и разделен захранващ източник.*

Времедиаграмите от фиг.4.6 са справедливи и за мостовата схема (фиг. 4.1в), но управляващи импулси едновременно получават двойките КП, съответно S_1S_3 и S_2S_4. Също така, захранващото напрежение, вместо *E/2* за полумостовите схеми, трябва да се приеме равно на *E* за мостовата.

4.2.2. РИ С ОД В РЕЖИМ С ПРИНУДИТЕЛНО ИЗКЛЮЧВАНЕ НА КП

В т.4.2.1 беше показано, че действието и времедиаграмите на полумостовите и мостовите РИ с ОД, с несъществени изключения, са едни и същи. Затова и тук се разглежда предимно мостовата схема, предоставяща възможности за описание на по-голяма част от обособените групи РИ с ОД.

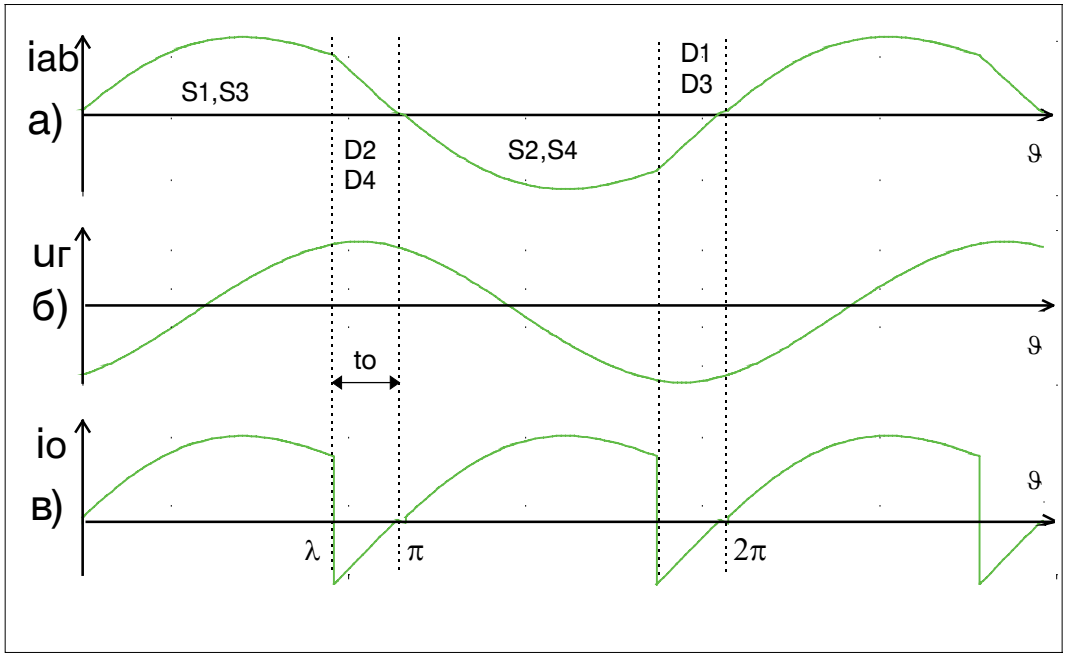
С риск за повторение, но за осигуряване на по-голяма близост на текста и графичните означения, мостовата схема на РИ с ОД е показана още веднъж на фиг. 4.8. Времедиаграмите на величините, характеризиращи работата на РИ в разглеждания режим, са представени на фиг. 4.9.



Фиг. 4.8. *Мостов РИ с ОД.*

В съответствие с времедиаграмите, в първия полупериод са включени КП S_1 и S_3. Ток протича по веригата $+C_ф$, S_1, *a* - *b*, S_3, - $C_ф$. В момента $\vartheta=\lambda$, КП S_1 и S_3 принудително се запушват чрез отнемане на управляващите им импулси. В интервала $t_0=\pi-\lambda$ токът, $i_{\sim}$ в ПТВ, запазвайки посоката си, се затваря през ОД VD_2 и VD_4 по веригата *a* - *b*, VD_2, $+C_ф$, $-C_ф$, VD_4 . Па-

раметрите на схемните елементи на И са избрани така, че в края на интервала t_0 (на полупериода) токът $i_{\sim}$ става равен на нула.



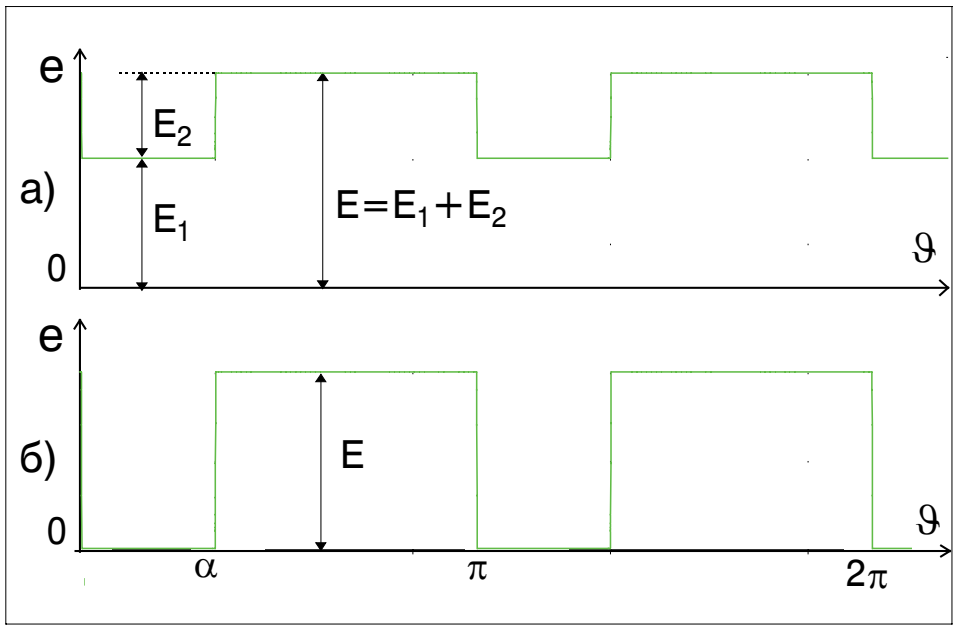
Фиг. 4.9. *Времедиаграми на мостов РИ с ОД в режим с принудителна комутация.*

Във втория полупериод са отпушени КП S_2 и S_4, при което токът $i_{\sim}$ протича във веригата a - b в обратна посока, спрямо този в първия полупериод. След принудителното запушване в момента $\vartheta=2\pi-t_0$ на КП S_2 и S_4, токът $i_{\sim}$ се затваря през ОД VD_1 и VD_3 и "насреща" през захранващия източник ($C_ф$), като в момента $\vartheta=2\pi$ става равен на нула. След това, в третия полупериод, отново ток провеждат КП S_1 и S_3. Така процесите в И циклично се повтарят с честота, равна на честотата на превключване на КП. В резултат от действието на КП и ОД се създава променлив ток $i_{\sim}$ с нулева стойност в началото и края на полупериода. При това, ОД не само осигуряват верига на тока $i_{\sim}$ след изключване на съответната двойка КП, но и ускоряват преминаването му през нулата от страната на задния фронт, т.е. ОД предизвикват ефект на "свиване" на тока $i_{\sim}$. По тази причина, променливият ток се получава с по-синусоидална форма на импулса, отколкото при липса на ОД, като и тук, както в РИ с естествено изключване на КП, се е формирал ГР на работа на И. По-синусоидалният ток осигурява напрежение $u_Г=u_{ZT}$, което е в още по-голяма степен синусоидално, отколкото в РИ с ОД, работещи в режим с друг начин на изключване на КП.

4.2.3. РИ С ОД, РАБОТЕЩИ В РЕЖИМ С ШИРОЧИННО РЕГУЛИРАНЕ НА ЗАХРАНВАЩОТО НАПРЕЖЕНИЕ

Автономни И от този тип са известни твърде отдавна [1,22,17,26,27,31,42,58]. Първите изследвания и реализации са направени въз основа на тиристорните инвертори. Идеята е да се преодолеят основните недостатъци на АИТ и РИ, заключаващи се в трудностите, свързани с регулирането на изходното им напрежение и съответно, на мощността.

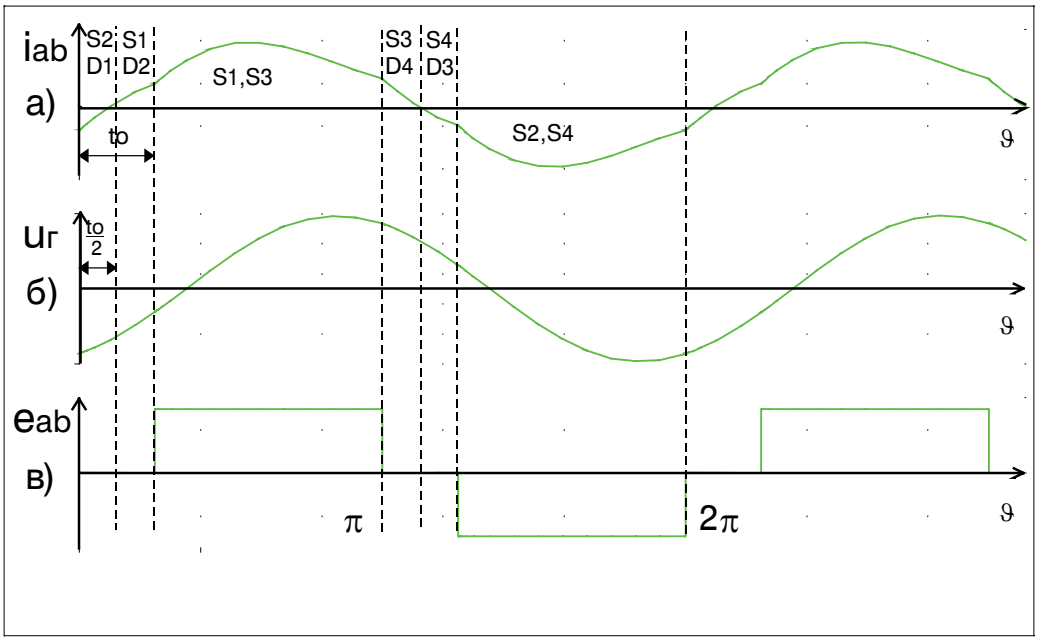
Съгласно фиг. 4.10, полупериодът на управлението на И е разделен на два интервала: $0 \div \alpha$ и $\alpha \div \pi$. През първия интервал $0 \div \alpha$, на И се подава захранващо постоянно напрежение E_1, а през втория интервал от α до π - напрежение $E=E_1+E_2$ (фиг.4.10а). В частен случай, напрежението E_1 в първия интервал може да бъде равно на нула, а във втория интервал постоянното напрежение със скок да става равно на напрежението E на захранващия източник (фиг. 4.10б). В зависимост от съотношението между продължителността на първия интервал и полупериода, се променя средната стойност на фактическото захранващо напрежение, а оттам и изходното напрежение и мощността на И. Регулирането, съгласно фиг. 4.10а се нарича амплитудно-фазово, а това, съгласно фиг. 4.10б - импулсно-фазово.



Фиг. 4.10. *Времедиаграми на РИ с ОД и широчинно регулиране на захранващото напрежение.*

В [14,32,42] е предложен РИ с ОД, който практически реализира импулсно-фазовото регулиране, наречено широчинно регулиране (ШР) на захранващото напрежение, изпълнен с транзистори. Начинът му на действие предполага използване само на мостова схема, същата, както тази на фиг.4.8, но управляващите импулси на съвместно работещите КП (транзистори) S_1 S_3 и S_2 S_4 са дефазирани на ъгъл, равен на интервала t_0. На

фиг.4.11 са представени времедиаграмите на зарегулираното постоянно захранващо напрежение и на другите величини, характеризиращи работата на И в режим с принудително изключване на КП, а на фиг. 4.12 - същото, но в режим с естествено изключване на КП.



Фиг. 4.11. *Времедиаграми на РИ с ОД с принудително изключване и широчинно регулиране на захранващото напрежение.*

Действието на И в режим с принудително изключване на КП се състои в следното. Предвид на дефазирането на управляващите импулси на съвместно работещите КП, захранващото напрежение E се подава към точките a - b на ПТВ след изтичане на интервала t_0 (фиг.4.11в), т.е. напрежението e_{ab} е равно на нула в интервала t_0, и на E - в интервала π-t_0. В съответствие с това, И преобразува постоянно захранващо напрежение със средна стойност $E_{cp} = E\frac{\pi - t_0}{\pi}$. С изменение на интервала t_0, се регулира E_{CP}, а оттам - изходното напрежение $u_Г$ на И.

Удобно е разглеждането на процесите да започне в момента $\vartheta = t_0$. Ключовите прибори S_1 и S_3 са отпушени и ток, консумиран от захранващия източник, протича по веригата $C_ф$, S_1, a - b, S_3, $C_ф$. При $\vartheta=\pi$, когато токът не е равен на нула, КП S_1 се запушва и съвместно започват да работят отпушеният все още КП S_3 и ОД VD_4. След спадането му до нула и смяната на неговата посока в средата на интервала t_0, токът се прехвърля в отпушения вече КП S_4 и ОД VD_3, които съвместно работят до момента $\vartheta = \pi + t_0$. От този момент и до $\vartheta = 2\pi$ са включени двойката основни КП S_2 S_4, при което токът, консумиран отново от захранващия източник, се затваря по

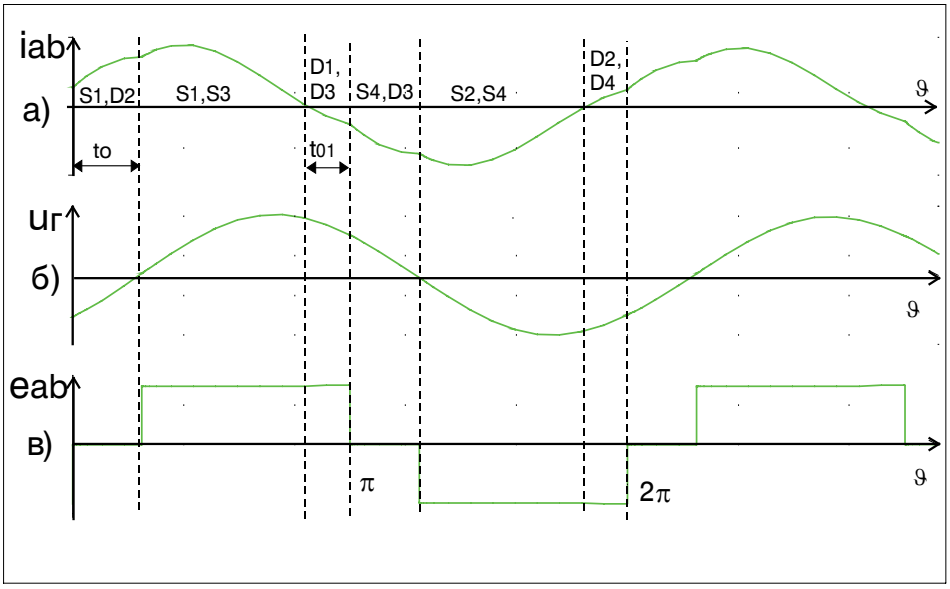
веригата $C_ф$, S_2, b - a, S_4, $C_ф$. При $\vartheta = 2\pi$ ключът S_4 се изключва. Токът, запазвайки посоката си, се прехвърля в S_2 , ОД VD_1 и "плюсовата" шина на И. След преминаването му през нулата и смяната на неговата посока, КП S_1, включен вече, и ОД VD_2 затварят тока отново през "плюсовата" шина, като съвместно работят до момента $\vartheta = 2\pi + t_0$, когато токът се прехвърля в КП S_1 S_3, ПТВ a - b и захранващия източник. По-нататък, процесите се повтарят. Основното, в действието на И в този режим се свежда до три особености: 1) В интервала π - t_0 на провеждане на ток от съвместно работещите двойки КП S_1 S_3 или S_2 S_4 се консумира енергия от захранващия източник. 2) В интервала t_0 работят съответна двойка управляем КП - ОД, като токът се затваря през "плюсовата" или "минусовата" шина на И. През този интервал не се консумира енергия от захранващия източник. 3) Няма връщане на енергия обратно в захранващия източник, т.к. няма интервал от време, през който да работят двойка ОД (VD_1 и VD_3 или VD_2 и VD_4). От времедиаграмата на фиг. 4.11а се вижда, че променливият ток отново е с полупериод $\frac{T_{СК}}{2}$, равен на полупериода на управлението, т.е. и в този РИ с ОД е налице ГР. От същата времедиаграма се вижда, че:

а) КП S_1 и S_4 работят с нулев ток на включване и ненулев ток на изключване, а КП S_2 и S_3 - обратно.

б) Диодите VD_1 и VD_4 имат ненулев ток на включване и нулев ток на изключване, докато при VD_2 и VD_3 токът на включване е нулев, а на изключване - ненулев.

Следва да се отбележи още, че интервалът t_0 е необходим най-напред за осигуряване на време за изключване на КП. Съгласно начина на действие на И, схемното време за изключване тук е равно на $t_0/2$, т.е. равно е на интервала от запушването на даден КП (например S_1), до момента, когато противофазният му КП - S_4, започне да провежда ток. Строго погледнато, управляващите импулси на S_1 и S_4, както и на S_2 и S_3, не са дефазирани на 180°, а на 180° + t_0', където интервала t_0' е с продължителност около 100 ns. Наличието на интервала t_0' предотвратява възможността от късо съединение на захранващия източник през още незапушилия се КП S_1 и отпушващия се S_4.

В режим с естествено изключване на КП (виж фиг. 4.12) формирането на променливия ток $i_{\sim}$ се извършва по следния начин. След изтичане на интервала t_0 , започват да провеждат ток КП S_1 и S_3, който се развива с достатъчно висока честота на собствените колебания и естествено става равен на нула, изпреварвайки края на полупериода с интервала t_{01}. През целия интервал t_{01}, токът $i_{\sim}$ е с обратна посока и се затваря през ОД VD_1 и VD_3 и през захранващия източник "насреща". От момента $\vartheta = \pi$ до $\pi + t_0$ ток провеждат КП S_4 и ОД VD_3, като ПТВ е дадена накъсо през минусовата шина на И.

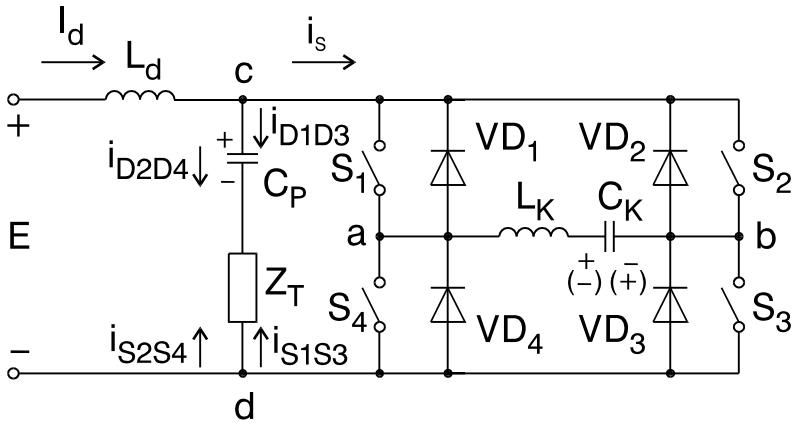


Фиг. 4.12. *Времедиаграми на РИ с ОД с естествено изключване и широчинно регулиране на захранващото напрежение.*

При $\vartheta = \pi + t_0$ едновременно са отпушени вече основните КП S_2 и S_4, които съвместно провеждат ток до момента $\vartheta = 2\pi - t_{01}$, консумиран от захранващия източник. По-нататък, следва съвместната работа на ОД VD_2 и VD_4, като токът $i_{\sim}$, сменяйки посоката си, се връща обратно в кондензатора C_{ϕ}, а от момента $\vartheta = 2\pi$ и до $\vartheta = 2\pi + t_0$, се затваря през КП S_1, ОД VD_2, веригата a - b и плюсовата шина на И. Така процесите се повтарят, като се обособяват във всеки полупериод на променливия ток три интервала: t_{01} - връща се ток чрез двойките ОД в захранващия източник; $t_0 \div \pi - t_{01}$ - консумира се ток от захранващия източник; t_0 - ПТВ се дава "накъсо" през плюсовата или минусовата шина на И, съответно чрез КП S_1 и ОД VD_2 или КП S_4 и VD_3. На фиг. 4.12а,б са представени, съответно, променливият ток $i_{\sim}$ и променливото напрежение $u_Г$. Вижда се, че условията за работа на КП и ОД са аналогични на тези в И с принудително изключване на КП, като само единият от токовете им, съответно на включване или на изключване, е равен на нула.

4.2.4. РЕЗОНАНСЕН ИНВЕРТОР С ОД В РЕЖИМ С УДВОЯВАНЕ НА ЧЕСТОТАТА

Една от най-разпространените схеми на РИ с ОД и удвояване на честотата е представена на фиг. 4.13. [14,16,32,59].

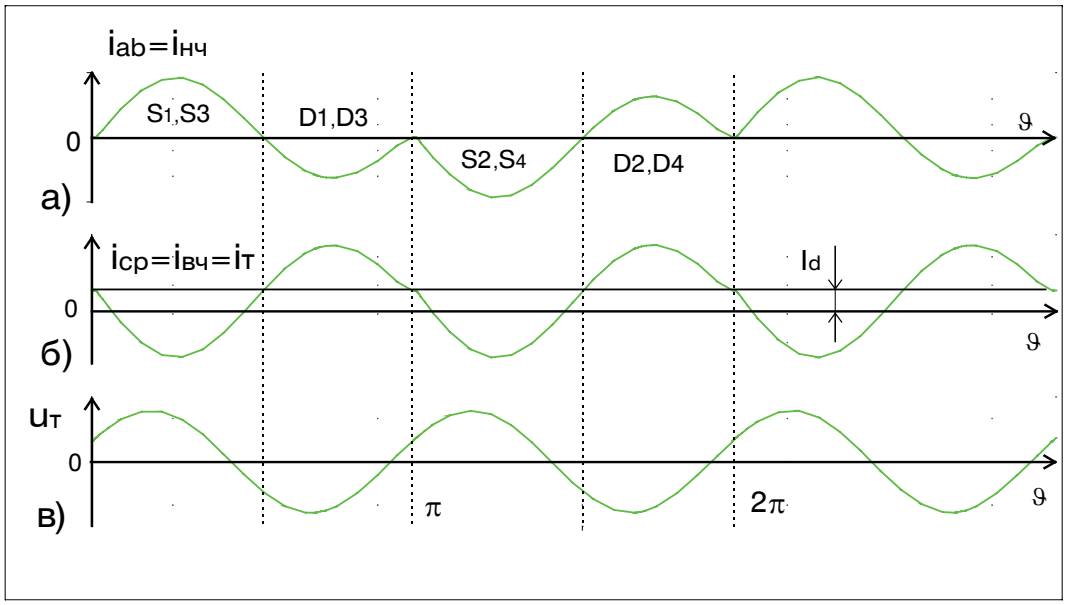


Фиг. 4.13. *РИ с ОД в режим с удвояване на честотата.*

Това е мостова схема, в която товарът Z_T е изнесен в постояннотоковия диагонал *c - d* на мостовия превключвател, съставен от управляемите ключове $S_1 \div S_4$, обратно на които са включени диодите $VD_1 \div VD_4$. В променливотоковия диагонал *a - b* на превключвателя са включени комутиращите елементи L_k и C_k. Кондензаторът C_p служи да разделя товара Z_T от постоянното напрежение *E* на захранващия източник.

Дроселът L_d е с голяма стойност ($L_d \to \infty$) и затова входният ток I_d=*const*. Капацитетите на кондензаторите C_k и C_p обикновено се избират равни, при което сумарната им реактивна мощност се получава най-малка [36]. В този случай, кондензаторът C_p изпълнява ролята не само на разделителен, но и на комутиращ, заедно с кондензатора C_k. Възможно е и друго съотношение между капацитетите, например $C_p >> C_k$, но при това нараства реактивната мощност на C_k и става по-голяма от сумарната на двата от случая $C_p = C_k$. Действието и процесите в РИ от този тип, пояснени с времедиаграмите от фиг. 4.14, се свеждат до следното.

Нека до началото на разглеждането (до $\vartheta = 0$) неизменният ток I_d да е протичал през кондензатора C_p и последователно свързания с него товар Z_T, който може да бъде всякакъв по характер - активен, активно-индуктивен или във вид на трептящ кръг. В началото на първия полупериод, в момента $\vartheta=0^+$, чрез системата за управление се отпушват КП S_1 и S_3 и започва, наред с тока i_{CP}, да протича и тока i_{S1S3}, като е задължително условието $i_{CP}+i_{S1S3}=I_D$=*const*. Двата тока се изменят във времето различно - i_{CP} се намалява, а i_{S1S3} се увеличава. В момента, когато i_{S1S3} се изравни с I_d и започне да нараства над него, токът i_{CP} става равен на нула, а след това сменя посоката си - от заряден до този момент, става разряден.



Фиг. 4.14. *Времедиаграми на РИ с ОД в режим с удвояване на честотата.*

Токът i_{S1S3} преминава по веригата C_p, S_1, a - b, S_3, Z_T , C_p, като се изменя по колебателен закон. При спадането му и следващото изравняване с I_d, токът i_{CP} отново става равен на нула, сменя посоката си и започва да се увеличава. Очевидно е, че при достигане на равенството $i_{cp} = I_d$, токът i_{S1S3} става равен на нула, като при това кондензаторът C_k е зареден с поляритета без скоби (фиг.4.13).

След момента, в който $i_{S1S3} = 0$, в ПТВ a - b токът сменя посоката си, преминавайки сега през ОД VD_1 и VD_3, кондензатора C_p и товара Z_T. В зависимост от стойностите на схемните елементи, т.е. от честотата на собствените колебания $\omega_{СК}$ на И, токът на ОД може да стане равен на нула преди края на първия полупериод, така че до включването на КП S_2 и S_3 да се появи пауза t_0. Най-благоприятен е режимът, когато паузата t_0 липсва, както е на фиг.4.14б.

Във втория полупериод ($\vartheta = \pi \div 2\pi$) процесите се повтарят. В момента $\vartheta = \pi$ се отпушват КП S_2 S_4, токът на които, равен на нула при включването им, протичайки през товара Z_T отново “нагоре”, започва да нараства, а токът i_{CP}, равен на I_d при $\vartheta = \pi$, започва да спада. Когато i_{S2S4} се изравни с I_d, i_{CP} сменя знака си и го запазва докато i_{S2S4}, спадайки, стане отново равен на I_d. От този момент i_{CP} става пак заряден, а токът i_{S2S4} спада до нула, като кондензаторът C_k се оказва зареден с поляритета в скобки (фиг.4.13). По-нататък токът във веригата a - b сменя знака си, протичайки през ОД VD_2 и VD_4, кондензатора C_p и през товара Z_T “надолу”. Очевидно, токът на ОД, както на VD_1 VD_3 през първия полупериод, така и на VD_2 VD_4 във втория полупериод, е заряден за C_p.

От обясненията и от времедиаграмите се вижда, че процесите и величините в диагонала *a* - *b* на И, са с двойно по-ниска честота от процесите в диагонала *c* - *d.* Затова, променливите токове са означени, съответно на времедиаграмите от фиг.4.14а,б "нискочестотен" ($i_{\sim НЧ}$) и "високочестотен" ($i_{\sim ВЧ}$). Следователно, чрез избора на подходяща честота на собствените колебания и редуването в един полупериод на управлението на работата на КП и ОД, се осигурява два пъти по-висока честота на колебанията в товара, т.е. $f_T = f_{ВЧ} = 2f_У = 2f_{НЧ}$.

Променливият ток $i_{\sim ВЧ}$ не е симетричен. Полувълната, получавана при работата на ОД, е с по-малка амплитуда от тази, формирана когато работят КП. В случай, че товарът е във вид на трептящ кръг с относително висок качествен фактор, съседните полувълни на товарното напрежение са практически с еднакви амплитуди, т.е. "високо-честотното" напрежение $u_{Твч}$ може да се приеме симетрично.

На времедиаграмите от фиг.4.14 са представени: а) - променливият "нискочестотен" ток $i_{\sim НЧ}$ в диагонала *a* - *b*; б) - променливият "високо-честотен" ток в диагонала *c* - *d*, т.е. $i_{СР} = i_{\sim ВЧ} = i_Т$ при пауза $t_0 = 0$; в) - променливото "високочестотно" напрежение u_T върху товара.

Трябва да се отбележи, че са възможни и други режими на работа на този И. Например, при големи стойности на еквивалентното съпротивление на товара, се получава повторно включване на ОД, като в края на интервала на своята работа, КП провеждат ток едновременно с противоположните ОД. В интервалите на едновременното включено състояние на КП и ОД токът циркулира вътре във вентилния превключвател, без да преминава през товара, което снижава мощността на И. При някои параметри на схемните елементи и на товара, ОД могат повторно да се включат в момента на включването на поредните КП.

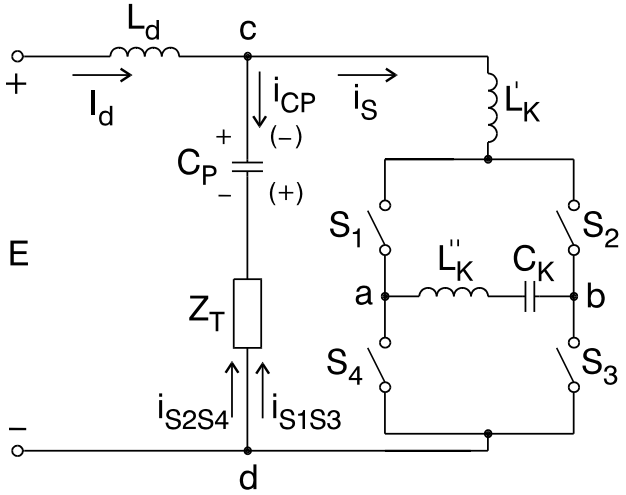
Режимите с повторното включване на ОД се ограничават чрез изнасяне на част от комутиращата индуктивност L_k във веригата на товара (в диагонала *c* - *d*). При празен ход на И тези режими са много полезни, защото водят до презареждане на кондензатора C_k през индуктивността L_k и "+" или "-" шини, при което напрежението на КП не достига недопустими стойности, а входния ток на И е малък. Това е едно от основните достойнства на РИ с ОД и удвояване на честотата. При късо съединение в товара ($Z_T = 0$) И също запазва работоспособност, т.к. се видоизменя в обикновен мостов РИ с ОД, в който кондензаторът C_P се превръща във входен (захранващ) източник.

4.2.5. РИ С УДВОЯВАНЕ НА ЧЕСТОТАТА БЕЗ ОД

Схемата на И е показана на фиг. 4.15, а времедиаграмите на токовете и напреженията, характеризиращи неговата работа - на фиг.4.16.

Постояннотоковото захранване на И се извършва от източник на ток - дроселът L_d е с голяма индуктивност, теоретично безкрайно голяма.

Затова, входният ток I_d е с неизменна стойност, т.е. $I_d = i_T + i_S = const$. Товарът, както се вижда, е изнесен в постояннотоковия диагонал *c - d* на И. В променливотоковия диагонал се намират комутиращите елементи - кондензаторът C_k и частта L_k'' на комутиращата индуктивност. Другата част от комутиращата индуктивност - L_k', е включена във веригата за постоянен ток. Кондензаторът C_P е разделителен. Обикновено, неговият капацитет е по-голям от капацитета на комутиращия кондензатор C_k.

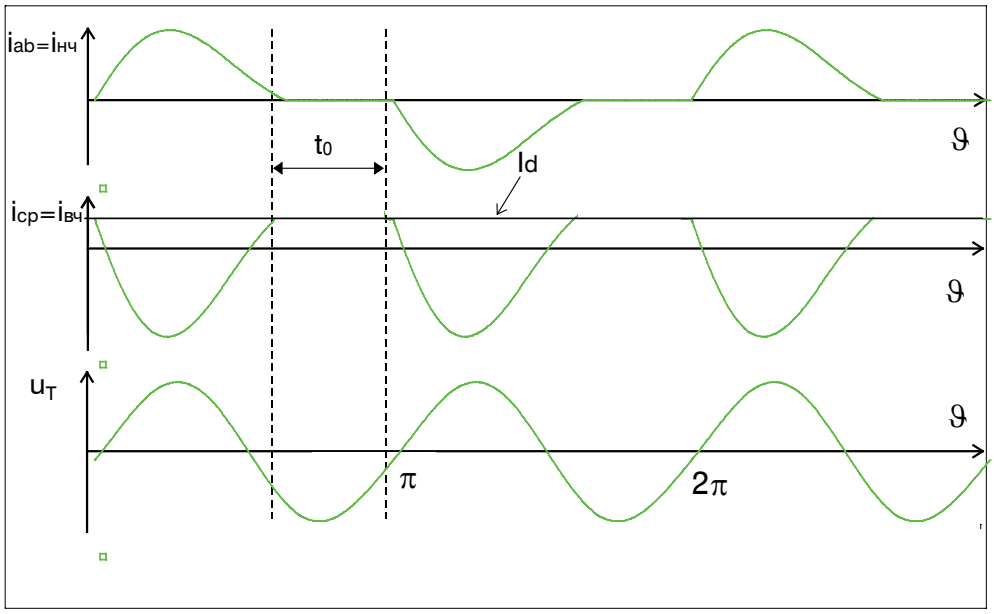


Фиг. 4.15. *РИ с удвояване на честотата без ОД.*

Действието на И в установен режим се състои в следното. Нека до началото на разглеждането (до $\vartheta = 0$) неизменният ток I_d да е протичал през разделителния кондензатор C_P, който е зареден съгласно показания поляритет без скобки (фиг.4.15). При $\vartheta = 0^+$ се отпушват КП S_1 и S_3 и започва преразпределението на постоянния ток I_d, като частта от него i_T=i_{CP} се намалява, а другата му част i_S, започвайки с нулева стойност, се увеличава. След като се достигне равенството $i_S = I_d$, токът i_{CP} става равен на нула. По-нататъшното увеличаване на i_S над I_d и условието $I_d = const$, налагат смяната на посоката на тока на кондензатора C_P, който започва да се разрежда по веригата C_P, L_k' , S_1, *a - b* ,S_3 , Z_T , C_P. Параметрите на указаната верига са избрани така, че токът i_S да е с колебателен характер и с определена честота на собствените колебания. При следващото изравняване на i_S с I_d, сега при неговото спадане, токът i_{CP} отново става равен на нула, като кондензаторът C_P се е презаредил с поляритета, показан в скоби. По-нататък, i_S спада до нула и се задържа с нулева стойност до включването на КП S_2 S_4, а i_{CP} сменя посоката си и нараства до стойността на I_d, оставайки неизменен в интервала на паузата t_0 в работата на КП. От момента на преминаване на i_{CP} през нулата и смяната на неговата посока, до момента $\vartheta = \pi$, кондензаторът C_P повторно се презарежда, като неговият поляритет става пак “+” “отгоре”, “-” “отдолу” (без скоби).

След включването в $\vartheta = \pi$ на S_2 и S_4 , процесите са същите, както в първия полупериод на управлението ($\vartheta = 0 \div \pi$). В съответствие с описаното

действие, токовете и напреженията на И са представени на времедиаграмите на фиг.4.16 в следния ред: а) променливият ток $i_{\sim ab} = i_{\sim \text{нч}}$ в диагонала *a* - *b* (променлив "нискочестотен" ток); б)променливият ток $i_{\sim CP} = i_{\sim \text{вч}}$ в диагонала *c* - *d* (променлив "високочестотен" ток); в) променливото напрежение на товара u_T. Последното е представено като синусоидално и във фаза с променливия ток $i_{\sim \text{вч}}$, предполагайки, че товарът Z_T е паралелен трептящ кръг с относително висок *Q*-фактор, настроен в резонанс.



Фиг. 4.16. *Времедиаграми на РИ с удвояване на честотата без ОД.*

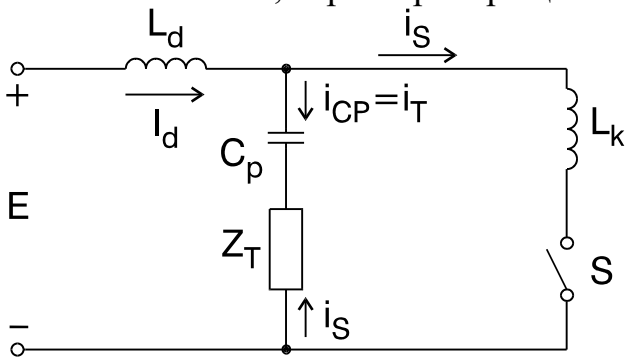
Както се вижда, честотата на изходните величини на И $i_T = i_{CP}$ и u_T, е два пъти по-висока от честотата на управлението и на превключването на КП. Следва да се отбележи, че токът i_T е несиметричен и, очевидно, съдържа голям процент висши хармонични. Възможно е, чрез съответен избор на честотата на собствените колебания ω_{ck} на И, т.е. на паузата t_0, неговото симетриране в отношение на първата му хармонична.

На фиг.4.15 комутиращата индуктивност е разделена на две части: L_k' и L_k''. Може тя да е само една и да е включена в постояннотоковата верига, т.е. $L_k' = L_k$, или в ПТВ *a* - *b*, т.е. $L_k'' = L_k$. Схемните модификации, свързани с мястото на включване на комутиращата индуктивност L_k или нейното разделяне на две части, имат различие само в отношение времедиаграмите на напрежението върху КП и на схемното време за възстановяване.

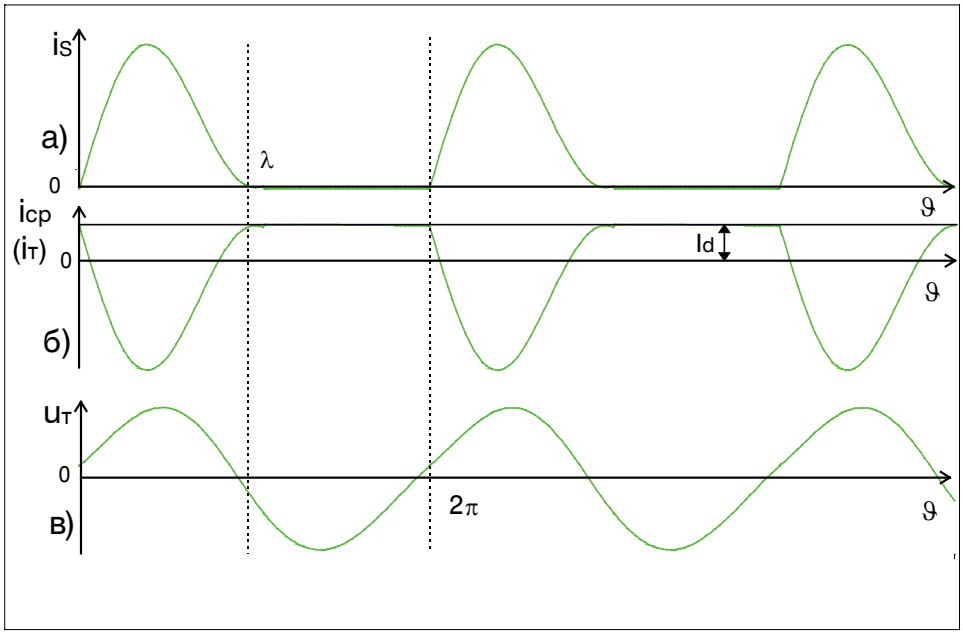
Освен схемата на фиг.4.15, известни са и други схеми на РИ с удвояване на честотата без ОД [14,16,39,52,54].

4.2.6. ЕДНОКЛЮЧОВ РИ

Едноключовият РИ е несиметричен и по схема е равностоен на едно от двете звена на разгледания в предния параграф РИ с удвояване на честотата без ОД. Схемата му е показана на фиг. 4.17. На фиг. 4.18 са представени времедиаграмите на величините, характеризиращи неговата работа.



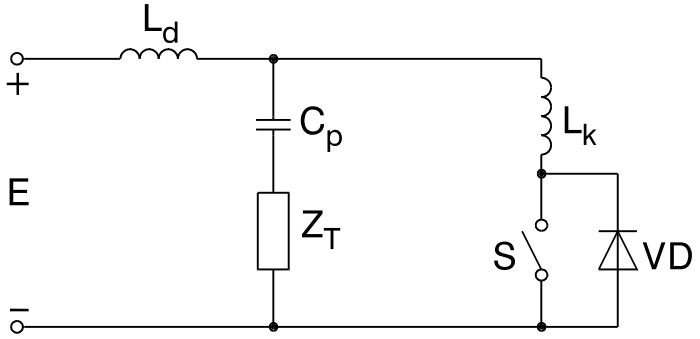
Фиг. 4.17. *Едноключов РИ.*



Фиг. 4.18. *Времедиаграми на едноключов РИ.*

И тук, както и в РИ с удвояване на честотата, индуктивността на дросела L_d е голяма ($L_d \to \infty$) и затова токът $I_d = I_{CP} + I_S = \text{const}$. В действието на двата И различие няма, с изключение на това, че в разглеждания едноключов РИ липсва ефект на удвояване на честотата. Причината е, че в схемата на И има само един КП и, че в рамките на един полупериод, през товара преминава само един импулс на тока, съответно i_S или i_{CP}, докато в мостовата схема от фиг.4.15, тези импулси са по два в един период на управлението. Токът в товара i_T е несиметричен. Симетрирането на първата му хармонична може да се извърши чрез съответен избор на паузата между двата съседни токови импулса на КП.

Приложение намира и едноключовия РИ с ОД, както е показан на фиг.4.19.

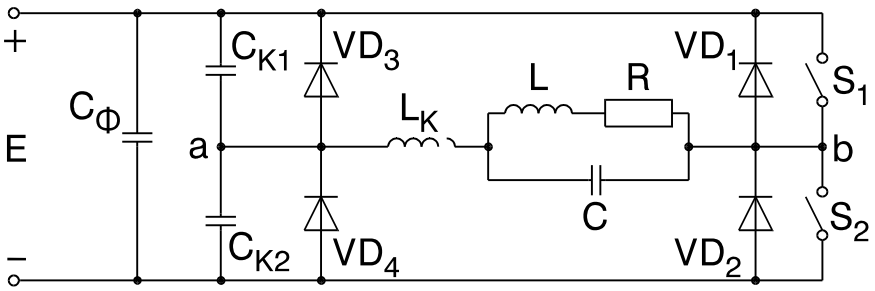


Фиг. 4.19. *Едноключов РИ с ОД.*

Очевидно, този И е аналогичен на едноключовия РИ от фиг. 4.17, но най-правилно е да се разглежда като напълно равностоен на едно от двете звена на РИ с ОД и удвояване на честотата, представен на фиг. 4.13.

4.2.7. ПОЛУМОСТОВ РИ С ОД И ДОЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА

Принципът на дозиране на енергията в различни преобразователни устройства е описан в [7,9,10,50], а принципната му схема е представена на фиг.4.20.

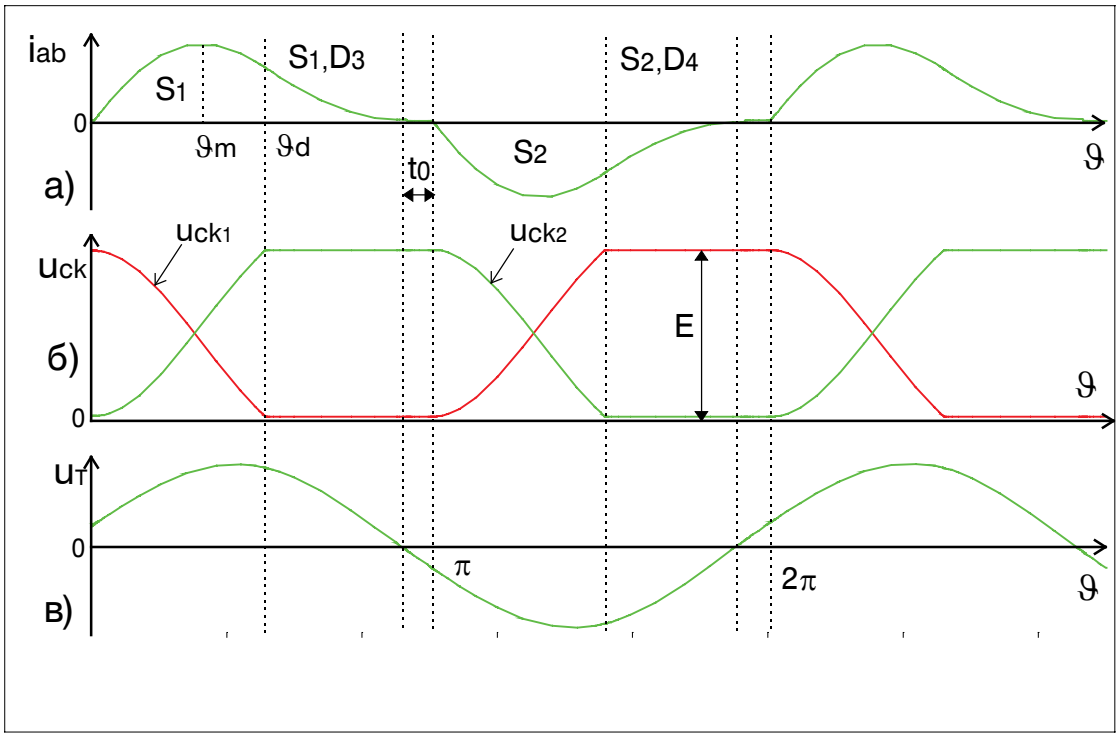


Фиг. 4.20. *Полумостов РИ с ОД и дозиране на енергията.*

Това е полумостов РИ с ОД и разделен комутиращ кондензатор. Освен ОД VD_1 и VD_2 на КП S_1 и S_2, в схемата участват и диодите VD_3 и VD_4, включени паралелно на комутиращите кондензатори C_{K1} и C_{K2}. Диодите VD_3 и VD_4 оказват съществено влияние на електромагнитните процеси в И. На фиг.4.21 са представени времедиаграмите, както следва: на променливия $i_{\sim}$ във веригата a - b, от която се вижда още последователността на работа и токовете на КП S_1, КП S_2 и на диодите VD_3 и VD_4; на напреженията u_{ck1} и u_{ck2}; на напрежението u_T=u_C при резонанс на товарния трептящ кръг.

Променливият ток $i(\vartheta)_{\sim}$, в първия полупериод, се формира от тока на ключа S_1 в интервала $\vartheta = 0 \div \vartheta_D$ и от тока на ключа S_1 и диода VD_3- в интервала $\vartheta = \vartheta_D \div \pi - t_0$. От момента $\vartheta = \pi - t_0$ и до края на полупериода, то-

към $i(\vartheta)_{\sim}$ е равен на нула. През втория интервал - на едновременната работа на S_1 и VD_3, се осъществява късо съединение на ПТВ през плюсовата шина на И. Причината за включването на диода VD_3 в момента ϑ_D, е пълното разреждане и спадането до нула на напрежението на кондензатора C_{K1}. В този момент кондензаторът C_{K2}, зареждайки се в интервала $\vartheta = 0 \div \vartheta_D$, достига напрежение, равно на E.



Фиг. 4.21. *Времедиаграми на РИ с ОД и дозиране на енергията.*

През втория полупериод импулсът на променливия ток се формира от тока на ключа S_2 и от тока на едновременно работещите S_2 и VD_4, като в интервала $\vartheta = 2\pi - t_0 \div 2\pi$, $i(\vartheta)_{\sim}$=0. Сега кондензаторът C_{K2} се разрежда до нула, а C_{K1} се зарежда до напрежение, равно на E. В интервала на съвместната работа на S_2 и VD_4, който започва в момента $\vartheta = \pi + \vartheta_D$ и продължава до момента $\vartheta = 2\pi - t_0$, ПТВ *a - b* е дадена накъсо през VD_4, S_2 и минусовата шина. Както се вижда, кондензаторите C_{K1} и C_{K2} се зареждат винаги до напрежението на захранващия източник E и се разреждат до нула. В интервала $\vartheta = \pi - \vartheta_D$, съответно $(\vartheta = 2\pi - (\pi + \vartheta_D))$, напрежението им е неизменно и равно на нула или на E. При това, енергията W_{CK}, натрупвана в комутиращите кондензатори, и мощността P, предавана чрез тях от захранващия източник в товара, могат да се изразят чрез съотношенията:

$$W_{ck} = E^2 C_k = const \tag{4.1}$$

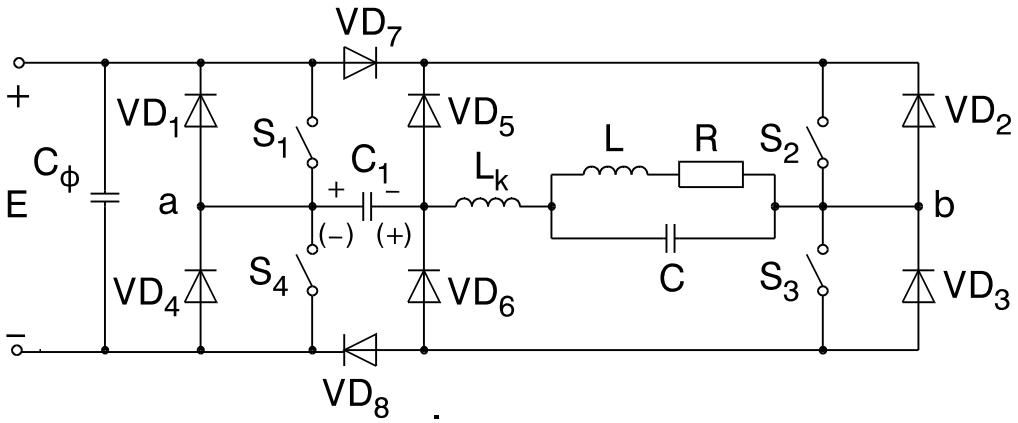
$$P = E^2 f C_k = \frac{E}{2} I_0 = \frac{U_{Tm}^2 \cos^2 \varphi}{2R} = const \tag{4.2}$$

От изразите за W_{CK} и P става ясно, че енергията се натрупва и предава на неизменни порции (дози), а мощността в товара е постоянна и не зависи от неговите параметри. Затова И се нарича РИ с дозиране на енергията.

Дозиращите свойства и поддържането на постоянна мощност означава, че изходното напрежение на И се самосъгласува с параметрите на товара. Това го прави твърде подходящ за използване в електротехнологията - индукционно нагряване и електродъгова заварка, особено характерни случаи на товар с променливи параметри.

Обясненията за процесите и времедиаграмите от фиг. 4.21 по-казват, че КП се включват и изключват при нулев ток, както това е при РИ без ОД в РПТ. Наред със самосъгласуването, това е голямо предимство на разглеждания И. При работа в режим с нулев ток на включване и изключване на КП, ОД VD_1 и VD_2 не работят. Наличието им в схемата е все пак необходимо, т.к. по различни причини И може да изпадне в режим на изключване с ненулев ток. В този случай, про-менливият ток се затваря през диода VD_2 и филтровия кондензатор $C_Ф$ в първия полупериод, и през VD_1 и $C_Ф$ - във втория, с което се предотвратяват пренапреженията в КП. Различните режими на работа на И са описани в [7,9,10,17].

Разгледаният И има и недостатъците, характерни за всички полумостови И, главният от които е големият ток на КП и ниското изходно напрежение. На фиг. 4.22 е показана синтезираната от автора мостова схема на РИ с ОД и **дозиране** на енергията [7,10].



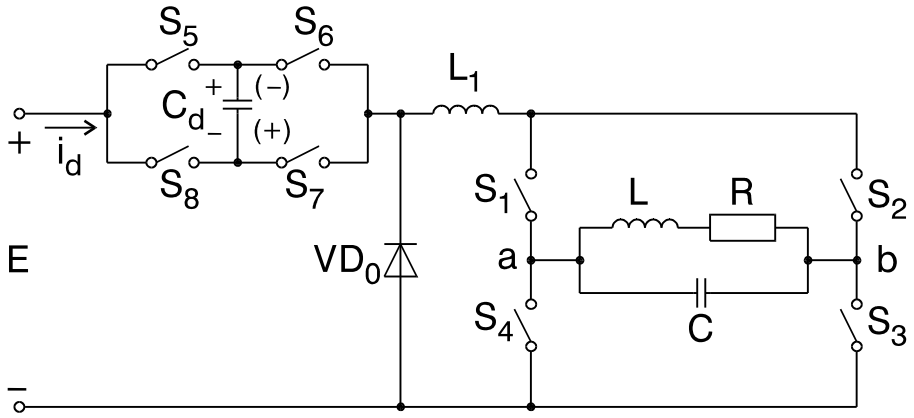
Фиг. 4.22. *Мостов РИ с дозиране на енергията.*

Това е последователно-паралелен РИ, който, освен ОД на КП, съдържа още дозиращите диоди VD_5, VD_6 и спомагателните диоди VD_7, VD_8. Начинът му на действие е аналогичен с този на РИ от фиг. 4.20. Тук последователният кондензатор C_1 се зарежда винаги до напрежение, равно на захранващото E, с поляритет без скоби (виж фиг. 4.22) в първия полупериод, когато работят КП S_1 и S_3, и в скоби - във втория, когато са включени КП S_2 и S_4. В момента на изравняване на напреженията u_{c1} и E, се отпушват диодите VD_6 или VD_5 и осъществяват късо съединение на ПТВ (извън C_1),

съответно през S_3 и минусовата шина в първия полупериод, и през S_2 и плюсовата шина - във втория. Спомагателните диоди VD_7 и VD_8 предотвратяват късото съединение на кондензатора C_1 през КП S_1 и VD_5, или през S_4 и VD_6. Дозиращите свойства и режимите на работа на КП в мостовия и полумостовия И са напълно идентични.

С дозиране на енергията могат да се реализират не само РИ, но и АИТ, както представеният на фиг.4.23 мостов АИ [7,17]. В схемата на фиг.4.23 към мостовия, в случая паралелен И, е включено дозиращо устройство, състоящо се от свързаните в мост КП $S_5 \div S_8$, в диагонала на който е включен кондензатора C_d , и от обратния диод VD_0. Ключовите прибори $S_5 \div S_8$ работят по двойки в различни комбинации, най-често S_5 с S_7 и S_6 с S_8. Когато са включени КП S_5 и S_7, кондензаторът C_d се зарежда до напрежението на захранващия източник E с поляритета без скобки (виж фиг. 2.26), а когато съвместно работят S_6 и S_8 - с поляритета в скоби. При изравняване на напреженията u_{Cd} и E, обратният диод VD_0 се отпушва и шунтира захранващия източник. В случая, към товара на АИТ се предава мощност P, равна на:

$$P = 4E^2 f C_d = const \qquad (4.3)$$



Фиг. 4.23. *Мостов АИТ с дозиране на енергията.*

Свойствата и характеристиките и на този И са много добри, от гледна точка на самосъгласуването с променливите параметри на товара, но дозиращото устройство е относително сложно и скъпо. Необходимо е да се търсят такива конфигурации на схемите на АИ, при които едни и същи активни и пасивни елементи, да изпълняват както преобразувателните, така и дозиращите функции.

Трябва да се отбележи още, че всички АИ с дозиране на енергията, работят с много по-малки пренапрежения и свръхтокове в режимите, близки до празен ход и късо съединение, отколкото обикновените АИ.

ГЛАВА 5

АНАЛИЗ И ПРОЕКТИРАНЕ НА РИ С ОД

5.1. ОБЩИ СЪОБРАЖЕНИЯ

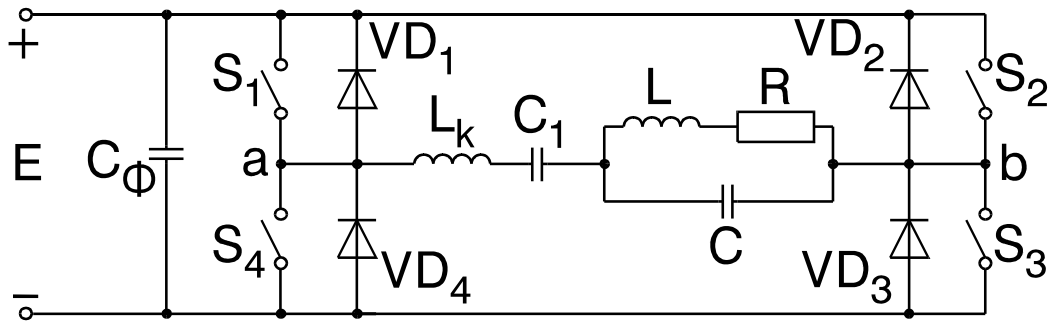
В гл. 4 бяха разгледани схемите, начинът на действие и времедиаграмите на РИ с ОД. Отбелязано беше, че освен наличието на ОД, схемите им се отличават от тези на РИ без ОД главно с това, че комутиращата индуктивност L_K е въведена в ПТВ. В самите ПТВ, извън индуктивността L_K, на двата вида И, различия няма.

Променливият ток на РИ с ОД се отличава с две особености: 1) Задължително е с колебателен характер в интервала на проводимост на КП. В интервала на провеждане на ток от ОД или съвместно от ОД и КП, колебателният характер не е задължителен. 2) Ако се пренесе началото на координатната система в точката на преминаването на тока през нулата, времедиаграмата му придобива вида, както при граничен режим на РИ без ОД.

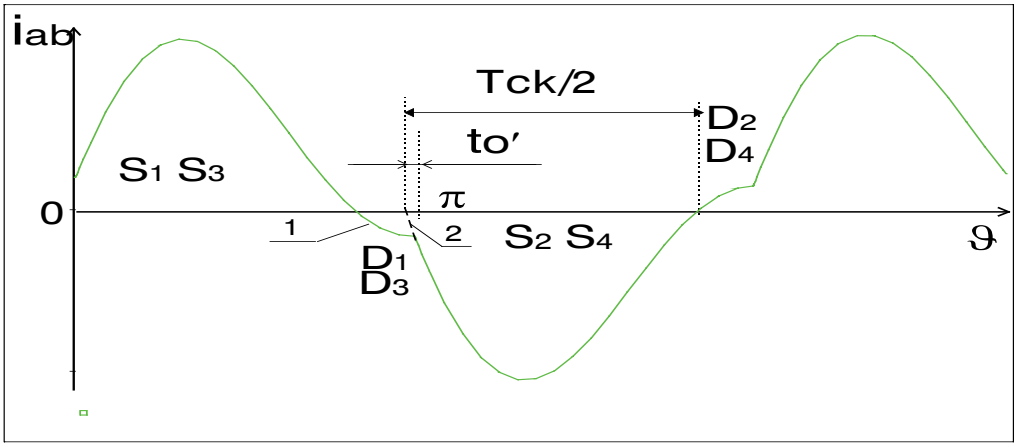
Тези две особености обединяват РИ без и с ОД и създават достатъчно възможности за единен подход при техния анализ и проектиране. Следва да се изтъкне, че променливото напрежение в РИ с ОД е също така почти синусоидално, както в РИ без ОД. Променливият ток по-силно се отличава от синусоидата, но както ще бъде показано по-долу, може да бъде приведен към тока на РИ без ОД, работещи в ГР.

5.2. ЕДИННА КЛАСИФИКАЦИЯ НА РИ С ОД

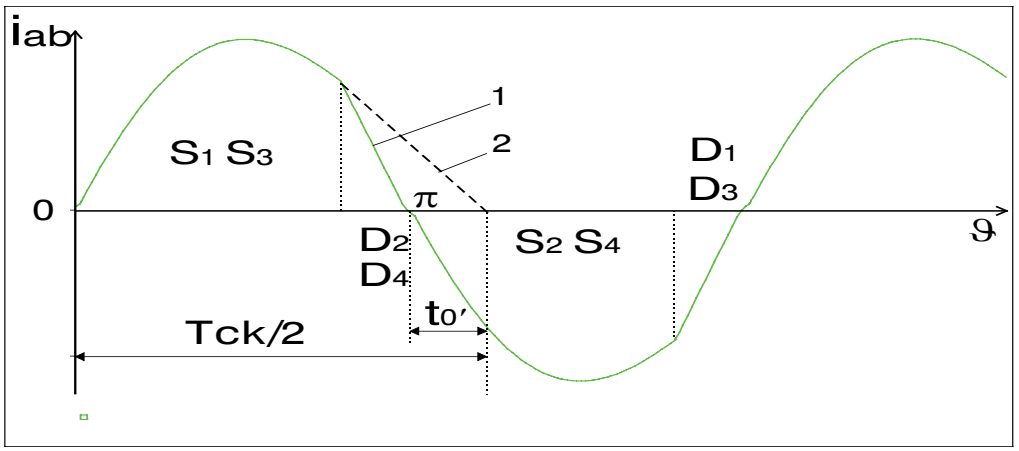
На фиг. 5.1, б÷ж са представени времедиаграмите на променливия ток на РИ с ОД, с означени върху тях символите на провеждащите ток прибори в даден временен интервал.



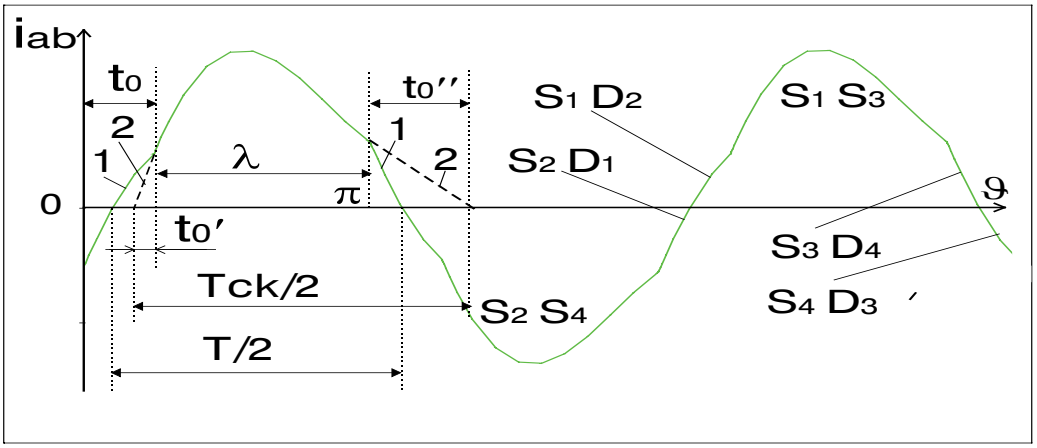
а)


iab
Tck/2
D2
D4
to′
S1 S3
π
0
1
2
S2 S4
ϑ
D1
D3

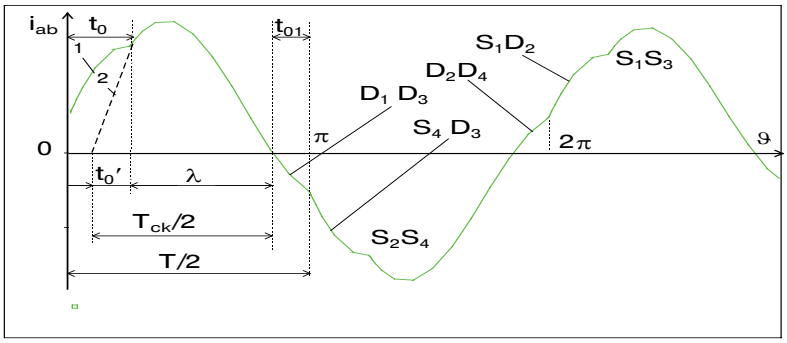
б)


iab
1
2
S1 S3
D1
D3
π
0
D2
D4
S2 S4
ϑ
to′
Tck/2

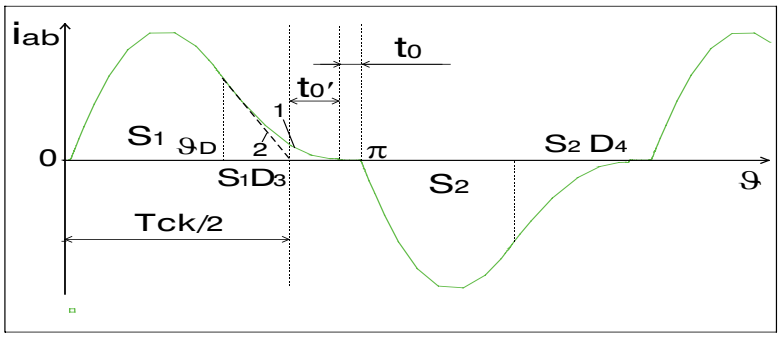
в)


iab
to
to′′
S1 D2
S1 S3
2
1
1
λ
2
S2 D1
π
0
ϑ
to′
S3 D4
Tck/2
S2 S4
S4 D3
T/2

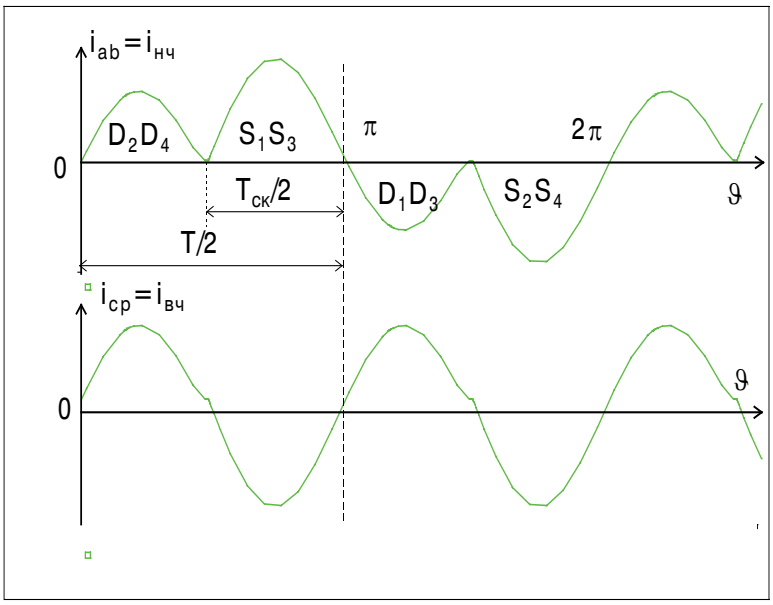
г)



д)



е)



ж)

Фиг. 5.1. *РИ с ОД – обща схема и времедиаграми на променливия ток при различни режими на работа.*

Времедиаграмите от фиг. 5.1 са построени отново за мостовата схема (фиг. 5.1а), тъй като позволява да се представят алгоритмите на работа на всички разглеждани РИ. Те показват, че формирането на променливия ток в РИ с ОД се извършва чрез последователната във времето работа на КП, КП-ОД, ОД, а именно: а) от тока на самостоятелно работещите КП и съответно, на самостоятелно работещите ОД; б) от тока на самостоятелно работещите КП и на съвместно работещите КП-ОД; в) от тока на самостоятелно работещите КП, също на самостоятелно работещите ОД и на съвместно работещите КП - ОД. Случаят б) има място в РИ с широчинно регулиране на захранващото напрежение в режим с принудително изключване на КП (фиг. 5.1г) и в полумостовия РИ с разделен комутиращ кондензатор и с дозиране на енергията (фиг. 5.1 е). Случаят в) е справедлив за РИ с широчинно регулиране на захранващото напрежение и естествено изключване на КП. Случаят а) се отнася за всички останали РИ с ОД.

Вижда се също, че времедиаграмите на променливия ток на РИ с ОД, могат да се приведат към тези на РИ без ОД в ГР. За целта е необходимо да се премести координатната система вляво или вдясно с интервал t_0 или $\frac{t_0}{2}$ (t_0 е интервалът на паузата в работата на КП), при което изкуствено се получава за всички РИ с ОД времедиаграма на променливия ток с нулеви стойности в началото и в края на полупериода, както е в РИ без ОД в ГР.

Полупериодът $T_{ck}/2$ се определя, като плавно се продължи импулсът на тока на КП от страната или на предния, или на задния, или едновременно на предния и задния му фронт, т.е. от страната или страните, където стойността му не е равна на нула, до пресичането на абсцисната ос. Чрез получените пресечни точки в транслираната координатна система с условно ГР се отчита полупериодът $T_{ck}/2$, както това е показано на фиг.5.1б÷ж. В зависимост от типа на РИ с ОД, полупериодът $T_{ck}/2$ се получава по-малък или по-голям от полупериода на превключването $T/2=\pi$. В съответствие с това, отношението на честотите $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ може да бъде по-голямо или по-малко от единица. Така, различието на РИ с ОД, спрямо РИ без ОД в ГР, е в стойността на отношението $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ и в задължителния колебателен режим на работа само през част от полупериода. За всички РИ с ОД отношението на честотите $\frac{\omega_{ck}}{\omega}\neq 1$, докато в РИ без ОД в ГР то е равно на единица.

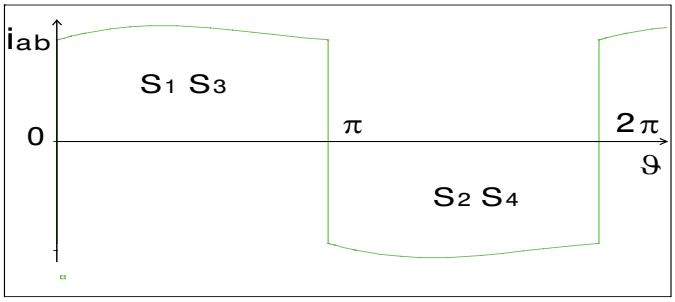
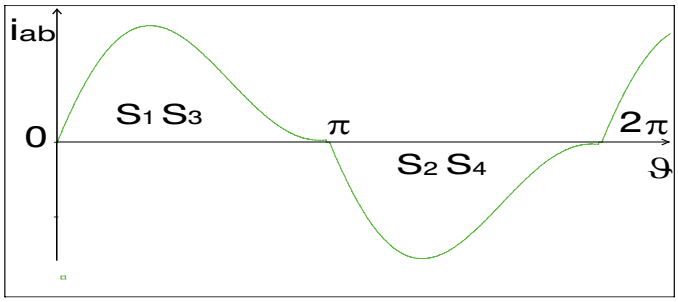
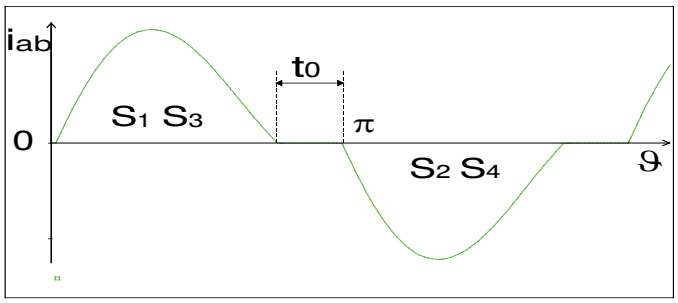
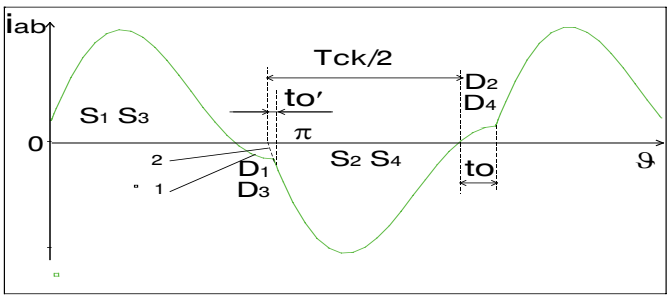
Отношението $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ е функция главно на паузата t_0. Известно значение имат стойностите на схемните елементи на И, по-точно качественият

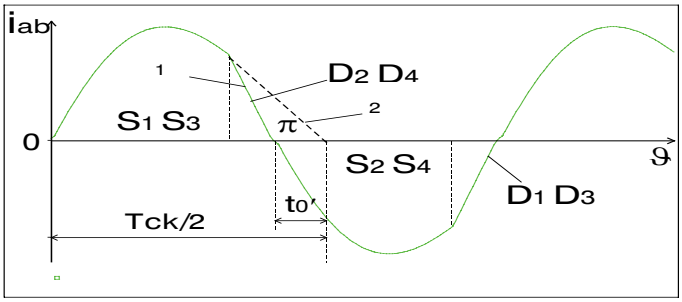
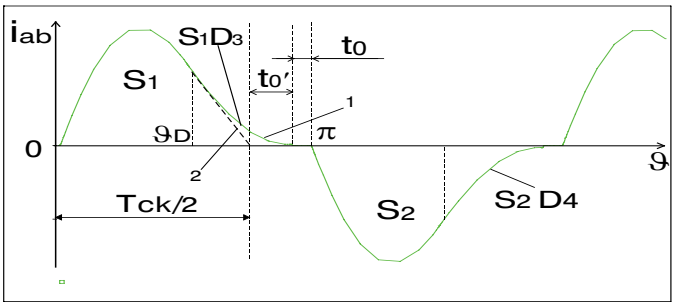
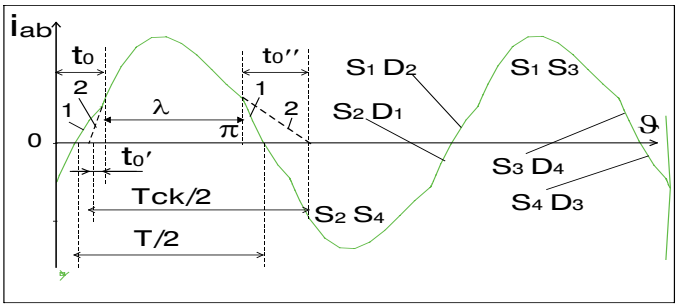
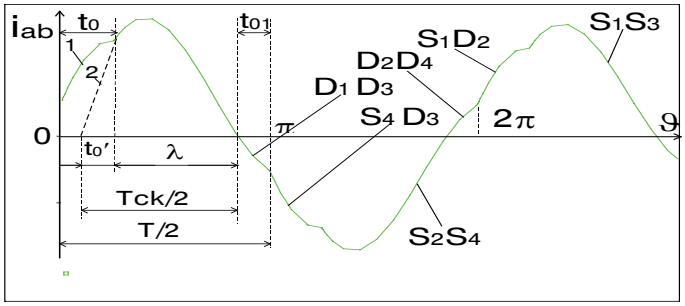
фактор Q на еквивалентната му схема, от който зависи степента на изкривяване на импулса на тока и положението на нулевите точки при изкуственото му продължение до пресичането с абсцисната ос. Съобразявайки се израза за избора на $tg\delta$ в един относително тесен диапазон от подходящи стойности $tg\delta = (1{,}2 \div 1{,}5)\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ на които, съгласно $Q = \frac{\omega L_k}{R_e} = \frac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_{ck}}\right)^2\left[tg\delta \pm \sqrt{tg^2\delta - \left(\frac{\omega_{ck}}{\omega}\right)^2}\right]$, съответства също така тесен диапазон от стойности на качествения фактор Q, може да се направи заключение, че степента на изкривяване на импулса на тока лесно може да се усредни.

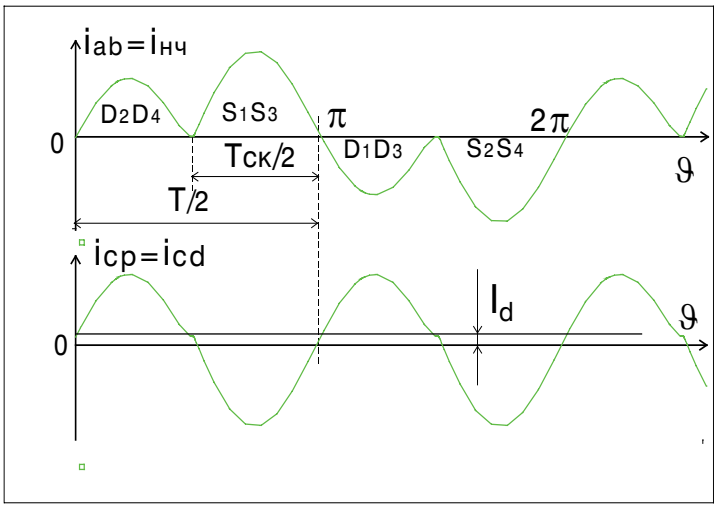
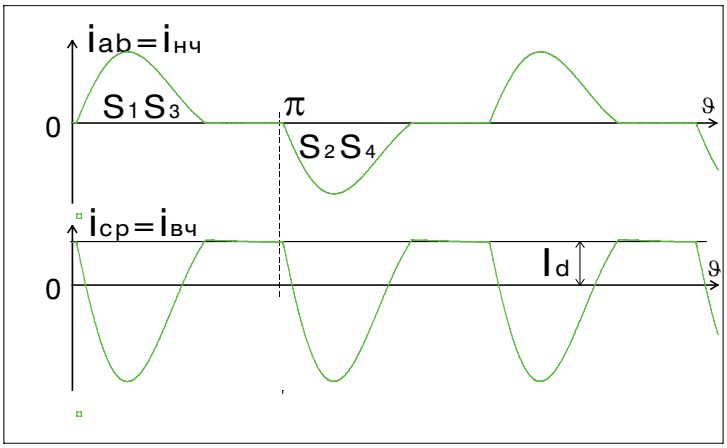
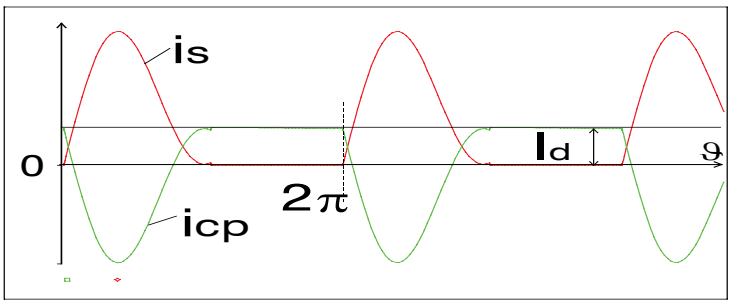
Направената постановка позволява, след намирането на конкретната за даден тип РИ с ОД стойност на отношението $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ да се извърши проектирането. При това, необходимо и достатъчно е, чрез схемните елементи на инвертора, да се осигури получаването на определените честота ω_{ck} и отношение на честотите $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$. Ако това не се изпълни, инверторът ще бъде или неработоспособен, или ще работи в друг режим (с друга пауза t_0 или с друг начин на изключване на КП).

В табл.5.1 са представени времедиаграмите на променливия ток и стойностите или формулите за определяне на отношението $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ за всички РИ без и с ОД. В ред №1 на таблицата е включен и АИТ, за който $\frac{\omega_{ck}}{\omega} \to 0$. Както се вижда, чрез използването на отношението на честотите $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ като класификационен признак е направена обща класификация на всички РИ. Посочените стойности на $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ за РИ без ОД с удвояване на честотата (№ 10) и за едноключовия РИ (№ 11) са приети, след разглеждането на някои оптимизационни съображения за симетрията на изходното им напрежение.

Табл. 5.1. *Класификация на РИ чрез формата на генерирания променлив ток.*

№	ВРЕМЕДИАГРАМИ	Тип АИ	ωck/ω
1	2	3	4
1		А И Т	$\to 0$
2		РИ без ОД ГР	1
3		РИ без ОД РПТ	$\frac{\pi}{\pi - t_0}$
4		РИ с ОД Естествена комутация	$\frac{\pi}{\pi - t_0 + t_0'}$

1	2	3	4
5		РИ с ОД Принудит. комутация	$\frac{\pi}{\pi + t_0'}$
6		РИ с ОД Комутация с нулев ток ДЕ	$\frac{\pi}{\pi - t_0 - t_0'}$
7		РИ с ОД ШР на Е Принудит. комутация	$\frac{\pi}{\lambda + t_0' + t_0''}$ $\lambda = \pi - t_0$
8		РИ с ОД ШР на Е Естествена комутация	$\frac{\pi}{\lambda + t_o'}$ $\lambda = \pi - t_0 - t_{01}$

1	2	3	4
9		РИ с ОД Удвояване на честотата	2
10		РИ без ОД Удвояване на честотата	1.75
11		Едноключов РИ	1.2

5.3. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА РИ С ОД

5.3.1. ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА

Анализът и проектирането на РИ с ОД следва да се извършват успоредно. При това, изчислителните процедури, свързани с проектирането, като правило, изпреварват процедурите по анализа. Това е така, защото най-напред, при зададени пауза t_0 и определено отношение $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$, се изчисляват ъглите δ и φ_1, напрежението $U_{\Gamma m}$ и стойностите на схемните $L-C-R$ елементи, които осигуряват конкретното това отношение $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$, а след това се формира уравнението на тока и се намира големината на величините, характеризиращи работата на активните и пасивните елементи и на И като цяло.

5.3.2. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА РИ С ОД В РЕЖИМ С ЕСТЕСТВЕНО ИЗКЛЮЧВАНЕ НА КП

Основните характеристики на този тип РИ са дадени в табл.5.1 (№ 4), а пълната система от времедиаграми - в т.4.2.1. Проектирането и анализа на И се извършва в следната последователност.

1) Определя се отношението на честотите $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$.

Съгласно фиг.5.1б и табл.5.1

$$\frac{\omega_{ck}}{\omega}=\frac{T/2}{T_{ck}/2}=\frac{\pi}{\pi-t_0+t_0^{\mathrm{I}}}>1\,, \tag{5.1}$$

Интервалът t_0^{I} не е известен, но може да се зададе в съотношение спрямо интервала на паузата t_0 , например

$$t_0^{\mathrm{I}}=(0{,}2\div 0{,}5)t_0=k_{t_0^{\mathrm{I}}}t_0\ \ , \tag{5.2}$$

като коефициентът на пропорционалност $k_{t_0^{\mathrm{I}}}$ се уточнява в хода на проектирането. Предвид на тесния диапазон, в който се задават или получават величините $tg\delta$ и Q, коефициентът $k_{t_0^{\mathrm{I}}}$ също следва да се задава в тесни граници. След придобиване на опит, t_0^{I} се определя без или с няколко итерации.

2) С отчитане на $tg\delta=(1{,}2\div 1{,}5)\frac{\omega_{ck}}{\omega}$, се избира $tg\delta$.

3) Изчислява се Q

$$Q=\frac{\omega L_k}{R_e}=\frac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_{ck}}\right)^2\left[tg\delta\pm\sqrt{tg^2\delta-\left(\frac{\omega_{ck}}{\omega}\right)^2}\right]\ \ . \tag{5.3}$$

4) Определя се ъгъл φ_1

$$tg\varphi_1 = 0{,}405tg\delta - \sqrt{0{,}164\,tg^2\delta - 0{,}189} \quad . \tag{5.4}$$

5) Намира се напрежението $U_{Гm}$. Ако схемата е полумостова, във формулата се поставя захранващото напрежение $E/2$, а при мостова схема - E .

$$U_{Гm} = \frac{\pi E}{2\cos(\delta - \varphi_1)} \tag{5.5}$$

6) Формира се уравнението за тока .

$$i(\vartheta) = \frac{E}{\omega L_k}\vartheta + A - \frac{U_{Гm}}{\omega L_k}\left[\cos(\delta - \varphi_1) - \cos(\delta - \varphi_1 - \vartheta)\right] \tag{5.6}$$

7) В зависимост от схемата на ПТВ, се изчисляват всички напрежения: върху товара, евентуално на последователния и повишаващия кондензатори, и др.

8) Изчисляват се схемните елементи. Ако, например, И е паралелен с товар във вид на трептящ кръг, най-напред се определя по известния вече ъгъл δ и параметрите на товара, разстройката ξ_0 по формулата

$$\xi_0^2 = \frac{tg\varphi + ctg\varphi}{tg\varphi + tg\delta} \quad , \tag{5.7}$$

а след това - капацитетът C на товарния кръг

$$C = \frac{1}{\xi_0^2\omega^2 L} \quad . \tag{5.8}$$

В случай, че И е последователен с активен товар, кондензаторът C_K е равен

$$C_K = \frac{1}{\omega R tg\delta} \; . \tag{5.9}$$

Тази формула за C_K е справедлива за мостовата схема и за полумостовата с разделен захранващ източник. Кондензаторите C_{K1} и C_{K2} в полумостовата схема на И с разделен комутиращ кондензатор, са равни

$$C_{K1} = C_{K2} = \frac{C_K}{2} \quad . \tag{5.10}$$

Очевидно, при различие в необходимото напрежение върху товара и получаващото се при зададеното захранващо напрежение, съгласуването трябва да се извършва с използване на трансформатор, на схема на И с повишаващ кондензатор или по някой друг начин.

9) Комутиращата индуктивност L_K е равна

$$L_K = \frac{R_e Q}{\omega} \quad . \tag{5.11}$$

За изчислителните съотношения на токовете на КП, ОД и за консумирания ток I_0 от захранващия източник трябва да се използват конкретните за всеки тип РИ с ОД изрази.

10) Средна стойност $I_{0кп}$ на тока през КП

$$I_{0кп}=\frac{1}{2\pi}\int_{t_0}^{\pi} i(\vartheta)d\vartheta=\frac{E}{4\omega L_K}[tg(\delta-\varphi_1)(1+cost_o)-sint_0-\frac{t_0^2}{\pi}+t_0] \qquad (5.12)$$

11) Максималната стойност $I_{mкп}$ на тока през КП се намира, като по $\vartheta_m=\frac{arctg2Q\frac{\omega_{ck}}{\omega}}{\frac{\omega_{ck}}{\omega}}$ се изчислява ϑ_m, и се поставя в уравнението за тока.

12) Средната стойност на тока през ОД

$$I_{0од}=\frac{1}{2\pi}\int_{0}^{t_0} i(\vartheta)d\vartheta=\frac{E}{\omega L_K}[tg(\delta-\varphi_1)(1-cost_o)+sint_0+\frac{t_0^2}{\pi}-t_0] \qquad (5.13)$$

13) Максималната стойност $I_{mод}$ на тока през ОД се намира, като в уравнението за тока $i(\vartheta)$ се постави $\vartheta=t_0$.

14) Средната стойност на тока, консумиран от захранващия източник, е равна

$$I_0=2(I_{0кп}-I_{0од})=\frac{E}{\omega L_K}[tg(\delta-\varphi_1)cost_0-sint_0-\frac{t_0^2}{\pi}+t_0] \qquad (5.14)$$

При $t_0=0$, както е в РИ без ОД в ГР, изразът (5.14) се превръща в $I_0=\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} i(\vartheta)\,d\vartheta=A+\frac{E}{\omega L_k}tg(\delta-\varphi_1)$, при $A=0$.

За мостовата схема на разглеждания РИ, горните формули за всички токове се използват без промяна. Ако схемата е полумостова, вместо E, във формулите се поставя $E/2$ и съответно $A/2$ вместо A.

Критерий за вярност на получените от проектирането и анализа резултати, е равенството на тока I_0 от (5.14) и теоретичния ток $I_{0теор}$, който трябва да се консумира от захранващия източник при зададената мощност P и захранващо напрежение E ($E/2$)

$$I_{0теор}=\frac{P}{E} \qquad (5.15)$$

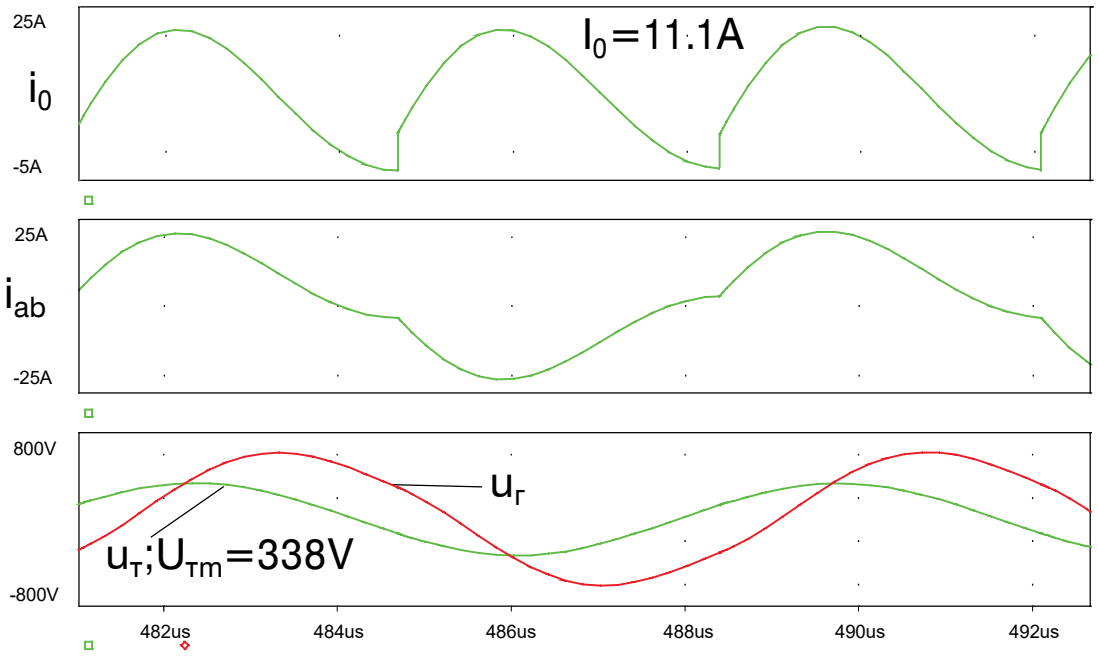
Възможните различия се отстраняват, като се коригира в една или друга посока интервала t_0^{I}, т.е. отношението на честотите $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$.

За илюстрация на възможността достоверно да се проектира и анализира РИ с ОД и естествено изключване на КП, в табл. 5.2 са дадени изчислените и получените от компютърното симулиране, стойности на елементите и величините в И, а на фиг. 5.2 са представени времедиаграмите на токовете и напреженията. Основните данни на И са следните:

$$P = 2740\,\text{W}; f = 135\,\text{kHz}; E = 245\,\text{V}; \cos\varphi = 0{,}06; t_0 = 40°\text{ел}$$

Табл.5.2. *РИ с ОД и естествено изключване на КП – резултати от проектирането.*

Величина	ω_{CK}/ω	$tg\,\delta$	R Ω	L μH	C μF	C_1 nF	L_K μH	$I_{mKП}$ A	$I_{oKП}$ A	I_0 A	U_{Tm} V	P W
Изчислена	1.07	1.5	0.063	1.22	1.15	46	21	23.4	6.7	11.2	309	2744
От комп. експеримент	-	-	0.063	1.22	1.14	46	21	23.0	6.6	11.1	338	2720



Фиг. 5.2. *РИ с ОД и естествено изключване на КП – компютърен експеримент.*

Анализът на величините, съгласно табл. 5.2, показва едно добро съвпадение, като най-голямата грешка (при напрежението U_{Tm}) не надвишава 10%. Следва да се обърне внимание, че коефициентът $k_{t_0^I}$ е пропорционален на интервала t_0, като при $t_0 = 0{,}1\pi$, $k_{t_0^I} \approx 0{,}35$, а при $t_0 = 0{,}25\pi$, $k_{t_0^I} \approx 0{,}5$.

5.3.3. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА РИ С ОД В РЕЖИМ С ПРИНУДИТЕЛНО ИЗКЛЮЧВАНЕ НА КП

Основните характеристики на този тип РИ са дадени в табл.5.1 (№ 5), а пълната система времедиаграми - в т.4.2.2.

Различията в проектирането, спрямо разгледания в предния параграф РИ, се състои само в изразите за $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ и за токовете на КП и ОД, както и за средния ток I_0, консумиран от захранващия източник. Затова, в настоящия параграф са приведени тези изрази, а останалите, както и последователността на пресмятането, са аналогични на тези в т. 5.3.2.

1) Съгласно фиг.5.1в и табл.5.1, отношението на честотите е равно

$$\frac{\omega_{ck}}{\omega} = \frac{T/2}{T_{ck}/2} = \frac{\pi}{\pi + t_0^{\mathrm{I}}} \tag{5.16}$$

Тъй като интервалът t_0^{I} се получава от страната на задния фронт на импулса на тока, който се отличава с бавно затихване, интервалът t_0^{I} е сравнително голям и приблизително се определя от съотношението

$$t_0^{\mathrm{I}} = (0{,}6 \div 1{,}5)t_0 \ , \tag{5.17}$$

като в процеса на проектирането се уточнява. Тогава

$$\frac{\omega_{ck}}{\omega} = \frac{\pi}{\pi + (0{,}6 \div 1{,}5)t_0} < 1 \quad . \tag{5.18}$$

2) Средната стойност на тока на тока $I_{0КП}$ през КП е равна

$$I_{0кп} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi - t_0} i(\vartheta)d\vartheta = \frac{E_{CP}}{4\omega L_K}[tg(\delta - \varphi_1)(1 + cost_0) +$$

$$+ sint_0 + \frac{t_0^2}{\pi} - t_0] \tag{5.19}$$

3) Средна стойност на тока $I_{0од}$ през ОД

$$I_{0од} = \frac{1}{2\pi}\int_{\pi - t_0}^{\pi} i(\vartheta)d\vartheta = \frac{E_{CP}}{4\omega L_K}[tg(\delta - \varphi_1)(1 - cost_0) -$$

$$-sint_0 - \frac{t_0^2}{\pi} + t_0] \qquad (5.20)$$

4) Средна стойност на тока, консумиран от захранващия източник при мостова схема на И

$$I_0 = 2(I_{0кп} - I_{0од}) = \frac{E}{\omega L_K}[tg(\delta - \varphi_1)cost_0 + sint_0 + \frac{t_0^2}{\pi} - t_0], \quad (5.21)$$

и при полумостовата схема

$$I_0 = \frac{E}{2\omega L_K}[tg(\delta - \varphi_1)cost_0 + sint_0 + \frac{t_0^2}{\pi} - t_0] \qquad . \qquad (5.22)$$

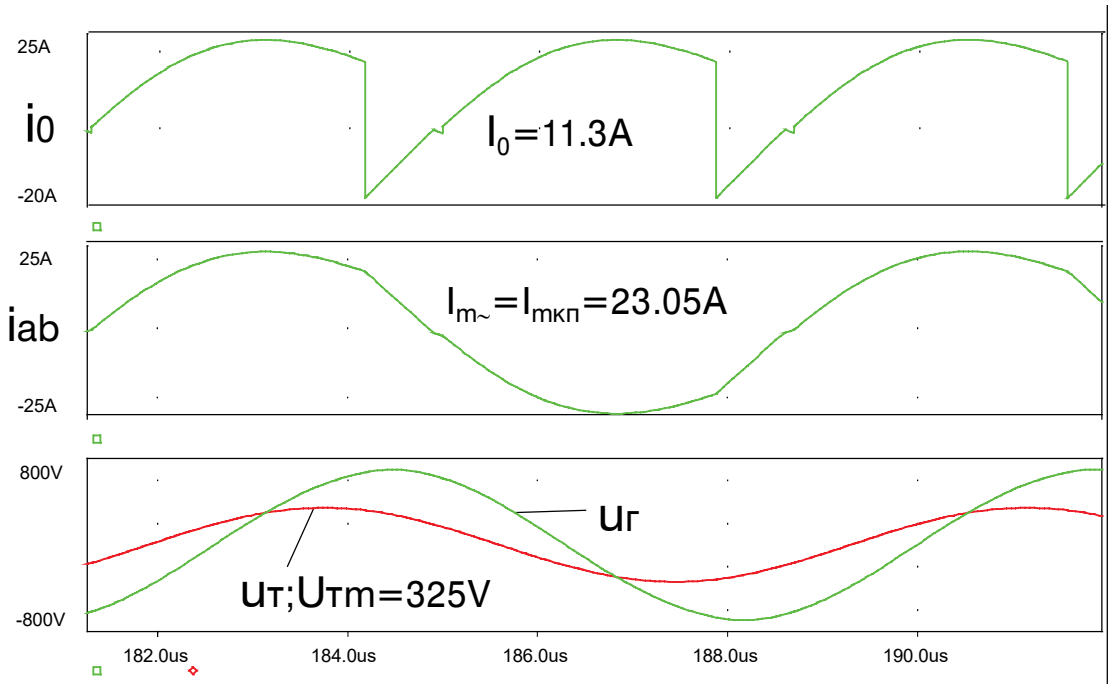
При $t_0 = 0$, т.е. изключване на КП в края на полупериода, токът на ОД $I_{0од} = 0$, а средният ток $I_{0кп} = \frac{1}{2} I_0$, като токът I_0 по (5.21) съвпада с тока на РИ без ОД в ГР, определен по $I_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} i(\vartheta)\, d\vartheta = A + \frac{E}{\omega L_k} tg(\delta - \varphi_1)$ при $A = 0$.

От изразите за токовете на КП, на ОД и за входния ток на двата типа РИ - с естествено и принудително изключване на КП, би могло да се констатира, че те се отличават значително. Но резултатите от изчисленията, направени при реални стойности на интервала t_0, който обикновено се приема $t_0 = (0{,}05 \div 0{,}20)\pi$ показват, че различията са пренебрежимо малки.

При същите данни, както в т. 5.3.2, е проектиран РИ с ОД и принудително изключване на КП. В табл.5.3 са сравнени резултатите от изчисленията и от компютърното симулиране. На фиг. 5.3 са представени времедиаграмите за токовете и напреженията, характеризиращи разглеждания режим на работа на РИ. Може да се констатира наличието на съвсем незначителни различия, което свидетелства за високата точност, осигурявана от използваната методика за проектиране.

Табл. 5.3. РИ с ОД и принудително изключване на КП – резултати от проектирането.

величина	$\omega_{СК}/\omega$	tgδ	R Ω	L μH	C μF	C_1 nF	L_K μH	$I_{mКП}$ A	$I_{0КП}$ A	I_0 A	$U_{тm}$ V	P W
изчислена	0.73	1.15	0.06	1.16	1.2	64	38	23.1	6.6	11.2	305	2744
комп. експер.	–	–	0.06	1.16	1.22	64	40	23.05	6.7	11.3	325	2768



Фиг. 5.3. *РИ с ОД и принудително изключване на КП – компютърен експеримент.*

Примерите за проектиране на РИ в т.т. 5.3.2 и 5.3.3 (табл.табл. 5.2 и 5.3), са за едни и същи данни на И. Това позволява да се направи сравнителна оценка на РИ без ОД в РПТ с два от възможните режими на работа на РИ с ОД. Без да се коментират конкретните стойности на елементите и на величините, следва да се отбележи, че те незначително се различават. Това още веднъж свидетелствува за близките по характер ЕМП във всички РИ. Поради поемането на обратния ток на диодите и тока на презареждащите се паразитните кондензатори от отпушващите се транзистори за предпочитане е инверторът да работи в режим с принудително изключване на КП [26,32,52].

5.3.4. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА РИ С ОД И С ШИРОЧИННО РЕГУЛИРАНЕ НА ЗАХРАНВАЩОТО НАПРЕЖЕНИЕ

5.3.4.1. РЕЖИМ С ПРИНУДИТЕЛНА КОМУТАЦИЯ НА КП

Основните характеристики на И са дадени в табл. 5.1 (№ 6) и на фиг. 5.1,г, а пълната система от времедиаграми - в т. 4.2.3. Както вече беше отбелязано, схемата на този тип РИ е само мостова.

Особеностите на проектирането и анализа, в конкретния случай, са следните:

1) По причина на специфичния алгоритъм на работа на И, токът на съвместно работещите КП (S_1S_3 или S_2S_4), който е задължително с колебателен характер, има ненулева стойност на страната и на предния, и на задния фронт. Затова, при определянето на полупериода $\frac{T_{ck}}{2}$, плавното

продължение на импулса на тока до пресичането му с абсцисната ос, се извършва от двете страни. Предвид на това, че скоростта на нарастване на тока е значително по-голяма от скоростта на спадането му, интервалът t_0^{I} е много по-малък от интервала t_0^{II}. Приблизително може да се приеме

$$\left.\begin{aligned} t_0^{\text{I}} &= (0{,}2 \div 0{,}5)\, t_0/2 \\ t_0^{\text{II}} &= (2{,}0 \div 2{,}5)\, t_0/2 \\ t_0^{\text{I}} + t_0^{\text{II}} &\approx 0{,}3 t_0 \end{aligned}\right\} \qquad (5.23)$$

Следователно, за полупериода $T_{ck}/2$ и за отношението на честотите $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$, се получават изразите

$$\frac{T_{ck}}{2} = \pi + 0{,}3 t_0 \qquad (5.24)$$

$$\frac{\omega_{ck}}{\omega} = \frac{\pi}{\pi + 0{,}3 t_0} < 1 \qquad . \qquad (5.25)$$

2) От времедиаграмите на фиг. 5.1г, се вижда, че фазовото изместване с интервала t_0 на управляващите импулси на едновременно работещите КП, предизвиква изместване надясно (изоставащо) на променливия ток с интервал от време, равен на $t_0/2$. Независимо от това, ако се премести началото на координатната система в точката на преминаването му през нулата, той може да се изчисли с изрази

$$i(\vartheta) = \frac{E}{\omega L_k}\vartheta + A - \frac{U_{\Gamma m}}{\omega L_k}\left[\cos(\delta - \varphi_1) - \cos(\delta - \varphi_1 - \vartheta)\right] , \qquad (5.26)$$

при A=0, а напрежението $U_{\Gamma m}$ с

$$U_{\Gamma m} = \frac{\pi E}{2\cos(\delta - \varphi_1)} , \qquad (5.27)$$

но вместо захранващото напрежение E, трябва да се постави E_{CP}, равно

$$E_{CP} = \frac{\pi - t_0}{\pi} E \qquad . \qquad (5.28)$$

По-нататък, различията в изчислителните съотношения, спрямо тези в предните параграфи, се проявяват само в изразите за токовете на КП и ОД, както и за средната стойност на входния ток.

3) Съгласно времедиаграмите от фиг. 5.1г, токовете на КП S_1 и S_4 са еднакви, като средната им стойност е равна

$$I_{0S_{1,4}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi - t_0/2} i(\vartheta)\, d\vartheta = \frac{E_{CP}}{4\omega L_K}\left[tg(\delta - \varphi_1)\left(1 + \cos\frac{t_0}{2}\right) + \right.$$

$$\left. + \sin\frac{t_0}{2} + t_0\,\frac{\pi - t_0/2}{2\pi}\right] \qquad (5.29)$$

4) Също така, еднакви са токовете на КП S_2 и S_3. Средната им стойност може да се определи от израза

$$I_{0S_{2,3}} = \frac{1}{2\pi}\int_{t_0/2}^{\pi} i(\vartheta)d\vartheta = \frac{E_{CP}}{4\omega L_K}[tg(\delta-\varphi_1)(1+cos\frac{t_0}{2}) - \\ -sin\frac{t_0}{2} + t_0\frac{\pi - t_0/2}{2\pi}] \quad (5.30)$$

Аналогично на КП, и ОД могат да бъдат обединени по двойки с еднакви токове - VD_1, VD_4 и VD_2, VD_3. Средната стойност на токовете им съответно е равна

$$I_{0VD_{1,4}} = \frac{1}{2\pi}\int_{\pi-\frac{t_0}{2}}^{\pi} i(\vartheta)d\vartheta = \frac{E_{CP}}{4\omega L_K}[tg(\delta-\varphi_1)(1-cos\frac{t_0}{2}) - \\ -sin\frac{t_0}{2} + \frac{t_0(\pi-\frac{t_0}{2})}{2\pi}] \quad (5.31)$$

$$I_{0VD2,3} = \frac{1}{2\pi}\int_{\pi-\frac{t_0}{2}}^{\pi} i(\vartheta)d\vartheta = \frac{E_{CP}}{4\omega L_K}[tg(\delta-\varphi_1)(1-cos\frac{t_0}{2}) - \\ -sin\frac{t_0}{2} + \frac{t_0(\pi-\frac{t_0}{2})}{2\pi}] \quad (5.32)$$

Токът I_0 от захранващия източник се консумира само в интервала $\frac{t_0}{2} \div \pi - \frac{t_0}{2}$, когато съвместно провеждат ток КП S_1S_3 или S_2S_4. Затова, неговата стойност в транслираната с $t_0/2$ координатна система, следва да се определя от израза

$$I_0 = \frac{1}{\pi}\int_{\frac{t_0}{2}}^{\pi-\frac{t_0}{2}} i(\vartheta)d\vartheta = 2(I_{0S_1} - I_{0Д_2}) = 2(I_{0S_2} - I_{0Д_1}) = \\ = \frac{E_{CP}}{\omega L_K} tg(\delta-\varphi_1).cos\frac{t_0}{2} \quad (5.33)$$

При $t_0 = 0$, т.е., когато И се управлява без дефазиране на съответните управляващи импулси и няма широчинно регулиране на захранващото напрежение, изразът (5.33) се превръща в $I_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} i(\vartheta)\,d\vartheta = A + \frac{E}{\omega L_k} tg(\delta-\varphi_1)$ при $A = 0$. Токът по (5.33) трябва да съвпада с $I_{0теор}$. Несъвпадението е признак за грешка при изчисленията или за неточно зададено отношение $\omega_{ск} / \omega$.

5.3.4.2. РЕЖИМ С ЕСТЕСТВЕНА КОМУТАЦИЯ НА КП

Основните характеристики на И са дадени в таблица 5.1(№ 7), а пълната система от времедиаграми - в т.4.2.3. Заданието за проектиране, освен данните, характерни за разглежданите до сега РИ, съдържа още и паузата t_{01} на КП (вж. фиг. 5.1 д). Особеностите на проектирането и анализа на И са следните:

1) Съгласно фиг.5.1д и табл. 5.1, токът на изключване на съвместно работещите КП е равен на нула, а токът им на включване има ненулева стойност. Затова, при определяне на полупериода $T_{ck}/2$, продължението на времедиаграмата му трябва да се извърши само от страната на предния фронт, при което се получава

$$\frac{T_{ck}}{2} = \lambda + t_0^{\mathrm{I}} = \pi - t_0 - t_{01} + t_0^{\mathrm{I}} \qquad (5.34)$$

Тъй като импулсът на тока на КП е с преден фронт, по-стръмен от задния, може да се приеме, че

$$t_0^{\mathrm{I}} = (0{,}2 \div 0{,}4)t_0 \ , \qquad (5.35)$$

$$\frac{T_{ck}}{2} = \pi - t_{01} - (0{,}8 \div 0{,}6)t_0 \ , \qquad (5.36)$$

а отношението на честотите е равно

$$\frac{\omega_{ck}}{\omega} = \frac{\pi}{\pi - t_{01} - (0{,}8 \div 0{,}6)t_0} > 1 \qquad . \qquad (5.37)$$

От сравнението на (5.25) и (5.37) се вижда, че отношението $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ е по-голямо при РИ с естествена комутация на КП.

По-нататък, премествайки началото на координатната система в точката на преминаване на тока $i_{\sim}$ през нулата, т.е. наляво с интервала t_{01}, запазвайки в сила израза (5.26) за напрежението E_{CP}, се провежда същата процедура, както в предните параграфи. Накрая се определят токовете на КП и на ОД, както и средната стойност на входния ток на И.

2) Съгласно времедиаграмите от фиг. 5.1д и от фиг. 4.15, токовете на КП S_1 и S_4 са еднакви, като средната им стойност е равна

$$I_{0S_{1,4}} = \frac{1}{2\pi}\int_{t_{01}}^{\pi} i(\vartheta)d\vartheta = \frac{E_{CP}}{4\omega L_K}[tg(\delta - \varphi_1)(1 + cost_{01}) - \\ - sint_{01} + \frac{t_{01}(\pi - t_{01})}{\pi}] \qquad (5.38)$$

3) Еднакви са и токовете на КП S_2 и S_3. Средната им стойност може да се определи от съотношението

$$I_{0S_{2,3}} = \frac{1}{2\pi}\int_{t_{01}+t_0}^{\pi} i(\vartheta)d\vartheta = \frac{E_{CP}}{4\omega L_K}\{tg(\delta - \varphi_1)[1 + cos(t_{01} + t_0)] - \\ - sin(t_{01} + t_0) + \frac{(t_{01} + t_0)(\pi - t_{01} - t_0)}{\pi}\} \qquad (5.39)$$

Обратните диоди също могат да бъдат обединени по двойки с еднакви токове - VD_1,VD_4 и VD_2,VD_3. Средната стойност на токовете им, съответно е равна

$$I_{0\,VD_{1,4}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{t_{01}} i(\vartheta)d\vartheta = \frac{E_{CP}}{4\omega L_K}[tg(\delta-\varphi_1)(1-cost_{01}) + \\ + sint_{01} - \frac{t_{01}(\pi - t_{01})}{\pi}] \quad (5.40)$$

$$I_{0\,VD_{2,3}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{t_{01}+t_0} i(\vartheta)d\vartheta = \frac{E_{CP}}{4\omega L_K}\{tg(\delta-\varphi_1)[1-cos(t_{01}+t_0)] + \\ + sin(t_{01}+t_0) - \frac{(t_{01}+t_0)(\pi - t_{01}+t_0)}{\pi}\} \quad (5.41)$$

6) Средната стойност I_0 на тока, консумиран от захранващия източник, е равна

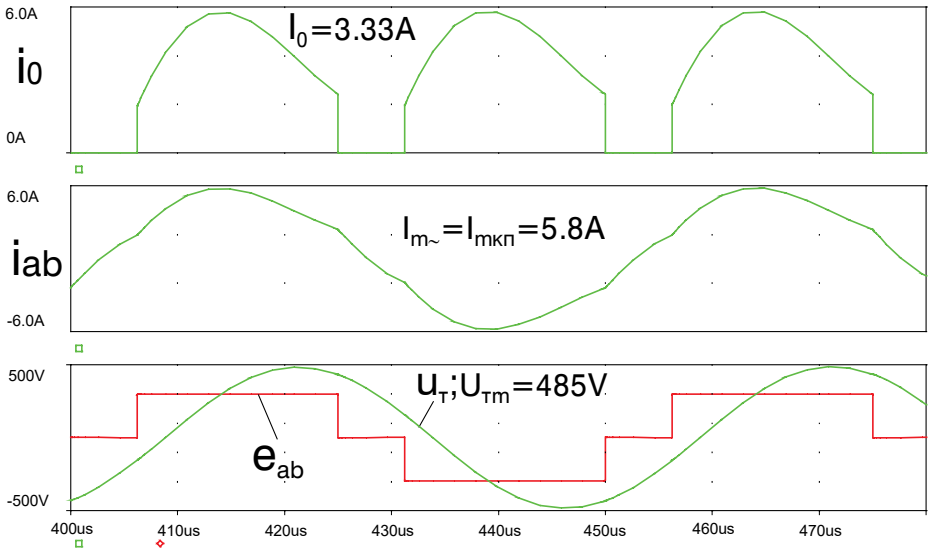
$$I_0 = 2(I_{0S_2} - I_{0OD_1}) = \frac{E_{CP}}{2\omega L_K}\{tg(\delta-\varphi_1)[cos(t_{01}+cos(t_{01}+t_0)] + \\ + \frac{2t_{01}(\pi - t_{01})}{\pi} - sint_{01} - sin(t_{01}+t_0) - \frac{t_{01}t_0}{\pi} + \frac{t_0(\pi - t_{01} - t_0)}{\pi}\} \quad (5.42)$$

В случай, че изчисленият по (5.42) ток I_0 не се получи равен на неговата стойност, определена от зададената мощност P и захранващото напрежение E ($I_{0теор} = \frac{P}{E}$), трябва да се повтори изчислителната процедура, като се коригира в една или друга посока стойността на интервала t_0^I.

В табл.5.4 са дадени изчислените и получените от компютърното симулиране стойности на елементите и на величините в РИ с ШР и принудителна комутация, а в табл.5.5 - в РИ с ШР и естествена комутация на КП. На фиг.фиг. 5.4 и 5.5 са представени времедиаграмите на токовете и напреженията. И в двата случая входните данни са едни и същи: $P = 1000\text{W}; f = 20\text{kHz}; E = 300\text{V}; cos\varphi = 0{,}25; t_0 = 45°$. В РИ с естествена комутация $t_{01} = 0{,}1\pi = 18°$.

Табл. 5.4. *РИ с ШР и принудителна комутация на КП – резултати от проектирането.*

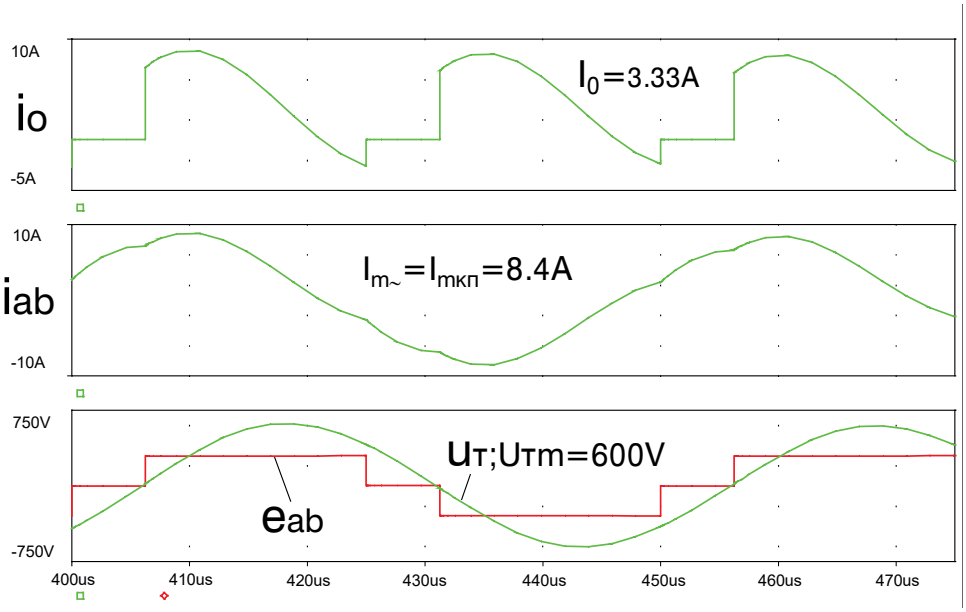
ω_{ck}/ω=0.93 ; tg δ = 1.4 ; C_ϕ =5000 μF											
величина	R Ω	L μH	C nF	Lk μH	Imкп A	Iokп A	Im od A	Io od A	Io A	Uтm V	P W
изчислена	7.3	226	355	445	5.8	1.72	2.4	0.07	3.32	484	996
от комп. експер.	7.3	226	325	445	5.8	1.73	2.4	0.07	3.33	485	1000



Фиг. 5.4. *РИ с ШР и принудителна комутация на КП - компютърен експеримент.*

Табл. 5.5. *РИ с ШР и естествена комутация на КП - резултати от проектирането.*

ω_{ck}/ω =1.3 ; tg δ = 1.8 ; $C_{ф}$ =5000 μF											
величина	R Ω	L μH	C nF	Lk μH	Imкп A	Iokп$_1$ A	Im$_{D2}$ A	Io$_{D2}$ A	I$_0$ A	Utm V	P W
изчислена	10.7	380	263	293	8.4	2.95	6.7	0.78	3.32	586	1000
от комп. експер.	10.7	330	276	293	8.4	2.45	6.7	0.78	3.33	600	1000



Фиг. 5.5. *РИ с ШР и естествена комутация на КП - компютърен експеримент.*

Съпоставянето на резултатите от изчисленията и от компютърния експеримент показва, че методиките за проектиране дават добра точност. С корекция само на кондензатора C с около 5÷6%, се получава зададената мощност и оптимална форма на токовете през КП и на променливия ток $I_{\sim}$. Необходимо е да се изтъкне още и следното: 1) Отношението $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ в РИ с принудителна комутация трябва да се търси близко до единица. 2) В РИ с естествена комутация се получават по-високи изходни напрежения и по-голяма амплитуда на тока през КП. 3) Зададеният режим, при естествена комутация на КП, по-лесно се осигурява и се оказва по-независим от стойностите на схемните елементи.

5.3.5. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА РИ С ОД В РЕЖИМ С УДВОЯВАНЕ НА ЧЕСТОТАТА

Основните характеристики на И са дадени в табл. 5.1 (№8), а схемата му и пълната система от времедиаграми - в т.4.2.4. Заданието за проектиране, спрямо другите РИ с ОД, се отличава само по това, че се фиксира режимът на работа по изключването на ОД, който може да бъде при ненулев ток с пауза t_0, при нулев ток без пауза или с ненулев ток. Най-често се задава режим с нулев ток без пауза, при който полупериодът $\frac{T_{ck}}{2}$ е равен на $\frac{\pi}{2}$, а отношението $\frac{\omega_{ck}}{\omega_н} = 2$. В режим с нулев ток и $t_0 \neq 0$ – $\frac{T_{ck}}{2} < \frac{\pi}{2}$, $\frac{\omega_{ck}}{\omega_н} > 2$ и съответно, $\frac{T_{ck}}{2} > \frac{\pi}{2}$, $\frac{\omega_{ck}}{\omega_н} < 2$ - при ненулев ток на ОД в края на полупериода.

Проектирането на РИ от този тип е аналогично на разгледаните, но има и някои съществени особености, произтичащи от начина на действие и времедиаграмите на И (виж. фиг. фиг. 4.13. и 5.1,ж). Както беше отбелязано, честотата на променливото напрежение, формирано върху товара, е два пъти по-висока от честотата на превключване на КП и ОД. С други думи, променливите величини в диагонала *a-b* са с “ниска” честота, а тези в диагонала *c-d* - с “висока”.

В съответствие с възприетия алгоритъм за проектиране на РИ с ОД, в случая следва да се процедира по следния начин.

1) От времедиаграмата на променливия “нискочестотен” ток $i_{\sim н}$ в диагонала *a-b* се определят полупериода $\frac{T_{ck}}{2}$ и отношението $\frac{\omega_{ck}}{\omega_н}$ в интервала на работа на КП. На фиг. 5.1, ж е представен случаят

$$\frac{T_{ck}}{2}=\frac{\pi}{2},\ \frac{\omega_{ck}}{\omega_{н}}=2. \tag{5.43}$$

2) По $\frac{\omega_{ck}}{\omega_{н}}$ се избира ъгъл δ.

3) Независимо, че токът $i_{\sim H}$, формиран от токовете на съответните двойки КП и противоположните им ОД, е със силно деформиран импулс, приема се, че е налице нормален резонансен режим. В съответствие с това, се изчислява ъгъл φ_1 по (5.4)

4) Определя се Q по (5.3).

5) Изчислява се напрежението $U_{Гтн}$, което би се създало в нискочестотния диагонал *a-b*, ако товарът Z_T (товарният кръг) и кондензаторът C_P са включени последователно на комутиращите елементи L_K и C_K, а не в диагонала *c-d*, т.е. ако И е обикновен РИ без ОД в ГР.

$$U_{mab}=U_{Гm}=\frac{\pi E}{2\cos(\delta-\varphi_1)} \tag{5.44}$$

Очевидно е, че един полупериод от това напрежение се създава под действието на един импулс на тока на КП и на тока на ОД.

6) При включването на товарния кръг в диагонала *c-d* и получаването на двойно по-висока честота на колебанията в него, едната полувълна на напрежението u_{cd} се създава от тока на КП, а съседната - от тока на ОД.

Ако товарът е активен, двете полувълни на напрежението върху него са с различни амплитуди. При товар във вид на трептящ кръг с относително висок Q-фактор, напрежението $u_{\text{Т}}$ може да се приеме синусоидално с еднаква амплитуда на съседните полувълни.

Отчитайки механизма на формирането им, може да се предположи, че "нискочестотните" напрежения са двойно по-големи от "високочестотните". Но това обстоятелство следва да се конкретизира за двата крайни случая:1) За случая $C_P>>C_K$, $C_P\to\infty$; 2) $C_P=C_K$.

В първия случай, когато $C_{\text{P}}\to\infty$, в диагонала *c-d*, променливото "високочестотно" напрежение се създава само върху товара, което трябва да е два пъти по-ниско от напрежението u_{mab}, т.е.

$$U_{Tm_B}=\frac{U_{Tm_H}}{2}=\frac{U_{Гm_H}}{2}\cos\delta. \tag{5.45}$$

Във втория случай, когато $C_P\approx C_K$, напреженията и върху самите кондензатори, и върху товара, зависят от стойностите на C_P и C_K.

Ако е изпълнено равенството $C_P=C_K$, може да се приеме, че амплитудата на сумарното "високочестотно" напрежение U_{cdm} е равна на половината от напрежението U_{abm}, т.е.

$$U_{cdm}=\frac{1}{2}U_{abm}=\frac{1}{2}U_{Гm}\quad . \tag{5.46}$$

При определянето на напрежението U_{Tm} трябва да се вземе под внимание обстоятелството, че при резонанс на товарния кръг, всеки от равните

капацитети C_P и C_K създава половината от ъгъла δ. Следователно, във веригата *c-d*, фазовият ъгъл ще бъде $\frac{\delta}{2}$. При това, амплитудата на товарното напрежение U_{Tm} е равна

$$U_{Tm} = U_{cdm} \cos\frac{\delta}{2} \quad . \tag{5.47}$$

При близки, но не съвсем равни стойности на C_P и C_K, напреженията U_{cpm} и U_{Tm} трябва да се коригират. Ако $C_P > C_K$, U_{cpm} и U_{Tm} намаляват, приближавайки се, съответно към нула и $\frac{U_{Tm}\cos\delta}{2}$ при $C_P \to \infty$. Обратно, при $C_P < C_K$ напреженията U_{cpm} и U_{Tm} би следвало да се увеличават, но заедно с това възникват и други явления, който са с отрицателно влияние върху режима на И (намалява токът на ОД). Затова, режимите на работа с $C_P < C_K$ не се използват.

7) По напрежението U_{TmB} и мощността на товара, се определят параметрите му R и L (при зададен $\cos\varphi$) и компенсиращия капацитет C.

8) Определят се еквивалентното съпротивление R_{eB} на товарния кръг и комутиращите елементи $C_к$ и $L_к$, съответно по формулите:

$$R_{ев} = \frac{1}{\omega_B C} \frac{\xi_{0в}^2 \, ctg\varphi_в}{\left(1-\xi_{0в}^2\right)^2 + ctg^2\varphi_в} \quad , \tag{5.48}$$

$$C_к = \frac{1}{\omega_н R_{ев} \, tg\delta_н} \quad , \tag{5.49}$$

$$L_к = \frac{Q_н R_{ев}}{\omega_н} \quad , \tag{5.50}$$

$$Q_н = \frac{1}{2}\left(\frac{\omega_н}{\omega_{ck}}\right)^2 \left[tg\delta_н + \sqrt{tg\delta_н - \left(\frac{\omega_{ск}}{\omega_н}\right)^2} \right] \quad , \tag{5.51}$$

При определянето на токовете на КП и ОД, би могло да се използва уравнението (5.26) за тока на И, както при другите РИ с ОД, разгледани в предните параграфи. В случая, използването на (5.26) в съответните интервали от време, е съпроводено със значителна грешка, т.к. импулсите на тока на ОД и КП, от които се състои тока $i_{\sim H}$, силно се различават по амплитуда. Грешката е минимална, ако вместо по (5.26), се пресмята по уравнението

$$i(\vartheta) = \frac{E + U_{ce}(0)}{\frac{\omega_{ck}}{\omega}\omega L_k} e^{-\frac{R_e}{2\omega L_k}\vartheta} \sin\frac{\omega_{ck}}{\omega}\vartheta = \frac{E + U_{ce}(0)}{\frac{\omega_{ck}}{\omega}\omega L_k} e^{-\frac{\vartheta}{2Q}} \sin\frac{\omega_{ck}}{\omega}\vartheta \quad .$$

При това, ако $C_P >> C_K$ $\left(C_P = \infty\right)$ и режимът е без пауза t_0, към началото на всеки полупериод, кондензаторът C_K се оказва разреден до напрежение $u_{CK}(0)=E$, при което токът на КП е равен

$$i(\vartheta)_{кп} = \frac{2E}{\frac{\omega_{ck}}{\omega_н}\,\omega_н\,L_к} e^{-\frac{\vartheta}{2Q_н}} \sin\frac{\omega_{ck}}{\omega_н}\vartheta + I_d \ . \qquad (5.52)$$

Конкретно, при $\frac{\omega_{ck}}{\omega_н} = 2$

$$i(\vartheta)_{кп} = \frac{E}{\omega_н L_K} e^{-\frac{\vartheta}{2Q_H}} \sin 2\vartheta + I_d \ . \qquad (5.53)$$

Моментът ϑ_m, при който токът на КП има максимум, се определя по

$$\vartheta_m = \frac{arctg2Q\frac{\omega_{ck}}{\omega}}{\frac{\omega_{ck}}{\omega}} \ .$$

В съответствие с (5.52), в общ вид , токът $I_{mкп}$ е равен:

$$I_{mкп} = \frac{2E}{\frac{\omega_{ck}}{\omega_н}\,\omega_н\,L_K} e^{-\frac{\vartheta_m}{2Q_H}} \sin\frac{\omega_{ck}}{\omega_н}\vartheta_m + I_d \ , \qquad (5.54)$$

а средната му стойност $I_{0кп}$

$$I_{0кп} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\lambda} i(\vartheta)\,d\vartheta = \frac{\lambda I_d}{2\pi} + \frac{E}{\pi\omega_н L_K}\frac{1-e^{-\frac{\lambda}{2Q_H}}}{\frac{1}{4{Q_н}^2}+\left(\frac{\pi}{\lambda}\right)^2} = \qquad (5.55)$$

$$= \frac{\lambda I_d}{2\pi} + 2f_н C_н E\left(1-e^{-\frac{\lambda}{2Q_H}}\right)$$

където λ е интервалът на проводимост на КП, равен на

$$\lambda = \pi\frac{\omega_н}{\omega_{ck}} \ . \qquad (5.56)$$

При $\frac{\omega_{ck}}{\omega_н} = 2$; Q_H=0,5 (при $tg\delta$=2,5)

$$I_{mкп} = I_d + \frac{0{,}49E}{\omega L_K} \qquad (5.57)$$

$$I_{0кп} = \frac{I_d}{4} + 1{,}584 f_н C_к E \ . \qquad (5.58)$$

10) Определянето на максималната стойност на тока на ОД, с достатъчна точност, може да се извърши въз основа на обстоятелството, че размахът ($2I_{mB}$) на тока $i_{\sim B}$, е равен (при ω_{ck}/ω=*2*)

$$2I_{тв} = \frac{2U_{Tmв}}{R_{ев}} = I_{тк\,п} - Id + I_{тод} = 0{,}49\frac{E}{\omega_н L_K} + I_{тод} \quad , \qquad (5.59)$$

откъдето

$$I_{тод} = 2I_{тв} \; - 0{,}49\frac{E}{\omega_н L_K} \; . \qquad (5.60)$$

11) Средната стойност на тока на ОД , приблизително, е равна

$$I_{0од} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{2}} I_{тод}\sin\frac{\omega_{ck}}{\omega_н}\vartheta\, d\vartheta = \frac{I_{тод}}{2\pi} \; . \qquad (5.61)$$

12) Токът I_0, който И консумира от захранващия източник, е равен

$$I_0 = 2\left(I_{0к\,п} - I_{0од}\right) \quad . \qquad (5.62)$$

Критерий за вярност на оразмеряването и тук е съвпадението на средните стойности на тока $I_{отеф} = \frac{P}{E}$ и тока I_0, определен по (5.62). При неизпълнението му, трябва да се отстрани допуснатата при изчисленията грешка или да се коригират някои от схемните елементи, най-често комутиращите елементи L_K и C_K.

Примери за проектирането на РИ с ОД и удвояване на честотата. Дадено: P=100kW; f_H=2500 Hz; f_B=5000 Hz; $cos\varphi$=0,25; E=500 V;

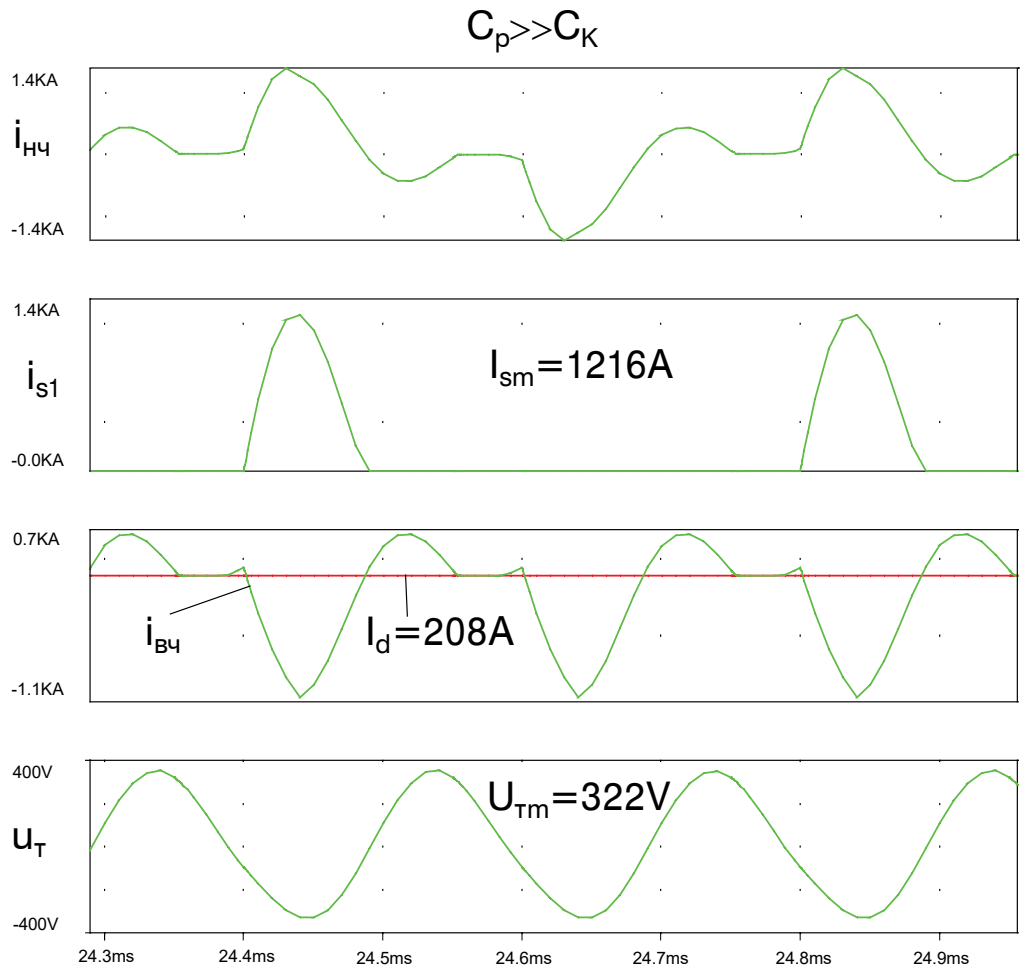
Проектирането е извършено за двата крайни случая: 1)$C_P >> C_K \;\; (C_P \to \infty)$; 2) $C_P \approx C_K$. Резултатите от изчисленията и от компютърното симулиране са, приведени в табл. 5.6. На фиг.фиг. 5.6 и 5.7 са представени времедиаграмите за токовете и напреженията, характеризиращи съответните режими.

Табл. 5.6. *РИ с ОД в режим с удвояване на честотата – резултати от проектирането.*

$\omega_{CK} / \omega = 2\,;\;\; tg\delta = 2{,}5\,;\;\; L_d = 5\,mH$													
C_P μF	Величина	R Ω	L μH	C μF	L_K μH	C_K μF	U_m V	$I_{mKП}$ A	$I_{OKП}$ A	I_{mOD} A	I_{OOD} A	I_0 A	P kW
5000	изчсл.	0.032	3.9	244	16	50.4	318	1223	149	388	46	206	103
$C_P \to \infty$	от комп. експер.	0.032	3.9	244	16	50.4	322	1216	165	415	61	208	104
$C_P \approx C_K$ C_P=43	изчисл.	0.089	11	86	52	35.6	535	756	121	138	19	203	101.5
$C_{Kе}$=17.8	от комп. експер.	0.089	11	84	55	31	548	760	128	120	26	204	102

Различията в стойностите на изчислените и от компютърния експеримент капацитети C_P и C_K , за случая $C_P \approx C_K$, са в известна степен привидни, защото еквивалентният комутиращ капацитет C_K е останал непроменен.

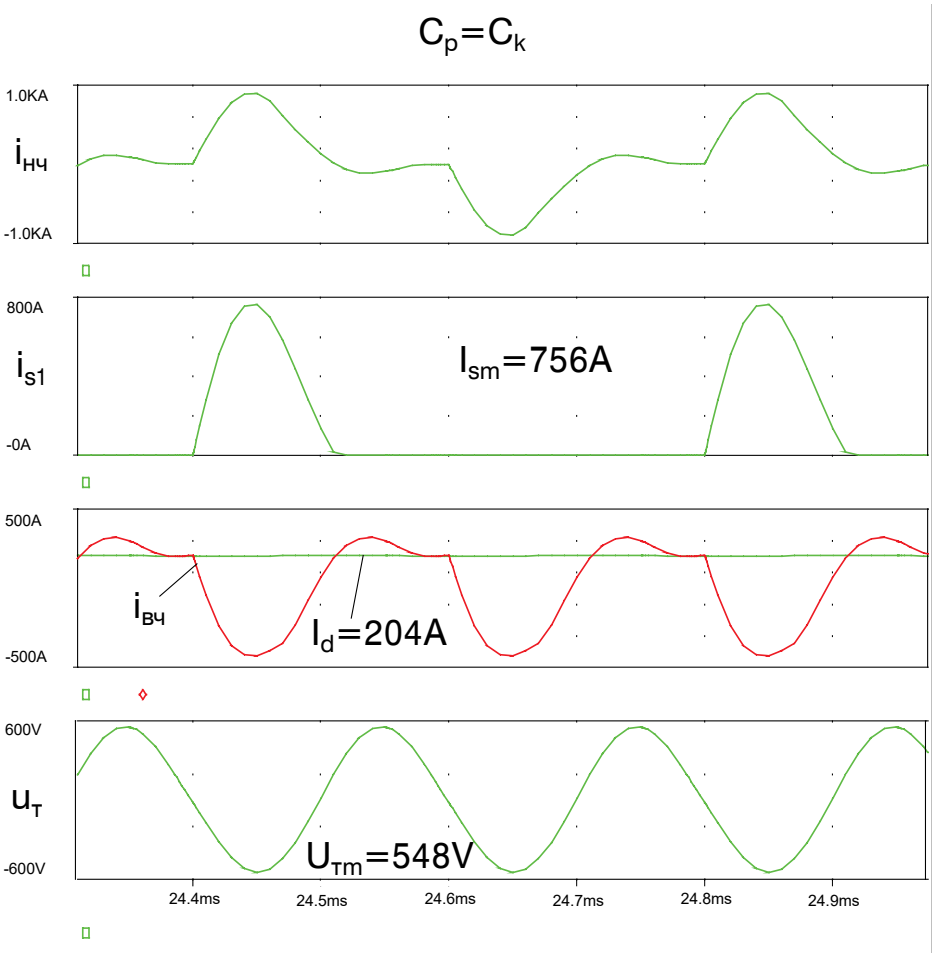
Във връзка с това, следва да се изтъкне един важен резултат, получен при компютърните изследвания, който показва, че изменението на съотношението между C_P и C_K , силно влияе на мощността, по-силно от промените на всички други схемни елементи и на работната честота. Това свойство на И може да се използва при изграждане на системите за регулиране на мощността и за съгласуване с товара.



Фиг. 5.6. *РИ с ОД в режим с удвояване на честотата – компютърен експеримент -* $C_P >> C_K \ \left(C_P \to \infty\right)$.

Относно предимствата и недостатъците на двата режима и на И като цяло, могат да се направят следните изводи: 1) При близки или равни стойности на капацитетите C_P и C_K, препоръчвани най-често, напрежението върху товара е възможното най-високо, а амплитудните стойности на токовете на КП и ОД - възможните най-ниски. Кондензаторът C_P, който в случая има малка стойност и приемливо високи постоянни и променливи напрежения, може да се реализира без особени трудности. 2) При $C_P \to \infty$ на-

прежението на товара е възможното най-ниско. Това обстоятелство създава трудности при съгласуването с товара (например, при захранване на индукционен нагревател), а също и при реализацията на кондензаторната батерия C за товарния кръг. Амплитудите на токовете на КП и ОД, в случая, са големи. 3) Недостатък на И е, че даже и при $C_P \approx C_K$, напреженията върху товара са ниски. 4) Обратните диоди неконтролируемо се включват повторно, извън своите работни интервали, с което увеличават реактивните натоварвания в И, а също и натоварванията на КП. Както беше споменато в гл.4, т. 4.2.4, за ограничаването на тези режими, трябва част от комутиращата индуктивност да се изнесе извън диагонала *a-b*. 5) Предимство на И от този тип е възможността сравнително лесно да се получи двойно по-висока честота и добрите му регулировъчни характеристики. При това, следва да се препоръча работата му с $C_P \approx C_K$.



Фиг. 5.7. *РИ с ОД в режим с удвояване на честотата – компютърен експеримент - $C_P \approx C_K$.*

5.3.6. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА РИ С УДВОЯВАНЕ НА ЧЕСТОТАТА БЕЗ ОД

Основните характеристики на И са дадени в табл. 5.1 (№10), а схемата му, начинът на действие и пълната система от времедиаграми - в т.4.2.5. Неговото проектиране може да се извърши както при РИ с ОД в т.т.5.1 ÷ 5.4. Очевидна е най-голямата аналогия с РИ с ОД и удвояване на честотата. Тя се изразява в това, че и в двата типа И КП работят в интервал от време, равен на половината от полупериода по честотата на управлението (ниската честота). Във връзка с това, и тук би могло да се приеме $\omega_{СК}/\omega=2$. Теоретичните изследвания и компютърното симулиране показват, че по-добро симетриране на първата хармонична на променливия "високочестотен" ток и на напрежението върху товара, се получава при $\omega_{СК}/\omega=1.7\div1.8$, средно 1,75.

В същото време, налице е и принципно различие във формирането на "високочестотния" ток, който в разглеждания И е сума от тока на КП и от тока на кондензатора C_P, всеки от които създава едната от съседните полувълни. Затова, определеното в хода на изчисленията фиктивно напрежение $U_{Гm}$, трябва да се разглежда като удвоено напрежение U_{cdm}.

След изясняване на особеностите и приемането на оптималното отношение $\omega_{СК}/\omega$, редът на проектирането фактически повтаря този при РИ с ОД и удвояване на честотата, като се определят последователно величините: $tg\delta$, Q, φ_1, фиктивното напрежение $U_{Гmн}$, напрежението върху товара $U_{Tmв}= U_{Гmн}/2$ ($C_P>>C_K$, $C_P\rightarrow\infty$), параметрите на товара R_B и L_B, компенсиращия кондензатор C_B (при резонанс на товарния кръг), $R_{ев}$, комутиращите елементи L_K и C_K, които съответно са равни

$$L_K = \frac{Q R_{ев}}{\omega_н} \quad , \tag{5.63}$$

$$C_K = \frac{1}{\omega_н tg\delta R_{ев}} \quad , \tag{5.64}$$

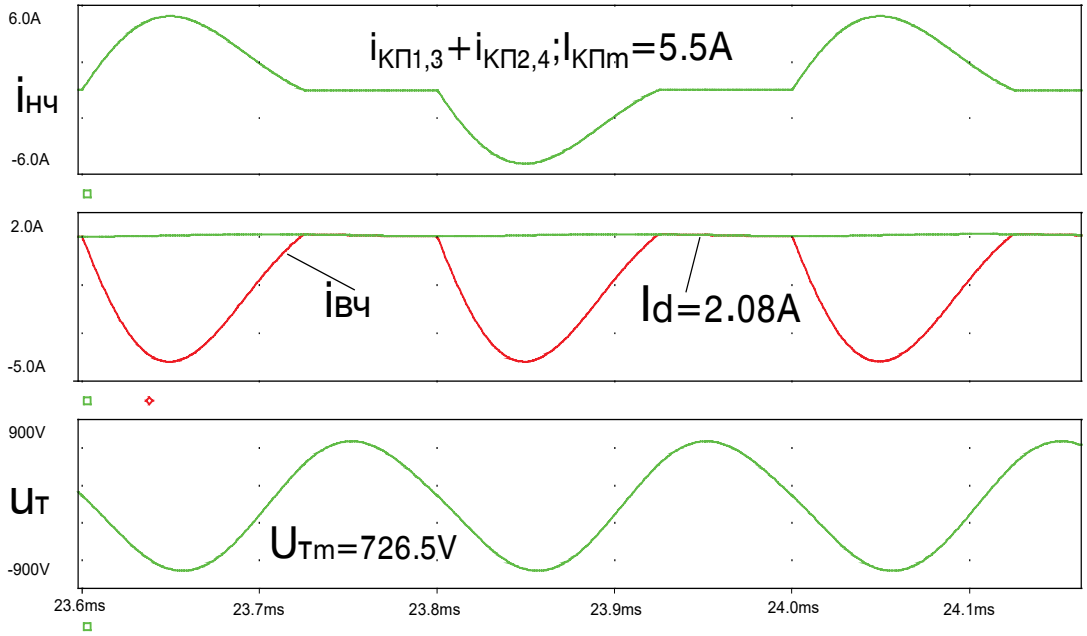
токовете $I_{mкп}$, $I_{0кп}$, I_0. Накрая, по входния ток I_0 от изчисленията и теоретичната му стойност $I_{0Теор}=P/E$, се прави проверка за достоверност на проектирането.

Пример за проектиране. Входни данни: P=1kW; f_H=2500 Hz; f_B=5000 Hz; $cos\ \varphi$=0,25; E=500 V; $C_P>>C_K$.

Сравнителните резултати от изчисленията и от компютърното симулиране са представени в табл.5.7, а времедиаграмите на токовете и напреженията - на фиг. 5.8.

Табл. 5.7. *РИ с удвояване на честотата без ОД – резултати от проектирането.*

$\omega_{CK} / \omega = 1{,}75;\ \ tg\delta = 2;\ \ L_d = 100\,mH;\ \ C_P = 10000\,\mu F$										
Величина	R Ω	L mH	C nF	L_K mH	C_K nF	U_{im} V	$I_{mKП}$ A	$I_{OKП}$ A	I_0 A	P W
изчсл.	15.66	1.93	4.93	11.4	124	708	5.14	1.015	2.03	1015
от комп. експер.	15,.66	1.93	4.93	11.4	124	726.5	5.50	1.04	2.08	1040



Фиг. 5.8. *РИ без ОД в режим с удвояване на честотата – компютърен експеримент.*

Може да се отбележи, че съвпадението на стойностите, както на схемните елементи, така и на величините, характеризиращи работата на КП и на И, е добро, като грешките не превишават 2-8%. По-добрата точност, отколкото при РИ с ОД и удвояване на честотата, се дължи на оптимално избраното отношение на честотите ω_{CK}/ω, осигуряващо симетрично напрежение върху товарния кръг.

5.3.7. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА ЕДНОКЛЮЧОВ РИ БЕЗ ОД

Основните характерни особености на И са представени в табл. 5.1 (№11), а схемата му и пълната система от времедиаграми - в т.4.2.6. Начинът на действие и времедиаграмите му са аналогични с тези на РИ с удвояване на честотата без ОД. Заедно с това, поради едноключовото изпълнение, се появяват две съществени различия: 1) липсва удвояването на честотата; 2) Отношението ω_{CK}/ω на честотите е друго, при първо приближение, два пъти по-малко. С оглед на получаването на симетрично променливо напрежение на товара, е нужно да се избира

$$\frac{\omega_{ck}}{\omega} = 1{,}15 \div 1{,}25\text{, средно } 1{,}2. \qquad (5.65)$$

Изчислителните съотношения и редът на пресмятането са същите, както в предния параграф, но навсякъде в съответните формули трябва да се постави само една честота - честотата ω на превключване на КП. Освен това, изборът на ъгъл δ ($tg\delta$) трябва да се съобрази с по-малкото по стойност отношение ω_{CK}/ω. Напрежението U_{Tm}, ,в този случай, е равно

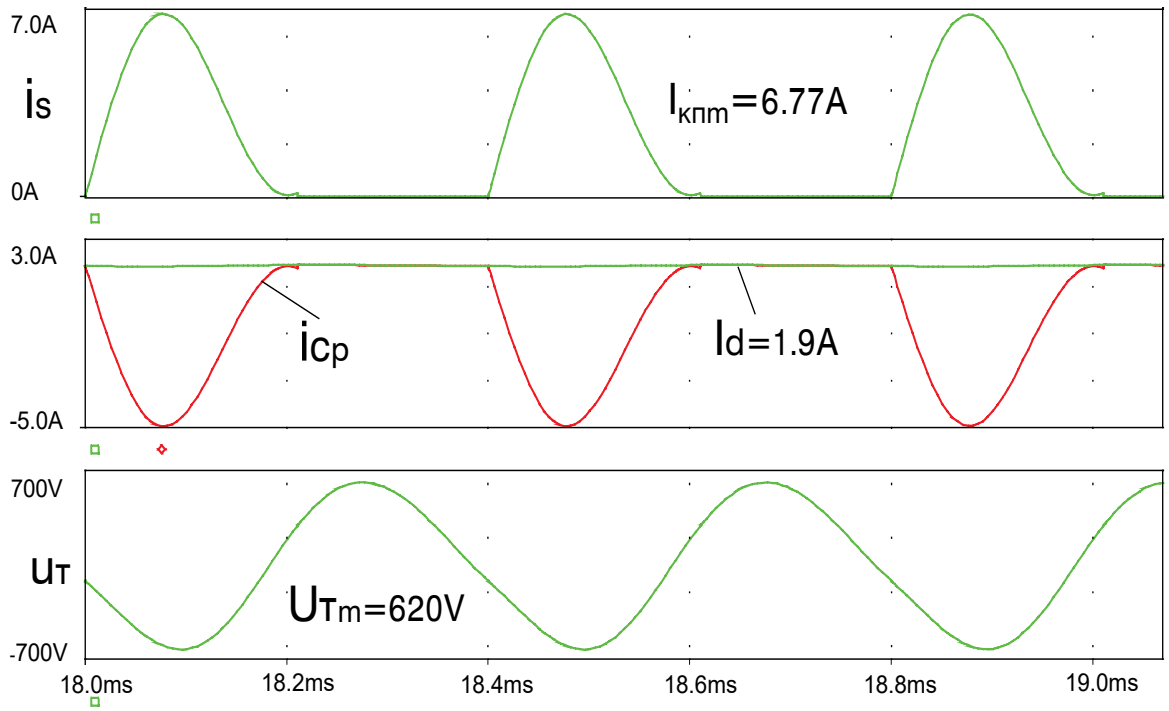
$$U_{Tm} = U_{\Gamma m} \cos\delta. \qquad (5.66)$$

Входни данни за примерно проектиране: P=1000 W; E=500 V; f=2500 Hz; $\cos\varphi$=0,25.

Изчислените и получените от компютърното симулиране величини и параметрите на схемните елементи, са дадени в табл. 5.8, а време-диаграмите на токовете и напреженията - на фиг. 5.9.

Табл. 5.8. *Едноключов РИ без ОД – резултати от проектирането.*

$\omega_{CK} / \omega = 1{,}2;\quad tg\delta = 1{,}45;\quad L_d = 100\,mH$										
Величина	R Ω	L mH	C μF	C_P nF	L_K mH	U_{Tm} V	$I_{mкп}$ A	$I_{окп}$ A	I_0 A	P W
изчисл.	12.3	3.02	1.26	220	9.86	626	6.27	2.1	2.1	1050
от комп. експер.	12.3	3.02	1.26	223	9.86	620	6.77	1.9	1.9	950



Фиг. 5.9. *Едноключов РИ без ОД – компютърен експеримент.*

Сравнението на резултатите показва, че методиката създава възможност почти без итерации да се получи зададения режим. Високата точност, както и в предния параграф, се дължи на добре подбраното, от предвари-

телните изследвания, отношение $\omega_{СК}/\omega$, осигуряващо симетрично променливо напрежение върху товара.

Необходимо е да се изтъкне, че наред с простотата си, И се характеризира с приемливи натоварвания по ток и напрежение на КП и на пасивните елементи.

5.3.8. АНАЛИЗ И ПРОЕКТИРАНЕ НА ПОЛУМОСТОВ РИ С ДОЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА

Схемата, начинът на действие на И и времедиаграмите на величините, характеризиращи неговата работа, са показани в т.4.2.7, табл. 5.1 (№6) и фиг. 5.1е.

Анализът и проектирането на И се улесняват, като се вземат под внимание трите му характерни свойства: а) Енергията и мощността, консумирани от захранващия източник и предавани в товара посредством кондензаторите $C_{к1}$ и $C_{к2}$, са неизменни и независещи от параметрите на товара; б) Напрежението $u_{ск}$ на комутиращите кондензатори е неизменно в интервала

$$\tau = \pi - \vartheta_D \tag{5.67}$$

и може да се разглежда като отсечена отдолу и отгоре косинусоида на ниво $E/2$; в) При товар във вид на трептящ кръг, за самоподдържането на постоянна мощност, е необходимо товарният кръг да е в резонанс.

Съгласно първото му свойство, за мощността на И е в сила съотношението

$$P = E^2 f C_k = const = E / I_0 = \frac{U_{Tm}^2 \cos^2 \varphi}{2R} \tag{5.68}$$

При зададени захранващо напрежение E и мощност P, комутиращият кондензатор $C_к$ следва да има стойност, равна

$$C_k = \frac{P}{E^2 f} \tag{5.69}$$

В съответствие с второто свойство, амплитудата на първата хармонична на напрежението $u_{ск}$, се получава от израза (вж. фиг. 4.24)

$$U_{ckm} = \frac{E/2}{\cos\frac{\pi - \vartheta_D}{2}} \tag{5.70}$$

При активен товар или при настроен в резонанс товарен трептящ кръг, амплитудите на напреженията $u_Г$ и $u_c = u_m$, са съответно равни

$$U_{Гm} = \frac{U_{ckm}}{\sin\delta} \tag{5.71}$$

$$U_{Tm} = U_{Гm} \cos\delta \tag{5.72}$$

По известните параметри на товара, може да се определи компенсиращия кондензатор C, еквивалентното съпротивление на товарния кръг и комутиращата индуктивност L_K. След това, по израза за тока (5.6), се определят токовете на активните прибори, както и тока, консумиран от захранващия източник.

Проектирането на И е по-труден процес от неговия анализ. Трудности създава обстоятелството, че е необходимо токът на КП естествено да се изключи в началото на паузата t_0, развивайки се по колебателен закон в интервала $\vartheta = 0 \div \vartheta_D$, и по апериодичен закон - в интервала $\vartheta = \vartheta_D \div \pi - t_0$.

От теоретичните изследвания е изяснено, че в интервала $\vartheta = 0 \div \vartheta_D$, честотата на собствените колебания на И трябва да е по-висока от честотата на управлението, т. е. $\frac{\omega_{ck}}{\omega} > 1$, с оглед необходимостта да се оформи тенденция за спадането на тока до нула към началото на паузата t_0. Установено е, че при стойности на интервала t_0=0,1π , може да се приеме отношението на честотите

$$\frac{\omega_{ck}}{\omega} = 1{,}2 \div 1{,}4 \tag{5.73}$$

При това, за работна стойност на $tg\delta$ се приема

$$tg\delta = 1{,}5 \div 1{,}6 \ . \tag{5.74}$$

Трябва да се отбележи, че при товар във вид на трептящ кръг с много висок Q-фактор ($cos\varphi$=0,05 и по-малко), се забелязва по-бързо спадане на тока в интервала $\vartheta = \vartheta_D \div \pi - t_0$, при което естественото продължение на токовия импулс (прекъсната линия) и фактическата му времедиаграма се сближават и определят по-малко съотношение $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$, достигащо до 1,1÷1,2.

Като се вземат под внимание свойствата, аналитичните съотношения и съображенията за избора на величините, с оглед осигуряване оптимален импулс на тока на КП и поддържане на неизменна мощност в товара, може да се препоръча следната последователност на изчислителните процедури при проектирането.

1) Задава се интервала на паузата t_0, в зависимост от каталожното време на изключване на КП и работната честота на И, например t_0=0,1π

2) Избира се първоначална стойност на отношението на честотите, равна ω_{CK}/ω =1,3, която в хода на проектирането се уточнява.

3) Приема се $tg\delta > \frac{\omega_{ck}}{\omega}$; $tg\delta = 1{,}5 \div 1{,}6$.

4) Определя се параметъра Q по (5.3).

5) По зададените мощност и честота се изчислява комутиращият капацитет C_k, използвайки (5.69).

6) За избраната стойност на $tg\delta$ се определя еквивалентното съпротивление на товара

$$R_e = \frac{1}{\omega C_k \, tg\delta} \quad . \tag{5.75}$$

7) При товар във вид на трептящ кръг разстройката ξ_0,при резонанс на кръга ($tg\psi$=0), е равна

$$\xi_0^2 = \frac{tg\varphi + ctg\varphi}{tg\varphi} \quad . \tag{5.76}$$

8) Определя се относителното еквивалентно съпротивление на кръга

$$R_e^{'} = \frac{\xi_0^2 ctg\varphi}{\left(\xi_0^2 - 1\right)^2 + ctg^2\varphi} \quad . \tag{5.77}$$

9) По определените R_e и $R_e^{'}$ се изчислява паралелният капацитет C

$$C = \frac{R_e^{'}}{\omega R_e} \quad . \tag{5.78}$$

10) От условието за резонанс се определя необходимата стойност на индуктивността на товара

$$L = \frac{1}{\xi_0^2 \, \omega^2 \, C} \quad . \tag{5.79}$$

Тук следва да се обърне внимание, че е налице специфика в реда на проектирането - изисква се първо да се пресметне И, а след това да се приемат окончателните стойности на параметрите L и R на товара. Това означава, конфигурация на товара или преводното отношение на съгласуващия трансформатор, да са следствие на схемните елементи и величини на И, а не обратно.

11) По известния $cos\varphi$ на товара се изчислява активното му съпротивление R

$$R = ctg\varphi \, \omega L \quad . \tag{5.80}$$

12) По зададената мощност и параметрите на товара се определя необходимото напрежение U_{Tm}

$$U_{Tm} = \frac{\sqrt{2PR}}{cos\varphi} \, . \tag{5.81}$$

13) От изразите

$$U_{Tm} = U_{\Gamma m} cos\delta = \frac{U_{ckm}}{sin\delta} cos\delta = \frac{E/2}{cos\frac{\pi - \vartheta_D}{2}} ctg\delta \, , \tag{5.82}$$

се изчислява интервалът $\pi - \vartheta_D$, който е равен

$$\pi - \vartheta_D = 2\,arccos\frac{E\,ctg\delta}{2U_{Tm}} \tag{5.83}$$

и момента ϑ_D на включване на дозиращите диоди.

За стойността на ϑ_D , която може да се определи от условието

$$u_{ck}(\vartheta_D) = \frac{1}{\omega C_k}\int_0^{\pi-\vartheta_D} i(\vartheta)\,d\vartheta = \frac{E}{2}, \tag{5.84}$$

използувайки за тока съотношението

$$i(\vartheta) = \frac{\frac{E}{2} + U_{CK(0)}}{\frac{\omega_{ck}}{\omega}\omega L_K} e^{-\frac{\vartheta}{2Q}} sin\frac{\omega_{ck}}{\omega}\vartheta = \frac{E}{\frac{\omega_{ck}}{\omega}\omega L_K} e^{-\frac{\vartheta}{2Q}} sin\frac{\omega_{ck}}{\omega}\vartheta,$$

$$\left(U_{CK(0)} = \frac{E}{2}\right)$$

се получава израза

$$\vartheta_D = \frac{\pi}{\omega_{ck}/\omega} - \frac{arctg2Q\omega_{ck}/\omega}{\omega_{ck}/\omega} \quad . \tag{5.85}$$

14) По определената от (5.85) стойност на ϑ_D се уточнява отношението на ω_{CK}/ω, като се решава уравнението

$$\vartheta_D\frac{\omega_{ck}}{\omega} + arctg2Q\frac{\omega_{ck}}{\omega} = \pi\,. \tag{5.86}$$

В случая, решението започва с поставяне в (5.86) стойността на ω_{CK}/ω, равна на първоначално избраната в т. 2. Ако (5.86) не се удовлетворява, задава се нова стойност на ω_{CK}/ω, като $tg\delta$ не се променя, но се преизчислява Q по (5.3).

15) Изчислява се необходимата стойност на комутиращата индуктивност L_K

$$L_K = \frac{QR_e}{\omega} \quad . \tag{5.87}$$

16) Напреженията $U_{Гm}$ и U_{ckm} са равни

$$U_{Гm} = \frac{U_{Tm}}{cos\delta}\ ,U_{ckm} = U_{Гm}\,sin\delta = \frac{E/2}{cos\frac{(\pi-\vartheta_D)}{2}} \quad . \tag{5.88}$$

17) Определят се максималната $I_{ткп}$ и средната $I_{окп}$ стойности на тока през КП

$$I_{тк\,п} = \frac{E}{\frac{\omega_{ck}}{\omega}\omega L_K} e^{-\frac{\vartheta m}{2Q}} sin\frac{\omega_{ck}}{\omega}\vartheta_m\,, \tag{5.89}$$

където $\vartheta_m = \dfrac{arctg2Q\dfrac{\omega_{ck}}{\omega}}{\dfrac{\omega_{ck}}{\omega}}$ е моментът, в който токът на КП достига максимална стойност.

$$I_{ок\,п} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i(\vartheta)\,d\vartheta = Ef\,C_k\left(1 + e^{-\frac{\pi - t_0}{2Q}}\right) \quad . \tag{5.90}$$

18) Изчислява се средната стойност на тока, консумиран от захранващия източник

$$I_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi-\vartheta_D} i(\vartheta)\,d\vartheta = Ef\,C_K \quad . \tag{5.91}$$

19) Максималната $I_{mдд}$ и средната $I_{0дд}$ стойности на тока през дозиращите диоди са, съответно, равни

$$I_{mдд} = i(\vartheta_D) = \frac{E}{\dfrac{\omega_{ck}}{\omega}\omega L_K}\, e^{-\frac{\vartheta_D}{2Q}} \sin\frac{\omega_{ck}}{\omega}\vartheta_D \tag{5.92}$$

$$I_{0дд} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi-\vartheta_D} i_{дд}(\vartheta)\,d\vartheta = E\,f\,C_k e^{-\frac{\lambda}{2Q}}. \tag{5.93}$$

Същият израз за тока $I_{0дд}$ може да се получи и от съотношението

$$I_{0дд} = I_{0к\,п} - I_0 = E\,f\,C_K\, e^{-\frac{\lambda}{2Q}} \tag{5.94}$$

Както се вижда, токът и мощността са пропорционални на честотата. Това обстоятелство успешно се използва за регулиране на мощността, както и за защита на И от претоварване.

При проведените компютърни и реални изследвания на И, проектирани по изложената методика, се установи много добро съвпадение на изчислените и получените от експеримента елементи и величини, като грешката е по-малка от 5-10%. Единствено, по-голямо е различието за стойността на индуктивността L_K - от компютърния и реалния експеримент тя е по-голяма с около 25%. По-малката изчислена стойност на L_K се отрази, при компютърното симулиране, на режима на работа на И, който се получи с по-голяма пауза t_0 и с наличие на интервали с отрицателни стойности на тока на едновременно работещите КП и ОД, при късото съединение на ПТВ на “+” или “-” шини. Това състояние на ЕМП е характерно за случая, когато в ПТВ има не само индуктивността L_K , активното съпротивление R *(Re),* но и капацитет C. Обяснението на процесите и необходимостта от увеличение на L_K се състои в следното.

За да стане токът на КП равен на нула в началото на паузата t_0, напрежението на товарния кръг също трябва да е нула в тази точка. Това означава, че е задължително дефазиране между променливия ток и напрежението u_c, равно на t_0. В същото време, първата хармонична $i_{\sim(1)}$ на

променливия ток има фаза φ_1, която обикновено е по-голяма от t_0, така че действителното дефазиране между двете величини $\psi=\varphi_1 - t_0$, се оказва капацитивно, т. е. с изпреварване на $i_{\sim(1)}$. При това, товарният трептящ кръг създава еквивалентен капацитет C_{ekp}. Този именно капацитет трябва да се компенсира от индуктивността L_K, за което е необходимо нейното увеличаване с ΔL_K, спрямо изчислената стойност. Увеличението ΔL_K се изчислява, като се определи ъгъла φ_1 и дефазирането ψ, (t_0 е известно по задание) въз основа на съотношението

$$\Delta L_K = \frac{tg\psi R_e}{\omega} = \frac{tg(\varphi_1 - t_0)}{\omega} R_e \quad . \tag{5.95}$$

В съответствие с намереното отношение на честотите $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$, ако променливият ток се развиваше в РИ без ОД в РПТ, би се получила схемна пауза t_0', равна

$$t_0' = \frac{\pi}{\omega_{ck} / \omega}\left(\frac{\omega_{ck}}{\omega} - 1\right) = \pi\left(1 - \frac{\omega}{\omega_{ck}}\right) \ . \tag{5.96}$$

Ъгълът φ_1 се се определя с израза

$$\varphi_1 = \frac{t_0'}{2} k_{\varphi_1} = 1{,}35\frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{\omega}{\omega_{ck}}\right) = 2{,}12\left(1 - \frac{\omega}{\omega_{ck}}\right) rad = 121{,}5\left(1 - \frac{\omega}{\omega_{ck}}\right)^{\circ} e\text{л}, \tag{5.97}$$

където $k_{\varphi 1}$ е коефициент на формата на токовия импулс. При резонансни процеси той има стойност $k_{\varphi 1}$=1,32 – 1,38 (средно 1,35).

Така, в РИ от разглеждания тип с дозиране на енергията и с товар във вид на трептящ кръг, трябва да се избира комутираща индуктивност L_K, състояща се формално от две части

$$L_K = L_{KU} + \Delta L_K \ , \tag{5.98}$$

където L_{KU} е нейната предварително изчислена стойност по приведената методика.

Отчитайки важната роля на ъгъла φ_1 за правилното определяне на големината на L_K , целесъобразно е да се приведат и формулите за неговото точно изчисление чрез коефициентите a_1 и b_1 от разложението на тока $i(\vartheta)$ в ред на Фурие. Предвид на двата различни закона на изменение на тока $i(\vartheta)$ в интервалите $\vartheta = 0 \div \vartheta_D$ и $\vartheta = \vartheta_D \div \pi - t_0$, коефициентите a_1 и b_1 съответно са равни

$$a_1 = \frac{2}{\pi}\left[\int_0^{\vartheta_D} \frac{E}{\frac{\omega_{ck}}{\omega}\omega_K} e^{-\frac{\vartheta}{2Q}} \sin\frac{\omega_{ck}}{\omega}\vartheta \cos\vartheta \, d\vartheta + \int_0^{\pi - t_0 - \vartheta_D} i(\vartheta_D) e^{-\frac{\vartheta}{Q}} \vartheta \cos(\vartheta + \vartheta_D) \, d\vartheta\right] \tag{5.99}$$

$$b_1 = \frac{2}{\pi}\left[\int_0^{\vartheta_D} \frac{E}{\frac{\omega_{ck}}{\omega}\omega L_K} e^{-\frac{\vartheta}{2Q}} \sin\frac{\omega_{ck}}{\omega}\vartheta \sin\vartheta \, d\vartheta + \int_0^{\pi - t_0 - \vartheta_D} i(\vartheta_D) e^{-\frac{\vartheta}{Q}} \vartheta \sin(\vartheta + \vartheta_D) \, d\vartheta\right] \tag{5.100}$$

$$tg\varphi_1 = \frac{a_1}{b_1} \quad . \tag{5.101}$$

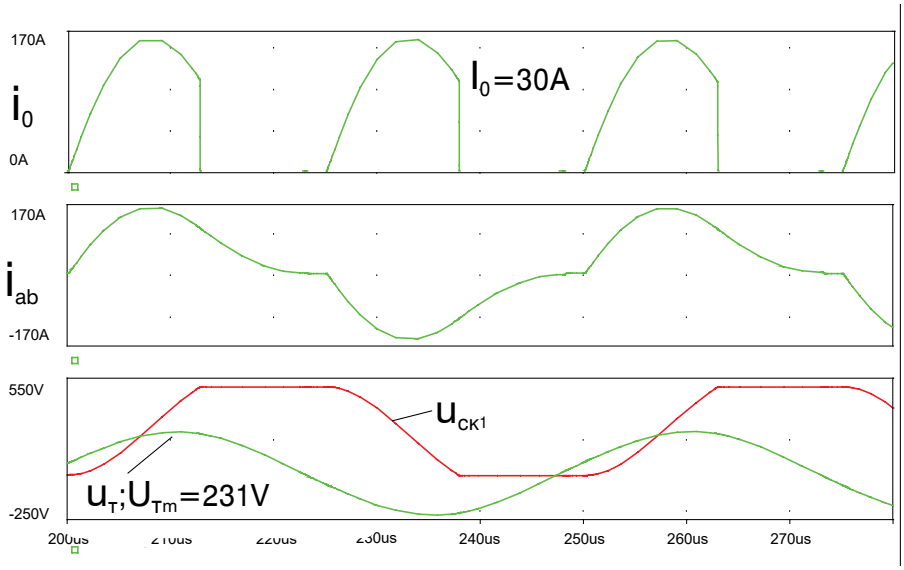
Трябва да се изтъкне, че разликата в стойностите на ъгъла φ_1, получени по (5.97) и по (5.101), са пренебрежимо малки.

По приведената методика, с процедурата за корекция на L_K, е проектиран полумостов РИ с ОД, с разделен комутиращ кондензатор и с дозиране на енергията със следните входни данни:
$P = 15\text{kW}; f = 20\text{kHz}; cos\varphi = 0{,}17; E = 500\text{V}; t_0 = 0{,}1\pi.$

Изчислените и получените от компютърното симулиране стойности на елементите и величините, са дадени в табл. 5.9, а времедиаграмите на токовете и напреженията са представени на фиг. 5.10.

Табл. 5.9. *Полумостов РИ с ОД и дозиране на енергията – резултати от проектирането.*

$R = 0{,}05\,\Omega;\ L = 2{,}3\,\mu H;\ L_K = 9{,}2 + 1{,}9 = 11{,}1\,\mu H;\ C_{K_1} = C_{K_2} = 1{,}5\mu F$										
Величина	ϑ_m ° ел	ϑ_D ° ел	U_{Tm} V	I_0 A	$I_{mK\Pi}$ A	$I_{OK\Pi}$ A	I_{mDD} A	I_{ODD} A	P кW	$I(\pi\text{-}t_0)$ A
изчислена	46	93	230	30	151	33.2	81	3.23	15	2.3
от комп. експер.	49	95	231	30	156	33.2	88	3.8	15	1.8



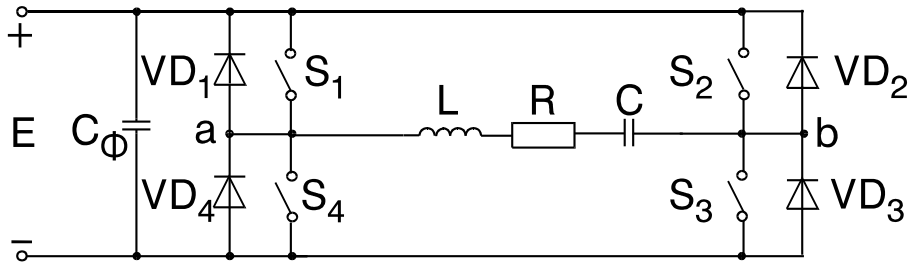
Фиг. 5.10. *Времедиаграми на полумостов РИ с ОД и дозиране на енергията – компютърен експеримент.*

Резултатите от табл. 5.9 и фиг. 5.10 дават основание да се оцени, като достатъчно точна методиката за проектиране на И. Потвърждението е напълно приемливо, както от гледна точка на формата и параметрите на импулса на тока на КП и ОД, така и на стойностите и формата на напреженията u_{ck} и u_m. Потвърдени са и свойствата на И за дозиране на енергията и за включване и изключване на КП при нулев ток.

5.3.9. ПРОЕКТИРАНЕ НА РИ С ОД И ПОСЛЕДОВАТЕЛЕН ТОВАРЕН ТРЕПТЯЩ КРЪГ

В случая, параметрите L и R на товара, изпълняват ролята на двата от елементите на кръга - L_k и R. При изпълнението на И се въвежда само един допълнителен елемент - кондензаторът C_k.

Получаващата се естествена простота не е единственото предимство на тези АИ. По-важното и определящото е, получаването на възможност за регулиране в по-широк диапазон на мощността и съгласуване чрез изменение на работната честота. Получават се и други предимства, както и някои недостатъци, спрямо РИ с паралелен товарен кръг. Без да се правят категорични заключения в полза на единия или на другия АИ, по-долу се конкретизират изчислителните съотношения и методиката за проектиране при използване на последователен товарен кръг. Преди това, трябва да се изтъкнат следните особености и дадености: 1)Товарът L-R е задължително да бъде в ПТВ, т.е. РИ да е с ОД, схемата на който има вида, съгласно фиг. 5.11). При дадени параметри на товара, известни се оказват качественият фактор $Q = \frac{\omega L}{R} = tg\varphi$ на И и конкретните стойности на неговата колебателна индуктивност L_k и активното му съпротивление R. В съответствие с това, за реализацията на зададеното или определеното отношение на честотите $\omega_{СК}/\omega$, трябва да се осигури необходимата стойност на ъгъла δ ($tg\delta$).



Фиг. 5.11. *РИ с ОД и последователен товарен трептящ кръг.*

От израза

$$\frac{\omega_{ck}}{\omega} = \sqrt{\frac{tg\delta}{Q} - \frac{1}{4Q^2}} \quad , \qquad (5.102)$$

се извежда следната формула за $tg\delta$:

$$tg\delta = \frac{1 + 4Q^2\left(\frac{\omega_{ck}}{\omega}\right)^2}{4Q} = \frac{1 + 4tg^2\varphi\left(\frac{\omega_{ck}}{\omega}\right)^2}{4tg\varphi} \quad . \qquad (5.103)$$

От (5.102) се вижда, че $tg\delta$ може веднага да се определи по известния $cos\varphi$ ($tg\varphi$) на товара и зададения режим ($\omega_{СК}/\omega$) на РИ. След това се определя и кондензаторът C_k, а именно:

$$C_k = \frac{1}{\omega tg\delta R} \tag{5.104}$$

За проектирането на РИ с ОД и последователен трептящ кръг, препоръчителна е следната изчислителна процедура.

1) Избира се режимът на работа на И, например, с естествена комутация на КП.

2) Задава се интервала t_0 на паузата на КП.

3) Определя се отношението $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ (виж табл. 5.1)

4) Изчислява се tgδ по (5.103)

5) Определя се ъгъл φ_1 по (5.4)

6) Намира се напрежението $U_{\Gamma m}$ по (5.5)

7) Изчисляват се напрежението U_{Rm} върху активното съпротивление, пълното напрежение U_{Tm} върху товара и напрежението U_{Cm} на комутиращия кондензатор, съответно по изразите

$$U_{Rm} = U_{\Gamma m} cos\delta \tag{5.105}$$

$$U_{Tm} = U_{Rm} / cos\varphi \tag{5.106}$$

$$U_{Cm} = U_{\Gamma m} sin\delta \tag{5.107}$$

8) Определя се активното съпротивление R и индуктивността L на товара

$$R = \frac{U^2_{Tm}}{2P} \tag{5.108}$$

$$L = \frac{tg\varphi R}{\omega} \tag{5.109}$$

Ако намерените стойности на R и L не съвпадат с известните по задание R_3 и L_3, въвежда се в схемата на РИ съгласуващ трансформатор, коефициентът на трансформация на който е равен

$$K_{TP} = \sqrt{\frac{R}{R_3}} \tag{5.110}$$

Като правило, съгласуващият трансформатор е понижаващ. Когато товарът е достатъчно високоомен е възможно директното му включване в ПТВ на И.

9) Изчислява се по (5.104) капацитетът на кондензатора C_k.

Следва определянето на токовете на КП, на ОД и средният ток, консумиран от захранващия източник, както в т.5.3.2.

В табл. 5.10 са дадени получените по приведената методика и от компютърното симулиране, стойности на величините и на елементите, а на фиг. 5.12 - времедиаграмите на токовете и напреженията при следните входни данни: P=1000 W; f=100 kHz; E=300 V; t_0=20°; $cos\varphi$=0.25

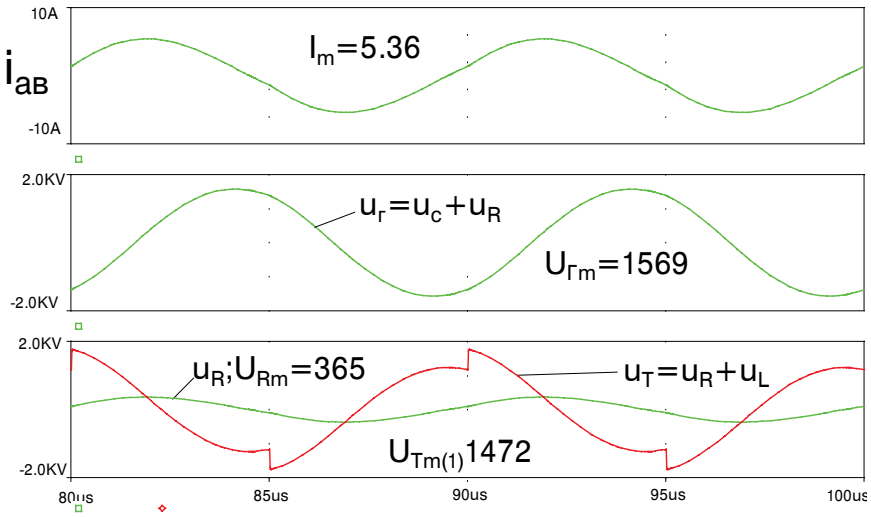
Табл. 5.10. *РИ с ОД и последователен товарен трептящ кръг – резултати от проектирането.*

величина	ωck/ω	t_0 ^{0}ел	tgδ	R Ω	L μH	C nF	$U_{гm}$ V	U_{Rm} V	U_{Tm} V	U_{cm} V	I_0 A	P W
изчислена	1.045	20	4	73	452	5.43	1579	383	1532	1532	3.33	1000
комп. експер.	–	20	–	67.3	426	5.43	1569	365	1472	1556	3.22	966

Анализът на данните от табл. 5.10 и на времедиаграмите от фиг. 5.12 показва, че е налице добро съвпадение на резултатите и съответно, достоверност на методиката за проектиране. В хода на проверката, чрез компютърното моделиране, е направена корекция с около 6% на параметрите на товара *L* и *R* (в случая едновременно и еднакво на двата). На практика, това означава , че е необходимо да се коригира товара или преводното отношение на съгласуващия трансформатор. Ако тези две корекции са невъзможни, трябва да се измени работната честота.

Представеният метод за анализ е приложим за едно широко разнообразие от РИ с ОД, отличаващи се по начин на действие, схеми и характер на товара. Най-важното, при неговото приложение е правилното определяне на отношението $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$ в интервалите от време, когато работят КП. В повечето от случаите, приведените изчислителни съотношения дават стойности за $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$, равни или близки до подходящите, при които желаният режим на работа на И се получава веднага или след няколко итерации.

При някои от РИ с ОД, например, тези с широчинно регулиране на захранващото напрежение или с удвояване на честотата, броят на итерациите може да бъде по-голям. Но във всички случаи, процесът на проектиране, съпроводен с провеждането на компютърно симулиране, е относително краткотраен.



Фиг. 5.12. *РИ с ОД и последователен товарен трептящ кръг – компютърен експеримент.*

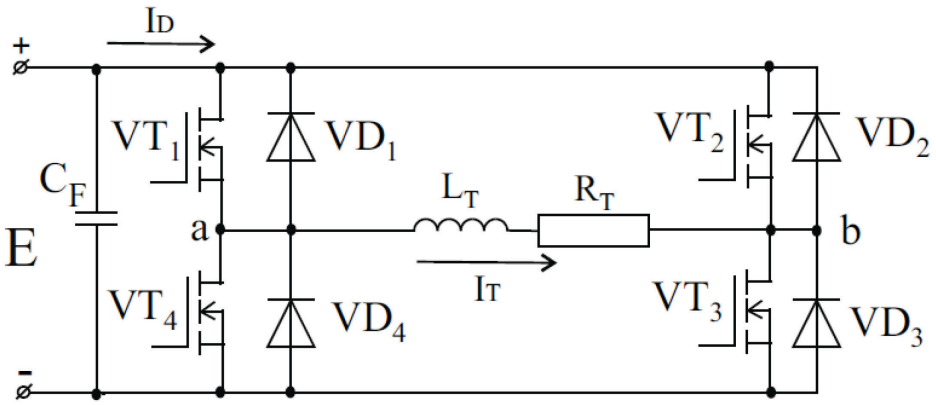
При несъответствие на получаващите се от компютърния експеримент резултати с изчислените, контролирано най-често по мощността и параметрите на тока на КП и на променливия ток (може контрол да се извършва и по всяка друга величина), трябва да се коригира в една или друга посока отношението $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$. При това, винаги е необходимо да се проверява и осигурява стойността на *tg*δ, задължително по-голяма от $\frac{\omega_{ck}}{\omega}$.

ГЛАВА 6

АВТОНОМНИ ИНВЕРТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

6.1. ЕДНОФАЗЕН АВТОНОМЕН ИНВЕРТОР НА НАПРЕЖЕНИЕ

На фиг. 6.1 е представена силовата схема на еднофазен инвертор на напрежение. Тя се захранва от източник на напрежение, реализиран с високочестотен кондензатор (C_F) във входната DC верига. Физическото разположение на активните и пасивни елементи трябва да е такова, че между тях да има минимални разстояния с цел гарантиране на минимални паразитни индуктивности и по този начин да не се влияе на малкото вътрешно съпротивление на DC източника. Чрез ключове с двупосочна проводимост (IGBT, MOSFET, SiC или GaN транзистори) постоянното напрежение се превключва към товар с активно-индуктивен характер и по заложен алгоритъм се формира променливо напрежение с честота, съответстваща на конкретното приложение [13,30,38,46,53,].

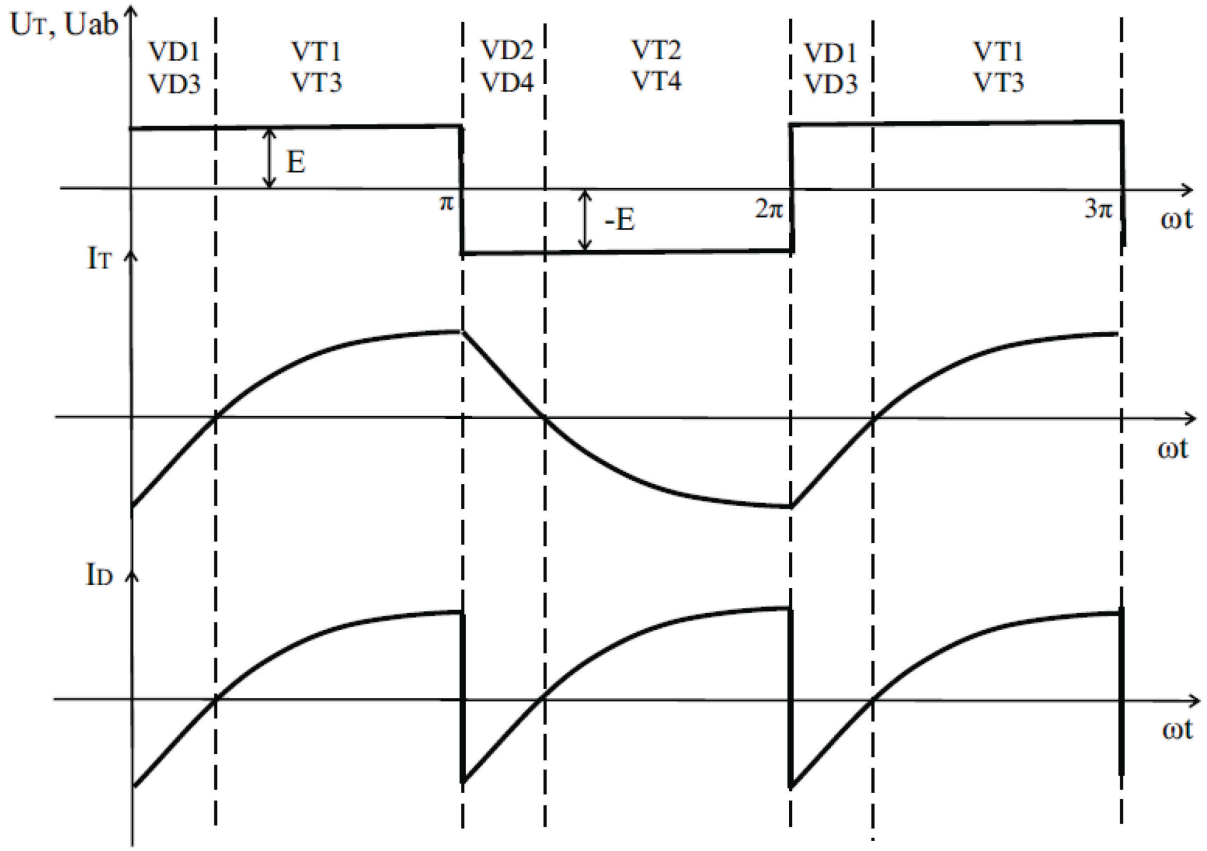


Фиг. 6.1. *Еднофазен инвертор на напрежение.*

По правило, изходното напрежение на автономния инвертор на напрежение е с правоъгълна форма с неизменна амплитуда, равна на захранващото напрежение и не зависи от параметрите на товара. Това дава възможност преобразувателите от този тип да могат да работят в много широки граници на изменение на товара – почти от празен ход до късо съединение. Товарният ток е с форма близка до синусоидалната или част от синусоида, като първата му хармонична изостава по фаза спрямо напрежението. Ефективната стойност на изходното напрежение се регулира с промяна на захранващото DC напрежение или чрез методите на широчинно-импулсната или фазово-импулсната модулации.

Транзисторите при еднофазния инвертор (фиг. 6.1) се отпушват едновременно от единия (VT_1,VT_3) или другия диагонал ($VT2_2$,VT_4). Управлява-

щите импулси са с продължителност π-t_0, където t_0 е пауза между управляващите импулси, зависеща от честотните свойства на транзисторите. Не трябва да се допуска едновременна работа на транзисторите от едно рамо, защото това е режим на късо съединение на захранващия източник и получаване на аварийни токове. На фиг. 6.2 и фиг. 6.3 са представени времедиаграмите на входния ток и товарните ток и напрежение за режим без регулиране и в режим с регулиране.



Фиг. 6.2. *Времедиаграми на основните електрически величини на еднофазен инвертор на напрежение в режим без регулиране.*

При отпушване на VT_1 и VT_3 ток тече по веригата $+E$, VT_1, L_T, R_T, VT_3, $-E$ (виж фиг. фиг. 6.1 и 6.2). Част от консумираната енергия от захранващия източник се отлага в активното съпротивление R_T, а останалата част се запасява в индуктивността L_T под формата на електромагнитно поле. След запушване на двойката транзистори VT_1 и VT_3, товарният ток запазва своята посока, като протича през обратните диоди VD_4 и VD_2 и постоянно токовия източник, който в този интервал се превръща в консуматор. В същото време товарното напрежение сменя своя поляритет и започва следващия полупериод. След изчерпване на запасената енергия в индуктивността, токът става равен на нула и сменя своята посока през другия диагонал на мостовата схема (транзисторите VT_2 и VT_4), като отново започва консумиране на енергия

от захранващия източник. За да се реализира този алгоритъм на работа е необходимо да има двупосочна проводимост - на захранващия източник, реализирана чрез високочестотния кондензатор C_F и на транзисторите - чрез задължителните обратни диоди $VD_1 – VD_4$.

Напрежението върху товара се определя с израза [14,16,32]:

$$U_T(p) = \frac{1}{1-e^{-pT}} \int_0^T E e^{-pT} dt = \frac{E(1-e^{-\frac{T}{2}p})}{p(1+e^{-\frac{T}{2}p})} \quad . \tag{6.1}$$

Ефективната стойност на първата хармонична е равна на

$$U_T^I = \frac{U_{Tm}^I}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} . U_T \quad . \tag{6.2}$$

Законът по който се изменя товарния ток е от вида

$$i_T(\vartheta) = \frac{E}{R_T} . \left(1 - \frac{2.e^{-k\vartheta}}{1+e^{-k\pi}}\right) = \frac{E}{R_T}(1 - \frac{2.e^{-k\vartheta}}{1+a^3}) \quad ,$$

$$\text{където} \quad k = \frac{R_T}{\omega L_T} \quad , \quad \vartheta = \omega t \quad , \quad a = e^{-\frac{k\pi}{3}} \quad . \tag{6.3}$$

Основните изрази за товарните параметри са от вида

$$Z_T = \sqrt{R_T^2 + X_T^2} = \frac{R_T}{k}\sqrt{k^2+1} = \frac{R_T}{cos\varphi_{(I)}} \quad , \quad cos\varphi_{(I)} = \frac{k}{\sqrt{k^2+1}} \quad . \tag{6.4}$$

От (6.3) може да се определи ефективната стойност на товарния ток

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_T^2(\vartheta) d\vartheta} = I_0 \sqrt{1 + \frac{2}{k\pi} \frac{a^3-1}{a^3+1}} \quad ,$$

$$\text{където} \quad I_0 = E/R_T \; . \tag{6.5}$$

При заместване на $\vartheta = \pi$ се получава израз за максималната стойност на товарния ток.

$$I_{T\,max} = I_0 \frac{1-a^3}{1+a^3} \tag{6.6}$$

За избор на транзистори се използва изразът за средната стойност на тока през тях

$$I_{TR} = \frac{I_{BX}}{2\pi} \left[\pi - \sigma - \frac{1-a^3}{k(1+a^3)}\right] \quad ,$$

където $\sigma = \frac{1}{k} ln \frac{2}{1+a^3}$. (6.7)

Активната мощност в товара е равна на постояннотоковата мощност, консумирана от захранващия източник

$$P_T = E.I_{\text{ВХ}} = E.I_0 \left[1 + \frac{2(a^3-1)}{k\pi(1+a^3)}\right] \quad . \tag{6.8}$$

Пълната мощност на товара е равна

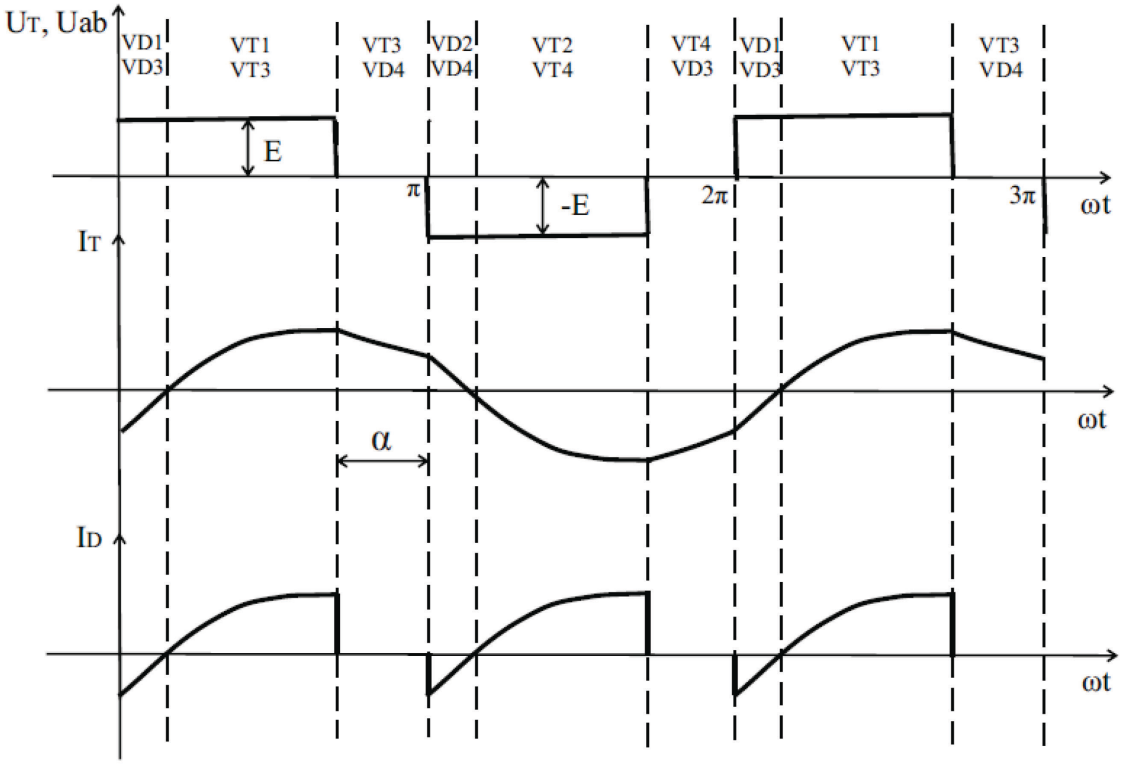
$$S_T = U_T.I_T = E.I_0 \sqrt{1 + \frac{2}{k\pi} \frac{a^3-1}{1+a^3}} \quad . \tag{6.9}$$

Определя се коефициента на мощност на товара

$$\chi = \frac{P_T}{S_T} = \sqrt{1 + \frac{2}{k\pi} \frac{a^3-1}{1+a^3}} \quad . \tag{6.10}$$

На фиг. 6.3 са представени времедиаграмите в режим на широчинно-импулсно регулиране на изходното напрежение чрез алгоритъма на работа на самия инвертор без да се променя входното напрежение и свързаното с това отрицателно влияние върху електромагнитната съвместимост и масо-габаритните и ценови показатели на цялото устройство.

Принципът на работа на инвертора е следния. Чрез системата за управление се подават противофазни управляващи импулси към транзисторите VT_1, VT_3 *и* VT_2, VT_4 с продължителност π - α. В първия полупериод са отпушени VT_1, VT_3 и токът протича по веригата $+E$, VT_1, L_T, R_T, VT_3, $-E$, като върху товара се създава положителната полувълна на напрежението. Токът на транзисторите, започвайки от нулева стойност се увеличава до стойност, дефинирана от товарните параметри и стойността на захранващото напрежение. На ъгъл α преди края на полупериода се запушва транзистора VT_1. Натрупаната енергия в променливотоковата верига между точките *a* и *b,* поддържа същата посока на тока i_T по веригата VT_3, VD_4, L_T и R_T. В този интервал товарът е свързан накъсо през VT_3 и VD_4 и следователно напрежението между точки *a* и *b* ще има нулева стойност. Ако нивото на запасената енергия в товарната верига е малко (при голям ъгъл α или малка индуктивност L_T), токът i_T ще спадне до нула преди момента π и тогава е наличен режим на прекъснат ток.

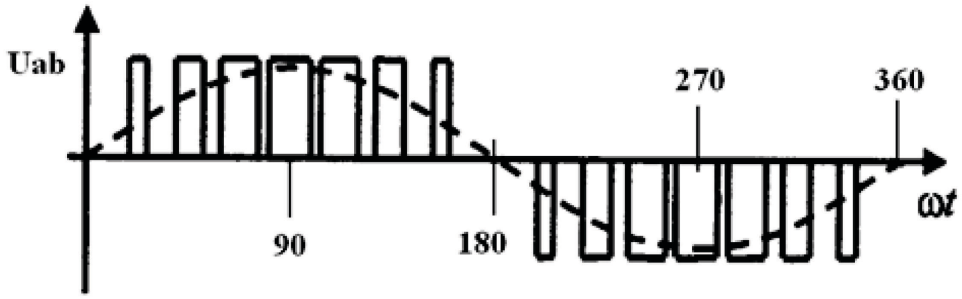


Фиг. 6.3. *Времедиаграми на основните електрически величини на еднофазен инвертор на напрежение в режим с регулиране.*

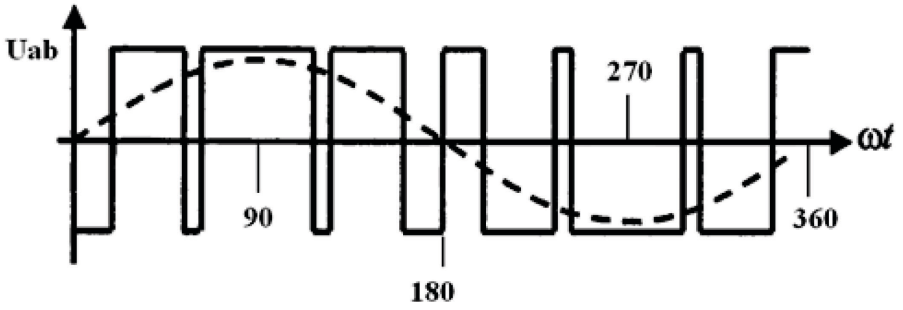
При режим на непрекъснат ток (фиг.6.3), в момента π на отпушването на VT_2 и VT_4 токът i_T ще запази своята посока през диодите VD_2 и VD_4 до пълното изразходване на енергията в товарната верига и след това ще смени своята посока през транзисторите VT_2 и VT_4. В следващия полупериод процесите се повтарят само, че сега променловотоковата верига между точките *a* и *b* се дава накъсо в интервала $2\pi-\alpha \div 2\pi$ през VT_4 и VD_3.

В съответствие с това, инверторът преобразува постоянното захранващо напрежение със средна стойност $E_{CP} = E\frac{\pi-\alpha}{\pi}$. С изменение на ъгъл α се регулира E_{CP}, а оттам и напрежението върху товара.

Чрез използване на различни алгоритми на реализиране на метода на широчинно-импулсната модулация може да се постигне изменение на изходното напрежение върху товара по определен закон и да се регулира или поддържа изходния ток. На фиг. 6.4 в най-общ вид е представена еднополярна и двуполярна широчинно-импулсна модулация (ШИМ) по синусоидален закон [16,32,52,57].



а)



б)

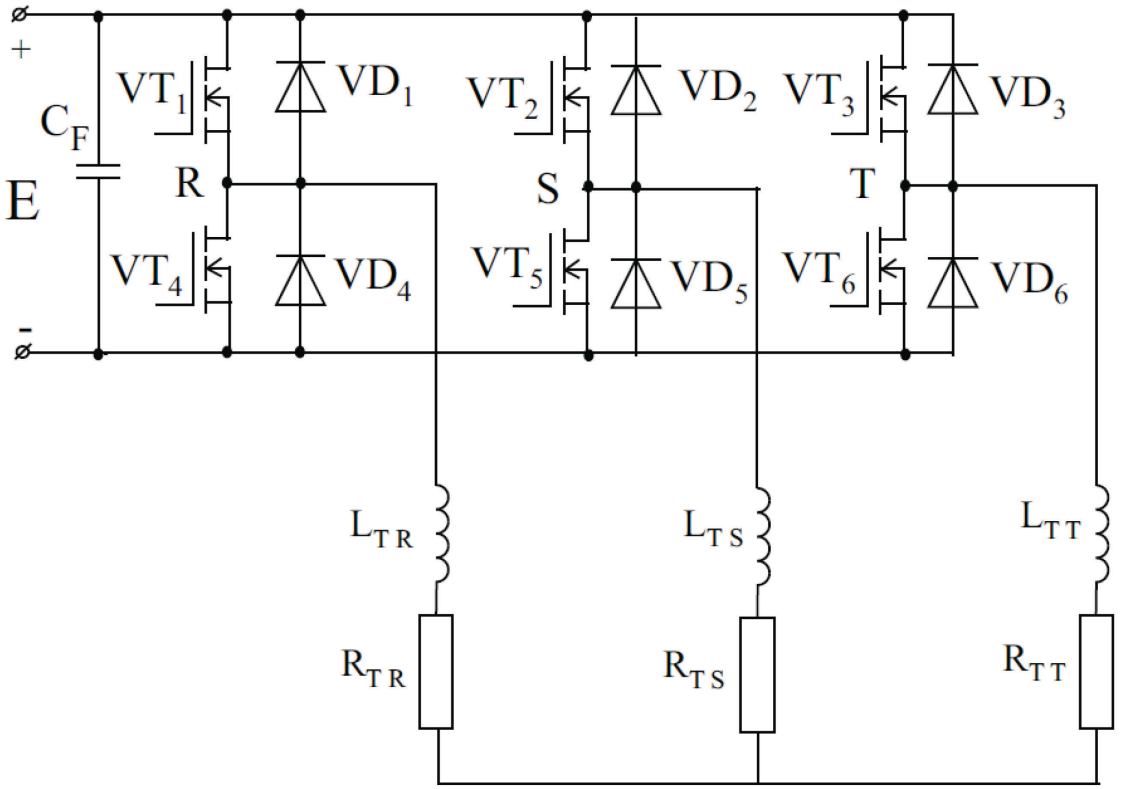
Фиг. 6.4. *Широчинно-импулсна модулация по синусоидален закон: а) еднополярна ШИМ; б)двуполярна ШИМ.*

6.2. ТРИФАЗНИ АВТОНОМНИ ИНВЕРТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

На фиг. 6.5 е представена схемата на трифазен инвертор на напрежение, реализирана с шест транзистора и съответните им обратни диоди. Товарът също има активно индуктивен характер, както при еднофазната схема и типичните схеми на свързване са звезда или триъгълник.

В зависимост от алгоритъма на управление на силовата схема могат да се реализират следните трифазни инвертори на напрежение: с правоъгълна форма на изходното напрежение; със синусоидална широчинно-импулсна модулация на изходното напрежение; с пространствено-векторна широчинно-импулсна модулация на изходното напрежение; с хистерезисно токово следене; с модулация на изходното напрежение на няколко нива. Като недостатък може да се посочи наличието на нискочестотни хармонични, които лесно преминават през активно индуктивния товар.

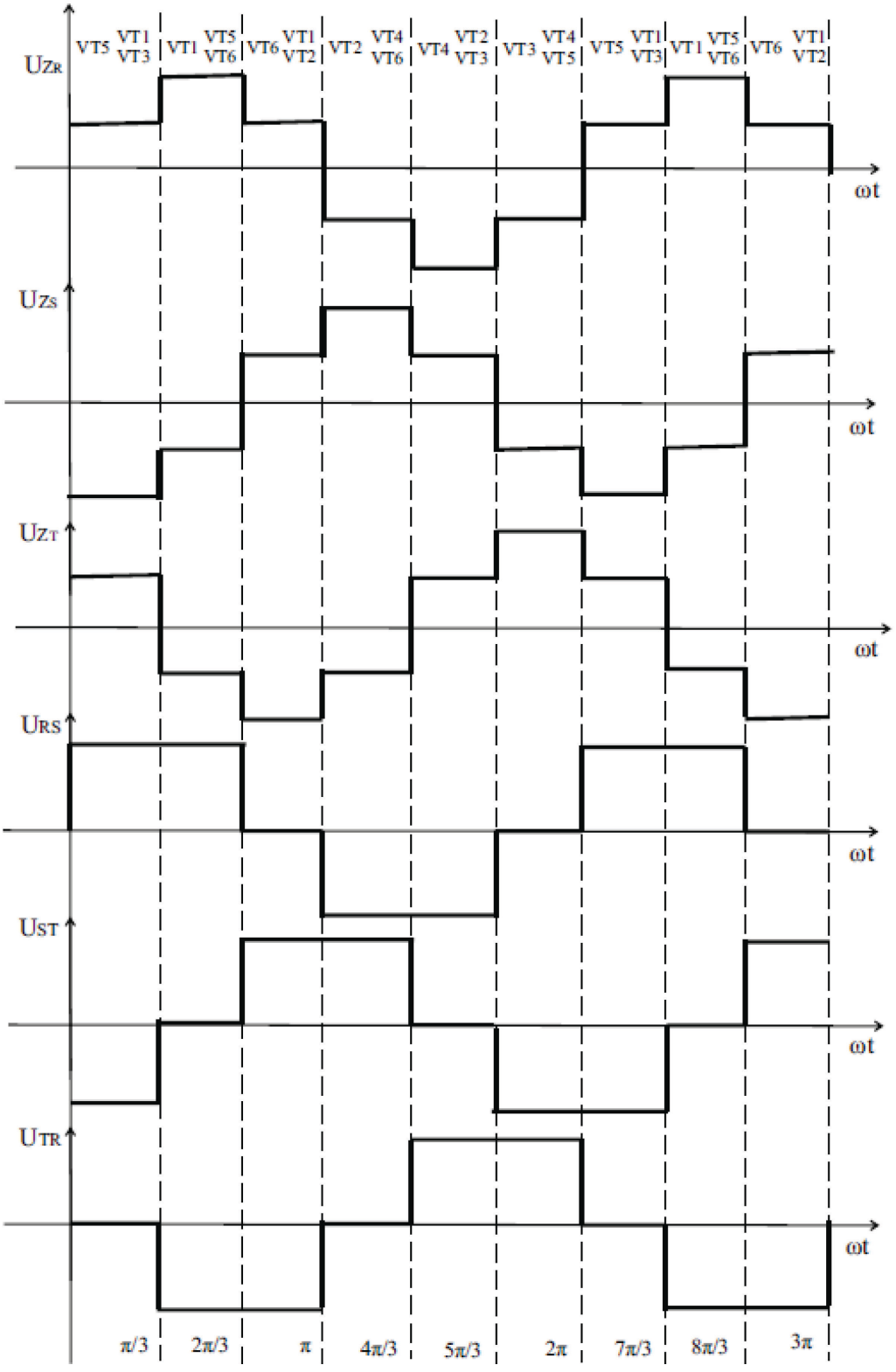
Във всеки един момент от времето работи само по един транзистор от трите рамена и така се реализира широко известната в практиката шестпулсната модулация. Линейното напрежение на изхода на инвертора е правоъгълно с коефициент на запълване зависещ от алгоритъма на работа. При наличие на паузи в линейните напрежения, те съответстват на отпушеното състояние на транзисторите от общата група (свързана към плюсовата или минусовата шини) на двете фази, формиращи разгледаното линейно напрежение.



Фиг. 6.5. *Трифазен автономен инвертор на напрежение.*

Съгласно времето на отпушено състояние на всеки транзистор, трифазните инвертори на напрежение могат да се класифицират като инвертори работещи със 120^0 комутация и инвертори със 180^0 комутация. Характерно и за двата режима е, че на всеки 60^0 има комутация на фазов ток от един транзистор към друг.

При трифазния инвертор на напрежение със 120^0 комутация (фиг.6.6) всеки транзистор е отпушен в продължение $2\pi/3$. При този алгоритъм на работа се получава пауза от $\pi/3$ при работата на транзисторите от трите рамена и във всеки един момент от времето има захранени две фази. За един период напрежението на всяка фаза може да е равно на захранващото, нула или със стойност дефинирана от тока, протичащ през обратните диоди по време на паузата.



Фиг. 6.6. *Времедиаграми на трифазен инвертор на напрежение с комутация 120^0.*

Фазовото $U_Ф$ и линейно $U_Л$ напрежения се определят със следните изрази

$$U_{\Phi} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\left[(\frac{2E}{3})^2 n + 2\left(\frac{E}{2}\right)^2\left(\frac{\pi}{3} - n\right) + 2n(\frac{E}{3})^2\right]} = \sqrt{\frac{\pi+n}{6\pi}}\, E \qquad (6.11)$$

$$U_{Л} = \sqrt{\frac{\pi+n}{2\pi}} E \qquad , \qquad (6.12)$$

където *n* е времето на протичане на ток през обратните диоди и съответно връщане на енергия към захранващия източник.

За инверторите с комутация 180^0 (фиг. 6.7) транзисторите от едно рамо работят с продължителност π-t_0, където t_0 е пауза, ограничаваща застъпването на двата транзистора и получаването на ток на к.с. през захранващия източник. Изходното напрежение на инвертора се получава след моментно сумиране на напреженията на трите рамена и то може да е равно на захранващото или на нула. Във всеки един момент от времето са захранени и трите фази с напрежение. Всяка фаза се включва паралелно с друга фаза и последователно с третата или другият вариант - последователно с другите две, съединени паралелно. Следователно към всяка фаза се прилага напрежение *E/3* или *2E/3*.

Фазовите напрежение и ток се определят с изразите

$$U_{\Phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_{\Phi}^2(\vartheta) d\vartheta} = \frac{\sqrt{2}}{3} E \qquad (6.13)$$

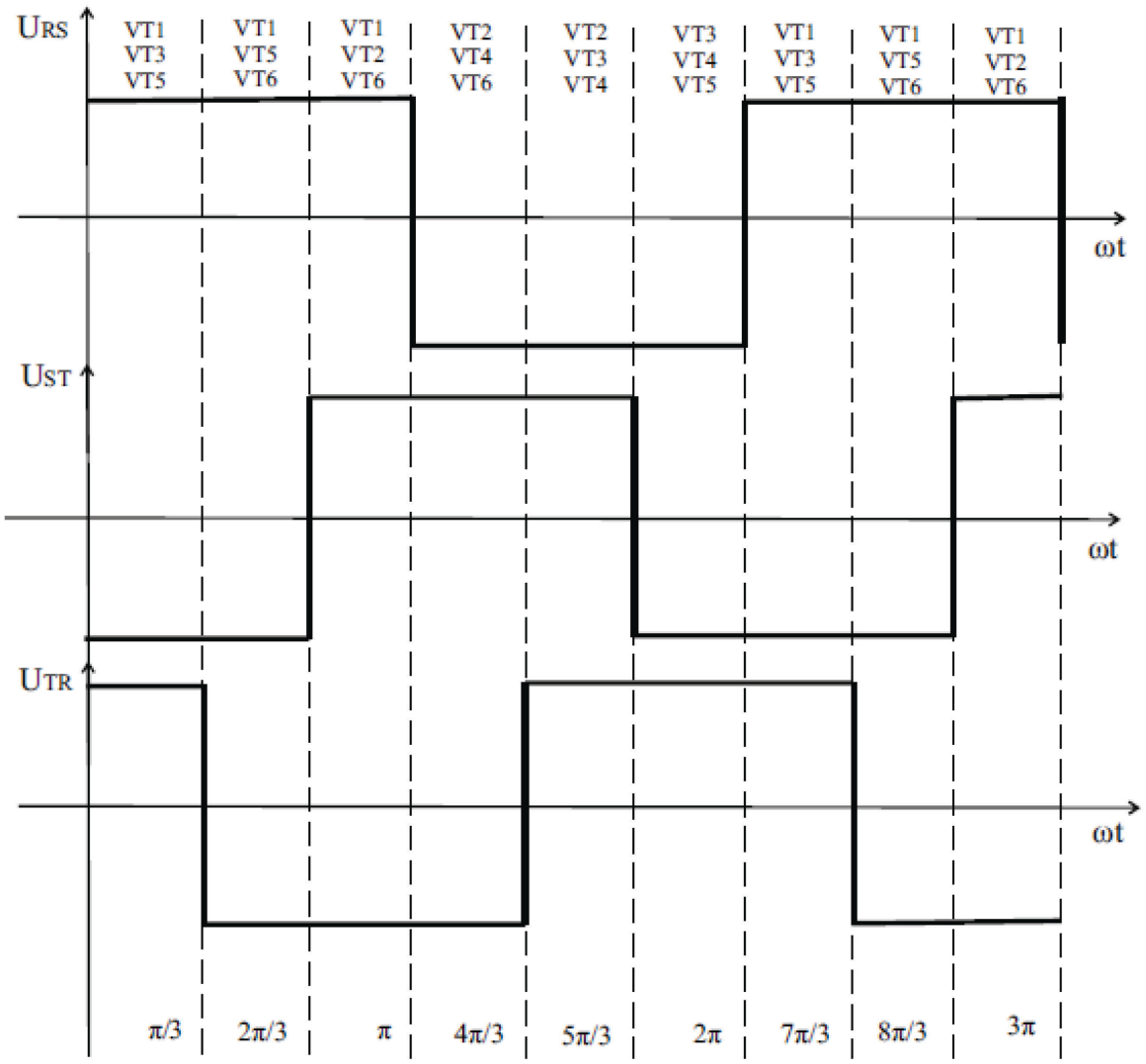
$$I_{\Phi} = \frac{\sqrt{2}}{3}\frac{E}{R_T}\sqrt{1 - \frac{3}{3k\pi}\frac{1-a^2}{1-a+a^2}} \qquad . \qquad (6.14)$$

Токовете на всяка фаза за трите интервала в рамките на един полупериод са равни

- $0 \leq \vartheta \leq \pi/3$ $\qquad i_{\phi}(\vartheta) = \frac{E}{3R_T}\left[1 - \frac{(1+a)(2-a)}{1+a^3} e^{-k\vartheta}\right];$

- $\pi/3 \leq \vartheta \leq 2\pi/3$ $\qquad i_{\phi}(\vartheta) = \frac{E}{3R_T}\left[2 - \frac{(1+a)^2}{1+a^3} e^{-k\vartheta}\right]$;

- $2\pi/3 \leq \vartheta \leq \pi$ $\qquad i_{\phi}(\vartheta) = \frac{E}{3R_T}\left[1 + \frac{(1+a)(1-2a)}{1+a^3} e^{-k\vartheta}\right].$ $\qquad (6.15)$



Фиг. 6.7. *Времедиаграми на трифазен инвертор на напрежение с комутация 180^0.*

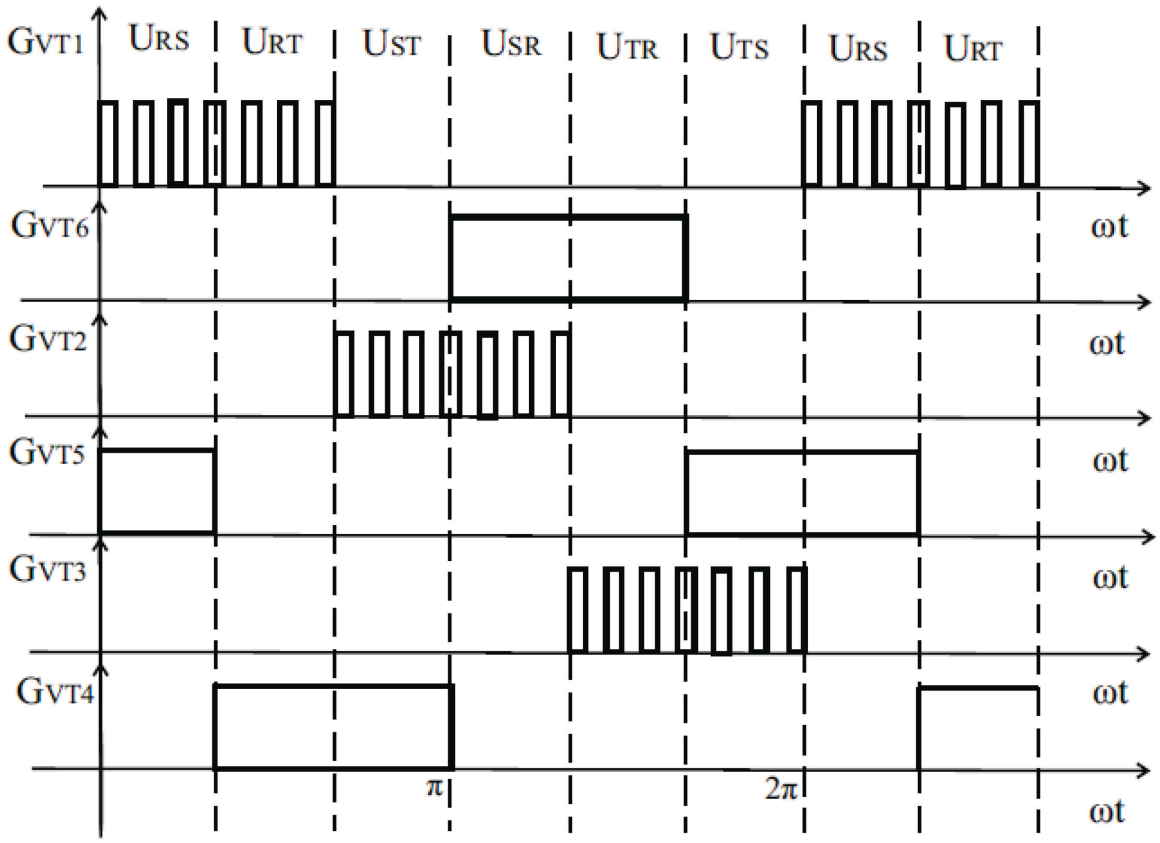
При работа по разгледаните в този параграф алгоритми се генерира максимална амплитуда на първия хармоник на товарното напрежение с възможност за регулиране на основните му параметри - честота, амплитуда и фаза. Наличието на висши нечетни хармонични не е проблем, тъй като те лесно се филтрират от индуктивния товар.

6.3. ВИДОВЕ МОДУЛАЦИИ НА ИЗХОДНОТО НАПРЕЖЕНИЕ НА ТРИФАЗНИТЕ ИНВЕРТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

6.3.1. ЕДНОПОЛЯРНА ШИМ МОДУЛАЦИЯ

При еднополярната модулация (фиг. 6.8) едната група транзистори, свързани към плюсовата или минусовата шини, осъществява високочестотно широчинно-импулсно регулиране, а другата група - комутацията на входното напрежение към съответния изход. При коефициент на регулиране на транзисторите, реализиращи ШИМ модулацията, равен на нула, средната

стойност на изходното напрежение също е равна на нула. Ако коефициентът на регулиране клони към единица, то тогава инверторът ще работи в режим без регулиране, съгласно фиг. 6.2. От гледна точка на електромагнитната съвместимост за предпочитане е да се използва модулация на транзисторите, свързани към плюсовата шина.

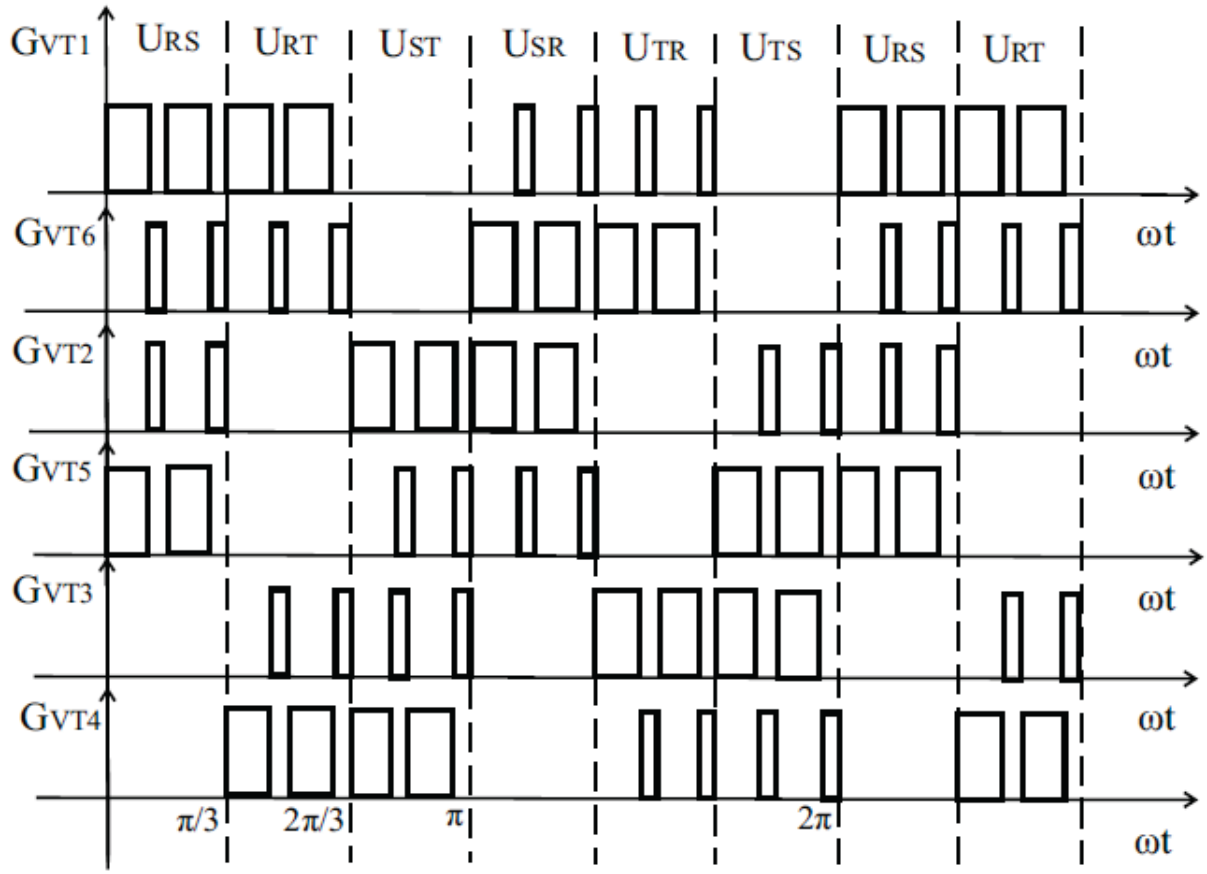


Фиг. 6.8. *Управляващи импулси към транзисторите на трифазен инвертор на напрежение в режим на еднополярна ШИМ.*

6.3.2. ДВУПОЛЯРНА ШИМ МОДУЛАЦИЯ

При двуполярната ШИМ транзисторите, свързани към плюсовата и минусовата шини се превключват противотактно. Задължително е да има пауза между управляващите импулси с цел предпазване от застъпване на транзистори от двете групи. Когато управляващите импулси към транзисторите на двете групи имат еднаква продължителност, средната стойност на изходното напрежение е равна на нула. Двете полувълни и поредността на фазите на променливото изходно напрежение се получават когато се изменя коефициента на запълване на управляващите импулси (от 0 до 0.5 и от 0.5 до 1) на двете групи транзистори. Двуполярната модулация е по-благоприятна за високочестотните трансформатори, включени в изходната верига на инвертора, тъй като се използва първи и трети квадрант на характеристиката $B=f(H)$. Като недостатък може да се посочи завишените комутационни загу-

би и електромагнитни емисии. Двуполярната ШИМ намира основно приложение като метод за управление при серво задвижвания със средна мощност.

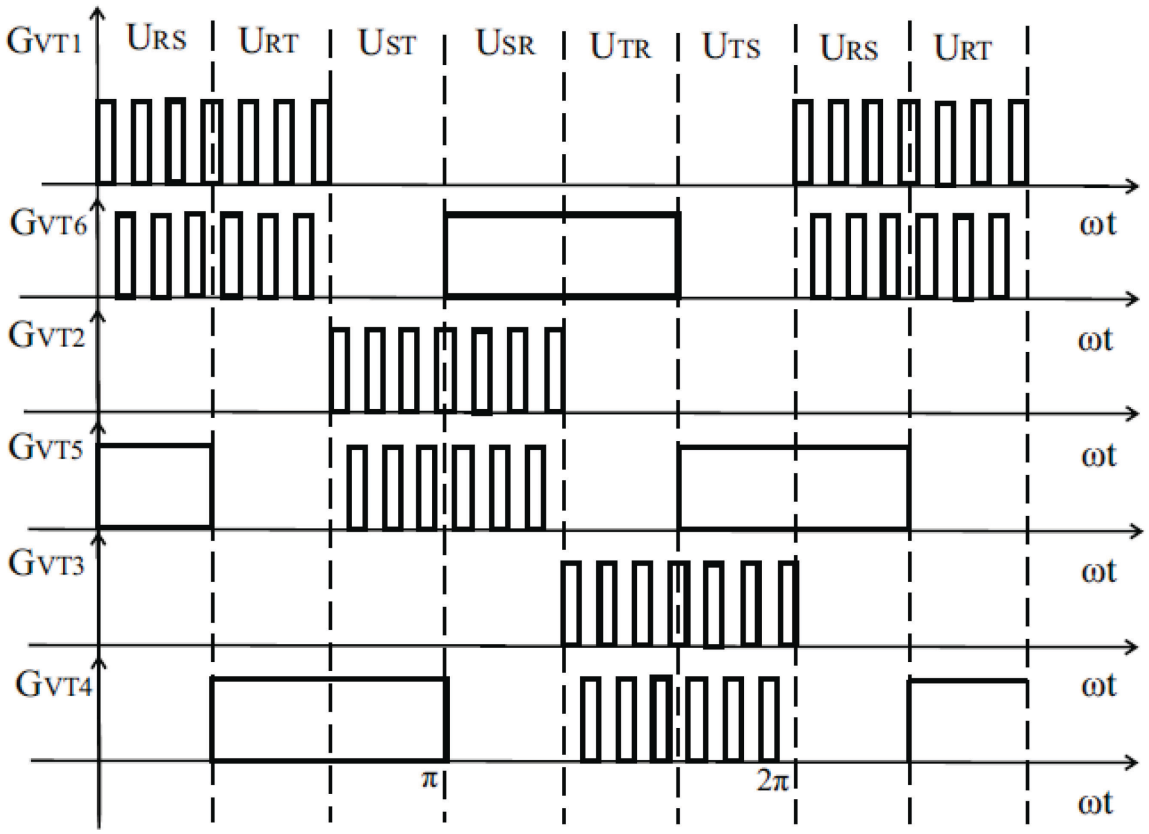


Фиг. 6.9. *Управляващи импулси към транзисторите на трифазен инвертор на напрежение в режим на двуполярна ШИМ.*

6.3.3. СИМЕТРИЧНА ШИМ

Управляващите импулси при симетричната широчинно-импулсна модулация са представени на фиг. 6.10. Реализира се чрез двуполярна 120^0 модулация на транзисторите, свързани в трите рамена на мостовата схема. Предимство на този метод са ниските комутационни загуби. Като недостатък може да с е посочи значителните отрицателни пикове на тока към захранващия източник при комутиране на ток от една фаза към друга [13,32,39,48].

Основните области на приложение на инверторите на напрежение с алгоритми на управление, реализиращи представените с тази глава ШИМ са за управление и регулиране скоростта на променливотоковите електродвигатели (асинхронни, синхронни, безчеткови), в системите за непрекъсваемо електрозахранване, в системите за възобновяеми енергийни източници, в системите за резервно захранване, електротехнологиите, и др.



Фиг. 6.10. *Управляващи импулси към транзисторите на трифазен инвертор на напрежение в режим на симетрична ШИМ.*

Общ недостатък на метода на ШИМ са завишените комутационни загуби в транзисторите и индуктивните елементи, поради наличие на висши хармонични в променливите напрежение и ток.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Банков Н., Григорова Цв., "Анализ и методи за регулиране на транзисторен инвертор, работещ на честоти, по-високи от резонансната" – Инженерни науки (София, БАН), XLIII, 2006, №1, 21-35.

[2] Браун М. Токозахранващи устройства. Наръчник. София 2005.

[3] Куцаров, С. Мощни MOS транзистори. Инженеринг ревю, септември, 2002, стр. 28-47.

[4] Куцаров, С. Биполярни транзистори с изолиран гейт (IGBT). Инженеринг ревю, октомври, 2002, стр. 42-52.

[5] Куцаров, С. Мощни прибори от GaN и SiC. Инженеринг ревю, брой 6, 2012.

[6] Куцаров, С. Мощни прибори базирани на SiC, Инженеринг ревю, брой 9, 2020.

[7] Маджаров Н.Д., Изследване и разработка на автономни инвертори с дозиране на енергията за електротехнологията, Дисертация за получаване на образователна и научна степен "Доктор", Габрово, 1997.

[8] Маджаров Н. Д., С. К. Станев. Силови полупроводникови прибори. Университетско издателство "В.Априлов", Габрово, 2003г., 80 стр., ISBN 954-683-215-4.

[9] Маджаров Н. Д. Транзисторни преобразуватели на постоянно напрежение. Университетско издателство "В. Априлов", Габрово, 2003 г., 108 стр., ISBN 954-683-214-6.

[10] Маджаров Н., Методи и схеми за управление и регулиране на транзисторни преобразуватели, Унив. издателство "В. Априлов", Габрово, 2013.

[11] Маджаров, Н., В. Петков, Проектиране и анализ на уредби за индукционно нагряване, Унив. издателство "В. Априлов", Габрово, 2016.

[12] Маджаров Н., Безконтактни предаватели на електрическа енергия, Унив. издателство "В. Априлов", Габрово, 2017.

[13] Мараджиев И. , Изследване на видове модулации в преобразувател за управление на безчетков постояннотоков двигател задвижващ превозно средство, Дисертация за получаване на образователна и научна степен "Доктор", Габрово, Пловдив, 2018.

[14] Руденко, В.С., В.И.Сенько, В.В.Трифонюк. Приборы и устройства промишленой электроники. Изд. "Техника". Киев, 1990.

[15] Стефанов Н., Токозахранващи устройства, Техника, 2010, София.

[16] Стребков Д.С., Некрасов А.И., "Резонансные методы передачи и применения электрической энергии", Москва 2008.

[17] Тодоров Т.С., Маджаров Н.Д., Алексиев Д.Т., Иванов П.Т., "Автономни инвертори", Габрово, 1996., ISBN 978-5-85941-134-4.

[18] Юдов Д., Илиев М., Ткозахранващи устройства, Технически университет - Русе, 2000.

[19] Albu M., Lucache D., Ratoi M., Horga V., "Flexible Power MOSFET Topology for the Automotive DC-DC Converters Study", Bul. Inst. Polit. Iaşi,tom LI(LV), S. Electrot., Energ., Electronică, fasc.5, 2005, pp. 217 - 224, ISSN 1223-8139.
[20] Aldhaher S. , Patrick C. K. Luk, Akram Bati, "Wireless Power Transfer Using Class E Inverter with Saturable DC-Feed Inductor", IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 50 , Issue 4, 2014, Pages 2710 – 2718.
[21] Alinger D. J., "System analysis and design for the resonant inductive near-field generation systems (RINGS)", M.S. Thesis, University of Maryland, College Park, 2013.
[22] Bankov N., Vuchev Al., Terziyski G., "Control characteristics of a transistor LCC resonant DC/DC converter with a capacitive output filter", Annual Journal of Electronics, Sofia,2011, V 5, Number 1, ISSN 1313-1842, pp.204-207.
[23] Bankov N., Vuchev Al., Terziyski G., "Operating modes of a series-parallel resonant DC/DC converter", Annual Journal of Electronics, Sofia, 2009, Volume 3, Number 2, pp.129-132.
[24] Bell D. Spread spectrum DC/DC converter IC, PCIM Europe, march 2003, p.28-29.
[25] Borghoff G., " Implementation of low inductive strip line concept for symmetric switching in a new high power module", Infineon Technologies AG, Germany, PCIM Europe 2013, 14-16 May 2013, Nuremberg, ISBN 978-3-8007-3505-1.
[26] Boys John T. , Chen C I, Covic G., "Controlling Inrush Currents in Inductively Coupled Power Systems", The University of Auckland, 2005.
[27] Buso, S. and Mattavelli, P., Digital Control in Power Electronics. San Rafael, CA, USA: Morgan & Claypool, 2006.
[28] Callanan B., Cree Inc., „Application Considerations for Silicon Carbide MOSFETs,“ www.cree.com/power, 2011.
[29] Colonel Wm., Mclyman T., "Transformer and Inductor Design Handbook", Marcel Dekker, 2004, ISBN: 0-8247-5393-3.
[30] Coteli, R., Acikgoz, H., Dandil, B., Tuncer, S., "Real-time implementation of three-level inverter-based D-STATCOM using neuro-fuzzy controller," Turk J Elec Eng , & Comp Sci, vol.26, no.4, pp.2088-2103, July 2018
[31] Dai X., Yang Z., Yue S., " Uncertainty Modeling and Robust Control for LCL Resonant Inductive Power Transfer System", Journal of Power Electronics, Vol. 13, No. 5, Sept.2013.
[32] Erickson R. W., Maksimovic D., "Fundamentals of Power Electronics", Kluwer Academic Publishers, NJ, USA, 2000.
[33] Finkenzeller Klaus, "RFID Handbook", Third Edition, John Wiley & Sons, 2010, ISBN 978-0-470-69506-7.
[34] Flanagan W. M., " Handbook of transformer design and applications",

McGraw-Hill, 1993, ISBN 0-07-021291-0.
[35] Gradinarov N., Hinov N., Arnaudov D., “A research of resonant inverters with improved output characteristics, working with zero-current switching”, Proceedings of The ninth national scientific and applied science conference “ELECTRONICS ‘2000”, pp.113-118 20-23 September, 2000., Sozopol
[36] Gradinarov N., Hinov N., Arnaudov D., "Analisys and Design of Resonant Inverters with Improved Output Characteristics, Working with zero-current switching", Proceedings PCIM’03, Power Conversion, Nuremberg, Germany, 20 –22. 05.2003, p.p. 423-427.
[37] Gradinarov N., Hinov N., Kraev G., Arnaudov D., "New DC–DC converters circuits with better features and zero commutation of all devices", Official Proceedings of The International conference - PCIM 2010, Nuremberg, Germany, 05 –07. 05.2010, pp. 878-885.
[38] Handt K., Kohler H., Hiller M., Sommer R., " Fully Digitally Controlled Gate Drive Unit for High Power IGBTs", Siemens AG, 2012 PCIM, 8-10 May, Nuremberg, Germany, ISBN 978-3-8007-3431-3.
[39] Hart D. W., "Power Electronics", McGraw-Hill, 2011, ISBN 978-0-07-338067-4.
[40] Irving M., Gottlieb RE, "Practical Transformer Handbook", ISBN 0 7506 3992 X.
[41] Hauer T., A. Silica, How SiC MOSFETs are made and how they work best, Bodo’s power systems, ISSN 1863-5598, March 2021.
[42] Kazimierczuk, M. K., Pulse width Modulated Converters, Wright State University Dayton, Ohio, USA 2008.
[43] Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R., and Blaabjerg, F., „Control in power electronics“, Academic Press, 2002, DOI: 10.17148/ijarcce.2016.54257.
[44] Klaassens J.B., van Wesenbeeck M.P.N., Bauer P., "Soft-Switching Power Conversion", Delft University of Technology, The Netherlands.
[45] Kraev G., Hinov N., Arnaudov D., Ranguelov N., Gradinarov N., "Multiphase DC-DC Converter with Improved Characteristics for Charging Supercapacitors and Capacitors with Large Capacitance", Annual Journal of Electronics, V6,B1,TU of Sofia, Faculty of EET, ISSN 1314-0078, pp.128-131, 2012.
[46] Kraev G., N. Hinov, L. Okoliyski, "Analysis and Design of Serial ZVS Resonant Inverter", Annual Journal of Electronics,V5,B1,TU Sofia, Faculty of Electronic Engineering and Technologies, ISSN1313-1842, pp.169-172, 2011.
[47] Kocon, C. R., Ch. Rexer. Advanced Trench Power MOSFETs. PCIM Europe, October, 2002, p. 20-24.
[48] Kularatna N., „“DC Power Supplies Power Management and Surge Protection for Power Electronic Systems”,“ CRC Press 2011, pp. 1–43 ISBN: 978-0-415-80248-2, 2011.
[49] Lešo, M., Žilková, J., Biroš, M., Talian, P., “Survey of control methods for

dc-dc converters", Acta Electrotechnica et Informatica, Vol. 18, No. 3, 2018, 41–46, DOI: 10.15546/aeei-2018-0024.
[50] Madzharov N.D., "Resonant Power Supplies with Energy Dosing and PLL Control System",PCIM'08, Power Conversion, Nuremberg, Germany, 2008.
[51] Nasir R., McDaniel W., Compact, high-efficuiency step-down converters, PCIM Europe, july/august 2003, p. 60-61.
[52] Rajashekara K., Sohail A., Vrej B., "Power Electronics Handbook", CRC Press LLC, 2002.
[53] Rahimi, A. M. and Emadi, A., "An Analytical Investigation of DC/DC Power Electronic Converters With Constant Power Loads in Vehicular Power Systems," VehicularTechnology, IEEE Transactions on, vol. 58, pp. 2689-2702, 2009, **DOI:** 10.1109/TVT.2008.201051
[54] Rashid Muhammad H.,"Power electronics Handbook",Acad. Press, 2001.
[55] Reilly J.P., "Electro-Stimulation Principles For Low-Frequency EMF Exposure Standards", Conference on Occupational Exposure to Electromagnetic Fields "Paving the way for a future EU initiative", Umeå, Sweden, October 6, 2009.
[56] Rubaai, A., Chouikha, M., Ofoli, A. and Kaddah, S., "Design of intelligent controllers for dc-dc converters in undergraduate engineering laboratory", Proceedings of the 2004 American Society for Engineering Education Annual Conference & Exposition, pp. 9.384.2- 9.384.12.
[57] Shaffer R., „Fundamentals of power electronics with Matlab," Charles River Media, ISBN 1-58450-852-3, Boston, Massachusetts, 2007.
[58] Wang Chwei-Sen, Stielau H. O., Covic G., "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger", Auckland, New Zealand, The University of Auckland, 2005.
[59] Wilamowski, Bogdan M., "The Industrial Electronics Handbook Power electronIcs", Taylor and Francis Group, 2011, ISBN 978-1-4398-0285-4.
[60] Zimmer M., Jorg H., "Self-oscillating power converter for an Inductive Charging System", PCIM Europe 2013, 14-16 May 2013, Nuremberg, ISBN 978-3-8007-3505-1.
[61] Zou K., Xiuhan L., Haixia Z., "Transcutaneous Power Link Design for Implanted Systems", Proceedings of the 2009 4th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, China, January 2009.
[62] Проспектни материали на фирмите: BBC, AEG, AYAX, SIEMENS, TOKKOSTEL, ASEA, ELFIAK, TOSHIBA, INDUCTOTERM, ELIN-UNION, RADYNE, ELVA, LEPEL, INDUCTOHEAT, FLUXTROL, ECCO, PILLAR, HEWLETT PACKARD, IXYS, SILICONIX, TOCCO и др., 2010-2021.

С Ъ Д Ъ Р Ж А Н И Е

ВЪВЕДЕНИЕ	3
ГЛАВА 1 СИЛОВИ ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ПРИБОРИ	5
1.1.МОЩНИ MOS ТРАНЗИСТОРИ	5
1.1.1.ОБЩИ СВЕДЕНИЯ	5
1.1.2.СПЕЦИФИЧНИ ОСОБЕНОСТИ НА МОЩНИТЕ ПОЛЕВИ ТРАНЗИСТОРИ	7
1.1.3.МОЩНИ MOS ТРАНЗИСТОРИ	8
1.1.4.ОСНОВНИ СТРУКТУРИ НА МОЩНИ MOS ТРАНЗИСТОРИ	8
1.1.5.АНАЛИЗ НА СТРУКТУРАТА НА МОЩЕН MOS ТРАНЗИСТОР	10
1.1.6. ХАРАКТЕРИСТИКИ НА МОЩНИ MOS ТРАНЗИСТОРИ	12
1.1.7. ОСНОВНИ ПАРАМЕТРИ НА МОЩНИ MOS ТРАНЗИСТОРИ	14
1.1.8. ЕФЕКТ du / dt В МОЩЕН MOSFET ТРАНЗИСТОР	22
1.1.9. СТРУКТУРИ НА МОЩНИ MOS ТРАНЗИСТОРИ	23
1.2. БИПОЛЯРНИ ТРАНЗИСТОРИ С ИЗОЛИРАН ГЕЙТ – IGBT	27
1.2.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ	27
1.2.2. ОСНОВНА СТРУКТУРА И ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ	28
1.2.3. ЕКВИВАЛЕНТНА СХЕМА	30
1.2.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРИ	32
1.2.5. СТРУКТУРНИ РАЗНОВИДНОСТИ НА IGBT	39
1.2.5.1. ИНЖЕНЕРНИ РЕШЕНИЯ НА ЕМИТЕРА	39
1.2.5.2. ИНЖЕНЕРНИ РЕШЕНИЯ НА ДРЕЙФОВАТА ОБЛАСТ	43
1.2.5.3. ИНЖЕНЕРНИ РЕШЕНИЯ НА КОЛЕКТОРА	45
1.2.6. IGBT С БЛОКИРАНЕ НА ОБРАТНОТО НАПРЕЖЕНИЕ	46
1.3. МОЩНИ ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ПРИБОРИ НА ОСНОВАТА НА SiC и GaN	47
ГЛАВА 2 ИМПУЛСНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ БЕЗ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЯНЕ	51
2.1. СТРУКТУРА И ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ИМПУЛСНИТЕ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	51
2.1.1. СТРУКТУРА	51
2.1.2. ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ИМПУЛСНИТЕ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	52
2.2. ОСНОВНИ СХЕМИ НА БЕЗТРАНСФОРМАТОРНИ ИМПУЛСНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	56
2.3. АНАЛИЗ НА ПРОЦЕСИТЕ И ХАРАКТЕРИСТИКИТЕ НА ИМПУЛСНИТЕ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ БЕЗ ВИСОКОЧЕСТОТЕН ТРАНСФОРМАТОР	61
2.3.1. ПОНИЖАВАЩ ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО	61

НАПРЕЖЕНИЕ	
2.3.1.1.РАБОТА В РЕЖИМ НА НЕПРЕКЪСНАТ ТОК	61
2.3.1.2. РАБОТА В РЕЖИМ НА ПРЕКЪСНАТ ТОК	65
2.3.2. ПОВИШАВАЩ ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	69
2.3.2.1. РАБОТА В РЕЖИМ НА НЕПРЕКЪСНАТ ТОК	69
2.3.2.2. РАБОТА В РЕЖИМ НА ПРЕКЪСНАТ ТОК	73
2.3.3. ПОЛЯРНО РЕВЕРСИВЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	77
2.3.4. РЕГУЛИРОВЪЧНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ПОНИЖАВАЩ, ПОВИШАВАЩ И ПОЛЯРНО РЕВЕРСИВЕН ИППН	79
2.3.5. ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С РАЗДЕЛИТЕЛЕН КОНДЕНЗАТОР (CUK КОНВЕРТОР)	80
2.3.5.1. ОЦЕНКА НА ПУЛСАЦИИТЕ В ИЗХОДНОТО НАПРЕЖЕНИЕ НА ИППН С РАЗДЕЛИТЕЛЕН КОНДЕНЗАТОР (CUK КОНВЕРТОР)	85
ГЛАВА 3 ИМПУЛСНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЯНЕ НА ВХОДНОТО И ИЗХОДНОТО НАПРЕЖЕНИЕ	86
3.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ	86
3.2. ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПОНИЖАВАЩ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	89
3.3. ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПОЛЯРНО РЕВЕРСИВЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	93
3.4. ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С РАЗДЕЛИТЕЛЕН КОНДЕНЗАТОР (SEPIC КОНВЕРТОР)	96
3.5. ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С РАЗДЕЛИТЕЛЕН КОНДЕНЗАТОР (CUK КОНВЕРТОР)	98
3.6. ЕДНОТАКТЕН ДВУТРАНЗИСТОРЕН ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	98
3.7. ЕДНОТАКТЕН ДВУТРАНЗИСТОРЕН ПОЛЯРНО РЕВЕРСИВЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЯНЕ НА ВХОДНАТА И ИЗХОДНАТА ВЕРИГИ	100
3.8. ПРОТИВОТАКТЕН ПОНИЖАВАЩ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ (PUSH-PULL КОНВЕРТОР)	101
3.9. ПРОТИВОТАКТЕН ПОВИШАВАЩ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ (PUSH-PULL КОНВЕРТОР)	103
3.10. ПОЛУМОСТОВ ПОНИЖАВАЩ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	104
3.11. МОСТОВ ПОНИЖАВАЩ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	106

3.12. МОСТОВ ПОВИШАВАЩ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	109
3.13. РЕЗОНАНСНИ ГЛАВАНИЧНО РАЗДЕЛЕНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	111
3.13.1. РЕЖИМИ НА КОМУТАЦИЯ НА РЕЗОНАНСНИТЕ ГЛАВАНИЧНО РАЗДЕЛЕНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	113
3.13.2. МОСТОВ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЕН РЕЗОНАНСЕН КРЪГ	115
3.13.2.1. РЕЖИМ НА НЕПРЕКЪСНАТ ТОК	116
3.13.2.2. РЕЖИМ НА ПРЕКЪСНАТ ТОК	119
3.13.3.ПОЛУМОСТОВ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЕН РЕЗОНАНСЕН КРЪГ	119
3.13.3.1. РЕЖИМ НА НЕПРЕКЪСНАТ ТОК	120
3.13.3.2. РЕЖИМ НА ПРЕКЪСНАТ ТОК	121
3.13.4. МОСТОВ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ПАРАЛЕЛЕН РЕЗОНАНСЕН КРЪГ	121
3.13.5.ПОЛУМОСТОВ ГАЛВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ПАРАЛЕЛЕН РЕЗОНАНСЕН КРЪГ	124
3.13.6.ДВУТАКТЕН ГЛАВАНИЧНО РАЗДЕЛЕН РЕЗОНАНСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ	126
3.14. ПОСТОЯННОТОКОВИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ С ДОЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА	127
3.14.1. ДВУТАКТЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ДОЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА	130
3.14.2. ПОЛУМОСТОВ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ДОЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА	133
3.14.3. МОСТОВ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ДОЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА	137
ГЛАВА 4 РЕЗОНАНСНИ ИНВЕРТОРИ	139
4.1. ОБЩИ СЪОБРАЖЕНИЯ. КЛАСИФИКАЦИЯ	139
4.2. АЛГОРИТЪМ НА РАБОТА НА РИ	143
4.2.1.ПОЛУМОСТОВ РИ С ОД И РАЗДЕЛЕН КОМУТИРАЩ КОНДЕНЗАТОР В РЕЖИМ С ЕСТЕСТВЕНО ИЗКЛЮЧВАНЕ НА КП	143
4.2.2. РИ С ОД В РЕЖИМ С ПРИНУДИТЕЛНО ИЗКЛЮЧВАНЕ НА КП	145
4.2.3. РИ С ОД, РАБОТЕЩИ В РЕЖИМ С ШИРОЧИННО РЕГУЛИРАНЕ НА ЗАХРАНВАЩОТО НАПРЕЖЕНИЕ	147
4.2.4. РЕЗОНАНСЕН ИНВЕРТОР С ОД В РЕЖИМ С УДВОЯВАНЕ НА ЧЕСТОТАТА	150
4.2.5. РИ С УДВОЯВАНЕ НА ЧЕСТОТАТА БЕЗ ОД	153
4.2.6. ЕДНОКЛЮЧОВ РИ	156
4.2.7.ПОЛУМОСТОВ РИ С ОД И ДОЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА	157

ГЛАВА 5 АНАЛИЗ И ПРОЕКТИРАНЕ НА РИ С ОД	161
5.1. ОБЩИ СЪОБРАЖЕНИЯ	161
5.2. ЕДИННА КЛАСИФИКАЦИЯ НА РИ С ОД	161
5.3.ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА РИ С ОД	169
5.3.1. ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА	169
5.3.2. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА РИ С ОД В РЕЖИМ С ЕСТЕСТВЕНО ИЗКЛЮЧВАНЕ НА КП	169
5.3.3. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА РИ С ОД В РЕЖИМ С ПРИНУДИТЕЛНО ИЗКЛЮЧВАНЕ НА КП	173
5.3.4. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА РИ С ОД И С ШИРОЧИННО РЕГУЛИРАНЕ НА ЗАХРАНВАЩОТО НАПРЕЖЕНИЕ	175
5.3.4.1. РЕЖИМ С ПРИНУДИТЕЛНА КОМУТАЦИЯ НА КП	175
5.3.4.2. РЕЖИМ С ЕСТЕСТВЕНА КОМУТАЦИЯ НА КП	178
5.3.5. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА РИ С ОД В РЕЖИМ С УДВОЯВАНЕ НА ЧЕСТОТАТА	181
5.3.6. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА РИ С УДВОЯВАНЕ НА ЧЕСТОТАТА БЕЗ ОД	188
5.3.7. ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА ЕДНОКЛЮЧОВ РИ БЕЗ ОД	189
5.3.8. АНАЛИЗ И ПРОЕКТИРАНЕ НА ПОЛУМОСТОВ РИ С ДОЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА	191
5.3.9. ПРОЕКТИРАНЕ НА РИ С ОД И ПОСЛЕДОВАТЕЛЕН ТОВАРЕН ТРЕПТЯЩ КРЪГ	198
ГЛАВА 6 АВТОНОМНИ ИНВЕРТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ	202
6.1. ЕДНОФАЗЕН АВТОНОМЕН ИНВЕРТОР НА НАПРЕЖЕНИЕ	202
6.2. ТРИФАЗНИ АВТОНОМНИ ИНВЕРТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ	207
6.3. ВИДОВЕ МОДУЛАЦИИ НА ИЗХОДНОТО НАПРЕЖЕНИЕ НА ТРИФАЗНИТЕ ИНВЕРТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ	211
6.3.1. ЕДНОПОЛЯРНА ШИМ МОДУЛАЦИЯ	211
6.3.2. ДВУПОЛЯРНА ШИМ МОДУЛАЦИЯ	212
6.3.3. СИМЕТРИЧНА ШИМ	213
ЛИТЕРАТУРА	215
СЪДЪРЖАНИЕ	219