

Драгољуб Мартиновић

Др ДРАГОЉУБ МАРТИНОВИЋ • мр ЗОРАН ПЕНДИЋ •
др ЖАРКО ЈАНДА • ЈАСНА МЕНАРТ

ЕНЕРГЕТСКА ЕЛЕКТРОНИКА

ЗА III РАЗРЕД ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКЕ ШКОЛЕ



ЗАВОД ЗА УЧБЕНИКЕ
БЕОГРАД

Рецензенти

мр СВЕТЛАНА АНДРИЋ, професор
Средње електротехничке школе, Панчево

ИВАН ФИЛИПОВИЋ,
дигл. инж., ТЕНТ, Обреновац

РИСТО ОГЃАНОВИЋ,
дигл. инж., професор Електротехничке школе „Раде Кончар“, Београд

Уредник
ДРАГОЉУБ ВАСИЋ

Одговорни уредник
НЕБОЉША ЈОВАНОВИЋ

За издавача
проф. др РАДОШ ЉУШИЋ,
директор и главни уредник

Министарство просвете Републике Србије одобрило је употребу овог уџбеника
у III разреду средње електротехничке школе својим решењем број 650-644/88
од 28. децембра 1989. године.

САДРЖАЈ

1. УВОД	9
1.1. Основни појмови	9
1.2. Претварачи: појам, класификација и принцип рада	10
1.3. Основни и комбиновани претварачи	12
1.4. Индустијска електроника и микроелектроника	13
1.5. Области практичне примене компонената енергетске електронике	13
2. КОЛА ЗА ОБРАДУ СИГНАЛА	15
2.1. Операциони појачавач као основна компонента за обраду сигнала – структура и параметри	16
2.2. Основне примене операционих појачавача	19
2.2.1. Коло за интеграње (интегратор)	21
2.2.2. Коло за диференцирање (диференцијатор)	22
2.2.3. Множачи	23
2.3. Аналогно-дигитални и дигитално-аналогни претварачи	24
2.3.1. D/A конверзија	25
2.3.2. A/D конверзација	28
Контролна питања и задаци	29
3. ДИГИТАЛНА ЕЛЕКТРОНСКА КОЛА	30
3.1. Основи Булове алгебре, логичких операција и основна логичка кола	30
3.1.1. Анализа и синтеза логичких система помоћу логичких кола	33
3.2. Аритметичка кола	34
3.2.1. Бинарни комплементори	35
3.2.2. Компарација бројева	35
3.2.3. Сабирање	36
3.3. Меморијска кола	37
3.3.1. RS флип-флоп	38
3.3.2. T флип-флоп	40
3.3.3. RST флип-флоп	40
3.3.4. JK флип-флоп	41
3.3.5. D флип-флоп	41
3.4. Микропроцесори	42
3.4.1. Архитектура рачунара	42
Контролна питања и задаци	44
4. ЕЛЕМЕНТИ ЕНЕРГЕТСКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ	45
4.1. Диоде	48
4.1.1. Основне специфичности снажних диода	50
4.1.2. Основни каталошки параметри снажних диода	52
4.1.3. Испитивање и провера исправности диода	53

4.2. Снажни транзистори	54
4.2.1. Снажни биполарни транзистори – ВЈТ	55
4.2.2. Снажни MOSFET транзистори	71
4.2.3. Снажни транзистори са изолованим гејтом IGBT и статичком индукцијом SIT	76
4.3. Четворослојна диода	77
4.4. Дијак	79
4.5. Тиристори	81
4.5.1. Структура и основне електричне карактеристике тиристора	82
4.5.2. Време укључивања тиристора	84
4.5.3. Време искључивања тиристора	87
4.5.4. Конструкција тиристора	88
4.5.5. Утицај температуре на рад и хлађење тиристора	90
4.6. Тријак	92
4.7. Тиристори са искључивањем на гејту – GTO	93
4.7.1. GTO струјно-напонска карактеристика	94
4.7.2. Управљачко коло гејта	96
4.7.3. Перформансе и примене GTO тиристора	97
4.8. Тиристори управљани пољем и тиристори управљани MOS гејтом	97
5. ОСНОВЕ УПРАВЉАЊА ТИРИСТОРА И ТРИЈАКА	99
5.1. Начин укључивања тиристора и тријака	99
5.1.1. Укључивање преко аноде	100
5.1.2. Укључивање преко управљачке електроде G	101
5.1.3. Основне електричне шеме побудног кола тиристора и тријака	102
5.2. Начин укључивања тиристора и тријака	104
6. СИСТЕМИ УПРАВЉАЊА ТИРИСТОРСКИМ ПРЕТВАРАЧИМА	108
6.1. Системи управљања редном везом тиристора	111
6.2. Системи управљања паралелном везом тиристора	113
7. ПРЕЛАЗНИ ПРОЦЕСИ У ЕЛЕКТРИЧНИМ КОЛИМА	115
7.1. Прелазни процеси и инерцијални елементи	115
7.2. Закони комутације	117
8. ЕНЕРГЕТСКИ ПРЕТВАРАЧИ	123
8.1. Основне шеме усмеравања	125
8.1.1. Једнофазна полуталасна шема усмеравања	126
8.1.2. Једнофазна полуталасна шема са средњом (неутралном) тачком	129
8.1.3. Једнофазна полуталасна мосна шема усмеравања	135
8.1.4. Трофазна шема усмеравања са средњом тачком	138
8.1.5. Трофазна мосна шема усмеравања	143
8.2. Комутација струје, спољне карактеристике усмераче	149
8.3. Филтри за изравнавање	151
9. ИНВЕРТОРИ	153
9.1. Принцип рада инвертора	153
9.2. Инвертори вођени мрежом	155
9.3. Независни инвертори	158
9.3.1. Струјни инвертори	159
9.3.2. Инвертори напона	160
9.3.3. Резонантни инвертор	161
9.4. Трофазни инвертор	161

10. ПРЕТВАРАЧИ УЧЕСТАНОСТИ	164
10.1. Непосредни претварачи учестаности	164
10.2. Посредни претварачи учестаности	165
11. НАИЗМЕНИЧНИ ПРЕТВАРАЧИ	166
11.1. Наизменични претварачи са скоковитом променом амплитуде	167
11.2. Наизменични претварачи са фазном регулацијом	168
11.3. Наизменични фазни претварачи са ширинско-импулсном регулацијом	171
12. ЈЕДНОСМЕРНИ ПРЕТВАРАЧИ.....	173
12.1. Директни једносмерни претварачи	175
12.2. Индиректни (непропусни) претварачи	182
12.3. Двоимпулсни (инверторски) претварачи	188
13. ПРИМЕРИ ПРИМЕНЕ ЕНЕРГЕТСКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ	192
13.1. Уводна разматрања	192
13.2. Упрошћене шеме за нереверзивно и реверзивно управљање моторима једносмерне струје са независном побудом	196
13.3. Примери примене једносмерних претварача	197
13.4. Примери примене наизменичних претварача	200
13.5. Примене енергетске електронике у системима управљања дистрибуцијом електричне енергије	201
13.6. Електронски систем за непрекидно напајање наизменичном струјом.....	205
13.7. Електронски вођена локомотива на магнетном јастуку	207
13.8. Високонапонски пренос једносмерне струје	211
14. ЛИТЕРАТУРА	215

Предговор

Уџбеник је написан према програму предмета Енергетска електроника за III разред електротехничке школе.

Зоран Пендић је написао VI, VII, VIII, X и већи део XIII поглавља; Драгољуб Мартиновић је написао I, IV, V, IX, XI, и део XIII поглавља и Јасна Менартић је написала II и III поглавље.

У четвртом издању допуњено је IV поглавље описом савремених полупроводничких елемената енергетске електронике.

У шестом издању проф. др Жарко Јанда написао је ново XII поглавље.

АУТОРИ

1. УВОД

1.1. ОСНОВНИ ПОЈМОВИ

Енергетска електроника је почетну примену нашла у индустрији, па је раније носила назив индустријска електроника.

Индустрија обухвата делатности масовне прераде сировина у полупроизводе и вишесеријску производњу финалних производа помоћу машина.

Машине раде на основу одређене погонске енергије и уз помоћ одређеног управљања. Као погонска енергија користи се, где год је то могуће, електрична енергија због вишеструких предности у односу на остале видове енергије.

Код машина се разликују, у функционалном и енергетском погледу, два дела: извршни, енергетски део, где се одвијају основне енергетске трансформације и обавља користан рад, и део помоћу којег се управља радом машине – управљачки део, за чији рад је потребан релативно мали део енергије.

Под индустријском електроником најчешће се подразумева примена снажних електронских компонената на местима где се електрична енергија трансформише из једног облика у други (на пример: претварање наизменичне струје у једносмерну или, обратно, једносмерне у наизменичну). Зато се често говори о енергетској, уместо о индустријској електроници. На тај начин се истиче да је реч о снажним електронским компонентама и њиховој примени у енергетици и енергетском делу машина.

Енергетска електроника је електроника претварача електричне енергије између предајника (извора, генератора) и пријемника (оптерећења, потрошача) када они нису усаглашени, односно када струје и напони из енергетског извора не одговарају пријемнику. Енергетска електроника је заступљена не само у енергетици, као индустријској грани, већ генерално у извршном енергетском делу електричних машина и уређаја.

Индустријска електроника је шири појам и обухвата енергетску електронику и електронске уређаје који се у индустрији користе за управљање и регулацију. За управљачке уређаје се користе класичне електронске компоненте малих снага. Електронски уређаји за управљање могу бити једноставни електронски склопови, а и електронске машине високе сложености и логике. Основе за овај део индустријске електронике обрађују се у II и III поглављу. Енергетској електроници посвећено је највише простора у уџбенику – од IV до XIV поглавља.

Непосредније дефинисана, енергетска електроника је техника претварача електричне енергије реализованих помоћу електронских компонената: снажних диода, тиристора и транзистора, и R , L и C елемената.

1.2. ПРЕТВАРАЧИ: ПОЈАМ, КЛАСИФИКАЦИЈА И ПРИНЦИП РАДА

Под појмом претварача електричне енергије или, скраћено, само претварача у овој књизи се подразумева уређај који трансформише електричну енергију предајника (извора, генератора) у облик погодан за напајање пријемника (оптерећења, потрошача). У овој књизи су обрађени електронски претварачи електричне енергије.

Претварачи служе за прилагођење предајника и пријемника у енергетском погледу. Ако предајник и пријемник нису енергетски усаглашени, односно ако предајник даје енергију која не одговара врсти енергије која је потребна за напајање пријемника, предајник и пријемник се не повезују директно, већ се између њих ставља претварач.

Електрична енергија може бити енергија једносмерне струје и напона или наизменичне струје и напона. Једносмерна струја и напон се означавају са DC (*Direct Current* – једносмерна струја). Наизменична струја и напон се означавају са AC (*Alternating Current* – наизменична струја).

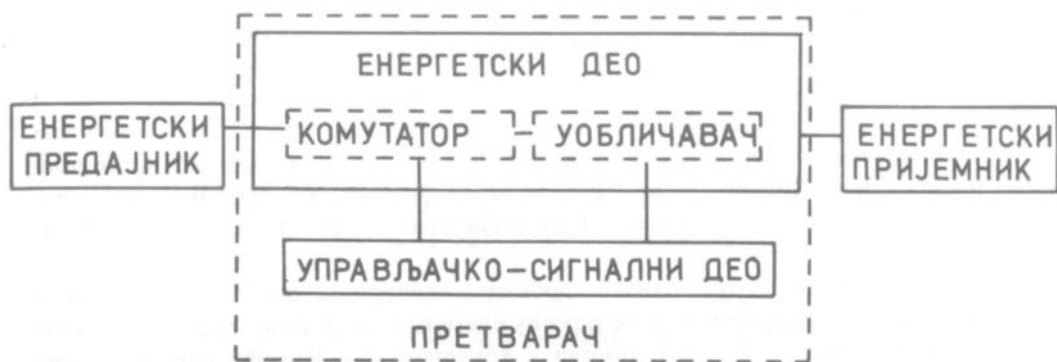
Често је потребно да се наизменична струја претвори у једносмерну и, обратно, да се једносмерна струја претвори у наизменичну. Осим тога, јавља се и потреба да се струја једне учестаности претвори у струју друге одређене учестаности. На основу ових потреба праве се следеће врсте функционално различитих претварача:

- усмерачи или AC/DC претварачи – претварају наизменичну у једносмерну струју;
- инвертори или DC/AC претварачи – претварају једносмерну у наизменичну струју;
- једносмерни или DC/DC претварачи – претварају једносмерну струју једног у једносмерну струју одређеног другог напонског нивоа, односно, другим речима, помоћу њих се одређени једносмерни напон подиже или снижава;
- наизменични или AC/AC претварачи – претварају наизменичну струју једног у наизменичну струју другог одређеног напона, односно подижу или снижавају наизменични напон;
- претварачи учестаности – мењају учестаност наизменичној електричној енергији.

Функционално исти претварачи могу се практично реализовати на различите начине.

Најопштија, заједничка и крајње поједностављена блок-шема претварача приказана је на слици 1.1.

Претварачи се састоје од енергетског, проточног и управљачко-сигналног дела.



Слика 1.1. – Најојшћија поједносћављена блок-шема претварача

Кроз енергетски део циркулише енергија између предајника и пријемника и обухвата прекидачки, комутациони део и део за уобличавање струје и напона. Од комутационог дела зависи који се енергетски ниво пропушта. За енергетски део је веома битан коефицијенат искоришћења, односно фактор губитака електричне енергије. Изгубљена енергија је непожељна не само због смањења корисног дејства већ и због тога што се намећу проблеми одвођења топлоте у коју се изгубљена електрична енергија претвара. Ако се не би хладиле, компоненте које се греју достигле би температуру при којој настаје хаварија. Зато се у енергетском делу користе елементи који имају најмање губитке, а то су прекидачи, калемови и кондензатори.

Прекидачи имају струју једнаку нули у отвореном (закоченом, непроводном) стању и напон на крајевима једнак нули у затвореном (откоченом, проводном) стању. У оба случаја снага, као производ струје и напона, па зато и енергија, као производ снаге и времена, једнаке су нули. Зато се полупроводнички елементи при трансформацији електричне енергије користе као прекидачи, односно раде у прекидачком режиму.

Део са прекидачким елементима назива се комутациони део или комутор. Он има функцију вентилног система помоћу којег се регулише проток електричне енергије. Специфичност је што полупроводнички елементи (диоде, тиристори и транзистори) у функцији једносмерних вентила овде раде само у два стања, и то као сасвим отворени (у засићењу, откочени) или као сасвим затворени (непроводни, закочени). Разлог за такав рад, како је већ речено је рад са великим снагама и захтев да се губици смање на најмању могућу меру. У међуположају између засићења и непроводног стања, односно у стању полуотвореног електронског „вентила“, производ струје и напона на електронском елементу, а то значи и снаге губитака, био би недозвољено велики.

Ако се електронски „вентили“ не регулишу поступно, може се поставити питање како се помоћу њих поступно регулише проток електричне струје, односно енергије. Одговор је да постоји могућност регулације, што се, у ствари, своди на ограничавање протока само регулацијом односа временских интервала у којима је електронски „вентил“ потпуно отворен и потпуно

затворен. Крајњи случајеви су: ако је „вентил“ све време потпуно отворен, сва енергија предајника преноси се на пријемник, а ако је све време затворен, енергија се уопште не преноси. Половина енергије се преноси ако су подједнаки интервали стања отвореног и затвореног вентила.

На излазу прекидачког склопа енергија је у импулсном облику. Енергија у импулсном облику може се директно прослеђивати на одређене врсте пријемника, као што су, на пример, термогена оптерећења. Много је, међутим, чешћи случај да се импулсна струја уобличава у облик који захтева пријемник.

Уобличавање струје, односно добијање електричне енергије у одређеном погодном облику, остварује се помоћу елемената који имају одређена акумулациона својства. То су калемови и кондензатори. Помоћу њих је могуће привремено акумулирати енергију једног струјног импулса до наилаaska следећег импулса. То се остварује захваљујући могућности брзог затварања и отварања електронских прекидача, чиме се остварују довољно кратки интервали трајања импулса и пауза између њих. Привремено акумулирана електрична енергија се према излазу може додатним елементима уобличавати до облика који је потребан за напајање пријемника.

Управљачки, сигнални део регулише рад прекидачког дела на основу одређених задатих услова и на основу детекције енергетског стања на излазу претварача.

Уопштено говорећи, за претвараче и енергетску електронику важе следећи закључци:

- енергетски претварач усклађује одговарајући биланс између енергије на улазу и излазу претварача и уобличава излазне струје претварача према захтеву пријемника. Ток електричне енергије, односно струје регулише се на принципу прекидања улазне струје, а излазна струја се уобличава на основу привремене акумулације електричне енергије;
- рад претварача карактерише динамика прелазних режима, односно динамика промена и привремене акумулације електричне енергије;
- енергетска електроника је техника електронских енергетских претварача, односно техника у којој долазе до изражаја ефекти успостављања, прекидања и привремене акумулације електричне енергије.

1.3. ОСНОВНИ И КОМБИНОВАНИ ПРЕТВАРАЧИ

Основни енергетски претварачи су:

- усмерачи, односно AC/DC претварачи и
- инвертори, односно DC/AC претварачи.

Остали претварачи су у основи комбинација наведена два претварача. Тако једносмерни претварач представља редну везу инвертора и исправљача. Наизменични претварачи и претварачи учестаности могу да се анализирају као редна веза исправљача и инвертора.

Комбиновани претварачи се практично анализирају појединачно као функционална целина, а не као састав основних претварача. Разлог је разноврсност конструктивних решења и то што није захвално уопштавање када су у питању практичне реализације.

1.4. ИНДУСТРИЈСКА ЕЛЕКТРОНИКА И МИКРОЕЛЕКТРОНИКА

Индустријска електроника обухвата, како је већ истакнуто, како снажне електронске компоненте за регулацију великих износа енергије, тако и класичне компоненте мале снаге у управљачким уређајима. Новоразвијене електронске компоненте налазе непосредну примену и унапређују развој индустријске електронике.

На развој индустријске електронике утиче развој све снажнијих полупроводничких компонената, као и развој микроелектронских компонената, интегрисаних кола и микропроцесора.

Захваљујући развоју снажних електронских компонената и њиховој примени у претварачима електричне енергије, реализовани су претварачи који су, у односу на класичне претвараче, мањи и лакши десетину пута, а и знатно јефтинији.

Примена микропроцесора у управљачким деловима претварача омогућава унификацију ових делова, што значи могућност примене истих управљачких јединица за претвараче различитих снага.

Технолошки развој електронике је омогућио и да се поједине управљачке компоненте малих снага уграђују директно у кућишта снажних транзистора. То је технологија хибридних модула који обједињују електронске компоненте врло малих и врло великих снага. Тако се, на пример, Дарлингтонов спој транзистора малих снага уграђује у кућиште снажног транзистора за његову побуду. Хибридизација електронских компонената малих и великих снага доприноси даљем усавршавању енергетских претварача.

1.5. ОБЛАСТИ ПРАКТИЧНЕ ПРИМЕНЕ КОМПОНЕНАТА ЕНЕРГЕТСКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ

Компоненте енергетске електронике имају данас веома широку примену. Овде ће бити побројане најважније:

- *производња, пренос и дистрибуција електричне енергије*: побуда синхроних генератора, пратећа опрема у термо и хидроелектранама, пренос једносмерне струје, компензација реактивне снаге;

- *системи за најајање електричне енергије*;

- *процесна индустрија*: електромоторни погони, електротермија и електрохемија;

– аутоматизација индустријске и канцеларијске опреме: енергетски претварачи, роботи, нумеричке машине, управљање моторима, заваривањем, сећењем, индукционим загревањем;

– комуникације: претварачи, аутоматске телефонске централе, корачни мотори, агрегати;

– трансјорји: електрична вуча, енергетски претварачи за вагоне и возила, електронски систем за паљење;

– домаћинство: клима уређаји, расхладни уређаји, индукционе пећи, електронске ваге, машине за прање.

У развијеним земљама се предвиђа да ће почетком 21. века 60% електричне енергије протицати кроз енергетску електронику, а у будућности читавих 100%.

2. КОЛА ЗА ОБРАДУ СИГНАЛА

Основна функција електронских кола, а може се рећи уопштено и електронике као технике, јесте обрада сигнала. Електронска кола се користе за промену интензитета (појачање или слабљење) и промену облика временски променљивих напона или струја. Временски променљиви напони или струје представљају одређене сигнале. Сигнали, опет, представљају материјализоване облике информације, односно податке о некој физичкој величини или процесу. Општепознати су појмови о радио-сигналимa, односно о сигналимa који представљају звук и слику. Класична примена ових сигнала је у телекомуникацијaма, тј. у радио и телевизијској техници. У новије време се сигнали слике и тона, осим мерних и регулационих сигнала, користе и обрађују у аутоматизи. Енергетска електроника је, како је у првом поглављу објашњено, техника претварача електричне енергије. У колима енергетске електронике обрађују се регулациони сигнали у процесу трансформације електричне енергије из једног облика у други. Основне обраде сигнала у колима енергетске електронике при промени интензитета сигнала обављају појачавачи и ослабљивачи, при промени облика сигнала – кола за интеграцију, диференцирање, множење као и, аналогно-дигитални и дигитално-аналогни претварачи.

Централну улогу у обради сигнала има операциони појачавач који се, као интегрисана компонента, појављује у свим колима за обраду сигнала. Операциони појачавач је, као конструкционо решење, развијен на основу следећих захтева: направити појачавач који неће оптерећивати претходни степен, који ће имати велику резерву у појачању (а самим тим и могућност регулације појачања), и који ће моћи да побуђује велики број степени на излазу, тј. да делује као напонски извор који може да се значајно оптерети. Отуда следи и разматрање у овом одељку.

Шездесетих година појавила су се интегрисана кола и изазвала праву револуцију у модерној електронизи. Под интегрисаним колом се подразумева скуп више активних и пасивних електронских компонената везаних у једну целину, тако да могу да обављају и једноставне и сложене функције. Према функционалној намени, интегрисана кола могу бити *аналогна* и *дигитална*.

Одлика *аналогних интегрисаних кола* је да континуалне промене улазне величине (струје или напона) изазивају континуалну промену исте посматране величине на излазу. Део *аналогних интегрисаних кола*, односно посебна група унутар *аналогних интегрисаних кола*, јесу *линеарна интегрисана кола*, код којих је сигнал на излазу линеарна функција улазног сигнала. Кола чији су излазни сигнали квадратне или логаритамске функције улазних сигнала такође спадају у групу *аналогних интегрисаних кола*.

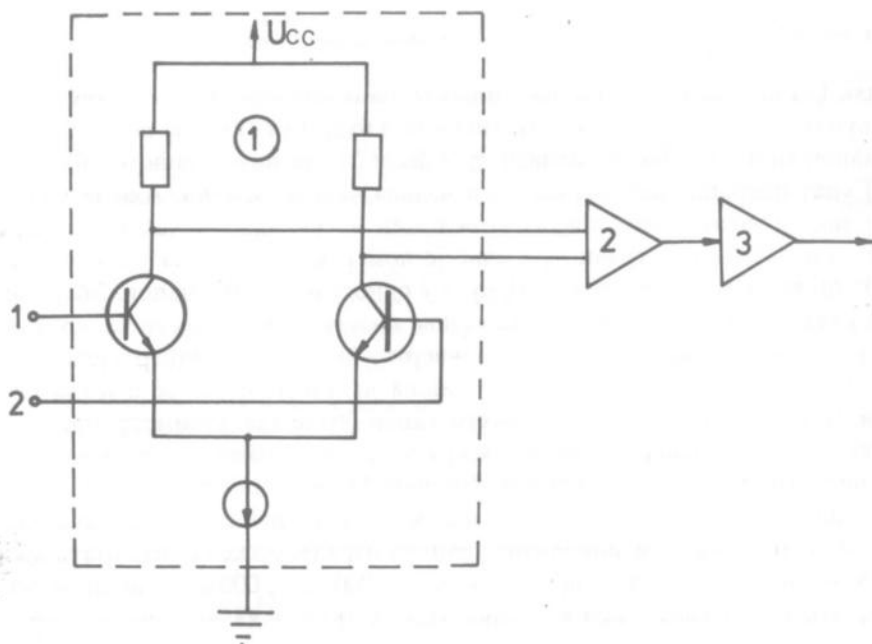
Међу аналогним интегрисаним колима најбројнији по изрази су *операциони појачавачи*. Операциони појачавач се сматра основним линеарним интегрисаним колом (иако може бити направљен и са дискретним компонентама), али служи и за обављање неких нелинеарних операција при обради сигнала (логаритамских или експоненцијалних, на пример, у колима названим генераторима специјалних функција). Примена операционих појачавача је разнолика. Користе се као појачавачи, компаратори напона, A/D и D/A конвертори, трансформатори импедансе, детектори, дискриминатори нивоа, аналогни рачунарски елементи, стабилни извори. Операциони појачавачи се у импулсној техници користе као мултивибратори (стабилни, моностабилни, бистабилни), генератори функција, Шмитово окидно коло итд. Користе се и као делови сложених интегрисаних кола (множачи напона, напонски регулатори итд.), а уз прилагођење спољашњим елементима могу дати врло уску фреквенцијску карактеристику, тада служе као активни филтри, или равну и широку фреквенцијску карактеристику, када се примењују као видео-појачавачи. Могу се примењивати и у области телекомуникација, аналогној рачунарској техници, системима аутоматског управљања итд.

Програм овог предмета предвиђа да се операциони појачавач обради као основна компонента за обраду сигнала, па стога читаоца треба подсетити на неке чињенице. Одавно је постао актуелан проблем преноса порука и информација. Због тог преноса и постоје телекомуникациони системи. Под информацијом која се преноси подразумевају се говор, музика, слика, разна обавештења и подаци, команде за телеуправљање итд., с тим што треба да се преведу у одговарајуће електричне еквиваленте – *сигнале*. Значи, *сигнале су намерно изазвани физички процеси који у себи носе поруку коју треба пренети до места пријема без деформације*, како би се на месту пријема из сигнала добила тачна жељена информација. Информације неелектричне природе се помоћу претварача – конвертора преведу у њихов електрични еквивалент, јер је тада њихова обрада лакша и пренос погоднији или једино могућ (познати су претварачи: микрофон за акустичке таласе, тј. звук, фотохелија за светлосне таласе, тј. светлост итд.). Ретко се сигнали у свом изворном облику, онаквом у ком се појављују на излазу претварача порука – сигнал, могу пренети на даљину (на пример, помоћу електричних проводника). То би била најједноставнија врста преноса у тзв. *основном*, природном или физичком *опису учесћаности*. Остале врсте преноса захтевају претходну *обработку сигнала*, тако да их доведу до облика *погодног за пренос*. Процес *модулације* на месту предаје, на пример, доводи сигнал у облик који је погоднији за пренос; тај сигнал се демодулише на месту пријема. До почетка Другог светског рата обрада сигнала се углавном реализовала путем NF филтара, VF филтара и филтара пропусника опсега. Шездесете године су већ донеле и могућност коришћења дигиталног рачунара за обраду сигнала, и ти резултати обраде су били много тачнији и комплетнији у односу на друге начине. Предност дигиталне обраде је условљена развојем технологије интегрисаних кола. Савремени уређаји за дигиталну обраду имају високу тачност, велики однос сигнал – шум и друге предности. Дигитална обрада се све више примењује у односу на аналогну. Аналогно-дигитални (A/D) конвертори аналогни сигнал преведу у дигиталну форму, тако га обраде и шаљу, а на месту пријема помоћу дигитално-аналогних (D/A) конвертора сигнал се поново враћа у аналогни облик. Дигитална обрада даје већу тачност, већу стабилност при промени параметара околине и напона напајања, боље се поклапају прорачунате и реализоване карактеристике итд. Томе је допринео и продор микропроцесора, тј. микрорачунара седамдесетих година, чиме је убрзан процес обраде коришћењем и релативно спорих интегрисаних кола. Операциони појачавач израђен у интегрисаној технологији биће обрађен у овом поглављу због изузетно широких могућности примене.

2.1. ОПЕРАЦИОНИ ПОЈАЧАВАЧ КАО ОСНОВНА КОМПОНЕНТА ЗА ОБРАДУ СИГНАЛА – СТРУКТУРА И ПАРАМЕТРИ

Операциони појачавачи су врста директно спрегнутих појачавача са негативном повратном спрегом. Негативна повратна спрега, односно негативна реакција, повећава стабилност појачавача, а појачање и друга својства операционог појачавача зависе од елемената везаних у колу реакције. Тако се

постиже жељена вредност појачања, а оно остаје константно и током времена и у случају промене параметара амбијента. Назив *операциони* за ову врсту појачавача потиче од његове првобитне примене у аналогним рачунарским машинама, где је служио за обављање математичких операција сабирања, одузимања, множења, дељења, диференцирања, интеграљења, дакле за математичке операције.



Слика 2.1. – Блок-шема операционог појачавача: 1 – улазни степен; 2 – појачавач напона; 3 – излазни степен

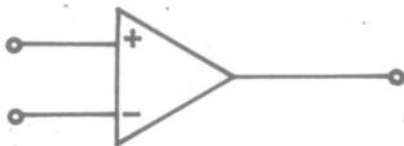
Блок-шема операционог појачавача израђеног у интегрисаној технологији дата је на слици 2.1.

Операциони појачавач се састоји од три основна дела: улазног степена, напонског појачавача и излазног степена. Улазни степен се изводи као диференцијални појачавач. Излазни степен је појачавач снаге како би коло могло да издржи оптерећење од десетак или више милиампера. Између улазног и излазног степена налази се појачавач напона, који обезбеђује потребну вредност појачања и који једносмерни сигнал са излаза диференцијалног појачавача на улазу доводи до оне вредности којом се обезбеђује нулти једносмерни ниво на излазу када је улаз на нули.

Идеално би било када би операциони појачавач имао следећа својства:

- бесконачно велико напонско појачање,
- бесконачно велику улазну импедансу,
- излазну импедансу једнаку нули,
- бесконачно широк пропусни опсег (тј. време одзива једнако нули),
- офсет једнак нули (напон на излазу једнак нули када је разлика напона на улазу једнака нули).

Набројана својства дефинишу тзв. *идеални операциони појачавач*, чији је симбол за шематско представљање дат на слици 2.2.



Слика 2.2 – Симбол за шематско представљање идеалног операционог појачавача

Знак (+) на улазу операционог појачавача обележава улаз на који треба прикључити напон тако да му позитивни пол буде на (+) улазу појачавача да би и напон на излазу био позитиван, тј. у фази са улазним напоном. Због тога се (+) улаз операционог појачавача и назива *неинвертујући*. Ако је улазни напон својим позитивним крајем прикључен на (-) прикључак на улазу, и напон на излазу је негативан, тј. фазно је померен у односу на улазни напон за 180° , фаза му је инвертована, обрнута у односу на улазни напон. Због тога се (-) улаз операционог појачавача назива *инвертујући*. Уместо знакова (+) и (-) на улазу, користе се и *NI* за неинвертујући и *INV* за инвертујући улаз. Осим описаних начина прикључења напона на улазу, може се и један улаз везати на масу, а на други улаз довести напон (то је тзв. несиметричан улаз, а претходна два описана начина прикључења дата уз објашњење знакова (+) и (-) на улазу дају тзв. симетричан или диференцијални улаз).

Реални операциони појачавач не испуњава у потпуности набројана својства, али, ако се користи монолитна техника израде, може се осигурати врло велика вредност напонског појачања (од 10 000 до 1 000 000), врло велика улазна отпорност (неколико десетина $M\Omega$) и врло мала излазна отпорност (реда 100 Ω), па се у већини примена реалан монолитни операциони појачавач може анализирати као идеалан, а да се при томе не чини практично никаква грешка, тј. мања је од неколико десетих делова једног процента. Операциони појачавач, без негативне повратне спреге, нестабилан је и нема практичну примену. Остварење негативне реакције омогућава стабилан рад и широку примену. Овде ће се издвојити само неколико примера примене.

Из набројаних својства идеалног операционог појачавача следе и правила која се користе при анализи операционих појачавача:

- како је улазна импеданса бесконачно велика, могу се занемарити струје које теку ка било ком од улазних прикључака операционог појачавача;
- како је напонско појачање бесконачно велико, када се операциони појачавач користи са негативном повратном спрегом, напон између његових улазних прикључака једнак је нули.

Кола се најчешће напајају помоћу две батерије; једна има позитиван, а друга негативан напон у односу на масу.

Најзначајнији параметри операционих појачавача

- *Напонско појачање* је дефинисано као количник излазног и улазног напона при унапред задатој вредности отпорности потрошача и вредности излазног напона. Вредности појачања се крећу од неколико десетина хиљада до 10^6 . Напонско појачање операционог појачавача је

функција учестаности, пропусни опсег је врло широк и одређен је тзв. прекидном фреквенцијом, на којој појачање има вредност 0 dB.

– Улазна отпорност операционог појачавача је неколико десетина МΩ. Дефинисана је као отпорност између улазних прикључака појачавача. Због тако велике улазне отпорности и велике вредности појачања, у колима са негативном повратном спрегом улазна наизменична струја се може занемарити.

– Излазна отпорност је у већини примена занемарљиво мала. Код већине појачавача креће се у границама од 50 Ω до 100 Ω.

– Улазна струја поларизације је средња вредност једносмерних улазних струја базе које теку кроз улазне прикључке 1 и 2 (на слици 2.1) диференцијалног пара транзистора (најчешће NPN типа) када је вредност излазног једносмерног напона једнака нули. Типичне вредности ових струја су до 100 pA ако је улазни степен реализован са биполарним транзисторима, односно само до 10 pA у случају униполарних транзистора.

– Струјни офсет (енгл. *current offset*) је струјна неподешеност улаза. Чак ако су у улазном степену употребљени биполарни транзистори истих улазних карактеристика, струја базе ће се разликовати због неједнакости коефицијената струјног појачања. Значи, струјни офсет је разлика улазних струја базе ($I_{b1} - I_{b2}$) операционог појачавача, која је реда неколико наноампера када је средњи ниво излазног напона једнак нули.

– Напонски офсет је напон који треба довести између улазних прикључака да би излазни напон био једнак нули, јер, и при једнаким отпорницима у колекторским колима транзисторског пара на улазу, напони на колекторима неће бити једнаки. То је последица несиметрије у улазним карактеристикама диференцијалног пара због чега се струја из струјног генератора не дели у две једнаке, исте емиторске струје када су базе улазних транзистора кратко спојене. Другим речима, напонски офсет је једносмерна потенцијална разлика између улазних прикључака појачавача која се креће од 1 mV до неколико mV. Односно, увек постоји неки излазни напон иако нема доведеног напона на улазу. Он зависи од температуре и варијација напона напајања. Због тога се он компензује довођењем одговарајућих сигнала за компензацију на улаз кола.

2.2. ОСНОВНЕ ПРИМЕНЕ ОПЕРАЦИОНИХ ПОЈАЧАВАЧА

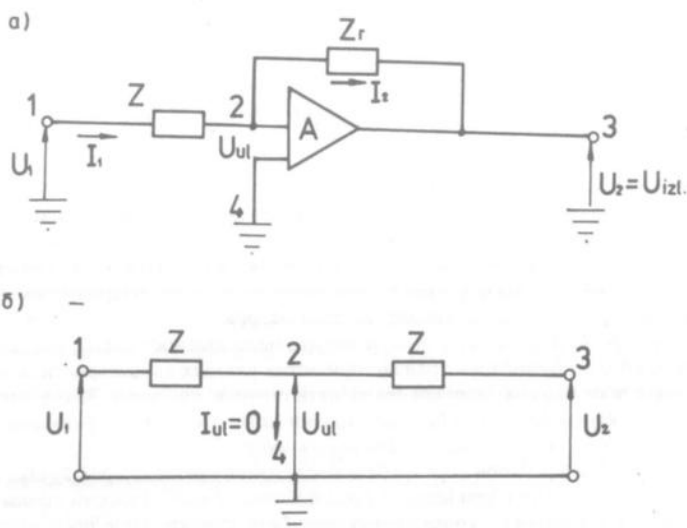
Због велике применљивости операционих појачавача, овде ће бити изложене само најосновније у линеарним аналогним колима. Треба напоменути да се операциони појачавач примењује уз остварену повратну спрегу помоћу пасивних компонената са излаза на улаз (обично инвертујући). Да би се могло остварити паралелно довођење сигнала са излаза, у грани на улазу мора да постоји и импеданса Z . Јер, како је излазна импеданса ових појачавача једнака нули, а узима се каскадно, без импедансе Z не би било повратне спреге.

Посматрајмо коло на слици 2.3. Повратна спrega остварена је преко гране са импедансом Z_r . Нека је A појачање без реакције, а A_r појачање појачавача са реакцијом:

$$A = \frac{U_2}{U_{ul}} \quad (2.1.), \quad A_r = \frac{U_2}{U_1}. \quad (2.2)$$

Како је појачање A бесконачно велико, улазни напон самог појачавача једнак је нули:

$$U_{ul} = \frac{U_2}{A} = \frac{U_2}{\infty} = 0, \quad (2.3)$$



Слика 2.3. – а) Принцијска шема операционог појачавача, б) еквивалентна шема

а како је и улазна импеданса Z_{ul} такође бесконачно велика, и улазна струја I_{ul} једнака је нули. Ако је $U_{ul} = 0$ и $I_{ul} = 0$, појачавач се понаша као да му је улаз кратко спојен, то је тзв. *привидни крајњи спој*, па се често каже да је тачка 2 *виртуелна маса* или *виртуелна нула*. Пошто је $I_{ul} = 0$, струје I_1 и I_2 кроз импедансе Z и Z_r су међусобно једнаке:

$$I_1 = I_2 \quad (2.4)$$

$$\frac{U_1 - U_{ul}}{Z} = \frac{U_{ul} - U_2}{Z_r}, \quad (2.5)$$

а како је $U_{ul} = \frac{U_2}{A}$, претходна једначина постаје

$$\frac{U_1 - \frac{U_2}{A}}{Z} = \frac{U_2 (\frac{1}{A} - 1)}{Z_r}. \quad (2.6)$$

Пошто је $A_r = \frac{U_2}{U_1}$, из претходне једначине се добија

$$A_r = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{Z_r}{Z} \frac{1}{1 - \frac{1}{A} (1 + \frac{Z_r}{Z})}. \quad (2.7)$$

Пошто је појачање A врло велико, теоријски бесконачно, једначина (2.7) своди се на

$$A_r = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{Z_r}{Z}. \quad (2.8)$$

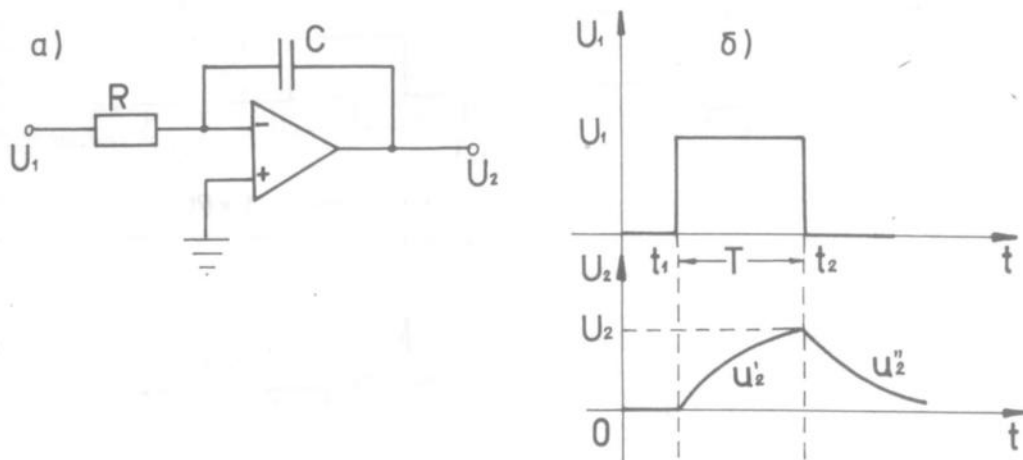
Једначина (2.8) даје израз за појачање идеалног операционог појачавача са оствареном реакцијом. У зависности од природе импеданси Z и Z_r , дато коло може да обавља разне операције, а користи се и за аналогу обраду више сигнала, које је могуће сабрати, одузети, помножити неком константом или их међусобно помножити, интегралити, диференцирати, логаритмовати. Сматра се да је појачање код основних примена врло велико (веће од 10^6). Због тога се може сматрати да ако је неинвертујући крај уземљен, инвертујући крај је на виртуелној маси.

2.2.1. Коло за интеграљење (интегратор)

Ако се у колу на слици 2.2 уместо импедансе Z веже отпорник отпорности R , а Z_r у грани за спрегу замени кондензатором капацитивности C , добија се коло за које се каже да обавља математичку операцију интеграљења (биће обрађена у завршном разреду). Овде ће се само објаснити у чему се састоји не прецизно математичко интеграљење већ само уобличавање импулса. Коло за интеграцију дато је на слици 2.4а. На слици 2.4б приказан је правоугаони побудни напон доведен на улаз кола, а испод њега је сигнал који се добија на излазу кола, под условом да је временска константа кола RC много већа од трајања побудног импулса. У тренутку $t = t_1$ успоставља се предња ивица побудног импулса, кондензатор C почиње да се пуни (једначина 2.9) и излазни напон се повећава по експоненцијалном закону

$$u'_2 = U_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right). \quad (2.9)$$

У тренутку $t = t_1$, напон на излазу достигао је вредност U_2 (коју одређује дата једначина), а та вредност је сигурно мања од амплитуде побудног напона U_1 , ако је испуњен услов $RC \gg T$. То је лако схватљиво јер кондензатор, због велике временске константе, не стиже да се напуни до напона U_1 пре него што наиђе задња ивица побудног импулса. У тренутку $t = t_2$ побудни



Слика 2.4. – а) Интегратор; б) одговарајући сигнални облици

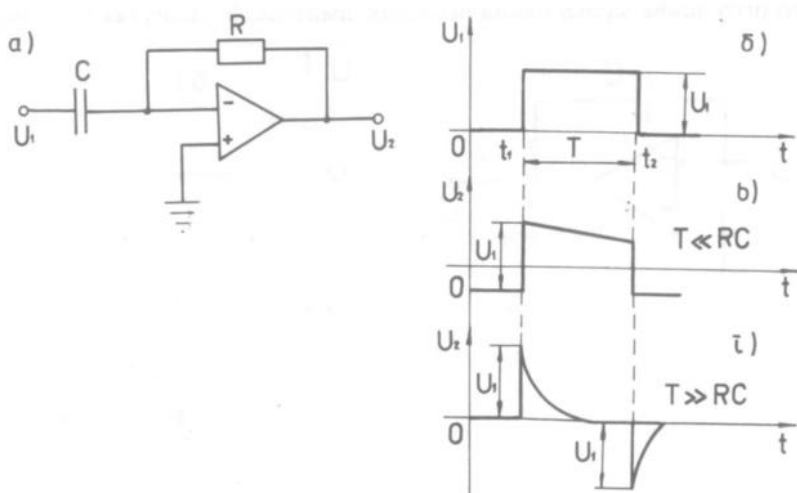
напон нагло пада на нулу и почиње пражњење кондензатора по експоненцијалном закону

$$u''2 = U_2 \cdot e^{-\frac{t-t_2}{RC}}. \quad (2.10)$$

За овакво обликовање напона у електроници се каже да је напон на излазу једнак интегралу напона доведеног на улаз кола. Тачност интеграћења је утолико већа, тј. напон на излазу је утолико линеарнији што је временска константа кола за интеграцију већа у односу на време трајања побудног импулса T , али се у истој размери смањује амплитуда напона добијеног на излазу кола. Када се на улаз кола доведе поворка правоугаоних импулса, на излазу кола се добија тестерасти напон. Ово коло је у ствари основна полућелија NF филтра.

2.2.2. Коло за диференцирање (диференцијатор)

Ако у колу на слици 2.4а отпорник и кондензатор замене места, добија се коло које се у електроници назива колом за диференцирање. Овим колом се не може вршити право диференцирање у математичком смислу, већ је жеља да оно различито реагује на брзе и споре промене напона на улазу. То се види на слици 2.5б и в. Ако је временска константа RC врло велика у односу на време трајања побудног импулса T (слика 2.5в) кондензатор се споро пуни, споро се повећава напон на његовим крајевима и струја током трајања побудног импулса мало опадне од почетне вредности. Како је напон на отпорнику директно сразмеран јачини струје у колу, таласни облик напона на излазу је незнатно измењен. Измена, тј. изобличење огледа се у паду горње ивице импулса. Овај излазни импулс лежи симетрично у односу на временску осу јер кондензатор елиминише једносмерну компоненту. Наведени случај се примењује кад се оваквим RC колом спрежу широкопојасни појачавачи.



Слика 2.5. – Коло за диференцирање и одговарајући таласни облици

Пошто је реч о колу за диференцирање, за нас је интересантан случај на слици 2.5г. У тренутку $t = t_1$ успоставља се предња ивица импулса. Како је $T \gg RC$, у том првом тренутку кондензатор представља кратак спој, не може тренутно да се напуни, па је напон на отпорнику једнак улазном напону U_1 . Кондензатор C се, због мале вредности временске константе, брзо пуни на вредност U_1 , док напон на излазу опада на нулу, по закону

$$u_2 = U_1 \cdot e^{-\frac{t}{RC}}, \quad (2.11)$$

и остаје нула све до појаве задње ивице побудног напона. У том тренутку улазни напон са вредности U_1 нагло пада на нулу, а пошто кондензатор не може да прати тако брзе промене, не може тренутно да се испразни, на отпорнику остаје напон $u_R = -U_1$, до кога је кондензатор претходно био напуњен. Затим се кондензатор брзо празни по експоненцијалном закону

$$u_2 = -U_1 \cdot e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (2.12)$$

Дакле, за случај правоугаоног побудног напона и мале вредности временске константе у односу на трајање побудног импулса, напон на излазу кола се састоји од два импулса амплитуде U_1 , од којих је један позитиван, а други негативан (одговарају предњој и задњој ивици побудног импулса). Трајање ових импулса је приближно 5 пута веће од RC . Импулси на излазу представљају диференцирани правоугаони сигнал доведен на улаз кола, а услови диференцирања које се обавља овим колом могу се формулисати тако да брзим променама напона на улазу одговара већи напон на излазу него кад су промене побудног напона споре.

2.2.3. Множачи

Ако су у колу на слици 2.2 $Z = R$, $Z_r = R_r$, тј. термогене отпорности, појачање је

$$A_r = -\frac{R_r}{R} = -k. \quad (2.13)$$

Ако је однос отпорности $R_r/R = -k$, излазни напон је k пута већи од напона на улазу ако је $k > 1$:

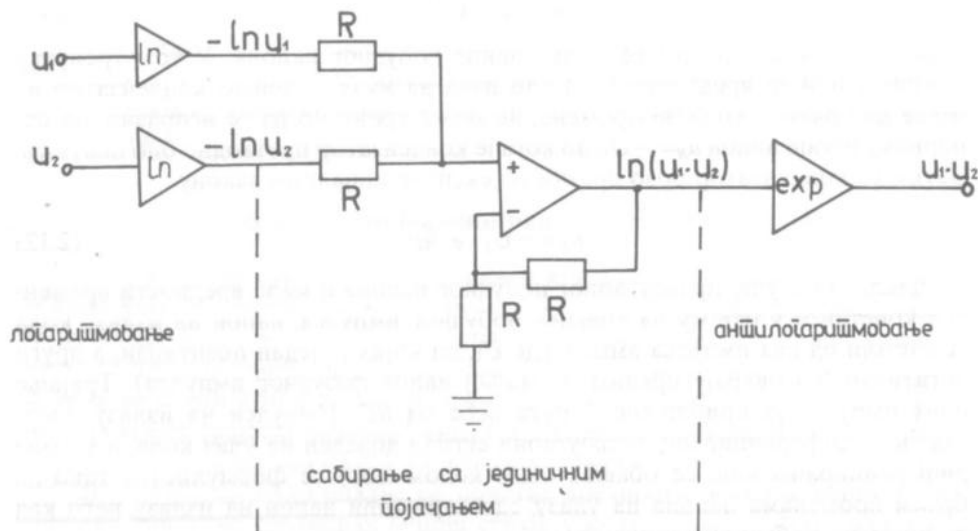
$$u_2 = -k u_1. \quad (2.14)$$

Ако је $k < 1$, излазни напон је мањи од напона на улазу. Каскадно са колом за множење треба везати инвертор, који ће само променити знак напону.

Помоћу операционих појачавача остварују се и кола код којих је напон на излазу сразмеран логаритму напона доведеног на улаз. То су логаритамски појачавачи. Исто тако, честа су кола антилогаритамских или експоненцијалних појачавача. Спрезање логаритамског и антилогаритамског појачавача омогућава изградњу кола за множење два или више напона који имају велику примену у аналогним множачима, у телекомуникационом преносу (модулација, детекција). Принципијелна шема једног кола за множење дата је на слици 2.6.

Напони u_1 и u_2 (на пример: $u_1 = U_{1m} \sin \omega_1 t$, $u_2 = U_{2m} \sin \omega_2 t$) сваки се посебно логаритмују, а затим се њихови логаритми саберу. Како је логаритам производа једнак збиру логаритама, резултат сабирања логаритама напона u_1 и u_2 је логаритам њиховог производа, који треба само антилогаритмовати да би се на излазу кола добио производ напона u_1 и u_2 . Читав поступак се може представити изразом

$$u_1 \cdot u_2 = \text{antilog} [\log u_1 + \log u_2]. \quad (2.15)$$



Слика 2.6. – Принципијелна шема кола за множење

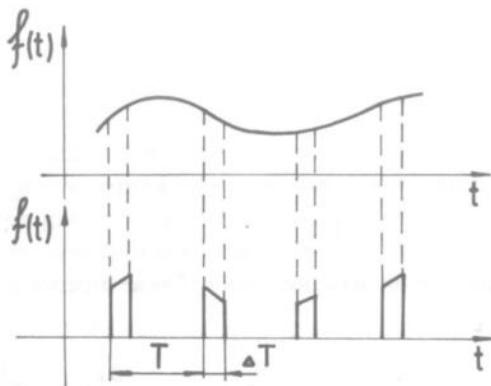
2.3. АНАЛОГНО-ДИГИТАЛНИ И ДИГИТАЛНО-АНАЛОГНИ ПРЕТВАРАЧИ

Конверзија неке величине је трансформација, претварање те величине у неки други облик. Честа потреба за конверзијом јавља се у мерењима, где се многе физичке величине конвертују у електричне сигнале, најчешће у континуалном, аналогном облику. За обраду сигнала често је погоднији дигитални облик (мањи шум, велика брзина обраде итд.). Конверзија аналогног у дигитални облик сигнала обавља се у аналогно-дигиталним, или A/D конверторима. Ако је за неке примене погоднији аналогни сигнал, после обраде у дигиталном облику сигнал се враћа у аналогну форму у тзв. D/A конверторима.

Пренос информација може да буде у аналогном и дигиталном облику. Код аналогног сигнала једна од битних компонената је амплитуда сигнала (сигнали различите амплитуде носе различите поруке, на пример, јачи и слабији звук, већи или мањи отклон игле на инструменту, већу или мању струју итд.). Код дигиталног преноса сигнал се састоји од комбинације више импулса или више различитих стања у карактеристичним тачкама. У најопштијем облику

дигитални сигнал има само две вредности, „да“ и „не“, тј. присуство и одсуство сигнала, а при томе амплитуда није битна. Види се да по својој природи поруке које потичу из неког извора порука могу бити дискретне и континуалне.

Сваки аналогни сигнал дискретизовањем по времену и интензитету може се генерисати као дигитални, а да се при томе не утиче на својства која он има као носилац порука. На пример, дискретизовањем сваког континуалног сигнала у тачно одређеним сукцесивним тренуцима времена, добијају се одбирци који се у виду импулса преносе системом за пренос. О томе говори теорема о узорковању или, како се у литератури среће, о одмеравању или одабирању: ако континуална функција $f(t)$ има спектар који се налази у интервалу учестаности од 0 до f_m , где је f_m максимална учестаност, онда је та функција потпуно дефинисана својим тренутним вредностима узетим у еквидистантним тачкама на апсциси које образује низ чија је периода $T = 1/2f_m$. Тако су добијене тренутне вредности функција које се називају узорци, чија је периода $T = 1/2f_m$, а трајање ΔT (слика 2.7).



Слика 2.7. – Дискретизовање по времену

Континуални сигнал има различите вредности амплитуде у интервалу учестаности од 0 до f_m , па узорци имају амплитуду која је сразмерна амплитуди аналогног сигнала. Ти узорци су, у ствари, резултат дискретизовања по времену, које се назива „узорковање“, и дискретизовања по тренутним вредностима, које се назива „квантовање“. Теоријско трајање узорка је бесконачно кратко, а у стварности је ΔT . Будући да амплитуде варирају током времена и често не одговарају целом броју мерних еталона – кванта, заокружују се на најближу већу вредност. Грешка која настаје због немогућности да се свака аналогна вредност представи тачном дигиталном вредношћу назива се квантизациона грешка.

2.3.1. D/A конверзија

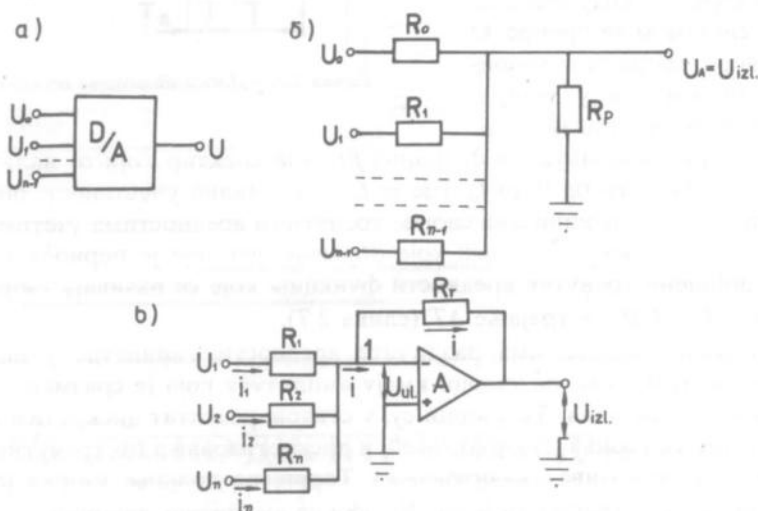
Дигитално-аналогни D/A конвертор је коло за трансформисање дигиталних сигнала у аналогне. На основу датих кодних речи у дигиталном облику, одређују се аналогне вредности сигнала које затим треба регенерисати, тј. на основу добијених вредности у поступку D/A конверзије оформити непрекидан сигнал. Математички гледано, регенерисање је апроксимација аналогног сигнала одговарајућим полиномом.

При одређивању децималног еквивалента бинарног броја множе се битови са њиховим одговарајућим тежинама и резултати множења сабирају:

$1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 1 \cdot 16 + 1 \cdot 8 + 0 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 1 \cdot 1 = 25 \dots (16)$. Сличним поступком, при конверзији бинарног броја у аналогни напон, треба сабрати напоне чије вредности одговарају тежинама бит-позиција.

Уместо великог броја референтних напона, користе се отпорне мреже односно коло за сабирање са операционим појачавачем.

D/A конвертор гради се на принципу сабирања помоћу отпорних мрежа. Улазни напони U_1, U_2 итд. представљају бите бинарне речи и они су или 1 или 0, тј. логичка јединица или логичка 0, под условом да вредности отпорности отпорника на умноженом улазу операционог појачавача одговарају тежинама појединих бита у бинарној речи – тј. структура мреже омогућава успостављање струјних компонената које стоје у позиционој вредности цифара у дигиталној речи. Такве мреже се изводе као тежинске и као лествичасте.

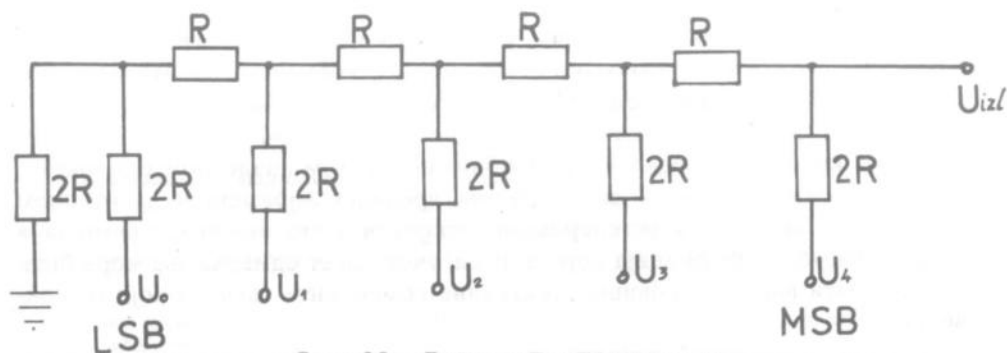


Слика 2.8. – Тежинска отпорна мрежа: а) блок-шема, б) шема мреже; в) сабирни појачавач – операциони појачавач са умноженим улазима преко отпорне мреже

Тежинске отпорне мреже имају само један излаз, а број улаза је одређен бројем бита у дигиталним слововима који се конвертују, и то тако да улаз U_0 прима бит најниже позиционе вредности ($LSB = Least Significant Bit$). Вредности отпорника одговарају тежинама појединих бита у бинарној речи:

$$R_0 = \frac{R}{2^0}, R_1 = \frac{R}{2^1}, R_2 = \frac{R}{2^2}, \dots, R_{n-1} = \frac{R}{2^{n-1}}.$$

Бит са највећом тежином је $MSB (Most Significant Bit)$. Тешко је правити отпорнике са прецизном вредношћу отпорности у свакој улазnoj грани (од тога зависи тачност конверзија), а и дисипација раста идући од отпорника са битом најниже вредности LSB ка биту највише вредности MSB . Зато се граде лествичасте отпорне мреже, као на слици 2.9, у којима отпорници имају само



Слика 2.9. – Лествичаста отпорна мрежа

две вредности отпорности R и $2R$. Лествичасте отпорне мреже често се и називају „ $R - 2R$ “ мреже.

Број отпорника је једнак двоструком броју бита у бинарној речи, тј. двоструком броју улаза. Иако лествичаста мрежа има два пута више отпорника неко тежинска, њене предности су велика температурна стабилност (јер се отпори отпорности $2R$ могу извести помоћу отпорника чија је отпорност R , али са супротном вредношћу температурних коефицијената), и погодност за реализацију у интегрисаној техници. Излазни аналогни напон је

$$U_{izl} = \frac{1}{2} U_4 + \frac{1}{4} U_3 + \frac{1}{8} U_2 + \frac{1}{16} U_1 + \frac{1}{32} U_0.$$

Комплетна блок-шема D/A конвертора за дигиталне податке од 4 бита, који се по команди KU уписују у стационарни регистар преко улаза A, B, C и D приказана је на слици 2.10. Команда KK служи за конвертовање тако што садржај регистра доводи на улазе аналогних прекидача преко којих се отпорна мрежа напаја из извора референтног напона. Аналогни напон са отпорне мреже доводи се на излазни степен, који тај сигнал појачава, а истовремено штити, изолије отпорну мрежу од утицаја потрошача.



Слика 2.10 – Комплетна блок-шема D/A конвертора

2.3.2. A/D конверзација

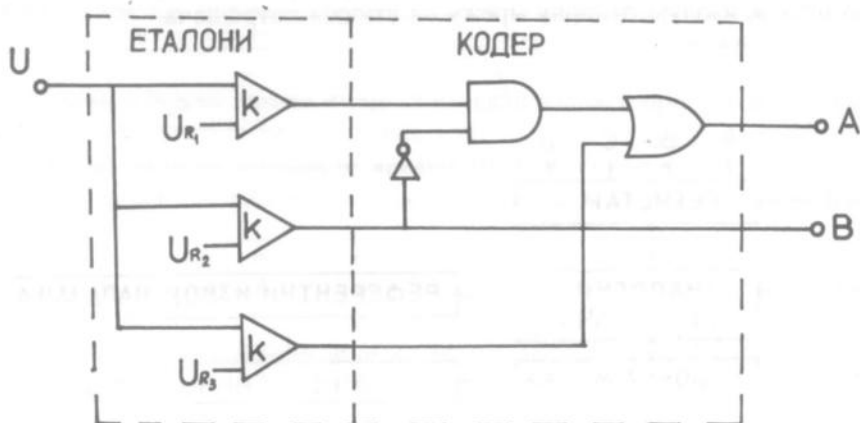
Аналого-дигитална конверзија је трансформација аналогног сигнала у дигитални. Током ове трансформације врши се временско квантовање (одмеравање, тј. издвајање тренутне вредности аналогног сигнала у дискретним временским размацама), амплитудно квантовање (изналажење дискретне величине која је по вредности најприближнија датом аналогном одмерку) и кодовање сигнала (да би се дискретна вредност изразила у дигиталном облику). Да би се добио регенерисани дискретни облик аналогног сигнала, а да се не изгуби информација коју он носи, учестаност одмеравања мора бити бар два пута виша од највише спектралне компоненте сигнала који се конвертује.

Постоје конвертори који генеришу дигитални код директно, упоређивањем аналогног сигнала са референтним улазним сигналом. Други тип конвертора најпре врши конверзију аналогног сигнала у време или учестаност, па се ова величина квантује, а затим кодује у дигиталну вредност.

A/D конверторе најчешће разликујемо према начину квантизације аналогног сигнала. Тако имамо једновремене и корак по корак, тј. податак по податак (*digit by digit*) A/D конверторе. Код једновремене (симултане) A/D конверзије аналогни податак или одмерак се истовремено упоређује са свим дискретним величинама како би се одредила његова дигитална вредност – све то се обавља само у једном тактном интервалу са 2^{n-1} дигиталним етапоном, где је n број бита дигиталне речи.

Блок-шема симултаног A/D конвертора дата је на слици 2.11.

K_1, K_2, K_3 су компаратори, од којих сваки одговара једном квантизационом нивоу, а чији се референтни напони U_{R1}, U_{R2} одређују помоћу разделне мреже. Аналогни напон U_A истовремено се компарира (упоређује) са овим референтним напонима. На излазима компаратора се појављује логичка јединица ако им је референтни напон мањи од нивоа улазног аналогног сигнала. Информације са излаза компаратора се тада кодирају у неки од бинарних кодова и сабирају.



Конвертори који раде на принципу квант по квант садрже само један компаратор чији се референтни напон скоковито мења за по 1 квант. Код ових конвертора аналогна величина се најпре конвертује у време или учестаност, који се затим мере одговарајућим еталонима и тако одређује број садржаних еталона у мереној величини.

У процесу D/A и A/D конверзије треба дефинисати одређене појмове и поступке.

Да би се аналогни континуални сигнал изразио низом импулса и по времену и по тренутним вредностима (тј. дигитализовао, претворио у низ импулса, дигита), треба да се обави:

- „одмеравање“ – дискретизовање сигнала по времену;
- „квантовање“ – дискретизовање сигнала по тренутним вредностима (то је заокруживање измерене тренутне вредности на најближу дозвољену вредност);
- „кодовање“ – цифарско представљање дискретних вредности сигнала групом импулса, тј. дигита.

Основни појмови који се користе при преносу порука у телекомуникацијама дефинишу се на следећи начин.

– Извор информација је објект који ствара поруке које треба пренети кориснику. Поруке могу бити писане, затим у облику бројева, слика, музике итд., тј. поруку представља низ дискретних елемената – симбола, као што су: слова, бројке и ноте.

– Предајник служи за претварање одређене поруке у сигнал подесан за пренос. Сигнал је електрични еквивалент преношене поруке.

– Линија везе је средина кроз коју се сигнал преноси од предајника до пријемника.

– Пријемник трансформише примљени сигнал у поруку намењену кориснику.

– Алфавит је низ симбола који су одабрани из једног коначног скупа симбола – то могу бити слова, речи, ноте и бројеви у разним бројним системима.

– Кодовање је изражавање поруке симболима неког алфавита, а закон по коме се обавља назива се кодом. На предајник се због тога ставља кодер.

– Декодер је уређај на месту пријема који кодирану поруку дешифрује, тј. из симбола одређеног алфавита преводи у форму употребљиву за корисника. Тако декодер обавља операцију инверзну кодеру.

– Декодовање је одређивање аналогних вредности сигнала на основу кодних речи датих у дигиталном облику.

– Региста је коло које привремено памти аналогне вредности одмерка, тј. има могућност уписивања аналогног податка у меморијску ћелију.

КОНТРОЛНА ПИТАЊА И ЗАДАЦИ

1. Шта су операциони појачавачи и како су добили назив?
2. Дефинисати основна својства операционих појачавача.
3. Објаснити појам *виријуелне масе* код операционог појачавача.
4. Како функционише интегратор?
5. Шта се подразумева под диференцирањем у електроници?
6. Шта је конверзија?
7. Објаснити разлику између D/A и A/D конверзије и навести неке области њихове примене.
8. Које су предности и недостаци D/A конвертора са лествичастом отпорном мрежом у односу на D/A конвертор са тежинском отпорном мрежом?
9. Која је улога операционих појачавача код D/A конвертора?
10. Објаснити принцип A/D конверзије.

3. ДИГИТАЛНА ЕЛЕКТРОНСКА КОЛА

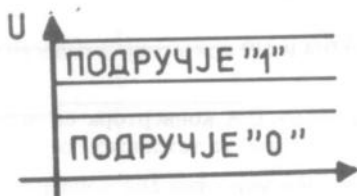
Дигитална електроника доживљава нагли развој и примену због актуелног развоја технике дигиталног преноса у телекомуникацијама. Она обрађује електричне сигнале који могу попримити само две вредности, па су у таквим мрежама потребна прекидачка кола са два стања. Те две могуће вредности стања сигнала могу се интерпретирати као цифре бинарног бројног система – значи да променљиве могу имати само две вредности. Тако је настала *прекидачка алгебра* или *Булова алгебра*, по енглеском математичару Булу (*George Boole*), који је још 1847. године ту алгебру примењивао у логици мишљења. Отуда за променљиве у прекидачкој алгебри назив *ложицке променљиве*, а за кола помоћу којих се њихове вредности могу и физички представити – *ложицка кола*.

3.1. ОСНОВИ БУЛОВЕ АЛГЕБРЕ, ЛОГИЧКИХ ОПЕРАЦИЈА И ОСНОВНА ЛОГИЧКА КОЛА

Математичка логика проучава одређене *судове*. Суд је исказ који има смисла и који је *истинит* или *неистинит*. Уочава се да суд има бинарно својство, а то значи да се може представити бинарном променљивом, за коју је већ речено да може имати две било које вредности. Уобичајено је да су те две вредности „0“ (нула) и „1“ (један). Истинит суд за бинарну променљиву даје вредност 1 (у тзв. *позитивној ложици*), а неистинит вредност 0. У електричном смислу оне представљају напоне. На слици 3.1 приказано је значење напонских подручја у позитивној логици.

Ако се подручју нижих напона додели бинарна јединица, а подручју виших бинарна нула, реч је о *негативној ложици*. Овде ће се користити позитивна логика.

Бинарне променљиве, као и судови, обележавају се великим словима *A, B, C...* Образиће се *основне ложицке операције* са бинарним променљивим, чији резултат *F* је опет бинарна променљива:



Слика 3.1. – Напонска подручја у позитивној ложици

- логичка *I* операција,
- логичка *ILI* операција,
- логичка *NE* операција.

Логичка I операција, односно логичко множење, у математици се назива *конјункција* и дефинише на следећи начин: сложени суд F који је резултат логичке *I* операције има вредност 1 (истинит је) *само* ако су сви елементарни судови истинити, односно ако све бинарне променљиве које представљају те судове имају истовремено вредност 1. Знак за логичку *I* операцију је „ $\cdot$ “, а чита се и изговара „и“.

Ако се у дату функцију унесу све вредности за променљиве A и B , добиће се *табела истинитости*, *табела стања*, односно *комбинациона табела* за логичку *I* операцију. Уз табелу истинитости дат је и симбол основног *логичког I кола* са два улаза, A и B , и излазом F (слика 3.2а, као и интерпретација ове операције помоћу прекидача. Пошто је реч о редној вези прекидача, сијалица S ће засветлети само ако су оба прекидача затворена, $iAiB$, па се стање у колу изражава логичким производом $A \cdot B$:

$$F = A \cdot B. \quad (3.1)$$

(Чита се: F једнако A и B).

Логичка ILI операција, односно *дисјункција*, дефинише се на следећи начин: сложени суд F који је резултат логичке *ILI* операције има вредност 1 ако *било који* од елементарних судових има вредност 1, или ако сви елементарни судови имају вредност 1. У нашем примеру са две променљиве, A и B , F ће бити једнако јединици ако је *или* $A = 1$, или $B = 1$ или $A = 1, B = 1$. Отуда назив *ILI* за ову операцију, а обележава се са „ $+$ “:

$$F = A + B. \quad (3.2)$$

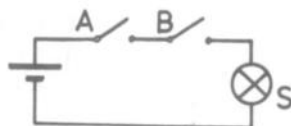
(Чита се: A или B .)

A	B	F
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

$$F = A \cdot B$$



а)

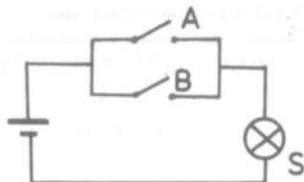


A	B	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

$$F = A + B$$



б)



A	F
0	1
1	0

$$F = \bar{A}$$



в)

Слика 3.2. – Логичке операције: а) логичка *I* операција; б) логичка *ILI* операција; в) логичка *NE* операција

Табела истинитости основног *ILI* кола, симбол кола и интерпретација помоћу прекидача дати су на слици 3.2б.

Ложицка NE операција, односно *нежаица* у математичкој логици је операција комплементирања. Обавља се основним логичким колом, које има један улаз и један излаз. На излазу кола се успоставља стање логичке јединице када је на улазу сигнал логичке нуле и обрнуто. Знак је цртица изнад симбола:

$$F = \bar{A}. \quad (3.3)$$

(Чита се не *A* или комплемент *A*.)

Симболи *NE* кола и табела истинитости дати су на слици 3.2в. Ако се излаз *NE* кола још једном инвертује, добија се $F = A = A$. Такав склоп се назива бафер (енгл. *buffer*) и омогућава повећање броја прикључака на излазу логичког склопа – тзв. фактора гранања.

На основу објашњења логичких *I*, *ILI* и *NE* операција могу се написати основна правила логичке алгебре, односно *постулати*. Постулате сачињава скуп елементарних ставова чије су одлике доследност (не смеју бити контрадикторни било где и било како да се употребе), независност (ниједан постулат се не може извести из било ког постулата) и једноставност (дати постулат се не може написати у једноставнијем облику). Ево постулата дефинисаних основних логичких операција:

$$\begin{array}{lll} 0 \cdot 0 = 0 & 0 + 0 = 0 & 0 = \bar{1} \\ 0 \cdot 1 = 0 & 0 + 1 = 1 & 1 = \bar{0} \\ 0 \cdot 0 = 0 & 1 + 0 = 1 & \\ 1 \cdot 1 = 1 & 1 + 1 = 1 & \end{array}$$

Из датих постулата развијено је 13 основних *теорема Булове алгебре*:

$$\begin{array}{ll} A \cdot 0 = 0 & A + 0 = A \\ 0 \cdot A = 0 & 0 + A = A \\ A \cdot 1 = A & A + 1 = 1 \\ 1 \cdot A = A & 1 + A = 1 \\ A \cdot A = A & A + A = A \\ A \cdot \bar{A} = 0 & A + \bar{A} = 1 \\ & \bar{\bar{A}} = A \end{array}$$

Променљиве у теоремама могу имати вредност 0 или 1.

У прекидачким мрежама постоје захтеви за негирањем *I* или *ILI* операција. То се постиже везивањем инвертора на излазе елементарних *I* или *ILI* кола и добијају се:

- *NI* коло (*NI* је настало сажимањем *NE* и *I*) и
- *NILI* коло (*NE* и *ILI*).

Табеле истинитости и симболи *NI* и *NILI* кола дати су на слици 3.3.

Велику олакшицу у решавању проблема представљају *Де Морганове теореме*, које дају везу између *I* или *ILI* операција Булове алгебре:

$$\begin{array}{ll} \overline{A+B} = \bar{A} \cdot \bar{B} & \overline{\bar{A} \cdot \bar{B}} = A+B \\ \overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B} & \overline{\bar{A} + \bar{B}} = A+B \end{array} \quad (3.4)$$



A	B	F
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

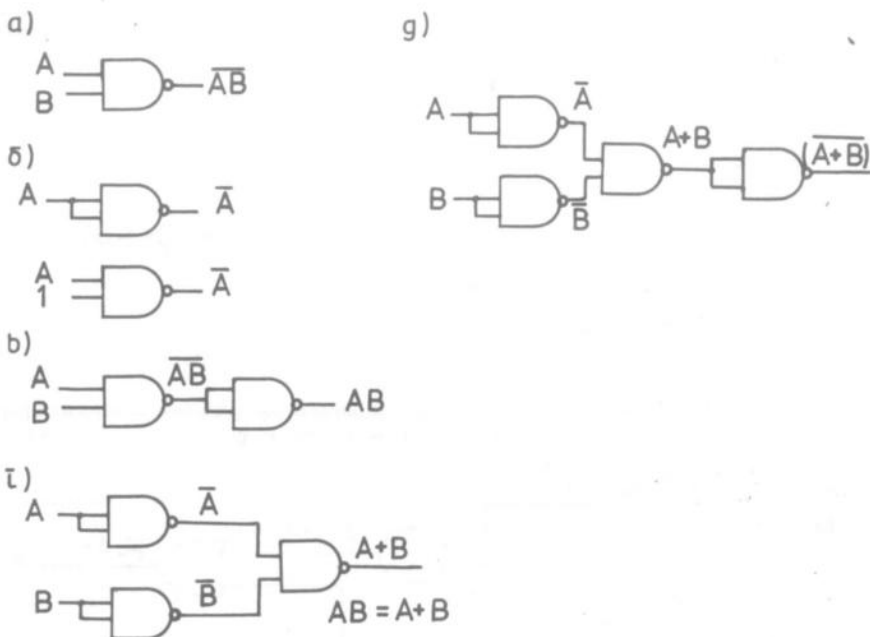
а)



A	B	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

б)

Слика 3.3. – а) – Ложицка *NI* операција; б) – Ложицка *NILI* операција



Слика 3.4. – Остварење лoгичких oпeрацијa коришћењeм само NI лoгичких кола

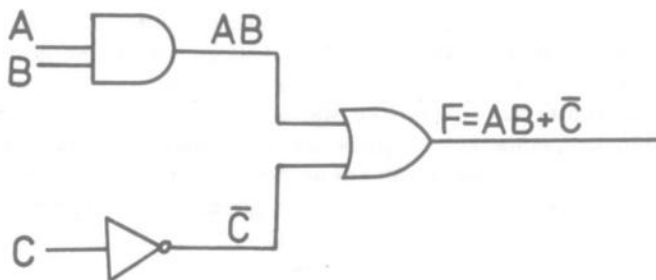
Поред основних, постоје и универзална лoгичка кола. Помоћу њих се са само једним типом кола могу реализовати све лoгичке функције.

На пример свих пет oпeрацијa лoгичке алгебре могуће је oстварити помоћу лoгичких NI кола (слика 3.4).

3.1.1. Анализа и синтеза лoгичких система помоћу лoгичких кола

Анализа лoгичких система се састоји у изналажењу лoгичке функције која представља рад неког лoгичког система састављеног од више лoгичких кола, односно у објашњењу лoгичке функције дате мреже да би се одредила лoгичка стања те мреже за све могуће комбинације величина које се јављају на улазу. Формирање лoгичке функције је врло једноставно ако су познате функције сваког лoгичког кола у систему и ако се знају правила лoгичке алгебре. Тако формирану лoгичку функцију увек треба представити у најједноставнијем облику, тј. минимизирати је.

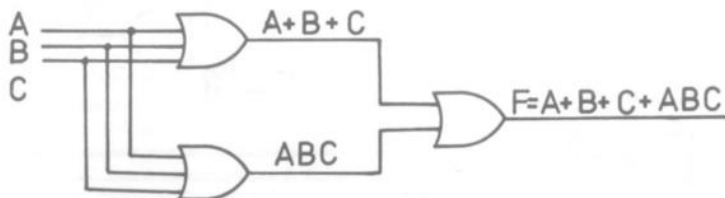
Примера ради, одредиће се лoгичка функција за сложени систем дат на слици 3.8.



Слика 3.8. – Лoгички систем састављен од три основна лoгичка кола

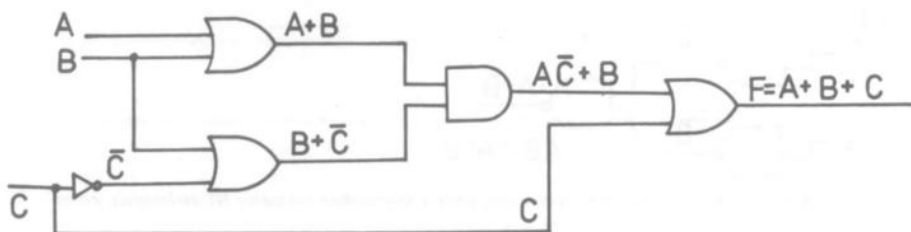
Техничка реализација мреже за задату функцију, тј. њена синтеза, постиже се директним пресликавањем дате функције у одговарајуће дијаграме, односно везе логичких кола уз претходно извршену минимизацију. Ево неколико примера.

1. $F = A + B + C + ABC$.



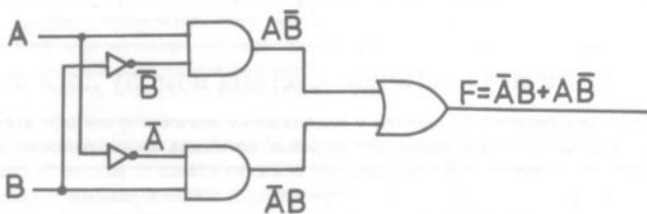
Слика 3.9. – Мреже за функцију $F = A + B + C + ABC$

2. $F = A\bar{C} + B + C$. За ову функцију се после минимизације (решење је дато на крају поглавља) добија израз $F = A + B + C$. Мрежа за наведену функцију дата је на слици 3.10.



Слика 3.10 – Мрежа за функцију $F = A\bar{C} + B + C = A + B + C$

3. $F = A\bar{B} + A\bar{B}$.



Слика 3.11. – Мрежа за реализацију функције $F = \bar{A}B + A\bar{B}$

3.2 АРИТМЕТИЧКА КОЛА

Аритметичке операције (сабирање, одузимање, множење и дељење са бинарним бројевима) изводе се помоћу одговарајућих логичких кола у рачунском (аритметичком) делу рачунске машине. У току реализације неких основних операција јавља се потреба за компарацијом бинарних бројева. Наиме, информација о односу бинарних бројева може се добити на излазу компараторског кола, ако су ти бројеви доведени на његов улаз. Аритметичка кола су у суштини комбинационе мреже. То је класа дигиталних кола чији је излаз у потпуности дефинисан комбинацијом улазних променљивих, а не редоследом њиховог примењивања. Осим наведених примена, аритметичка кола служе и за комплементирање бројева.

Подаци и делимични резултати које дају ова кола уписују се у одговарајуће регистре – елементе дигиталних уређаја који служе за меморисање произвољног бинарног броја ограничене дужине. Регистри су, у ствари, привремене меморије.

3.2.1. Бинарни комплементори

Појам *комплемент* означава допуњавање броја X до неког фиксног броја C . На пример, допуна броју 6 до броја 10 је број 4, који се назива *комплементом десетике* броја 6, тј.

$$\overline{X} = C - X. \quad (3.9)$$

У једначини (3.9) C је константа која одређује врсту комплемента.

У бинарном бројном систему *први комплемент* се односи на допуну броја до највеће цифре коришћеног бројног система. Први комплемент, или комплемент јединице, добија се тако што се свака бинарна цифра, тј. бит у броју замени комплементарном вредношћу. На пример: за број $A = 0101$, први комплемент $\overline{A} = 1010$. Види се да се добијање првог комплемента може остварити коришћењем NE кола, односно инвертора. Познато је да се логика NE кола састоји у томе да се на излазу кола успоставља стање логичке јединице када је на улазу сигнал вредности логичке нуле и обрнуто. Резултат NE операције над прекидачком променљивом назива се *комплемент* и обележава са $\overline{A}$ или A' .

Ако је бинарни број дат у облику $A = A_3A_2A_1A_0$, његов комплемент се може добити помоћу само једног инвертора ако се примењује *редни* поступак извођења операције.

Ако је потребно обезбедити брже добијање комплементне вредности, користи се *паралелни* поступак извођења операције. У том случају број инвертора је једнак броју бинарних цифара најдужег податка. Обично се вредност броја налази у прихватном регистру, где свака меморијска ћелија регистра поседује прави и комплементарни излаз, па овде нису потребна посебна NE кола.

У бинарном систему постоје комплементи јединице и двојке. *Комплемент двојке* или *други комплемент*, добија се када се првом комплементу дода бинарни број 1. Пример: Нека је дат бинарни број $A = 0101$. Његов први комплемент $A = 1010$, а други $A = 1011$. Мрежа за реализацију другог комплемента, осим кола за добијање првог комплемента, имаће и коло за сабирање, тј. сабирач, који ће вршити сабирање првог комплемента и бројне вредности 1.

3.2.2. Компарација бројева

Већ је речено да се приликом извођења неких рачунских операција јавља потреба за упоређивањем, тј. компарацијом бројева. Једнакост два броја се може констатовати само у случају када су вредности сваког бита на одговарајућим позицијама у оба броја исте.

Обично се граде универзални компаратори изведени тако да могу детектовати не само једнакост два броја већ и њихову неједнакост, што је дато у функционалној табели компаратора на слици 3.12.

O		$A > B$	$A = B$	$A < B$
A	B	X	Y	Z
0	0	0	1	0
0	1	0	0	1
1	0	1	0	0
1	1	0	1	0

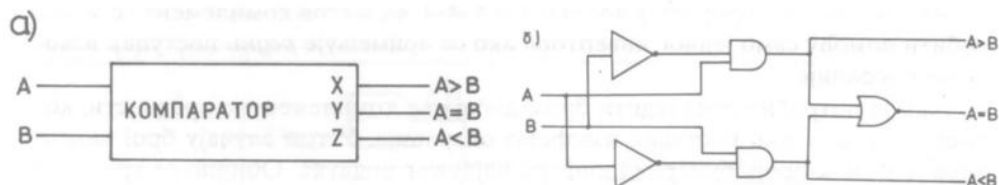
Слика 3.12. – Функционална табела компаратора

На основу табеле са слике 3.13 могу се написати следеће једначине за излазе X, Y и Z:

$$\begin{aligned}
 X &= \overline{A}B; \dots\dots\dots & \text{за } A > B; \\
 Y &= \overline{A}B + A\overline{B} = \overline{A\overline{B}}\overline{B}; \dots\dots\dots & \text{за } A = B; \\
 Z &= A\overline{B}; \dots\dots\dots & \text{за } A < B.
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$

Блок-шема система за табелу на слици 3.12 дата је на слици 3.13а, а реализација компаратора, тј. његова логичка шема остварена основним логичким колима на слици 3.13б:

На излазу X ће бити јединица само ако је A веће од B, на излазу Y ако је $A = B$ и на излазу Z када је A мање од B.



Слика 3.13. – Нумерички универзални компаратор: а) блок-шема; б) логичка шема

3.2.3. Сабирање

У рачунском (аритметичком) делу рачунске машине, у ствари, изводе се само операције сабирања, јер се све остале рачунске радње могу свести на сабирање (множење је понављање сабирања, тј. вишеструко сабирање, дељење се може свести на одузимање, тј. вишеструко одузимање). Када су потребне веће брзине рачунања, користи се паралелно сабирање, док је редно (серијско) сабирање спорије, али и економичније с обзиром на број логичких кола која се користе.

У сваком бројном систему постоје два наведена основна начина сабирања: *редни и паралелни*.

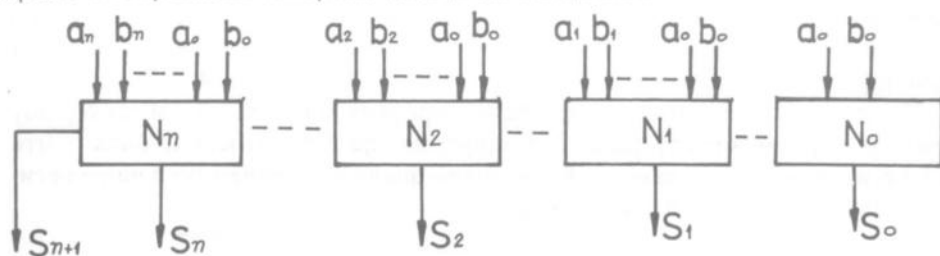
Два посматрана сабирка обележавају се са A и B:

$$A = a_n a_{n-1} a_{n-2} \dots a_2 a_1 a_0;$$

$$B = b_n b_{n-1} b_{n-2} \dots b_2 b_1 b_0.$$

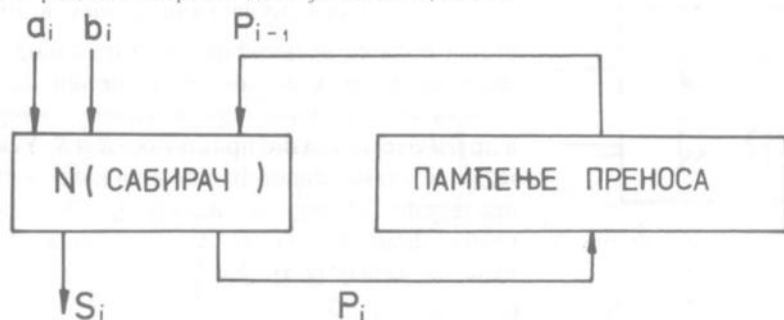
У децималном бројном систему цифре a_i и b_i могу бити 0, 1, 2, ... 9, а у бинарном су 0 и 1.

При паралелном сабирању сабирају се све одговарајуће цифре истовремено: $a_0+b_0, a_1+b_1, \dots, a_n+b_n$. Ово сабирање се обавља за краће време, али због цифре преноса потребне су сложене логичке мреже. Блок-шема логичке мреже за паралално сабирање дата је на слици 3.14.



Слика 3.14. – Неколико блок-шема за паралелно сабирање

При редном сабирању се најпре сабирају цифре са најмањом тежином, а затим остале, идући редом здесна налево. Када се сабирају два иста сабирка, као трећи сабирак се узима цифра за пренос (као кад се сабира оловком на папиру) која се добија и памти при сабирању претходне десне ($i-1$). Блок-шема за редно сабирање дата је на слици 3.15.



Слика 3.15. – Блок-шема редног сабирача

3.3. МЕМОРИЈСКА КОЛА

При дигиталној обради података јавља се потреба да се неки подаци чувају, памте и збрајају – значи да оваква кола и по престанку деловања улазних сигнала морају привремено или трајно да меморишу, задрже успостављена логичка стања. При поновном деловању побудних сигнала логичка стања у меморијским колима се мењају у зависности од одговарајуће излазне функције кола. Значи да кола кроз излазну функцију воде рачуна не само о побудном сигналу него и о претходном стању кола. Види се да ова кола зависе од временског редоследа, од секвенције логичког стања, па се од њих граде секвенцијалне логичке мреже. Секвенцијални логички системи су логички системи код којих стање на излазу зависи не само од тренутних стања на улазу већ и од претходних стања на излазу. Постоји више типова прекидача са меморијским својством, а најчешће се користи флип-флоп.

Према начину на који се њима управља, постоји пет врста флип-флопова: SR , T , SRT , JK , D . Флип-флоп је регенеративно дигитално коло које има два статичка стања, која се изражавају логичком нулом и логичком јединицом. Код примене кола у секвенцијалним мрежама мора се дефинисати и почетно стање кола. Почетно стање меморијских елемената назива се ресетовано стање, и оно одговара стању логичке нуле. Сетовано стање одговара логичкој јединици.

Пошто један флип-флоп у одређеном времену може да памти само једну основну информацију, тј. један бит, информације веће од једног бита памте се у регистрима – то је скуп уређених флип-флопова. Уређен скуп више регистра даје меморију већег капацитета.

3.3.1. RS флип-флоп

RS флип-флоп је меморијско коло код кога постоји само могућност ресетовања (R) и сетовања (S). Због тога се каже да ово коло има SR логику. Ово коло је, у ствари, укрштена веза два инверторска кола везана тако што је излаз првог степена спојен на улаз другог, а излаз другог на улаз првог.



Слика 3.16. – Симбол SR флип-флопа

Тиме је остварена позитивна повратна спрега, као и услови за кумулативан процес, а логичка стања кола се идентификују на излазима Q и $\bar{Q}$. Види се да је један пар искоришћен за успостављање позитивне спреге између инвертора, а други пар за улазне прикључке R и S . Усвојено је да се стање флип-флопа изражава логичком вредношћу напона на излазу Q . За почетно стање флип-флопа је усвојено стање логичке нуле на излазу Q , тј. $Q = 0$.

Симбол SR флип-флопа дат је на слици 3.16.

На излазу ће бити $Q = 1$ ако се побуди улаз S , па се улаз S назива јединичним улазом. Улаз R (ресет) служи за довођење флип-флопа у стање $Q = 0$. Излаз $\bar{Q}$ је комплементаран излазу Q . Стање флип-флопа је недефинисано ако се истовремено побуде оба улаза, тј. ако је $S = R = 1$, $Q = \bar{Q} = 0$. Тада се губи комплементарност флип-флопа јер је прекинута позитивна повратна спрега и флип-флоп престаје да буде меморијски елемент. То се лепо види ако се RS флип-флоп оствари $NILI$ логичким колима (слика 3.17).

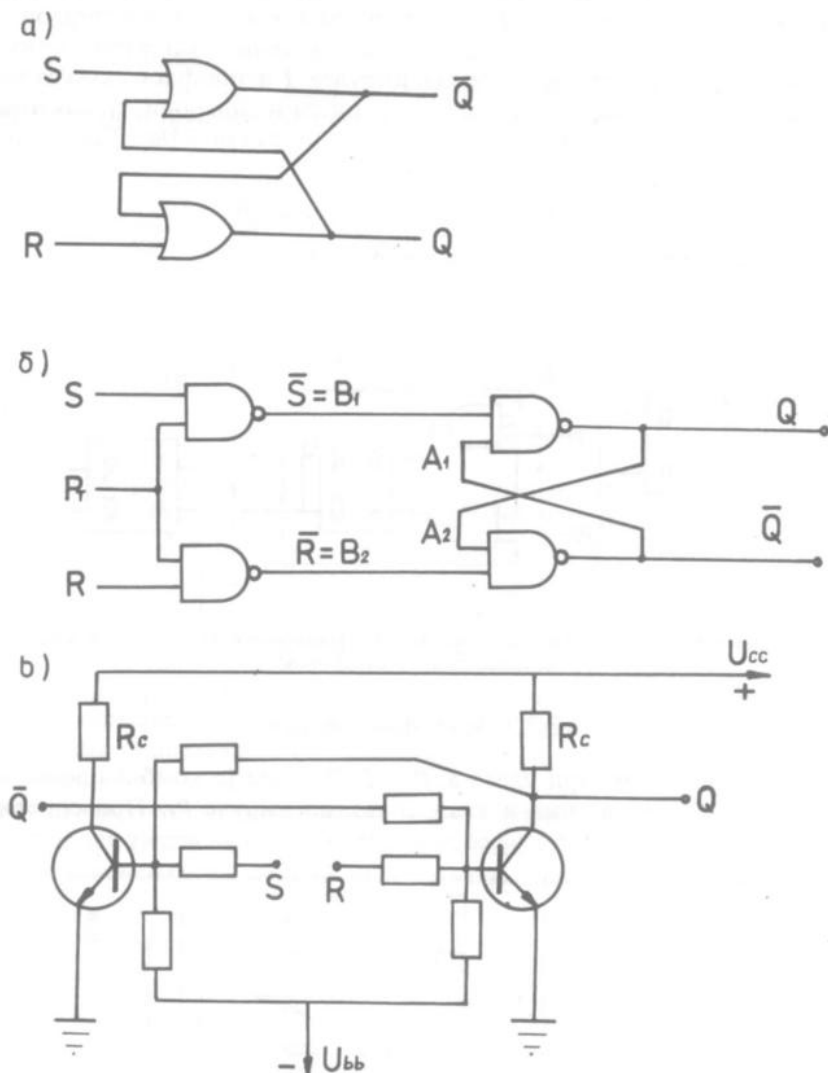
Недостатак овог кола је што нема изолујућих степена између улаза и излаза (они су директно спојени), па су улази осетљиви на промене напона на излазима. Зато се праве разне модификације овог кола са доминантним R или S улазом, па флип-флоп увек прелази у неко одређено стање при истовременој побуди оба улаза. Ако се RS флип-флоп гради са NI колима (слика 3.17б), недефинисано стање NR је за $R = S = 0$, а не за $R = S = 1$ као у флип-флопу са $NILI$ колима.

Обично се ово коло гради са тактним улазом P_T . Тактни импулси P_T се преко управљачких NI елемената доводе на бинарно коло са улазима S и R . Ако је $P_T = 0$ (нема тактног импулса), излази прва два NI логичка кола су $B_1 = B_2 = 1$, без обзира шта је на улазима R и S . Када је $B_1 = B_2 = 1$, стања на излазима Q и $\bar{Q}$ се неће мењати. Исто се дешава и кад постоји тактни импулс, али је тада $R = S = 0$.

Када је $B_2 = 1$, $A_2 = Q$, на излазу $\bar{Q}$ ће се добити $\overline{A_2 \cdot B_2} = \overline{Q \cdot 1} = \bar{Q}$, стање које је и раније постојало на излазу $\bar{Q}$. Ако је $S = 1$, $R = 0$, када дође тактни импулс, биће $B_1 = 0$, $B_2 = 1$. За $B_1 = 0$, без обзира шта је на A_1 , добиће се да је $Q = A_1 \cdot 0 = 1$, па следи да је $A_2 = A = 1$, а пошто је $B_2 = 1$, биће $\bar{Q} = \overline{A_2 \cdot B_2} = \overline{1 \cdot 1} = 0$.

Шема везе RS флип-флопа са транзисторима приказана је на слици 3.17в.

Када је транзистор T_2 провадан, излаз Q је на ниском напону и каже се да је флип-флоп ресетован. Да би се то стање остварило, на улаз R се мора довести висок напон. Када је T_2 заочен, излаз Q је на високом напону и каже се да је флип-флоп сетован. То се постиже довођењем високог напона на улаз S . Стање RS флип-флопа је недефинисано ако се побуде оба улаза R и S .



Слика 3.17. – SR флип-флоп остварена: а) NIL логичким колама; б) NI логичким колама; в) биполарним транзисторима

3.3.2. T флип-флоп

T у називу овог кола је прво слово речи тригерски, јер T флип-флоп има само један улаз за довођење побудног сигнала, а то значи да се мора извршити симетрично окидање – тригровање флип-флопа. У принципу, ово коло се може добити од RS флип-флопа ако се улази R и S споје у један улазни прикључак T .

Тригерски флип-флоп врши измену логичких стања при свакој појави високог напона на улазу, тј. дели број окиданих импулса са два.

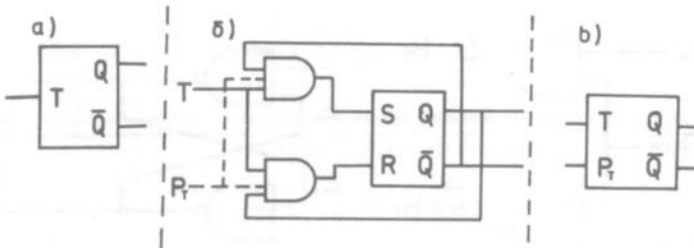
Боље је употребити интегрисане логичке компоненте за трансформацију RS флип-флопа у T него директно спојити улазе R и S у T флип-флоп.

Пошто су излази RS флип-флопа комплементарни, само једно од тих кола је припремљено да пропусти тригерске импулсе. T флип-флоп само са улазом T назива се још и асинхрони, а често се користи и синхрони, тј. тактовани T флип-флоп (слика 3.18в) и цртицама дато P_T на слици 3.18б. Тада је на његовим улазима

$$R = TQ, \quad S = T\bar{Q},$$

па се добија једначина стања T флип-флопа

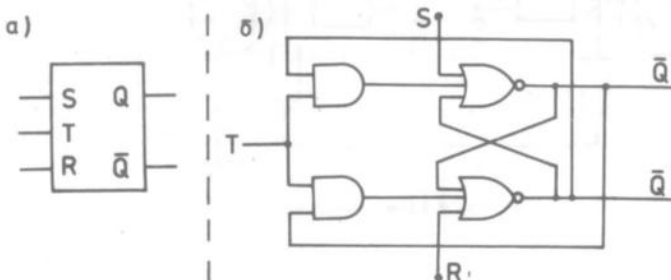
$$Q_{n+1} = S + \bar{R}Q = T\bar{Q} + \bar{T}Q = T\bar{Q} + \bar{T}Q. \quad (3.15)$$



Слика 3.18. – T флип-флоп: а) симболи; б) остварен помоћу SR флип-флопа; в) тактовани T флип-флоп

3.3.3. RST флип-флоп

RST флип-флоп има три улаза S , R и T . Добијен је комбинацијом SR и T флип-флопа, а може да има и улаз за тактни импулс P_T . При одређивању излазне функције претпоставља се да никада не могу да делују два улаза исто-



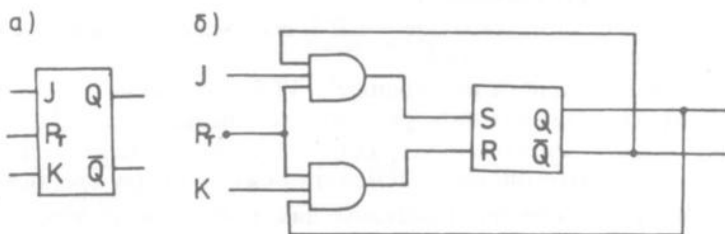
Слика 3.19 – RST флип-флоп: а) симбол; б) коло

времено, тј. користи се услов $RS = RT = ST = 0$. RST флип-флоп је у стању логичке јединице када се сетује, а пре тога је био ресетован, или када је већ сетован, а нема побуде на улазима R и T .

3.3.4. JK флип-флоп

Недостатак RST флип-флопа да су му стања недефинисана при истовременом постојању логичке јединице на више од једног улаза отклоњен је конструкцијом JK флип-флопа. То је тактовани флип-флоп са два улаза, J и K , и прикључком за тактне импулсе P_T – тако да се добија коло које има логику RS и T флип-флопа.

За $J = K = 1$, ово коло ради као T флип-флоп. Коло се ресетује при $K = 1$, а сетује при $J = 1$. Стање овог кола се мења, тј. JK флип-флоп је блокиран ако се на његовим улазима налазе нисконапонски нивои.



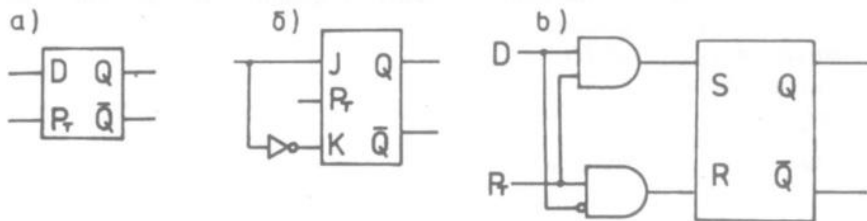
Слика 3.20. – JK флип-флоп

На излазу JK флип-флопа се успоставља стање логичке јединице само ако је коло било сетовано, а улаз K је на ниском нивоу, или ако је коло било ресетовано, а улаз J је на високом нивоу. Одређена стања кола формирају се синхронизовано са тактним импулсима.

3.3.5. D флип-флоп

На слици 3.21 приказани су а) симбол D флип-флопа, б) остварен JK флип-флопом и в) остварен RS флип-флопом. D флип-флоп има само један улаз (D), чији улазни сигнал прелази на излаз синхронизовано са тактним импулсом.

Излаз Q прати улаз D , али уз кашњење од једне периоде синхронизационих тактних импулса. Зато је и добио назив D флип-флоп (*delay* – кашњење) и користи се у помераачким регистрима где се податак D (*data* – податак) помера на излаз са кашњењем за жељени број периода такт-интервала.



Слика 3.21. – D флип-флоп

3.4. МИКРОПРОЦЕСОРИ

Да би се дефинисало шта је микропроцесор, мора се кренути од електронског рачунара. Рачунар је направа која прима, обрађује, памти и предаје информације или податке. Један исти рачунар може имати различите намене, које зависе од његових програма, а при томе најчешће није потребно мењати електронске склопове рачунара. И баш по тој универзалности рачунар се разликује од направа које су намењене само једној врсти примене (електронски сат, на пример). Захваљујући наглом развоју интегрисаних кола склопови електричних рачунара се све више интегришу (сажимају) у појединачна интегрисана кола. У почетку је интегрисано коло имало само неколико транзистора. То је било коло малог степена интеграције (*SSI – small scale integration*). Временом су настајала кола:

- средњег степена интеграције – *MSI (Middle Scale Integration)*, са неколико стотина интегрисаних елемената;
- великог степена интеграције – *LSI (Large Scale Integration)*, са неколико хиљада интегрисаних елемената;
- врло великог степена интеграције – *VLSI (very large scale integration)*, са неколико десетина хиљада интегрисаних елемената;
- супер великог степена интеграције – *SLSI (super large scale integration)*, код којих се број интегрисаних елемената пење на близу сто хиљада.

То је истовремено значило смањење димензија електронског рачунара, а тиме и цене (јер од око 50 000 електронских цеви и преко 50 000 транзистора рачунар је „стао“ у интегрисано коло запремине 1 cm³). Тако су поједини делови рачунара састављени од неколико хиљада елемената постали појединачна интегрисана кола. Интегрисано коло које је у себи сажело главне, тј. централне функције рачунара, названо је *микропроцесор*. Главним функцијама електронског рачунара могу се сматрати функција обраде података, која се обавља у тзв. *аритметичкој јединици (ALU – слика 3.22.)*, и функцији управљања и контроле рада целог рачунара, која се обавља у тзв. *контролној или управљачкој јединици (CU – слика 3.22.)*. Зато се може рећи да је *микропроцесор* интегрисано коло које садржи склопове аритметичке и управљачке јединице. Мора се уочити да микропроцесор обухвата *само део* (додуше најважнији) целокупног састава електронског рачунара, а то значи да он не може радити без додатка још неких елемената. Тек *микропроцесорски систем* може обављати све функције улаза, обраде, памћења и излаза података (слика 3.22).

3.4.1. Архитектура рачунара

На слици 3.22 дати су основни елементи микропроцесорског система:

- а) улазно-излазне јединице
- б) микропроцесор (MPU)
- в) меморија и
- г) међувезе

а) улазно-излазне јединице (I/O)

Да би се могло саобраћати (комуницирати, „разговарати“) са микропроцесором, величине и симболе који се обрађују потребно је превести на језик микропроцесора и доставити му их у бинарном облику. Ту функцију

обавља улазна јединица *I* (input). Да би се могла примити порука од микропроцесора, „електрични“ језик рачунара треба превести у симболе разумљиве човеку.

Типичан пример улазне јединице је тастатура (*key board*).

Притиском на поједину означену дирку активира се механизам улазне јединице и она генерише, ствара одређени код, односно низ електричних импулса. Узастопним притискањем дирки преноси се цела порука микропроцесору.

Типичан пример излазне јединице је екран катодне цеви или видео-терминала. Електричне импулсе пристигле из микропроцесора видео-терминал претвара у поруку исписану разумљивим знацима на екрану.



Слика 3.22. – Основни елементи микропроцесорског система

б) Микропроцесор (MPU)

Једном претворене податке у електрични сигнал могу да прихвате и обраде микропроцесори. Обрадити информацију најчешће значи учинити с њом једну од следећих операција: сортирати или сврстати, упоредити, упамтити, претворити у неку другу величину или, ако је реч о бројевима, обавити рачунску операцију.

Исти микропроцесор може да послужи и у разне друге сврхе, а шта ће радити – зависи само од програма, односно редоследа команди које му даје човек. Уочљива је, дакле, *универзалност* микропроцесора, па, пошто исти елемент може имати разне примене, израђује се у великим серијама и цена му је ниска. Значи, треба само мењати програме не дирајући електронске склопове.

в) Меморија

Меморија је неопходан део сваког система за обраду података, јер би иначе податак био изгубљен или заборављен истог часа када напусти улазну јединицу. И сама микропроцесорска јединица (MPU) има способност памћења, али у релативно скромном опсегу. У меморији се чувају бинарно кодирани електрични сигнали, како нумерички подаци, тако и наредбе за програм. Једном убачени подаци су увек доступни микропроцесору, само их он мора

пронаћи. Пошто типична меморија чува и неколико хиљада речи, треба их систематски сместити у меморију, а то се чини тако што се свакој речи додељује адреса. На појединој адреси се налази само једна реч – како би се увек жељена реч или податак једнозначно пронашли.

џ) Међувезе

Међувезе служе да се наведене јединице међусобно повежу. Пошто је реч о електричним направама, међувезе су проводници електричних сигнала. С обзиром на функцију сигнала, везе се могу груписати у неколико скупова:

1. *сабирница (маџистирала) љогатџака (data bus)* – скуп проводника чија је функција пренос података од једног до другог дела система;

2. *адресна маџистирала (сабирница) (adress bus)* – скуп проводника чија је функција пренос адреса од једног дела система до другог;

3. *уљављачка маџистирала (сабирница) (control bus)* – скуп проводника чија је функција пренос надзорних и уљављачких сигнала од једног дела система до другог и

4. *остџале везе* (напајање итд.)

Треба истаћи да данас не постоји микропроцесорски систем у једном интегрисаном колу, већ је потребно најмање пет до десет интегрисаних кола и неколико додатних елемената да би систем функционисао.

Читав систем се назива микропроцесорским системом. Микропроцесор је назив за *MPU* (микропроцесорску јединицу), али се данас оба појма често међусобно замењују. Ипак, та два појма траба разграничити и под микропроцесором подразумевати само *MPU*.

КОНТРОЛНА ПИТАЊА И ЗАДАЦИ

1. Које су основне логичке функције?
2. Шта су комбинационе мреже?
3. На шта се односи љрви комџлементџ у бинарном бројном систему?
4. Дефинисати секвенцијалне логичке мреже.
5. Који су основни меморијски елементи?
6. Шта је микропроцесор?

4. *ЕЛЕМЕНТИ ЕНЕРГЕТСКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ*

Елементи енергетске електронике се користе у системима који напон и струју извора електричне енергије трансформишу у облик и интензитет потребан за напајање пријемника. Применом електронских елемената у енергетици проширене су постојеће и створене нове могућности трансформације електричне енергије. Може се рећи да су снажни електронски елементи постали основни елементи електроенергетике, као што су то генератори, мотори, водови и индуктивни елементи.

Основни критеријуми при конструкцији и изради елемената у енергетици, па и елемената енергетске електронике, јесу:

- што већа издржљивост компонената на високе напоне и струје и
- што мањи губитак електричне енергије у топлотну.

Први критеријум произилази из чињенице да се у електроенергетици ради са великим снагама, а снага је производ струје и напона.

Други критеријум је условљен чињеницом да је губитак корисне електричне енергије на нежељену топлотну сам по себи штетан, као и да доводи до нежељеног загревања електронских елемената. Повећање температуре елемената се мора спречити да не би дошло до њиховог разарања. Хлађење се обезбеђује са циљем да се спречи повећање температуре изнад одређене критичне вредности. Хлађење елемената и одвођење топлоте често представљају већи проблем него штета због губитка електричне енергије на топлоту.

Претварање електричне у топлотну енергију једноставно изражава познати Џулов закон помоћу формуле

$$W_j = Ri^2t,$$

где је

R – отпорност елемента кроз који пролази струја,

i – струја кроз елемент, а

t – време протицања струје.

Према датом обрасцу, енергија која се губи на топлоту може да буде мала ако су величине у производу, све или нека од њих, мале. Струје у енергетици су, по природи ствари, велике. Зато се смањење губитака остварује када се утиче на све преостале величине: отпорност елемента и време протицања струје кроз елемент.

Отпорност електронских елемената није константна величина и највише зависи од радних напона и струја. Електронски елементи се поједностављено могу представити као електронски вентили. Уколико је електронски вентил више отворен утолико му је отпорност мања. Потпуно отворен електронски вентил, односно откочен електронски елеменат има најмању отпорност, у идеалном случају једнаку нули. Тада се користи у функцији затвореног електронског прекидача. Постоји, међутим, потреба да електронски елеменат врши функцију затвореног, односно отвореног електронског прекидача. У тој функцији је отпорност електронског елемента највећа, у идеалном случају бесконачна.

Губитак електричне енергије на топлоту код електронских елемената минималан је у два гранична радна стања:

- у стању максималне проводности, када ради као затворен прекидач, и
- у непроводном стању, када ради као отворен прекидач.

У првом случају пад напона на елементу је минималан, односно тежи нули, а у другом случају струја је минимална и тежи нули.

Између ова два крајња стања електронски елеменат има одређену коначну отпорност и код рада са великим струјама губици су велики. Постоји, међутим, потреба да електронски елеменат прелази из проводног у непроводно стање и обратно. Да би губитак енергије био мали, потребно је да време преласка из једног у друго гранично стање буде што је могуће мање. То значи да електронски елеменат треба да има што већу брзину рада, односно брзину прекидања (*switching rate*).

Основни критеријуми при конструкцији и изради елемената енергетске електронике, на основу реченог, јесу:

- што мања отпорност и пад напона на елементу,
- што већа издржљивост на велике струје у проводном стању,
- што већа отпорност и што већи пробојни напони у непроводном стању и
- што већа брзина рада, односно што мање време преласка како из проводног у непроводно тако и из непроводног у проводно стање.

Узор којем се тежи је остварење карактеристика идеалних електронских прекидача.

Полупроводнички елементи енергетској електроници раде у прекидачком режиму јер су тада губици минимални, односно степен искоришћења максималан, што је основни захтев у енергетици. Прекидачки режим карактеришу, како је већ истакнуто, два стања: проводно и непроводно. Проводно стање одговара затвореном прекидачу, и тада је полупроводнички елемент укључен односно откочен. Непроводно стању одговара отворен прекидач, и тада је електронски елемент искључен односно закочен. У искљученом, непроводном стању, струја, а због тога и снага губитака, једнака је нули. У стању провођења пад напона на прекидачком елементу је мали, односно занемарљив и због тога је мала и снага губитака.

Електронски полупроводнички прекидачи имају значајних предности у односу на класичне електро механичке прекидаче: не варниче, малих су димензија и масе, имају много већу брзину, поузданост и трајност.

Електронске прекидаче у енергетској електроници прате кола за пригушење (*snubber circuit*) и кола за уобличавање таласног облика струја и напона. За пригушење се у управљачким колима користе диоде, отпорници, кондензатори и пригушнице. У енергетском делу кола највише се користе завојнице и трансформатори, како за пригушење, тако и за уобличавање.

Основни полупроводнички елементи у класичној електроници су диоде и транзистори, у облику дискретних компонената или компонената интегрисаних у електронским чиповима.

За потребе енергетске електронике, поред постојећих диода и транзистора, развијено је више посебних специфичних полупроводничких елемената. Данас су за енергетску електронику карактеристични следећи полупроводнички елементи:

- снажне двослојне диоде,
- четворослојне диоде и дијаџи,
- више врста снажних транзистора: *BJT*, *MOSFET*, *IGBT*, *SIT*,
- класични делимично управљиви тиристори и
- специфични управљиви тиристори: *GTO*, *MCTH*, *SITH*.

Полупроводнички елементи у енергетској електроници раде у прекидачком режиму, за који су карактеристична два стања: непроводно и проводно.

У функционалном погледу, полупроводнички елементи се разликују према степену управљивости. Под појмом управљивости енергетских електронских елемената подразумева се могућност да се помоћу сигнала мале снаге управљани полупроводнички елеменат преведе из проводног у непроводно стање и обрнуто, из непроводног у проводно стање. Према степену управљивости разликују се следећи енергетски полупроводнички елементи:

- потпуно неуправљиви елементи: снажне диоде и дијаџи,
- делимично управљиви елементи: класични тиристори, који се деловањем управљачког сигнала могу превести само из непроводног у проводно стање,
- управљиви елементи: специфични тиристори *GTO*, *MCT* и *SITH*,
- потпуно управљиви полупроводнички елементи: транзистори, који се помоћу управљачких сигнала могу не само превести у стање провођења и у стање непровођења већ се може регулисати и јачина струје између та два гранична случаја.

Енергетска електроника се интензивно развија захваљујући развоју и освајању производње четворослојних полупроводничких елемената: снажних четворослојних диода и тиристора. Ове полупроводничке компоненте у потпуном смеру имају мању отпорност него класичне двослојне диоде и транзистори и могу да издрже веће струје. Знатно су већих снага, што им је предност. Недостатак класичних тиристора је што њихове компоненте нису потпуно управљиве. Развојем технологије произведени су и транзистори великих снага и мале отпорности у стању провођења, што је омогућило њихову ширу примену и у енергетској електроници. Развијени су и нови типови тиристора – *GTO*, *MCT* и *SITH*, који могу и да се искључују малим снагама са управљачке електроде. Класични тиристори остају још увек у примени у подручју највећих снага јер их, у погледу снаге, нови типови још нису превазишли.

4.1. ДИОДЕ

Диода је најједноставнији електронски елеменат, који се у функционалном погледу може представити као електронски вентил који пропушта струју само у једном смеру. У највећем броју случајева диоде се, како у електроници малих снага, тако и у енергетској електроници, користе у функцији неуправљивих електронских прекидача.

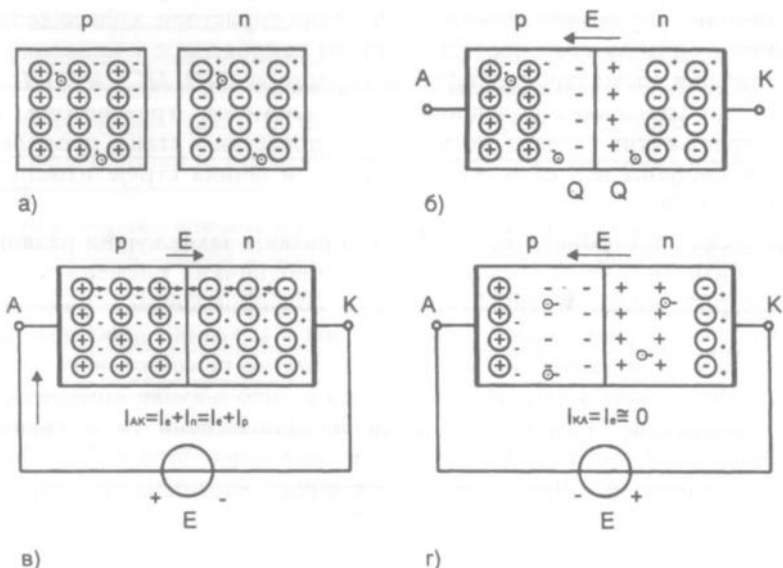
Код неуправљивог прекидача радно стање прекидача, односно да ли је прекидач укључен или искључен, зависи само од поларитета напона на прекидачу, у овом случају диоди.

Са гледишта примене, у данашње време има смисла разматрати само диоде направљене од полупроводника (енгл. *semiconductor*), односно чврстог тела (енгл. *solide state*), јер се вакуумске диоде практично више не користе.

Полупроводничка диода се по структури састоји од споја два слоја полупроводника, n и p -типа, краће означеног као pn спој. На слици 4.1 шематски су приказани полупроводници p и n -типа као растављена, спојена и поларисана структура.

Просторна расподела електричних носилаца електрона у n -типу и шупљина у p -типу полупроводника када су растављени је равномерна, како је приказано на слици 4.1а.

На слици 4.1б приказан је pn спој који чини диоду. Шупљине из p -слоја прелазе у n -слој и обратно – електрони из n -слоја прелазе у p -слој. Као резултат тог преласка ствара се просторно наелектрисање, са једне и друге стране граничне површине pn споја, од некомпензованих јона, и то позитивних у n -слоју и негативних у p -слоју. Наелектрисања стварају електрично поље које делује



Слика 4.1. – Полупроводници p и n -типа: а) растављени; б) у pn слоју; в) директно поларисаном pn слоју и г) инверзно поларисаном pn слоју

у смеру заустављања даљег преласка слободних електричних носилаца преко граничног pn споја. Смер вектора тог интерног електричног поља које представља потенцијалну баријеру за кретање већинских носилаца је од n -слоја ка p -слоју.

Постојање наелектрисања са једне и друге стране граничне површине pn споја манифестује се и као капацитивност pn споја (C_{pn}). Капацитивност је од утицаја на фреквенцијске карактеристике диоде.

Деловање електричног поља, које се јавља као резултат прерасподеле наелектрисања са једне и друге стране pn споја, испољава се кроз вентилна својства диоде. Диода је у функционалном смислу, како је већ речено, једносмерни електронски вентил. Да ли је вентил отворен или затворен зависи од поларитета споља прикљученог напона, односно од спољашњег електричног поља. Ако је спољашње електрично поље супротног смера и поништава интерно електрично поље pn споја, како је приказано на слици 4.1в, диода је директно поларисана и понаша се као отворен електронски вентил. Диода функционише као затворен електронски вентил кад се смер вектора спољашњег електричног поља поклапа са смером интерног поља pn споја. Поља се суперпонирају и шири се баријера за пролаз електричних носилаца.

Спољни прикључак на p -слоју има функцију аноде и означава се са A , док спољни прикључак на n -слоју представља катоду и означава се са K .

Диода има малу отпорност за струју у директном смеру, од аноде ка катоди, и велику отпорност за струју у инверзном смеру, од катоде ка аноди. Струју у директном смеру производи напон директне поларизације, позитиван на аноди и негативан на катоди. Позитиван потенцијал аноде потискује шупљине, које су главни носиоци наелектрисања у p -слоју, док негативан потенцијал катоде потискује електроне који су главни носиоци у n -слоју. На pn споју се рекомбинују шупљине које долазе из p -слоја са електронима који долазе из n -слоја и тако настаје струја диоде у пропусном смеру.

Инверзним напонам са негативним поларитетом на аноди и позитивним на катоди неутралишу се шупљине у p -слоју и електрони у n -споју тако да се струја може формирати само од незнатног броја електрона који се ослобађају услед термичких ефеката. Ова струја се означава као инверзна струја засићења, струја мањинских носилаца или струја цурења, и најчешће је занемарљива.

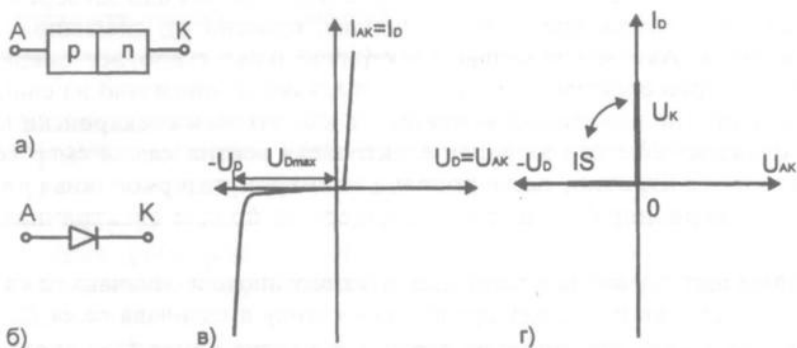
Основне карактеристике диода приказане су на слици 4.2. Са дијаграма струјно-напонских карактеристика приказаног на слици 4.2 може се видети пробој диоде када инверзни напон пређе одређену критичну вредност – напон инверзног пробоја $U_{ip} = U_z$. Између ове и нулте вредности инверзног напона диода је у непроводном стању и може да обавља функцију отвореног прекидача. У фази пробоја високи инверзни напон „чула електроне“, долази до лавинског ефекта, услед чега се отпорност диоде у инверзном смеру нагло смањује. Уколико не постоји ограничавање струје у спољном колу долази до разарања pn споја и прегоривања диоде.

За појаву струје у директном смеру потребно је да напон директне поларизације, који се креће између 0,2 и 0,3 V, пређе одређену вредност. То је вред-

ност потенцијалне баријере pn споја. Са повећањем напона $U_D = U_{AK}$ експоненцијално се повећава струја диоде све док се напон потенцијалне баријере pn споја не смањи до нуле, што се дешава када спољашњи напон директне поларизације диоде достигне вредност $U_D = U_{dp} = 0,7 \text{ V}$. Код снажних диода са такозваном „пин“ структуром даље повећање напона на диоди је линеарно и може да се представи једначином

$$U_D = U_{dp} + R_D I_D,$$

где је R_D унутрашња отпорност диоде у проводном стању, а I_D струја кроз диоду.



Слика 4.2. – Диода: а) шемајски приказ структуре; б) ознака; в) $I - U$ карактеристика; г) идеализована карактеристика

Као пример типичних вредности једне снажне диоде могао би да буде $U_D = 0,7 \text{ V}$ и $R_D = 0,1 \Omega$. У стационарном стању може се узети да је R_D константно, иако се отпорност код полупроводника смањује са порастом температуре. За $I_D = 100 \text{ A}$ пад напона на диоди биће $U_D = 0,8 \text{ V}$ док је за одређено пуно оптерећење од $I_D = 400 \text{ A}$ пад напона $U_D = 1,1 \text{ V}$. Из овога се може видети да се, у односу на радне напоне напајања веће од 100 V , пад напона на диоди може занемарити. По правилу, напон директне поларизације диоде се најчешће занемарује код примена диода у енергетици.

На идеализованој карактеристици на слици 4.2в види се да се инверзно поларисана диода понаша као отворен прекидач. Ако споља прикључен напон између аноде и катоде постане већи од нуле, заправо већи од $0,8 \text{ V}$, диода се понаша као затворен прекидач.

4.1.1. Основне специфичности снажних диода

Снажне диоде се разликују од диода малих снага у првом реду по конструкцији, односно по структури и димензијама. Диоде у енергетским уређајима треба да издрже високе инверзне напоне у непропусном смеру и велике струје у пропусном смеру. То значи да снажне диоде треба да имају што већи пробојни напон и што мању отпорност за велике струје.

За већу струју и мању отпорност у пропусном смеру потребна је већа концентрација акцепторских и донорских примеса, које дају главне носиоце

наелектрисања. Веће концентрације p и n -носилаца дају већу струју у пропусном смеру, и то је пожељан ефекат. Већа концентрација главних носилаца има, међутим, за последицу смањење пробног напона код инверзне поларизације, што је неповољно. Овај проблем се превазилази формирањем нехомогеног n -слоја. Слој n -типа се састоји од нискодопираног n^- -дела, који се граничи са p -слојем, и високодопираног n^+ -дела уз катодни прикључак, како је приказано на слици 4.3. Нискодопирани n^- -слој повећава пробни напон. Дебљина овог слоја не сме да буде велика да се отпорност диоде у пропусном смеру не би значајније повећала. Оваква структура диоде позната је као *pin*, где слово *i* указује на постојање унутрашњег (*intrinsic*) средњег слоја n^- .

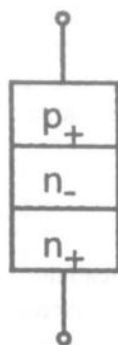
Снажне диоде имају веће димензије како кућишта, тако и прикључака. Кућишта су масивна и монтирају се на хладњаке како би се одводила топлота која настаје због великих струја, услед Џуловог ефекта, и спречило повећање температуре pn споја изнад дозвољене границе.

Техника производње диода напредовала је до нивоа да једна диода појединачно може да издржи инверзни пробни до 5 000 V и струју до 3 000 A.

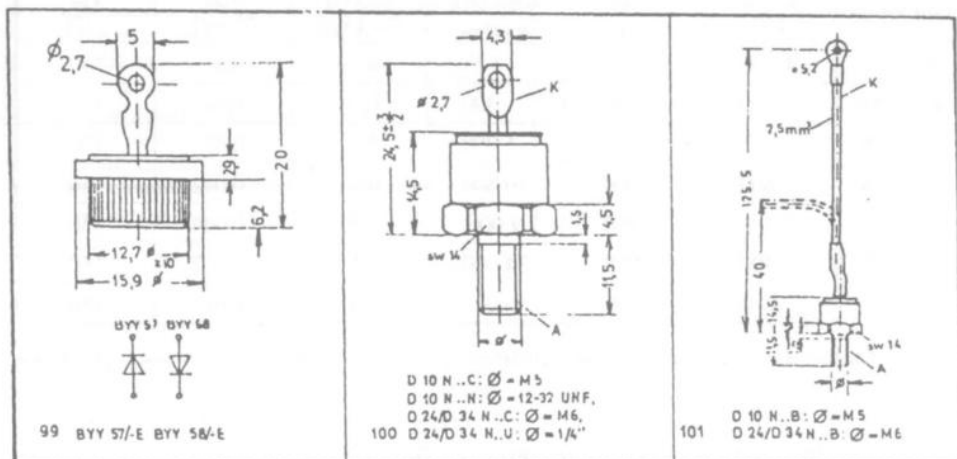
У погледу брзине рада, веће прекидачке брзине се остварују за ниже вредности радних напона и струја, односно за мање снаге. Специјалним конструкцијама остварене су брзине прекидања до 50 Hz.

Када се ради са инверзним напонима нижим од 100 V и великим струјама у директном смеру, примењују се специјалне, такозване Шоткијеве (*Schottky*) диоде. То су диоде код којих је пад напона на диоди у пропусном смеру око два пута мањи него код стандардних pn диода.

Диоде се по природи ствари највише користе у неуправљивим исправљачима наизменичне у једносмерну струју. У управљивим претварачима са индуктивним елементима диоде се користе за уобличавање таласних облика



Слика 4.3 - Приказ *pin* структуре



Слика 4.4. - Конструкције кућишта снажних диода

струја и напона. Осим тога, користе се и за заштиту других полупроводничких компонената од прекомерних импулса струје и напона.

Са диодама могу да се реализују уређаји чије снаге могу бити у широком опсегу, од неколико вати до неколико мегавати. Диоде не представљају основно ограничење за рад са великим снагама. Уколико једна диода не задовољи напонски услов, постоји могућност да се проблем реши редном везом више диода.

4.1.2. Основни каталошки параметри снажних диода

Основни параметри који карактеришу диоде су:

- максимална струја диоде у проводном смеру $I_{D\max} = I_{AK\max}$,
- максималан напон у непроводном, инверзном смеру $U_{i\max} = U_{KA\max}$, и
- максимална снага дисипације диоде $P_{d\max}$, која се најчешће изражава преко максималне температуре споја диоде $T_{pn\max}$.

У каталозима се најчешће дају следећи подаци:

- максимална вредност дозвољеног инверзног напона који се периодично понавља између катодe и аноде диоде $U_{D\max}$,
- максимална допуштена ефективна вредност наизменичне струје у пропусном смеру $I_{D\max}$,
- максимална тренутна вредност струје $I_{D\max}$ у пропусном смеру у интервалу не дужем од δt , обично 10 ms.
- отпорност у проводном смеру R_D ,
- термичка отпорност хлађења кућишта R_{th} и
- максимална температура споја $T_{pn\max}$.

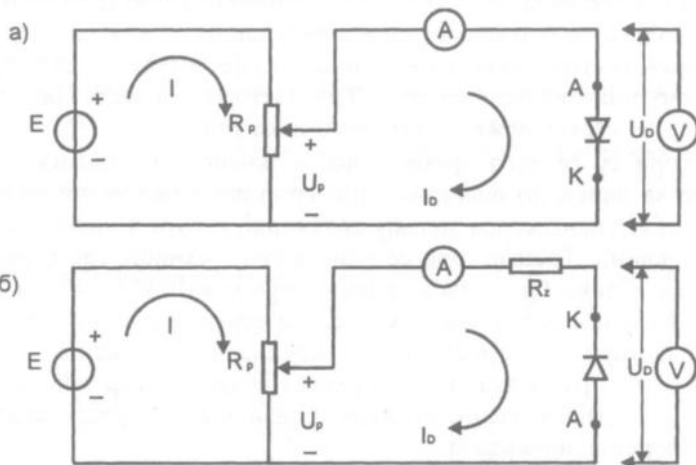
Пример карактеристичних вредности за неколико снажних диода фирме „Сименс“ дат је у следећој табели

Тип диоде	$U_{D\max}$ [V]	$I_{D\text{eff}}$ [A]	$I_{D\max}$ [A] $\delta t = 10 \text{ ms}$	R_D (Ω) $T = 150^\circ\text{C}$	R_{Dth} [C/W]	T_{pn} [°C]
D 10N	1 200	25	145	24	3,6	150
BYY 58	700	55	300	6,14	0,94	175
D 60NR	1 200	120	1 200	3,2	0,65	150
D 629N	4 800	1 500	10 500	0,64	0,042	150
D 668N	2 400	1 260	9 000	0,55	0,044	150
D 2209N	2 400	5 000	34 000	0,15	0,017	160
D 5807N	800	9 100	65 000	0,037	0,01	180

У одређеним случајевима за примену је важна још једна карактеристика диода, а то је брзина рада, односно време преласка диоде из проводног у непроводно стање и обратно. Ако се захтева велика брзина рада, користе се специјалне брзе диоде, такозване диоде са брзим опоравком (*fast recovery diode*) и Шоткијеве диоде.

4.1.3. Испитивање и проверка исправности диода

Потпуно испитивање свих карактеристика диода обавља се у истраживачким лабораторијама по изради првих прототипова и пуштању пробне производње. Тада се мере и одређују сви параметри који се дају у каталозима. При том се користи специјализована опрема. Корисници, међутим, могу испитати исправност и снимити статичке карактеристике диода коришћењем амперметра, волтметра и омметра – ABO метра, или само помоћу стандардног мултиметра. При том се могу користити једноставне мерне шеме, као што је приказано на слици 4.5.

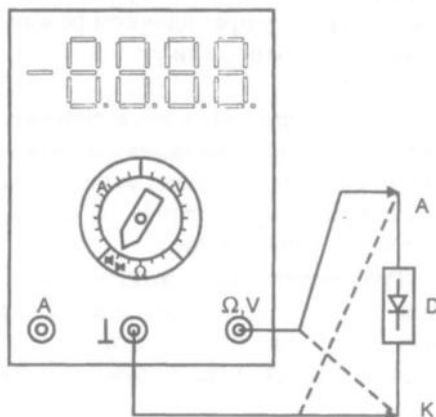


Слика 4.5. – Мерне шеме за испитивање диода и снимање карактеристика: а) у пројусном; б) у инверзном смеру

Помоћу потенциометра P мењају се напон и струја диода. Ове величине мере се амперметром и волтметром. R_z је заштитни отпорник код мерења пробног напона. Бележењем и графичком представом измерених вредности може се добити статичка карактеристика са слике 4.2в.

Брза и једноставна провера исправности диода може се остварити помоћу омметра. На слици 4.6 дата је шема која приказује како се диода испитује помоћу савременог мултиметра. Преклопник се постави у положај за мерење отпорности, и то на посебно означен опсег за мале отпорности са диодном ознаком. На том опсегу је обично и звучна сигнализација – бипер, а напон на прикључним кабловима је већи од 0,7 V, јер је то услов проводљивости диода код директне поларизације. Исправна диода ће у случају директне поларизације показати малу отпорност, што ће звучно сигнализирати и бипер. Обрнутим прикључивањем аноде и катодe на прикључне каблове инструмента показује се велика отпорност, већа од 1 000 kΩ.

Оваква провера, иако у великом броју случајева веродостојна, није у потпуности сасвим поуздана. Омметром се диода проверава само на ниском напону, који је ограничен напонам батерије омметра. За проверу максималног инверзног напона користе се мерне шеме са слике 4.5 или специјални мегаомметри који на својим прикључцима имају висок напон.



Слика 4.6. – Омска провера исправности диода помоћу мултиметра

4.2. СНАЖНИ ТРАНЗИСТОРИ

Транзистор је електронски елемент са три карактеристична спољашња прикључка који су повезани са три унутрашња слоја од допираних полупроводника. Интензитет струје која се пушта између два прикључка може се регулисати преко трећег прикључка. Транзистор се може представити као једносмерни електронски вентил који има могућност регулације од потпуно затвореног до потпуно отвореног стања. Регулација се може остварити много мањом струјом од струје која се регулише. То даје могућност да се транзистор искористи као појачавачки елемент. Транзистор се може искористити и као прекидач, јер се струја може укључити и искључити.

Транзистори су се дуго времена после њиховог проналазка користили првенствено за линеарно појачање. Линеарно појачање значи да се струја и напон на излазу транзистора мењају сразмерно струји и напону на његовим улазним крајевима. Транзистори се у аналогној техници, где струја и напон могу да имају велики број нивоа, највише примењују у функцији линеарних појачавача. Развојем дигиталне технике, где струје и напони имају само два нивоа, транзистори се користе и као прекидачки елементи. Прекидачки режим се своди на рад у два стања: у једном је транзистор закочен и не проводи, а у другом ради у zasiћењу, када транзистор има улогу кратког споја, односно затвореног прекидача.

Развојем снажних транзистора отвара се могућност да се они користе и у енергетским уређајима за конверзију електричне енергије. Снажни транзистори постају, поред снажних диода и тиристора, основни елементи енергетске електронике.

Основни захтев у енергетици, како је већ истакнуто, јесте да се термогени губици, односно расипање електричне енергије сведе на што је могуће мању меру.

Транзистори, као и остали полупроводнички елементи у претварачима електричне енергије, могу најбоље да задовоље захтеве за минимумом губитака ако раде у прекидачком режиму, што значи или су у потпуно проводном стању – zasiћењу, или су закочени. То значи да се користе у функцији брзих прекидача.

Идеалан прекидач нема губитке. Снага губитака P одређује се као производ струје I кроз прекидач и пада напона U на прекидачу: $P = UI$. Код идеалног прекидача производ струје и напона је у оба случаја једнак нули: кад је прекидач отворен, струја је једнака нули, а кад је прекидач затворен, пад напона је једнак нули.

Транзистор није идеалан прекидачки елемент. У непроводном стању, када транзистор има функцију отвореног прекидача, постоји одређена струја која се не може занемарити. То је посебно неповољно ако су радни инверзни напони велики. У том случају снага дисипације, која се добија као производ напона и струје, може да пређе критичну вредност. У потпуно откоченом транзистору, односно у zasiћењу транзистора, када он врши функцију затвореног прекидача, отпорност транзистора и пад напона на њему се не могу занемарити. Критичан је рад са великим струјама. Снага губитака загрева

транзистор и, уколико се не обезбеди хлађење, повећање температуре изнад одређене критичне вредности, обично око 150°C , може да разори транзистор.

Основне карактеристике прекидачког режима транзистора су:

- два стабилна стања – стање у којем је транзистор у функцији отвореног, непроводног (*cut off*) прекидача и стање у којем је транзистор у функцији затвореног, проводног (*closed, conduction state*) прекидача и

- два прелазна стања – стање преласка транзистора из непроводног у проводно стање и обратно, стање преласка транзистора из проводног у непроводно (*transitional state*).

Постоје две основне групе транзистора: биполарни и униполарни. Код биполарних транзистора регулисана излазна струја пролази, као и код диоде, кроз слојеве n и p . Зато струју у слоју n -типа чине негативни електрони, а у p -слоју позитивне шупљине. У транзистору, према томе, струју чини биполарно наелектрисање, односно наелектрисање двојног поларитета, па отуда назив биполарни. Код униполарних транзистора излазну струју кроз транзистор чине наелектрисања једног поларитета. Код такозваног p -каналног униполарног транзистора струју чине позитивне шупљине, а код n -каналног негативни електрони.

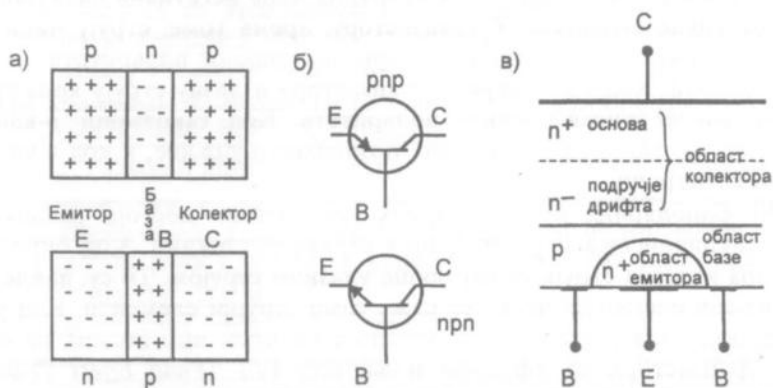
Између биполарних и униполарних транзистора постоји разлика и у начину функционисања и у одређеним карактеристикама. Код биполарних транзистора излазна струја се регулише улазном струјом. То су, дакле, струјом управљани елементи; често се каже само струјни елементи. Код униполарних транзистора регулација се остварује електричним пољем, па се зато називају транзистори са ефектом поља или *FET* (*Field Effect Transistor*). Регулишући напон је последица деловања напона на улазу и зато су униполарни транзистори напонски елементи.

4.2.1. Снажни биполарни транзистори – *BJT*

Биполарни транзистори се у англосаксонској терминологији, која је референтна за електронику, означавају са *BJT* (*Bipolar Junction Transistor* – транзистори са биполарним спојем). На слици 4.7 приказани су ознака структуре, шематски симбол и структура снажног биполарног транзистора. Транзистор се састоји од три полупроводничка слоја, од којих се средишњи, унутрашњи слој, означен као база B , разликује по типу проводности у односу на крајње. Тако постоје две комбинације, и то pnp и npn тип транзистора, како је приказано на слици 4.7а и б. Спољашњи прикључци и слојеви *BJT* називају се колектор и емитор и означавају са C (*Colector* – колектор) и E (*Emittor* – емитор).

Помоћу напона између базе и емитора U_{BE} и струјом базе I_B управља се протоком струје I_C између колектора и емитора. База је управљачка електрода, а између колектора и емитора се прикључује оптерећење и енергетско напајање које треба контролисати. Мањом струјом и енергијом у колу базе регулише се проток много веће струје и енергије између колектора и емитора. Ако се транзистор посматра као електронски вентил, проток иде између колектора и емитора, а вентил се може затварати и отварати помоћу прикључка на бази.

На слици 4.7в приказан је пресек вертикалне структуре једне ћелије снажног биполарног *npr*. Као и код снажних диода, а транзистор се може представити са две диоде везане редно у опозицији, слојеви полупроводника *n*-типа нису равномерно допирани. Област колектора састоји се од јако допиране n^+ -основе која се наставља у слабо допирани слој n^- . Емиторски слој је јако допиран n^+ . Овим начином се повећава прободни напон транзистора. Плочица која чини тело снажног транзистора састоји се од већег броја сегмената, односно ћелија приказаних на слици 4.7в. Сваки сегмент има функцију транзистора. Плочица је скуп сегмената, а у функционалном погледу скуп паралелно везаних транзистора који заједно чине снажан транзистор. На тај начин се повећава струја коју може да пропусти снажан транзистор.



Слика 4.7. – Биполарни транзистор: а) ознака структуре; б) шемајска ознака; в) приказ структуре снажног ВЈТ

За биполарне транзисторе је карактеристично да је дебелина базног слоја много мања од дебелине колекторског и емиторског слоја. То има утицаја на преношење електричних носилаца из колектора преко базе у емитор и на принцип функционисања биполарних транзистора. Без улажења у детаљнију анализу, може се рећи да пренос наелектрисања, односно да струја транзистора зависи од концентрације споредних носилаца у подручју базе. Код *npr* транзистора на *pn* спојевима између базе и колектора и између базе и колектора долази до концентрације споредних носилаца са једне и друге стране споја. О том ефекту је било речи у поглављу о диодама и илустрован је сликом 4.2. Наелектрисања од колектора ка емитору, односно у супротном правцу, крећу се дифузионо услед разлике у концентрацијама на спојевима базе према колектору и емитору. На градијент концентрације се може утицати напонем и струјом базе и на тај начин регулисати интензитет струје између колектора и емитора.

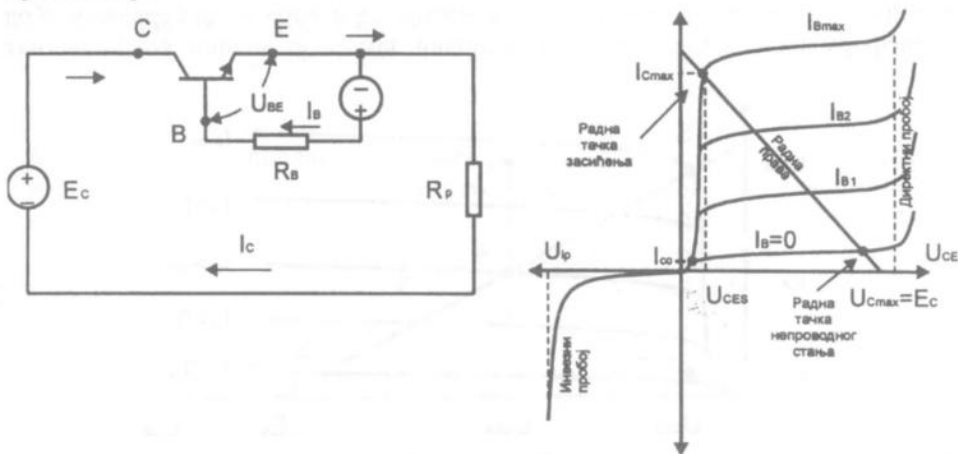
Најједноставније електрично коло са транзистором садржи, како је приказано на слици 4.8, енергетско напајање E_C , оптерећење R_P између колектора и емитора и елементе за поларизацију базе U_B и R_B . Транзистор је регулациони елемент помоћу ког се променом струје базе може да мења струја између колектора и емитора, односно напон и струја на оптерећењу.

Радна права и радна тачка биполарних транзистора

На дијаграму излазних $I_C - U_{CE}$ карактеристика на слици 4.8б нацртана је такозвана радна права транзистора. Колекторска струја са слике 4.8а може да се изрази као

$$I_C = -U_{CE}/R_C + E_C / R_C,$$

што на дијаграму $I_C - U_{CE}$ карактеристика са слике 4.8б представља једначину праве. Радна излазна струја и радни напон повезани су датом једначином односно, гледано на дијаграму излазних карактеристика, правом која се назива радна права. На радној правој су означене радне тачке транзистора у укљученом и искљученом стању. Радна тачка код биполарних транзистора је одређена тренутним вредностима струја и напона транзистора. Радна права означава путању по којој се креће радна тачка када се мењају струје и напони транзистора.



Слика 4.8 – Биполарни при транзистор: а) основно коло са активним оптерећењем; б) излазне карактеристике при транзистору.

Кад се транзистор користи као појачавач, што је чест случај у електронским колима за обраду сигнала, постоје следеће релације између струја и напона:

$$I_C = \beta I_B = h_{FE} I_B, \text{ где је } \beta = h_{FE} \text{ коефицијент струјног појачања,}$$

$$I_E = I_B + I_C + I_{C0} = I_C/\beta + I_C + I_{C0} = (1/\beta + 1) I_C + I_{C0} = \alpha I_C + I_{C0} \approx \alpha I_C,$$

где је I_{C0} инверзна колекторска струја цурења, а α је коефицијент појачања емиторске струје. Колекторска струја цурења, односно инверзна струја засићења, доста зависи од температуре.

Промене базне струје на улазу транзистора са активним оптерећењем у колекторском колу изазива промену колекторске струје и напона. Са порастом колекторске струје и пада напона на колекторском оптерећењу смањује се колекторски напон према датом изразу и обратно, са смањењем струје напон на колектору расте. Графички представљено, радна тачка, која пред-

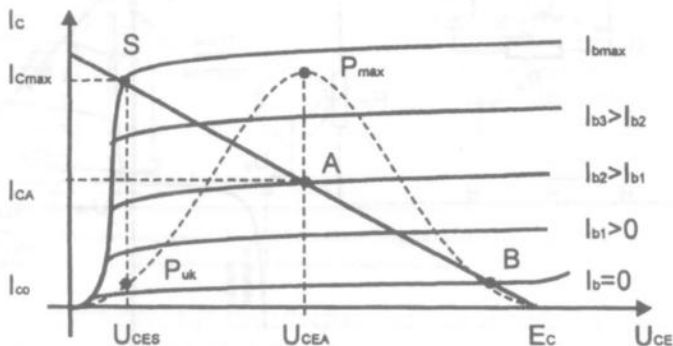
ставља вредност струје за одређену вредност напона, креће се по радној правој.

Струјом базе регулише се струја између колектора и емитора. Кад *ВЈТ* ради као електронски прекидач, прекинута грана се прикључује између емитора и колектора. Струја између колектора и емитора прекида се помоћу струје базе, деловањем напона између базе и емитора.

Ако између базе и емитора нема напона, односно струје базе, биполарни транзистор је закочен, односно постоји прекид струје између колектора и емитора. *ВЈТ* у овом стању има функцију отвореног прекидача. Затварање *ВЈТ* прекидача се остварује повећањем струје базе до довођења транзистора у засићење, када је отпорност између колектора и емитора мала.

Снага и термичких губитака транзистора

Транзистор се у енергетици, заједно са елементима за пригушење и уобличавање, користи за трансформацију енергије од извора ка оптерећењу. Код трансформација великих енергија основни захтев је велики коефицијент



Слика 4.9. – Зависност снаге губитака P_d у транзистору од напона између колектора и емитора U_{CE} за константно оптерећење R_c

искоришћења уређаја, односно што мање губљење енергије на топлоту. Тај губитак се изражава преко снаге дисипације, односно губитака самог транзистора, која се одређује као производ колекторске струје и напона између колектора и емитора:

$$P_d = I_C U_{CE}.$$

Ова снага је представљена на дијаграму излазних карактеристика транзистора на слици 4.9 исцртаном кривом.

У енергетској електроници, како је већ наглашено, транзистор се користи као електронски потпуно управљив прекидач. Ради само у два стања, и то у стању закочења, када има функцију отвореног прекидача, и у стању засићења, када има функцију затвореног прекидача.

У стању закочења струја базе је једнака нули $I_B = 0$, при чему је колекторска струја једнака инверзној струји засићења $I_C = I_{C0}$. Ова струја није једнака нули и зато транзистор, као и остали електронски полупроводнички прекидачи, није идеалан прекидач. Инверзна струја колектора се, међутим, у

практи може занемарити, и зато је прихватљиво да се транзистор користи као отворени прекидач.

У стању засићења транзистор је потпуно откочен и користи се као затворени прекидач. Идеално би било да транзистор у засићењу између колектора и емитора има отпорност, односно пад напона једнак нули, што наравно није случај.

Као што се са слике 4.9 може видети, у стању укључења постоји снага губитака P_{duk} због пада напона U_{CEs} а у стању закачења P_{dis} због постојања инверзне струје засићења I_{co} . Ове снаге дисипације транзистора су мање него у другим областима у којима може да ради транзистор, односно да се нађе радна тачка дуж радне праве. Приликом прорачуна укупних губитака и избора хладњака транзистора потребно је знати не само снаге у укљученом P_{duk} и искљученом стању P_{dis} већ и дисипацију за време преласка из једног у друго стање, односно за време које радна тачка проведе на радној правој између засићења и искључења.

Укључивање транзистора као прекидача постиже се повећањем струје базе од 0 до вредности када транзистор повећа колекторску струју и смањи напон између колектора и емитора на најмању вредност U_{CEs} . Тренутни губитак снаге због преласка из заклошеног стања у стање засићења и обратно једнак је производу тренутних вредности колекторске струје и тренутне вредности напона између колектора и емитора: $p(t) = i_c(t)u_{CE}(t)$.

Дисипирана енергија у одређеном интервалу dt једнака је

$$W_d(t) = p_d(t)dt = i_c(t)u_{CE}(t)dt.$$

Да би се смањила укупна дисипирана енергија транзистора у току укључења, потребно је да се смањи време укључења. За брже укључење транзистора, односно да би се исфорсирао бржи прелазак транзистора у стање засићења, потребна је висока почетна струја базе. Код снажних транзистора струјно појачање β није велико, обично око 10, па је базна струја, а то значи и улазна управљачка енергија која иде на дисипацију, потребна да исфорсира засићење значајна. Да би се минимизирали губици у базном колу, струја базе се после укључења смањује до нивоа који је неопходан да се транзистор држи у засићењу за време периода провођења.

Код искључивања, опет да би се смањили губици, базна струја треба да се смањи што је могуће брже. Постоји, међутим, комплексан феномен, познат као „секундарни прекид“, који се може десити при брзим прекидачким прелазима. Транзистор почиње да отказује када се пређе одређена брзина прекидања и то лимитира брзину којом би се могла смањивати струја базе. Побољшање се постиже прикључивањем инверзног напона на базу и одржавањем тог инверзног преднапона док се транзистор не искључи.

Смањење губитака и побољшање укључивања и искључивања од великог су значаја у случајевима када су учестаности прекидања високе, као код инвертора са импулсном ширинском модулацијом или код чоперских напајања, о чему ће бити речи у наредним поглављима.

Табеларни приказ основних параметара снажних транзистора

У следећој табели су наведени основни параметри који карактеришу снажне транзисторе у прекидачком режиму.

Радни режим	Карактеристични параметри
Непроводно стање	максималан напон који транзистор може да издржи: инверзни пробојни напон између колектора и емитора $U_{CE0} + U_{CEX}$; инверзна струја засићења $I_{CE0} - I_{CEX}$
Проводно стање	напон засићења U_{CEsat} при одређеној I_C и I_B максимална колекторска струја I_{Cmax}
Фаза преласка у проводно стање	време кашњења одзива t_d време пораста струје t_r
Фаза преласка у закочење	време кашњења закочења t_{doff} време опадања t_f
Побуда	побудна снага: побудни напон засићења U_{BEs} и побудна струја засићења I_{Bs}
Термичка ограничења	максимална температура спојева T_{jmax} термичка отпорност T_{th} споја – кућишта

Снажни биполарни транзистори у нејпроводном стању

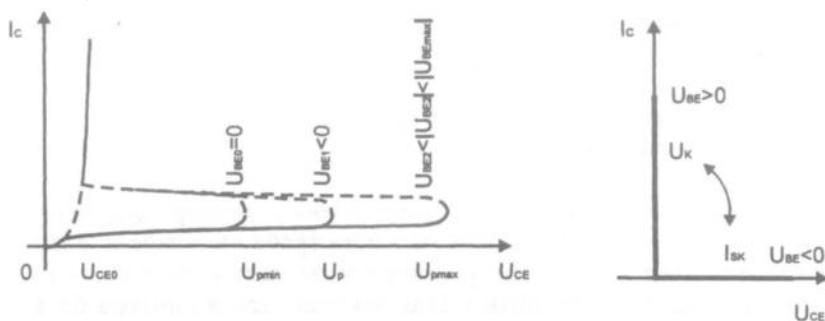
У нејпроводном стању транзистор карактеришу два параметра:

- инверзна колекторска струја засићења, односно струја цурења, и
- пробојни напон између колектора и емитора.

Транзистор, како је већ речено, није идеалан прекидач. У нејпроводном, закоченом стању, када врши функцију отвореног прекидача, транзистор пропушта одређену струју I_{C0} . Та струја се назива струја цурења, инверзна колекторска струја или инверзна струја засићења. Састоји се од споредних носилаца наелектрисања и има малу вредност, иако се ради о засићењу када се крећу сви споредни носиоци. У односу на струју у директном смеру, I_{C0} се може занемарити, али се узима у обзир код прорачуна губитака и одређивања хладњака јер се множи са напоном U_{CE} , који је висок и једнак напону напајања.

Ако напон између колектора и емитора U_{CE} закоченог транзистора пређе одређену критичну вредност U_p , долази до лавинског ефекта и пробоја транзистора. Инверзна струја се нагло повећава, док се отпорност и напон између колектора и емитора транзистора нагло смањују. Пробојни напон између колектора и емитора је мањи од напона између колектора и базе због појачања транзистора. На слици 4.10 приказан је облик излазних карактеристика $I_C - U_{CE}$ једног снажног транзистора у нејпроводном стању.

Најнижа вредност пробојног напона колектор–емитор је U_{pmin} , када је отворено коло између базе и емитора $U_{BE} = 0$. Ову вредност гарантује произвођач транзистора. Максимално дозвољена вредност пробојног напона колектор–емитор U_{pmax} је у случају инверзно поларисаног споја база–емитор



Слика 4.10. – Излазне карактеристике нејпроводног стања снажног транзистора: а) реална б) идеализована

$U_{BE} < 0$. Све до одређеног пробојног напона струја $I_C = I_{C0} \approx 0$. Кад дође до пробоја, струја I_C знатно порасте, а напон опадне до U_{CE0} .

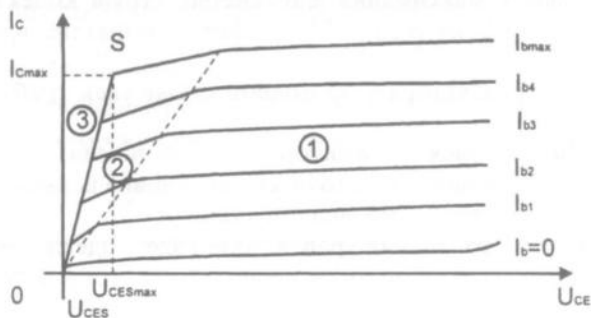
Инверзна струја засићења, односно струја цурења I_{C0} је, захваљујући технолошком напретку, знатно смањена и стабилизована и зато више не представља параметар од примарне важности за анализу рада снажних транзистора.

Снажни транзистори у проводном стању

На слици 4.11 представљена је фамилија $I_C - U_{CE}$ карактеристика снажног транзистора у проводном стању. У дијаграму постоје три карактеристичне зоне, означене са 1, 2 и 3.

У зони 1, где су карактеристике практично хоризонталне линије, транзистор ради као линеарни појачавач са константним појачањем у широким границама промене напона U_{CE} .

Зона 2 одговара ниском напону између колектора и емитора, од неколико волти до неколико десетина волти, зависно од врсте транзистора. Карактеристике су знатно нагнуте. За исту базну струју I_B , као параметар, напон колектор–емитор U_{CE} је смањен у односу на зону 1 и колекторска струја I_C је опала. То значи да је смањено струјно појачање $\beta = I_C / I_B$ у односу на рад у линеарном режиму у зони 1. Зона 3 је последица проширења опсега базе, односно померања ефективног споја колектор–база, у зону колектора. Иако смањено, појачање постоји, па се ово стање назива квазизасићење.



Слика 4.11. – Излазне $I_C - U_{CE}$ карактеристике снажног транзистора у проводном стању: 1) зона линеарног рада; 2) зона квазизасићења; 3) зона потпуног засићења

Зона 3 је заједничка линија која спаја све карактеристике и представља потпуно засићење транзистора. Транзистор је у овој зони еквивалентан нискоомском отпорнику.

Транзистор у функцији затвореног прекидача ради у зони 3, где је велика струја и низак напон између колектора и емитора. Важан параметар у овом случају је напон засићења између колектора и емитора U_{CEs} . Овај напон има пуни само ако је мерен при максималним струјама колектора I_{Cmax} и базе I_{Bmax} . Ова три параметра су физички повезана и не треба их одвојено разматрати.

Произвођачи гарантују да ће у засићењу, за дату колекторску струју I_C , са струјом базе I_B , напон засићења између колектора и емитора бити једнак или мањи од максималног напона засићења U_{CEs} . У том циљу се уводи појам форсираног појачања $\beta_f = I_{Cs}/I_{Bs}$ да би се преко њега дао један важан исказ, односно гаранција произвођача, у следећој форми: „За све транзисторе истог типа који раде са струјама I_C једнаке или мање од специфициране струје засићења I_{Cs} и за коју је струја базе $I_B = I_C / \beta_f$, напон колектор–емитор ће бити увек мањи или једнак гарантованој максималној вредности U_{CEs} .“ Графичка интерпретација овог исказа приказана је на слици 4.12, где је представљена зависност напона засићења између колектора и емитора од колекторске струје за различите вредности форсираног струјног појачања β_f .



Слика 4.12. – Промене напона засићења између колектора и емитора U_{CEs} у функцији колекторске струје I_C за различите вредности струјног појачања β_f

За сваки тип транзистора произвођач прописује максималну струју колектора, која се не сме прекорачити да не би дошло до оштећења транзистора. При том се прописују максимална једносмерна струја колектора и максималан импулс колекторске струје. Назначене максималне вредности се не смеју прекорачити.

За рад снажних транзистора у проводном стању увек треба имати на уму следеће:

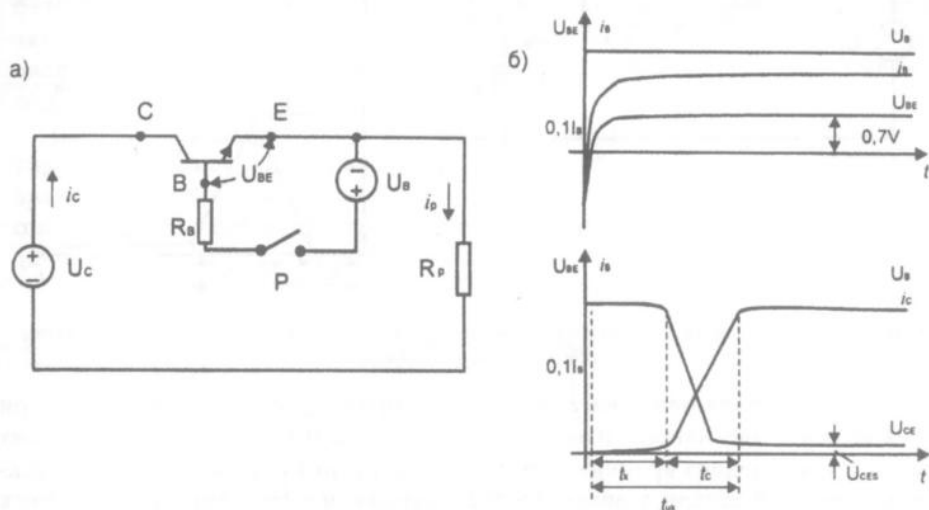
- напон засићења колектор–емитор U_{CEs} при номиналној колекторској струји и максимална вредност ове струје су два основна параметра која карактеришу снажне транзисторе у проводном стању и

- може се сматрати да снажни транзистори раде у идеалним условима ако је њихова номинална струја блиска специфицираној струји засићења (са форсираним појачањем које је једнако специфицираном) и ако је само повремено краткотрајно превазилазе, остајући увек испод максимално допуштене вредности колекторске струје.

Снажни транзистори у прелазним стањима прекидачког режима

Транзистор показује, у одређеној мери, капацитивна својства, што је последица ефекта прерасподеле наелектрисања на pn спојевима. То се представља капацитивностима између базе и емитора C_{BC} и базе и колектора C_{BE} . Наведене капацитивности су непожељне и због тога се називају паразитне капацитивности спојева транзистора. Због својих паразитних капацитивности, које имају одређено време пуњења и пражњења, транзистор је у извесној мери инертан елемент и не може се тренутно укључити и искључити.

На слици 4.13 приказани су транзистор са назначеним паразитним капацитивностима и одговарајући таласни облици у фази укључења транзистора.



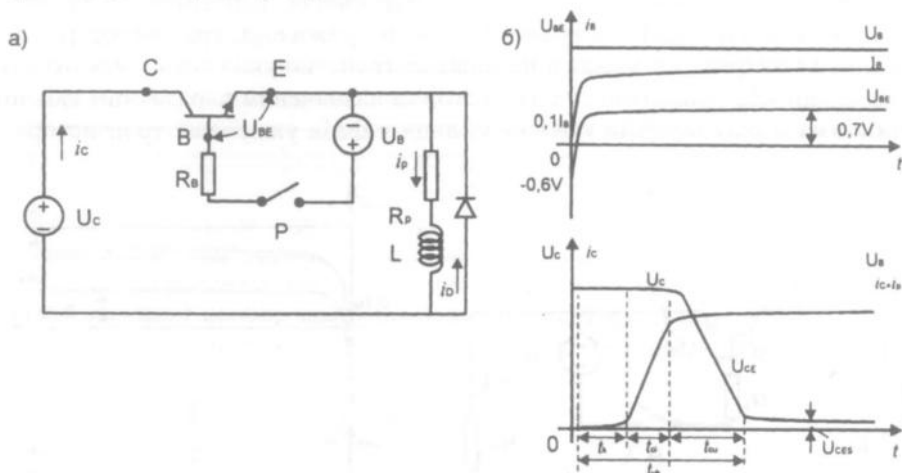
Слика 4.13. – Укључивање ВЈТ са међуелектродним паразитним капацитивностима у коло са активним оптерећењем: а) шема кола; б) таласни облици

Струја I_B и напон U_{BE} између базе и емитора не прате претпостављено тренутно укључење напона U_B већ, због постојања капацитивности C_{BE} , линеарно расту одређено време док не достигну максималне вредности. Отварање транзистора касни одређено време t_k , после ког се појављује колекторска струја I_C , којој треба одређено време t_c да би достигла максималну вредност. Време укључења t_{uk} зависи од свих паразитних капацитивности и једнако је збиру кашњења успостављања улазних, регулационих величина и времену успостављања колекторске струје: $t_{uk} = t_k + t_c$.

У електроенергетици су оптерећења најчешће индуктивног карактера. То има битног утицаја на прелазне режиме укључивања и искључивања транзистора. Крајњи ефекат је повећана инертност прекидачког кола услед акумулиране енергије у реактансама. Време укључења је повећано, што се може видети поређењем таласних облика приказаних на сликама 4.13б и 4.14б.

Индуктивни елементи у прекидачком режиму стварају и пренапоне, због којих се често прикључују елементи за заштиту. У најједноставнијем случају

то је диода, као што је приказано на слици 4.14а. Диода овде има улогу да затвори струјно коло за енергију која се акумулира у калему и да спречи да се индуковани напон после искључења транзистора појави на колектору као суперпониран једносмерном напону напајања и угрози транзистор. У одређеним случајевима отпорник се ставља редно са диодом. На тај начин се и повећава брзина којом опада струја индуктивног оптерећења, односно смањује се укупно време укључења.



Слика 4.14. – Укључивање ВЈТ са индуктивним оптерећењем: а) основно коло; б) типични облици напона и струја

Код транзистора мале снаге време укључивања t_{uk} и искључивања t_{is} мери се уз посматрање напона између колектора и емитора U_{CE} . Код снажних транзистора наведена времена мере се на основу посматрања промена колекторске струје. У ствари, у енергетској електроници оптерећење је скоро увек реактивно, и због тога напон колектор–емитор у првом реду зависи од кола, а не од транзистора. Напон између колектора и емитора постоји и може да се мења и кад колекторска струја кроз транзистор не постоји, али зато постоји струја кроз спољашње колекторско коло. За проток енергије меродавна је електрична струја, и зато је за референцу узета струја колектора.

На слици 4.15 на временским дијаграмима колекторске и базне струје приказано је време укључивања и искључивања.

Произвођачи транзистора дају вредност времена укључивања и искључивања номиналне колекторске струје за случај активног оптерећења. То омогућује најлакшу проверу датог податка мерењем.

Стање укључивања транзистора описује се са два параметра:

- време кашњења успостављања колекторске струје t_k и
- време пораста колекторске струје t_p .

Време кашњења t_k дефинише се као интервал од успостављања струје базе (10% максималне вредности) до успостављања колекторске струје (10% максималне вредности), а одговара наелектрисавању капацитивности између базе и емитора. Због постојања међуелектродне капацитивности између базе

и емитора C_{BE} потребно је одређено наелектрисање за прелазак из једног стања у друго. Наелектрисање обезбеђује струја базе у току времена t_k .

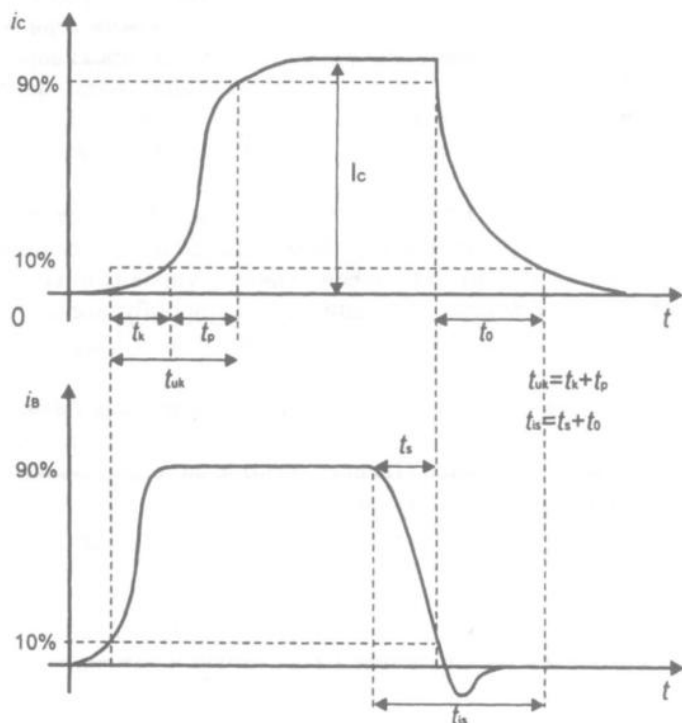
Време пораста колекторске струје t дефинише се као време за које колекторска струја порасте од 10% до 90% максималне вредности. Оно је зависно од ефективне ширине базе.

У периоду када транзистор проводи струју, у елементима кола, нарочито у индуктивним, акумулира се енергија која је од знатног утицаја на искључивање. Разликују се две фазе искључивања:

- кашњење од тренутка промене базне струје и опадања колекторске струје, које карактерише време нагомилавања t_s и
- време опадања колекторске струје t_p .

Време нагомилавања је последица појаве да се у режиму zasiћења област базе транзистора проширује јер се део колектора трансформише у базу и зато постоји одређено наелектрисање у прелазној зони база–колектор. Због наелектрисања струја базе не може тренутно да опадне већ се продужава док се наелектрисање не испразни.

Време опадања колекторске струје физички је у вези са природом колекторске зоне. Уколико је транзистор предвиђен за већи напон утолико је дуже време опадања колекторске струје. Смањење времена опадања струје је веома важно јер у већини примена највећи део губитака при искључивању отпада на тај период.



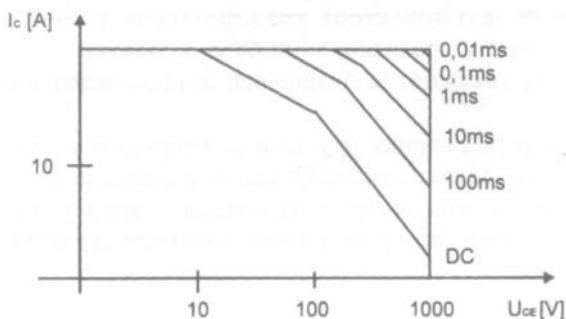
Слика 4.15. – Графичка илустрација времена укључивања и искључивања код снажних транзистора

Област сигурносног рада и њобуда транзистора

Област сигурносног рада (енгл: *Safe Operating Area*) представља област која је на $I_C - U_{CE}$, карактеристикама означена границама унутар којих треба да се одвија рад транзистора, односно где треба да остане радна тачка транзистора.

Област сигурног рада транзистора у прекидачком режиму је другачија и много шири него сигурносна област када транзистор ради у линеарном режиму. Јер, у режиму прекидања радна тачка има два стабилна стања са малом дисипацијом и само при прелазу иде кроз зону са високом дисипацијом, и то за сразмерно краће време у односу на термичку константу транзистора.

Сврха сигурносне области у режиму прекидања је да се на једном дијаграму групишу границе струје и напона које се не смеју прекорачити.



Слика 4.16. – Област сигурносног рада једног транзистора средње снаге

На слици 4.16 приказана је област сигурносног рада транзистора за један транзистор средње снаге.

Да би рад био сигуран, тренутне вредности колекторске струје $i_C(t)$ и напона $U_{CE}(t)$ морају да буду унутар ограничене области сигурносног рада.

Снажни транзистори могу да прекидају брже од транзистора малих снага,

али су за то потребне и значајно веће побудне струје у колу базе, што може да представља ограничење у примени. Зато се посебна пажња посвећује побудном колу.

Побудно коло представља коло које управља радом транзистора. Побудно коло је веома важно јер транзистор може да ради до граница својих могућности само ако је коректно побуђен, односно управљан. Побудно коло се налази између базе и емитора. Основни параметри побудног кола су струја засићења базе I_{BS} , напон засићења U_{BEs} и пробојни напон U_{BEP} између базе и емитора.

Снажни транзистори се користе као прекидачи, при чему базна струја, да би изазвала засићење колекторске струје и транзистор постао затворен прекидач, треба да дође до засићења. Интересантно је да је код снажних транзистора појачање снаге и у режиму засићења велико, што није случај са транзисторима мале снаге. То значи да је побудна снага, коју чини производ базне струје и напона база–емитор у засићењу $P_B = I_B U_{BE}$, много мања од излазне снаге $P_C = I_C U_{CE}$.

Напон засићења између базе и емитора је важан податак при прорачуну побудног кола. Он зависи од амплитуде базне струје и напона између колектора и емитора, а на његову величину утиче отпорност базе у засићењу.

Инверзни побудни напон на споју између базе и емитора не сме да пређе прописани пробојни напон U_{BEmax} , који представља ограничење за макси-

малну вредност побудног напона. Амплитуда побудног напона се повећава у циљу смањења времена искључења, односно повећања брзине искључивања. При томе се не сме прећи вредност пробојног напона.

Температурне границе и термичке карактеристике

Електричне карактеристике полупроводника значајно зависе од температуре и зато је, посебно када се ради о елементима енергетске електронике, потребно размотрити термичке параметре и услове примене електронских компонената.

Код снажних транзистора произвођачи дају промене основних параметара транзистора у зависности од температуре. То су, у првом реду:

- гарантована вредност инверзне струје засићења при високој температури,

- преносна $I_C - U_{BE}$ и излазна $I_C - U_{CE}$ карактеристика транзистора на температуру кућишта од 25°C и 125°C,

- вредност времена прелазних стања у функцији температуре.

Код чипова који садрже транзисторе постоји термичко ограничење које се дефинише преко максимално дозвољене температуре p_n спојева T_S . Ако се прекорачи максимална температура коју прописује произвођач транзистора T_{Smax} , транзистор ће се оштетити или разорити. За прекидачке транзисторе максимална температура споја је најчешће $T_{Smax} \leq 200^\circ\text{C}$ за нисконапонске транзисторе. Код високонапонских транзистора је нижа.

Температура спојева, која је основни термички параметар, није директно приступачна мерној опреми. Може се, међутим, мерити температура кућишта T_k . За температурни опсег који се разматра разлика између температуре полупроводног споја и температуре кућишта чипа пропорционална је снази коју дисипира транзистор P_d . На основу тога се дефинише термичка отпорност споја кућишта R_{Tsk} као

$$T_s - T_k = R_{Tsk} P_d.$$

Термичку отпорност спој–кућиште R_{Tsk} карактерише способност кућишта да се хлади, односно да дисипира термичку енергију околини.

Термички прорачуни из којих треба да проистекну конструкције хладњака и елемената за заштиту од прегревања и прегоревана, на нивоу компонената и склопова енергетске електронике, представљају сложене експертске задатке, који због сложености нису даље разматрани.

Дарлингтонов спој биполарних транзистора

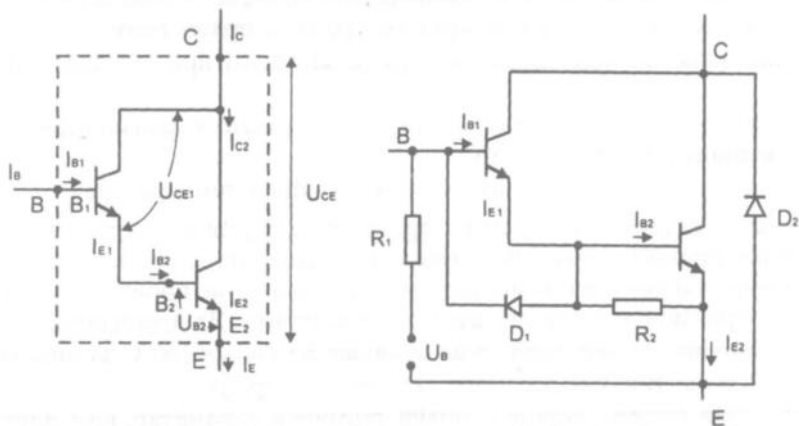
Дарлингтонов спој или Дарлингтонов пар транзистора настао је из потребе да се превазиђе проблем обезбеђења велике струје базе. Састоји се од два транзистора у истом кућишту, повезана као што је приказано на слици 4.17а, и то улазног, побудног T_1 и излазног, снажног T_2 транзистора. Колектори транзистора су везани у истој тачки, док је емитор првог везан за базу другог транзистора. Улаз је између базе првог и емитора другог транзистора, а излаз између колектора и емитора другог транзистора.

Струјно појачање првог транзистора је $\beta_1 = I_{C1} / I_{B1}$, другог $\beta_2 = I_{C2} / I_{B2}$, а укупно струјно појачање Дарлингтоновог споја је

$$\beta = I_C / I_B = (I_{C1} + I_{C2}) / I_{B1} \text{ или, ако се изрази преко } \beta_1 \text{ и } \beta_2:$$

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 (1 + \beta_1) = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2.$$

Дарлингтоновом споју транзистора најчешће се додају елементи за стабилизацију и повећање брзине рада, односно за смањење времена укључења и искључења транзистора. На слици 4.17 приказан је Дарлингтонов спој са елементима за струјну стабилизацију и повећање брзине рада.



Слика 4.17. – Дарлингтонов спој транзистора: а) основна конфигурација; б) са елементима за струјну стабилизацију и повећање брзине рада

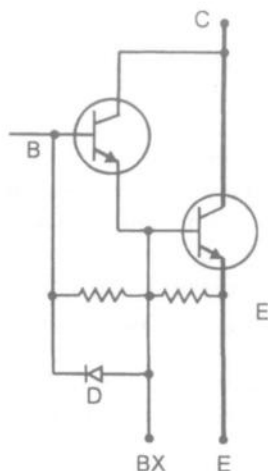
Отпорност R_1 и диода D_1 доприносе повећању брзине рада, а отпорност R_2 и диода D_2 струјној стабилизацији Дарлингтоновог споја. Време искључивања Дарлингтоновог споја се скраћује на тај начин што отпорност R_1 и диода D_1 преносе негативан напон кочења на базу излазног транзистора T_2 пре него што се тај напон пренесе преко транзистора T_1 до базе T_2 . У току проводног стања на интерним спојевима транзистора постоји одређено наелектрисање. То има за последицу одређену инертност транзистора јер је потребно одређено коначно време за искључивање транзистора док не опадне наелектрисање на интерним спојевима. Док је транзистор T_1 у проводном стању, диода D_1 не проводи и нема утицаја на његов рад. Кад на базу транзистора T_1 дође негативан импулс који има функцију да преведе Дарлингтонов спој у непроводно стање, односно да га закочи, диода D_1 проведе и пренесе овај негативни импулс до базе T_2 пре него што опадне струја I_{E1} емитора T_1 , односно струја I_{B2} базе T_2 . Време искључивања Дарлингтоновог споја зависи од врсте и режима рада транзистора и реда је неколико стотина ns до неколико десетина μs , а помоћу додатних елемената може се смањити на пола. Отпорност R_2 има функцију да смањи утицај промена инверзне струје засићења T_1 на промене инверзне струје T_2 . Промена струје $I_{E1} = I_{B2}$ има велики утицај на струју I_{E2} због великог појачања. То се неповољно одражава у непроводном стању транзистора када постоје инверзне струје које треба да

су занемарљиве у односу на услове у којима ради излазни транзистор. Утицај укупне струје T_1 на укупну струју T_2 смањује се помоћу R_2 . При том се смањује и укупно појачање Дарлингтоновог споја јер је са R_2

$$\beta = \beta_1 + \beta_1\beta_2 + \beta_1(1 - U_{BE2} / (R_2 I_{B1})).$$

Вредности R_1 и R_2 се крећу у границама од 5 до 50 ома, зависно од захтева и компромиса између повећања стабилности и смањења времена искључивања.

Диода D_2 штити излаз транзистора од инверзних пренапона.



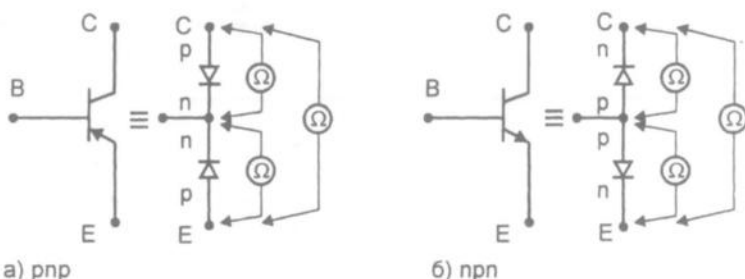
Слика 4.18. – Електрична шема и конструктивни приказ Дарлингтоновог споја једног снажног биполарног транзистора

Досадашњи најснажнији биполарни транзистори *BTJ* имају снагу од неколико стотина киловата, напоне до 1 200 V, струје до 800 A и брзину рада до 15 kHz.

Омска провера исправности биполарних транзистора

Брза провера исправности транзистора постиже се на веома једноставан начин мерењем отпорности између транзисторских прикључака. То се ради помоћу омметра, односно мултиметра који може мерити отпорност када је транзистор ван погона. Поступак је сличан као и у случају испитивања диода. Транзистор се може представити помоћу две у опозицији редно везане диоде, како је приказано на слици 4.19.

Мултиметар се подеси на омметарско подручје, и то у положај за испитивање диода. Омметар мултиметра мери отпорност на принципу мерења



Слика 4.19. – Провера исправности биполарних транзистора: еквивалентне шеме и прикључивање омметара код а) npn и б) pnp-типа

струје, односно напона на испитиваној отпорности. Струја, односно напон се генеришу у самом омметру и појављују на прикључцима и прикључним кабловима који се спајају са испитиваном диодом или транзистором. Напон потребан за испитивање диода је већи од прага провођења диоде, односно већи је од 1 V. У том положају омметри, по правилу, имају и звучну индикацију, односно бипер. Један прикључак и кабл омметра је на позитивном, а други на негативном потенцијалу. Омметром се испитује да ли је отпорност између прикључака транзистора велика или мала, односно да ли је смер провадан или непровадан.

Биполарни транзистори почињу да проводе струју између колектора и емитора тек ако напон на улазу између базе и емитора пређе одређени праг и појави се струја базе. Ако нема преднапона између базе и емитора, транзистор је закочен. Зато ће код исправног биполарног транзистора, без обзира на тип транзистора и поларитет прикључних каблова, омметар показати велику отпорност између колектора и емитора R_{CE} .

Код *pnp* транзистора јавиће се велика отпорност између базе и емитора R_{BE} и базе и колектора R_{BC} ако се на базу прикључује кабл са негативним потенцијалом, а на емитор и колектор кабл са позитивним потенцијалом. Мала отпорност, односно пропусни смер добија се када се на базу прикључи кабл са позитивним, а на емитор и колектор кабл са негативним потенцијалом.

Код исправних *pnp* транзистора непропусни смерови са великим отпорностима између колектора и емитора и између базе и емитора и базе и колектора добиће се ако је на базу прикључен позитиван пол омметра. Пропусни смер и мала отпорност између базе и емитора и базе и колектора код *pnp* транзистора добија се када се на базу прикључи негативан пол омметра.

У следећој табели су дате оријентационе вредности за проверу транзистора.

Врста транзистора	Поларитет каблова омметра			Вредност отпорности
	Емитор	База	Колектор	
PNP	+	-		R_{EB} – нискоомска (10–10 k Ω)
	-	+		R_{BE} – високоомска
		+	-	R_{BC} – високоомска
		-	+	R_{CB} – нискоомска
	-		+	R_{CE} – високоомска (> 100 k Ω)
	+		-	R_{EC} – високоомска (> 100 k Ω)
NPN	+	-		R_{EB} – високоомска
	-	+		R_{BE} – нискоомска (0,3–5 k Ω)
		+	-	R_{BC} – нискоомска
		-	+	R_{CB} – високоомска
	+		-	R_{EC} – високоомска (> 100 k Ω)
	-		+	R_{CE} – високоомска (> 100 k Ω)

Ако омметар не показује наведене вредности отпорности, то је сигуран знак да транзистор није исправан.

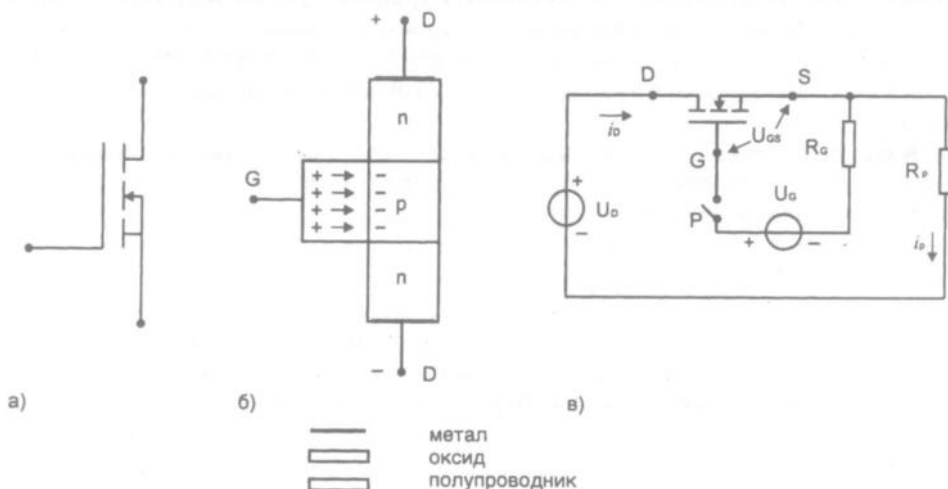
Бољи мултиметри имају посебан прикључак за испитивање транзистора. Изводи за базу, емитор и колектор транзистора мањих снага могу директно да се поставе у предвиђено подножје и да се на индикатору мултиметра читају вредности основних параметара транзистора.

Испитивање помоћу омметра, иако једноставно и брзо, због чега се примењује у највећем броју случајева, не даје апсолутну гаранцију да је транзистор исправан. Може да се деси да омметар показује да је један транзистор исправан, али да тај транзистор у погону, под оптерећењем, губи гарантоване карактеристике и отказује. Зато треба имати на уму да се омметром потпуно сигурно откривају неисправности транзистора, али и да се не може апсолутно поуздано закључити да ће транзистор под оптерећењем исправно радити.

4.2.2. Снажни MOSFET транзистори

Као и биполарни транзистори *BJT*, *MOSFET* су елементи са три прикључка који функционишу као потпуно управљиви електрични вентили. Користе се, као и *BJT*, у електронским колима малих и средњих снага за појачање и различите облике обраде сигнала. У колима енергетске електронике имају функцију електронских прекидача. Струју кроз *FET* чине електрични носиоци једног истог поларитета и зато се транзистори са овом ознаком називају још и *униполарни транзистори*. Шематски приказ симбола, структуре и прекидачког кола *n*-каналног *MOSFET*-а приказани су на слици 4.20.

Назив *MOSFET* долази од првих слова речи *Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect-Transistor*, што је у дословном преводу са енглеског: метал-оксид-полупроводник-поље-дејство-транзистор, односно то су транзистори са ефектом поља који имају структуру метал-оксид-полупроводник.



Слика 4.20. – Шематски приказ: а) симбола; б) структуре; в) прекидачког кола снажног *n*-каналног *MOSFET*-а (npn)

Први део назива – *MOS*, указује на структуру, а други – *FET*, на начин управљања струјом транзистора.

Скраћеница *MOS* казује да се спољни прикључци гејт *G* (*gate* – капија), сорс *S* (*source* – извор) и дрејн *D* (*drain* – увир) спајају са полупроводничким телом преко метализованих површина и да је метални слој гејта оксидним слојем изолован од полупроводне основе кроз коју пролази струја између сорса и дрејна и који се назива канал.

FET је ознака која упућује на принцип управљања транзистором. Струја I_D кроз канал, односно отпорност између сорса *S*, и дрејна *D*, регулише се електричним пољем напона U_{GS} између управљачке електроде гејта и сорса. Електрично поље гејта E_G , преко изолационог оксидног слоја, утиче на концентрацију слободних носилаца електрицитета у средњем слоју. То има утицаја на проводност средњег слоја, а самим тим и на струју I_D , коју производи напон између сорса и дрејна.

На слици 4.20 је приказан *npn*, такозвани *n*-канални *MOSFET*. Као и у случају *BJT* постоји и *pnp*, *p*-канални *MOSFET*. Код *p*-каналног *MOSFET*-а само је стрелица у симболу у смеру према сорсу, а обрнути су и поларитети преднапона U_{GS} и U_{DS} .

MOSFET се дуго користио само за мале снаге у аналојној и дигиталној обради сигнала, где се и даље успешно примењује. Осамдесетих година, захваљујући технолошком развоју, повећавају се снаге *MOSFET*-а и почиње његова примена и у енергетици. Као и снажни *BTJ*, *MOSFET* се у енергетској електроници користи у функцији електронског прекидача. На слици 15в приказано је једно једноставно електрично коло са *MOSFET*-ом у функцији прекидача. Слично релејном прекидачу, *MOSFET* може да искључи или укључи струју I_D између извора E_D и оптерећења R_p .

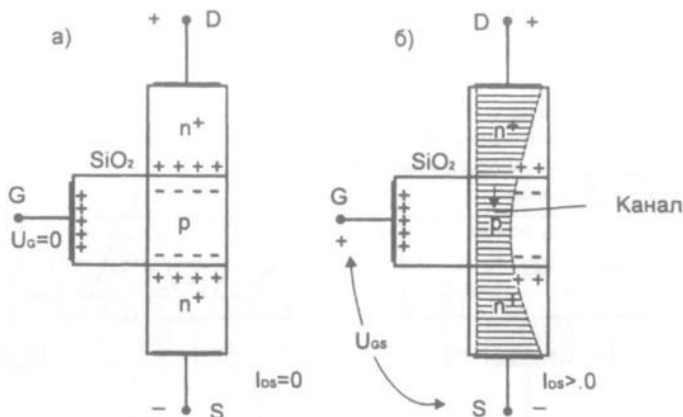
MOSFET се укључује прикључивањем позитивног напона на гејт у односу на сорс U_{GS} . Струја I_D коју пропушта *MOSFET* једнака је струји кроз оптерећење R_p . Струја I_G је транзијентне природе, постоји само у прелазном стању у току укључивања и искључивања транзистора. Између гејта и сорса постоји одређена капацитивност, па је струја I_G еквивалентна струји која постоји у процесу пуњења и пражњења кондензатора. У устаљеном стању, када је *MOSFET* закочен, као и када је откочен, струја гејта I_G практично је једнака нули.

Када се побудни напон E_G искључи, односно када се укине управљачки преднапон U_{GS} , транзистор се блокира, прелази у стање искључења, прекидајући на тај начин струју $I_D = I_p$.

Код *MOSFET*-а, приказаног на слици 4.21б електрично поље гејта делује тако што обогаћује средњи слој споредним носиоцима. То је класа *MOSFET*-а која ради у такозваном *enhancement-mode* (*enhancement* – побољшање, повећање, обогаћивање; *mode* – начин, облик, принцип). За ову класу транзистора приказане су структура и расподела наелектрисања у случају непроводног, закоченог стања (слика 4.16а) и у случају проводног, откоченог стања (слика 4.21б).

Ако на гејт није прикључен напон, односно ако не постоји електрично поље гејта E_G које утиче на носиоце у међуслоју, транзистор не проводи. У том је случају стање између сорса и дрејна еквивалентно редној вези две ди-

оде спојене у опозицију, тако да није могућа струја дрејна без обзира на поларитет напона напајања U_{DS} . Како је то приказано на слици 4.21а, $I_D = 0$ за $U_{GS} = 0$.



Слика 4.21. – Расподела наелектрисања код MOSFET-а када је: а) искључен и б) укључен

Кад се на гејт прикључи напон, електрично поље E_G делује на електричне носиоце у делу полупроводника гејта поред изолационог слоја. Последица деловања поља је повећање концентрације споредних носилаца и потискивање главних носилаца, због чега се мења тип овог дела слоја гејта. На тај начин се између сорса и дрејна формира проводни канал истог типа као и суседни му слојеви. Проводност овог канала, а на тај начин и струја између сорса и дрејна, може се мењати променом електричног поља, односно променом напона U_{GS} . Код *npn* MOSFET-а, како је приказано на слици 4.21б, деловањем електричног поља од дела слоја *p*-типа формира се део слоја *n*-типа који представља канал између слојева дрејна и сорса. Уколико је већи интензитет поља утолико је шири формиран *n*-слој, односно *n*-канал између *n*-слојева сорса и дрејна. У одсуству поља, односно напона U_{GS} канал је затворен.

Постоји и класа MOSFET-а који раде у такозваном *depletion mode* (енгл. *depletion* – испразнити, исцрпсти, истрошити) код којих канал постоји пре прикључења напона гејта. Ови транзистори су откочени, проводе струју I_D ако напон на гејту није прикључен. Прикључивањем U_{GS} , односно појавом поља гејта празне се електрични носиоци који формирају канал. На тај начин може се повећавати отпорност канала и струја I_D смањивати до искључења. Транзистор је закочен само дотле док је на гејту прикључен довољно велики напон, чије електрично поље може потпуно да испразни канал од слободних носилаца.

Структура MOSFET-а

MOSFET може бити са *n* или са *p*-типом канала. У погледу структуре, MOSFET може имати планарну (раванска) или вертикалну конструкцију. На слици 4.22а приказана је планарна, а на слици 4.22б вертикална структура MOSFET-а.

Код планарне структуре метализоване површине које формирају проводне контакте за електродне прикључке сорса *S*, гејта *G* и дрејна *D* су са исте стране плочице. Формирање MOSFET-а почиње од основе *p*-типа. То је

област тела (*body region*). На ту се основу затим дифузијом формирају високодопирани n -области (обележене са n^+) за сорс S и дрејн D . На тај начин се добија *nnp*. После тога следи оксидација области предвиђене за прикључак гејта G . Следећа фаза је метализација електродних површина за S , G и D -прикључке. Завршна фаза је капсулирање у одговарајуће кућиште.



Слика 4.22. – Приказ а) планарне и б) вертикалне структуре MOSFET-а у укљученом стању

Код планарне структуре релативно је мали волумен у који се, у току прикључивања напона на гејту, формира узак канал, како је приказано на слици 4.22а. Због тога не може да се оствари мала отпорност, односно велика струја планарног MOSFET-а, и ови транзистори се примењују код уређаја мањих снага.

Већи волумени и већа проводност канала, а, тим и већа струја и снага постижу се вертикално структурираним MOSFET-ом, оствареним вертикалном дифузијом VDMOS-а. На слици 4.22б показана је једна пуна ћелија вертикално оријентисаног n -каналног MOSFET-а. Више паралелних ћелија треба да омогући рад са великим струјама и да обезбеди кратак струјни пут са малом отпорношћу и малим падом напона док је транзистор укључен.

Производња вертикално структурираног MOSFET-а започиње са јако допираним подлогом n^+ -типа. То је подручје дрејна са великом површином попречног пресека, што омогућује провођење већих струја. Епитаксијалним растом област дрејна се шири са лако допираним n^- -слојем. То је област помераја (*drift region*) у којој је главна струја помераја. Ако је MOSFET у непроводном стању, блокирајући pn -спој може знатно да прошири слој просторног наелектрисања у области померања n^- . То омогућује да се блокира висок позитиван напон на дрејну.

Изолациони слој силицијум-диоксида (SiO_2) покрива површине суседних области тела; преко њега је метализација за электроду гејта. У циљу побољшања перформанси ћелије изолациони слој и n^+ -област се преклапају. На цртежу су, због једноставности, контакти за сорс и гејт сваке ћелије телесне области приказани појединачно. У стварности, контакти су паралелно повезани вишеслојном метализацијом.

Како се види са слике 4.22б, код VDMOSFET-а у укљученом стању, дрејн и гејт су позитивно поларисани у односу на сорс и створен је нискоомски n -канал између p -области и оксидног изолационог слоја гејта. Ћелијском структуром је створено више канала за струју дрејна I_D , која сада има на хиљаде паралелних кратких путања већих попречних пресека. Могуће је остварити преко

хиљаду ћелија по квадратном милиметру, што даје могућност да се кроз *MOSFET* са вертикалном структуром пропуштају струје од преко сто ампера.

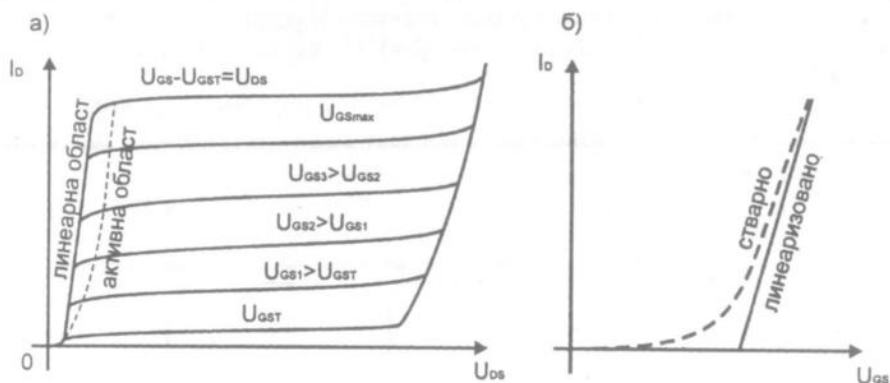
Пажљивијом анализом вертикалне структуре *MOSFET*-а може се уочити да по једном делу између сорса и дрејна постоји структура *pn*, што представља „паразитну“ диоду. Због постојања те диоде између дрејна и сорса вертикални *MOSFET* пропушта струју ако напон између дрејна и сорса промени смер. Другим речима, овај транзистор може да ради као електронски прекидач и да блокира струју дрејна I_D само у једном смеру, једног поларитета напона U_{DS} . Ако напон између дрејна и сорса U_{DS} промени смер, проводиће интерна диода и кратко спојити транзистор. То, међутим, није недостатак који елиминише примену вертикалног *MOSFET*-а у прекидачким колима. У већини случајева прекида се једносмерни напон. У многим случајевима примене често је потребно да се уз снажне транзисторе за прекидања великих струја прикључује диода у непропусном смеру, споља између сорса и дрејна. То у случају *VDMOSFET*-а није потребно, јер у његовој структури већ интерно постоји диода.

Смјрујно-напонске карактеристике *MOSFET*-а

Зависност струје и напона између дрејна и сорса $I_D = I_D(U_{DS})$ графички се представља скупом кривих, које се називају излазне карактеристике *MOSFET*-а. Зависност струје дрејна од напона између гејта и сорса $I_D = I_D(U_{GS})$ назива се преносна карактеристика *MOSFET*-а.

На слици 4.23а приказане су излазне карактеристике *MOSFET*-а, које представљају зависност струје I_D од напона између дрејна и сорса U_{DS} у функцији улазног напона U_{GS} као параметра. На слици 4.23б приказана је преносна карактеристика која представља зависност излазне струје I_D од улазног напона U_{GS} . Шема електричног кола помоћу ког би се могле снимати ове карактеристике има облик као на слици 4.20в.

Ако на гејт није прикључен напон U_G , што је случај када је (слика 4.20.в) прекидач *P* отворен, *MOSFET* је у закованом стању, што одговара искљученом, односно отвореном прекидачу. Отпорност R_{DS} између дрејна и сорса је бесконачно велика, струја дрејна I_D једнака нули и напон између дрејна и сорса једнак напону напајања $U_{DS} = U_D$.



Слика 4.23. – Смјрујно-напонске карактеристике *n*-каналног *MOSFET*-а: а) излазне карактеристике; б) преносна карактеристика

Да би *MOSFET* почео да проводи, потребно је да U_{GS} буде већи од нуле и да пређе одређени напонски праг $U_{GS(TH)}$. То ће се десити када се прекидач *P* (слика 4.20в) затвори. У том случају отпорност R_{DS} се смањује, смањује се и напон између дрејна и сорса и транзистор проводи. У проводном стању транзистор може радити у линеарном режиму и у засићењу.

Постоје три карактеристичне области рада транзистора:

- непроводна област, у којој транзистор се понаша као отворен прекидач,
- активна област, у којој транзистор ради као појачавач и
- омска област, у којој транзистор ради као затворен прекидач.

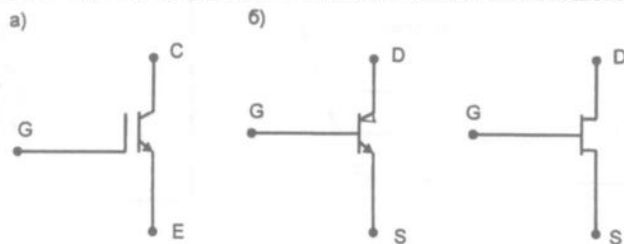
Непроводна област је представљена подебљаном линијом на апсциси U_{DS} . Напон између гејта и сорса U_{GS} није прикључен, а кроз транзистор, деловањем напона између сорса и дрејна, протиче само веома мала струја цурења, која се у пракси занемарује. У овом стању транзистор се користи као отворен електронски прекидач. Транзистор се може превести у проводно стање ако се између гејта и сорса прикључи довољно велики напон, обично већи од 2 V. Вредност напона U_{GS} при којој долази до промене стања провођења *MOSFET*-а. назива се праг (енгл. *threshold*) и обележава са $U_{GS(TH)}$. Транзистор не проводи испод вредности прага напона између гејта и сорса, што се за било коју вредност напона између дрејна и сорса U_{DS} може исказати као $U_{GS} < U_{GS(TH)}$, све дотле док напон не достигне толико велику вредност да дође до лавинског ефекта и пробоја (*breakover*).

MOSFET може да ради брже од осталих снажних електронских прекидача. Зато се користи у енергетским претварачима где је потребна велика брзина прекидања. Данашњи *MOSFET*, могу да прекидају јаке струје брзином до око 100 kHz, са снагом од неколико вата до неколико киловата. Радни напони иду до 400 V и струје до 140 A.

4.2.3. Снажни транзистори са изолованим гејтом *IGBT* и статичком индукцијом *SIT*

IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) – биполарни транзистор са изолованим гејтом, у основи је хибридни *MOSFET*. Комбиноване су добре карактеристике *BJT*, *MOSFET*-а и тиристора. Овакав транзистор је још познат и као *MOSIGT*, или само *IGT* (*Insulated Gate Transistor*), односно као *GMFET* (*Gain Modulated FET*) и *IGR* (*Insulated Gate Rectifier*). На слици 4.24а приказан је симбол *IGBT*.

Карактеристике *IGBT*, од проналаска 1982. године, стално се побољшавају тако да сада овај тип транзистора, у погледу снаге, превазилази *BJT* и *MOS-*



Слика 4.24. – Символ а) снажног транзистора са изолованим гејтом *IGBT* и б) статички индукованог транзистора *SIT*

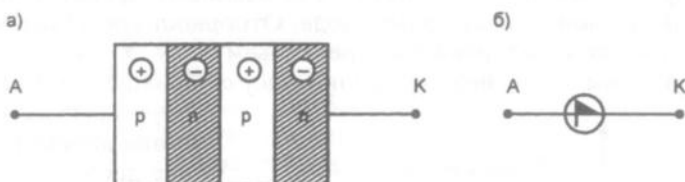
FET. Може се примењивати у подручју средњих снага, од неколико киловата до неколико стотина киловата. Средње брзине рада су око 50 kHz. Данас су на располагању модули са IGBT (600 V, 400 A) или (1200 V, 300 A), као и најновији (1200 V, 500 A).

Статички индукован транзистор *SIT* (*Static Induction Transistor*) пронађен је у Јапану 1987. године. У функционалном погледу има карактеристике сличне електронској цеви триоди. По структури је суштински сличан *FET*-у и зато су прикључци означени као и код *FET*-а, са: *S*–сорс, *D*–дрејн и *G*–гејт. *SIT* се може поредити и са диодом зато што напон између дрејна и сорса *U* изазива струју *I* и кад напон на гејту није прикључен. Да би се прекинула струја *I* потребно је између сорса и гејта довести негативан напон од десетак волти. Са гледишта напона прекидања *SIT* је несиметричан јер је напон прекидања померен на негативном поларитету.

Као и *MOSFET*, и *IGBT* и *SIT* су снажни, потпуно управљиви полупроводнички елементи који се управљају малом снагом. По снази коју контролишу не превазилазе остале снажне транзисторе. Са *SIT*-ом може да се оствари нешто бољи коефицијент искоришћења јер може да ради на већим учестаностима. Основна предност *SIT*-а у односу на остале снажне транзисторе и тиристоре је брзина рада. Брзина прекидања је до неколико стотина килохерца.

4.3. ЧЕТВОРОСЛОЈНА ДИОДА

Најснажнији електронски елементи у својој структури садрже четири полупроводна слоја. Као основ за објашњење свих четворослојних елемената може да се узме четворослојна диода, која се још назива динистор, *pnpn* диода или *pinpin* диода. На слици 4.25 приказани су структура и шематски симбол *pnpn* диоде.



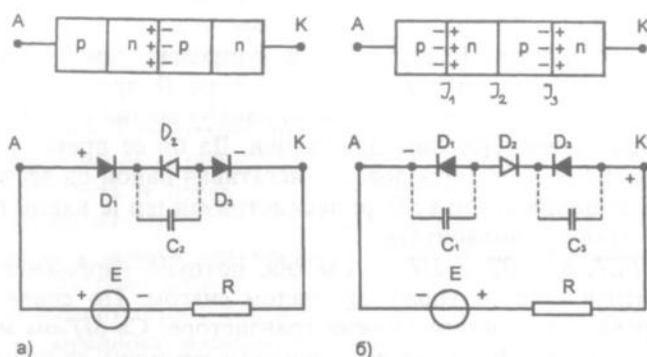
Слика 4.25. – Четворослојна *pnpn* диода: а) структура, б) шематска ознака

Код *pnpn* диоде постоје три споја (*junction*): *pn* спој J_1 ближи аноди, *pn* спој J_2 у средини и *pn* спој J_3 ближе катоди. На сваком од наведених спојева долази до прерасподеле већинских носилаца са једне и друге стране споја и они се могу представити еквивалентним диодама D_1 , D_2 и D_3 . Тако се *pnpn* диода може представити са три редно везане диоде, од којих је средишња у опозицији крајњим.

На слици 4.26 приказане су еквивалентне шеме *pnpn* диоде у искљученом стању при директној и инверзној поларизацији.

Када се анода *pnpn* диоде прикључи на позитиван а катода на негативан потенцијал, као што је приказано на слици 4.26а, спојеви J_1 и J_3 диода D_1 и D_3 су поларисани у директном смеру, док је централни спој J_2 диоде D_2 инверзно

поларисан. Споља прикључени напон се скоро сасвим преноси на инверзно поларисани спој J_2 , односно на средишњу диоду D_2 . Струја кроз $pnpn$ диоду је мала све дотле док споља прикључени напон не пређе одређену критичну вредност U_{bo} , када струја кроз диоду нагло порасте а напон на диоди опадне.



Слика 4.26. – Еквивалентне шеме $pnpn$ диоде у искљученом стању: а) директно и б) инверзно поларисана диода

Напон U_{bo} назива се напон премашења (*break over*), укључења или напон паљења $pnpn$ диоде. Вредност тог напона је значајан податак сваког четворослојног елемента и обавезно се даје у каталозима произвођача. Када прикључени напон пређе вредност U_{bo} , $pnpn$ диода из непроводног прелази у проводно стање. У проводном стању $pnpn$ диода се понаша као класична pn диода: напон на диоди је мали, испод једног волта, и отпорност диоде је мала, односно стрмина струјно-напонске карактеристике је велика. Зависност струје и напона код директне поларизације приказана је у првом квадранту дијаграма на слици 4.27.

Повећањем напона изнад U_{bo} долази до пробоја на средишњем споју J_2 , кроз диоду D_2 . У овом стању доминантан је лавински ефекат због утицаја наелектрисања на спојевима суседних диода. Отпорност средишње диоде нагло опада, што следи и пад напона на средишњем споју. У стању провођења директно поларисане $pnpn$ диоде средишњи спој се понаша као кратак спој,

а $pnpn$ диода као две редно везане директно поларисане диоде.

Код $pnpn$ диоде и уопште код свих четворослојних полупроводничких елемената интересантна је област преласка из непроводног у проводно стање при директној поларизацији. Са слике 4.27 се види да при смањењу напона директне поларизације $pnpn$ диоде од вредности напона паљења U_{bo} до напона U_H



Слика 4.27. – Струјно-напонска карактеристика $pnpn$ диоде

расте струја диоде, што одговара ефекту негативне отпорности диоде. Напон U_h и одговарајућа струја I_h називају се напон и струја држања (*hold*) или заклањања, забрављивања. То су минималне вредности напона и струје при којима се четворослојни елементи задржавају у стању провођења. У улози прекидача, што је најчешћа функција *pnpn* диоде и осталих четворослојних елемената о којима ће тек да се говори, U_h и I_h су минималне вредности са којима се електронски прекидач задржава у затвореном стању, односно у стању провођења.

Зависно од типа *pnpn* диоде, струја држања I_h варира од неколико милиампера до неколико стотина милиампера. Напон држања U_h може бити у опсегу од 0,5 до 20 V. Отпорност у стању провођења ретко прелази 10 ома и смањује се са повећањем струје. Код вредности струја реда ампера отпорност може да се смањи до десетак делова ома.

Кад је на *pnpn* диоду прикључен инверзан напон, као што је приказано на слици 4.26б, спољашњи слојеви и еквивалентне диоде су инверзно поларисани, док је средишња диода директно поларисана. Све док је инверзни напон мањи од вредности инверзног пробоја U_{bd} (*break down* – доњи пробој), кроз диоду тече занемарљива струја цурења. Када инверзни напон диода достигне вредност U_{bd} , јавља се ефекат инверзне електронске лавине, односно пробој и велика струја диоде. Подручје инверзног пробоја код ових диода практично се не користи јер *pnpn* диода у случају инверзне поларизације има функцију отвореног електронског прекидача.

Са гледишта примене, за сваку диоду је неопходно да се тачно зна колика је зависност струје која кроз њу протиче од напона на који је прикључена. Та зависност се најчешће даје у графичком облику, а у каталозима произвођача је представљена као струјно-напонска карактеристика. Типичан облик ове карактеристике за *pnpn* диоду приказан је на слици 4.27. При цртању није поштована размера да би се истакле назначене карактеристике прелазне области.

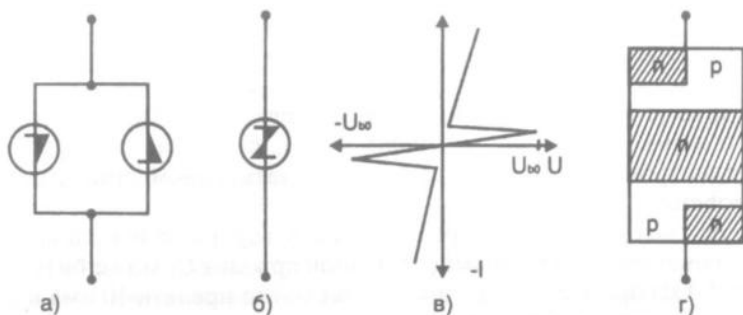
Пробојни напон у стању инверзне поларизације U_{bd} већи је од пробојног напона у стању директне поларизације зато што се при директној поларизацији инверзно поларише само једна, а при инверзној се поларишу две еквивалентне диоде (слика 4.26).

Практичне вредности напона пребацивања из непроводног у проводно стање U_{bo} крећу се од десетак до неколико стотина волти, док је струја цурења најчешће реда неколико стотина микроампера. У непроводном стању у близини директног пробоја отпорност диоде је од неколико мегаома до неколико стотина мегаома.

4.4. ДИЈАК

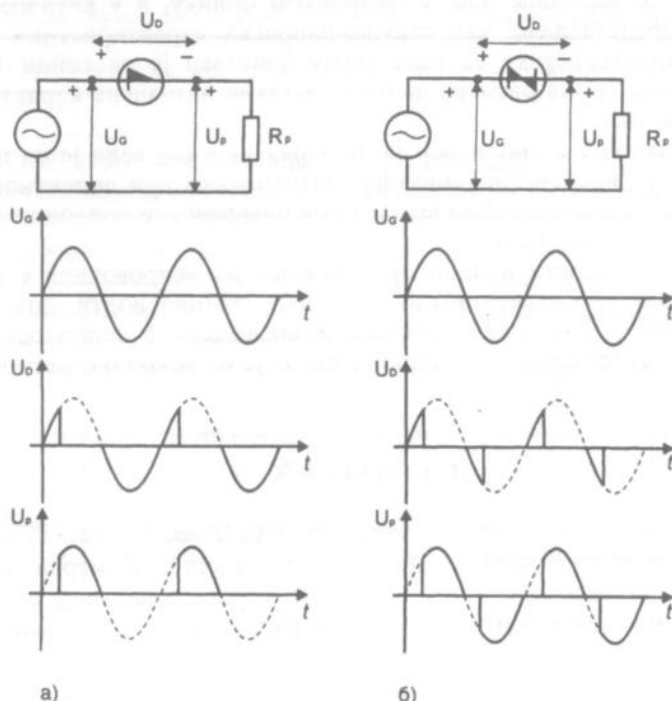
Назив дијак долази од енглеске скраћенице *DIAC* (*Diode Alternatin Current switch*) за диодни наизменични струјни прекидач, а назива се још и двосмерни диодни прекидач – *BDS* (*Bilateral Diode Switch*). Како је илустровано на слици 4.28, дијак је настао паралелним везивањем (а) и спајањем (б) две *pnpn* диоде у опозицију.

Како су диоде везане супротно, читав спој је увек у стању директне поларизације, без обзира на поларитет прикљученог напона. Инверзно поларисана диода остаје у непроводном стању јер је пробојни напон директне по-



Слика 4.28. – Дијак представљен а) шемом, б) ознаком, в) струјно-напонском карактеристиком, г) структуром

ларизације мањи од пробојног напона инверзне поларизације. Зато директно поларисана диода прелази у проводно стање пре него што наступи пробојни напон инверзне поларизације друге диоде. Када се промени поларитет прикљученог напона, мењају се и улоге диода у дијаку. Диода која је била директно поларисана добија инверзну поларизацију и прелази у пасивно непроводно стање, а њену пређашњу улогу преузима диода која је директно поларисана. Дијак зато као целина има симетричну струјно-напонску карактеристику која је добијена пресликавањем $I - U$ графика $pnpn$ диоде из I и III квадранта.



Слика 4.29. – Прикључивање наизменичног напона: а) преко $pnpn$ диоде; б) преко дијака

Док прикључени напон не пређе вредност U_{bo} независно од предзнака, дијак делује као отворени електронски прекидач. Када прикључени напон пређе вредност U_{bo} , дијак постаје затворени прекидач и такав остаје све док спољашње коло кроз њега даје струју већу од вредности струје држања I_h .

На слици 4.29 илустровани су таласни облици при прикључивању наизменичног напона на оптерећење преко *pnpn* диоде (а) и дијака (б).

Док је амплитуда прикљученог напона U_m мања од напона блокирања U_{bo} , диода и дијак су у непроводном стању, на отпорнику R нема пада напона и читав прикључени напон се преноси на крајеве дијака. Кад напон на дијаку пређе вредност пробојног напона директне поларизације, дијак почиње да проводи. Струја генератора пролази кроз дијак и оптерећење R , а напон на дијаку опада. У режиму провођења напон генератора се преноси на оптерећење као пад напона $U = RI$, док се пад напона на дијаку може занемарити.

Таласни облици напона при оптерећењу приказани на слици 4.29 код *pnpn* диоде су несиметрични, док су код дијака симетрични.

Дијак, као и четворослојна диода, има одређену примену у електричним колима за обраду сигнала и регулацију снаге оптерећења, односно за контролу преношења енергије између предајника и пријемника.

4.5. ТИРИСТОРИ

Тиристор је полупроводнички елеменат који се у електроенергетици користи у функцији снажног електронског прекидача. Назив тиристор садржи грчку реч *thy* – прекидач, док остатак речи означава припадност фамилији транзистора. Тиристор се још среће под називом *SCR* (*Silicon Controlled Rectifier* – силиконски управљиви прекидач). Дејство тиристора је слично електромагнетним релејима, тиритронским цевима и живиним лучним исправљачима. Користе се за управљање трансформацијом електричне енергије, односно за контролу електричне снаге у широком распону од десетак вати до стотину киловати. Могуће је само једним тиристором, који може да се стави на длан шаке, управљати снагом од стотину киловата. Тиристор се капсулира у знатно веће склопове. Тиристор би могао да буде мали и после капсулирања, али су због елемената за управљање и заштиту, а посебно због хладњака, димензије тиристорских склопова знатно веће. Његове димензије су пре свега сразмерне контролисаној снази. За највеће снаге, реда стотину киловата, тиристорски склоп може да има димензије $50\text{ cm} \times 40\text{ cm} \times 30\text{ cm}$.

Уопштено посматрано, добре особине тиристора су: мала тежина, добра поузданост, релативно велика брзина рада – до 10 kHz , укључује се малом снагом и једноставним колима, нема покретних делова, ради са великим снагама. Недостаци су: искључивање тиристора није једноставно, термичка временска константа је кратка, постоји значајна дисипација снаге која условљава брижљиво пројектоване хладњаке, густина струје је ограничена на око 150 A/cm^2 , а пад напона на тиристор у проводном стању је $1,5\text{ V}$. При конструкцији тиристора максималан напон и максимална струја су противуречни захтеви: ако се форсира максимална струја, не може се реализовати максималан напон и обратно, форсирање максималног напона има за последицу смањење

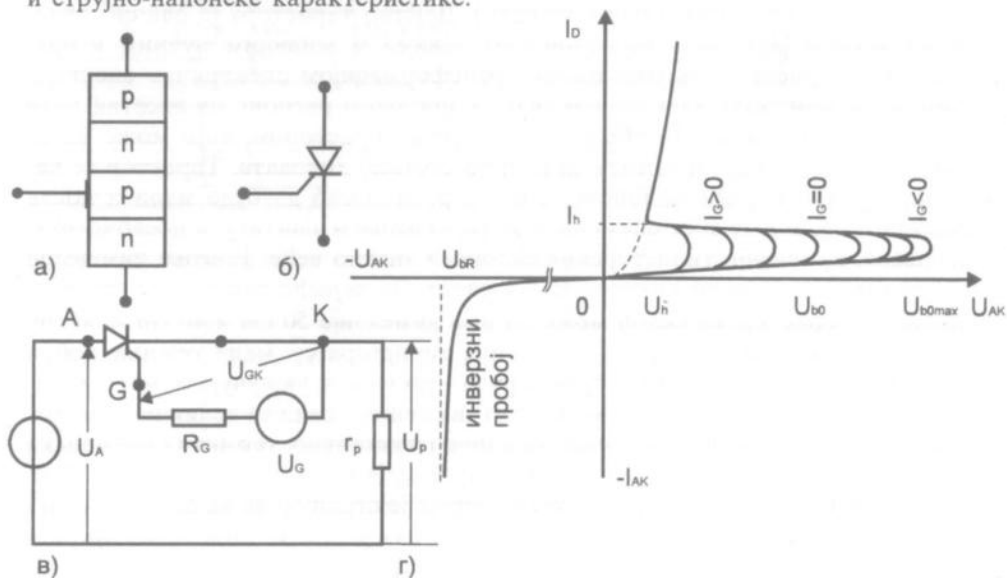
максимално могуће струје. Тако, на пример, произвођач нуди тиристор који блокира напон од 3 600 V и пропушта струју од 1 000 A, али за струју од 1 250 A гарантује инверзни напон од 2 600 V. Пројектовање тиристора, као уосталом и све у техници, захтева прихватање компромиса.

4.5.1. Структура и основне електричне карактеристике тиристора

Тиристор је четворослојни полупроводнички елеменат који има три спољашња прикључка: аноду, катоду и гејт. То је у основи четворослојна диода са изводом на трећем слоју, који се означава са G (енг. *gate* – капија) и има функцију управљачке електроде. Напоном између гејта и катоде U_{GK} , односно струјом гејта I_G могуће је утицати на вредност пробојног напона директне поларизације U_{bo} између аноде и катоде U_{AK} , при којем тиристор прелази у проводно стање. На слици 4.30 приказани су структура, шематски симбол, електрично коло и струјно-напонска карактеристика тиристора.

У принципу су могућа два извода за управљачку электроду, и то један од слоја ближе аноди и други од слоја ближе катоде. У пракси се најчешће користи тиристор са једним управљачким прикључком, и то извод са слоја ближе катоде (слика 4.30а).

За објашњење функционисања тиристора у литератури се могу наћи два модела: диодни и транзисторски. Код диодног модела се, слично четворослојној *pnp* диоди, тиристор представља са три диоде. У случају транзисторског модела тиристор се представља са два транзистора, једним *pnp* и другим *npn*. Овде се неће разматрати ниједан од ова два модела нити ће се улазити у физички процес настајања анодне струје и зависности од струје гејта. Функционисање тиристора ће бити размотрено само помоћу елементарних шема и струјно-напонске карактеристике.



Слика 4.30. – Тиристор: а) структура; б) шематска ознака; в) једностављена шема прикључивања тиристора; г) струјно-напонска карактеристика

Електрична кола у која је укључен тиристор могу да буду релативно сложена, као и електричне шеме којима се представљају. Она се, међутим, могу уопштено свести на две контуре и поједностављено представити као на слици 4.30в. Тиристор повезује два кола, једно везано између гејта и катоде и друго између аноде и катоде. Између аноде и катоде су везани енергетски извор – напајање, и пријемник – оптерећење. За гејт је везано управљачко коло (назива се и побудно коло). Управљачко коло гејта помоћу тиристора регулише преношење енергије између извора и пријемника у анодном колу.

Тиристор у устаљеном режиму може имати три стабилна стања, и то:

- стање инверзне поларизације,
- стање директне поларизације и блокирања,
- стање директне поларизације и провођења.

На дијаграму струјно-напонске карактеристике, (слика 4.30г) стање инверзне поларизације је у трећем квадранту, а директне поларизације у првом. Стање блокирања код директне поларизације одговара хоризонталном делу и малим струјама цурења, а стање провођења вертикалном делу карактеристике и великим струјама.

Када управљачки напон није прикључен на гејт и када не постоји струја гејта I_G , тиристор се у односу на прикључени напон између аноде и катоде U_{AK} понаша као четворослојна $pnpn$ диода. Струјно-напонска $I-U$ карактеристика диоде и тиристора се поклапају у делу инверзне поларизације у III квадранту, а за $I_G = 0$ и у I квадранту.

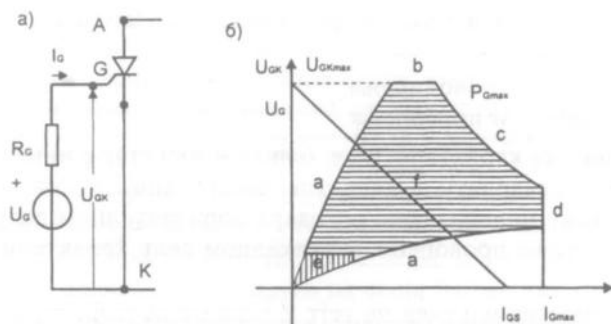
Струја I_G између управљачке решетке и катоде утиче на прерасподелу носилаца електрицитета унутар тиристора. То се одражава на вредност пробојног напона U_{bo} између аноде и катоде при којој долази до провођења, „пробоја“, тиристора. При повећању струје I_G смањује се напон укључивања U_{bo} . За довољно велику струју гејта тиристор се понаша као двослојна pn диода. Вредност пробојног напона тиристора може се повећати изнад вредности која је еквивалентна $pnpn$ диоди, када је $I_G = 0$, ако је напон између гејта и катоде U_{GK} негативан и произведе струју гејта супротног смера.

Са директном поларизацијом, аноде на позитивном и катоде на негативном потенцијалу, без струје гејта, тиристор је директно блокиран. За прелазак тиристора у проводно стање потребно је повећавати струју гејта. Кад струја гејта пређе одређену критичну вредност, тиристор се „пали“, односно прелази у проводно стање. У режиму провођења тиристор је у засићењу са напоном између аноде и катоде 1 до 2 волта. После довођења тиристора у проводно стање, односно после „паљења“, струја гејта I_G се може искључити јер више нема утицаја. Тиристор ће наставити да проводи све дотле док главна струја аноде I_{AK} буде изнад одређеног нивоа означеног као струја држања I_h .

Тиристор је четворослојни полупроводнички елеменат, који, као и четворослојна диода (слика 4.26), на pn спојевима има паразитне капацитивности. Паразитне капацитивности повећавају време укључења и на тај начин смањују брзину рада тиристора. Брзина рада тиристора у енергетским колима је додатно ограничена и природом оптерећења, које је у енергетици по правилу индуктивно. Индуктивно оптерећење ограничава брзину пораста анодне струје тиристора.

4.5.2. Време укључивања тиристора

Тиристор се укључује напонам и струјом у електричном колу гејта. За укључивање тиристора потребни су одређена енергија и време. Струју и напон гејта обезбеђује побудни генератор U_G , везан редно са отпорником R_G између гејта и катодe. На слици 4.31а приказано је најједноставније коло гејта и струјно-напонске карактеристике гејта.



Слика 4.31. – а) Електрично коло и б) струјно-напонска карактеристика гејта

дност струје гејта. Крива е ограничава вредности струје гејта испод којих се не може гарантовати сигурно паљење тиристора, посебно на ниским температурама, када се смањује покретљивост наелектрисања. Унутар обвојнице кривих а, б, ц, д и е било која комбинација U_{GK} и I_G превешће тиристор у проводно стање.

Стварна струја I_G не зависи само од U_{GK} и импедансе између гејта и катодe, која није константна и мења се за време укључења, већ такође зависи од вредности отпорности R_G , која представља унутрашњу отпорност побудног генератора или споља додату отпорност. У складу с тим стварна струја зависи од праве оптерећења, односно улазне радне праве f , чији је аналитички израз дат једначином: $U_{GK} = -R_G I_G + U_G$. Права се црта спајањем тачака максималног напона $U_{GK} = U_G$, за отворено коло гејта $I_G = 0$ на ординати и струје кратког споја $U_{GK} = 0$, $I_G = U_G/R_G$ на апсиси.

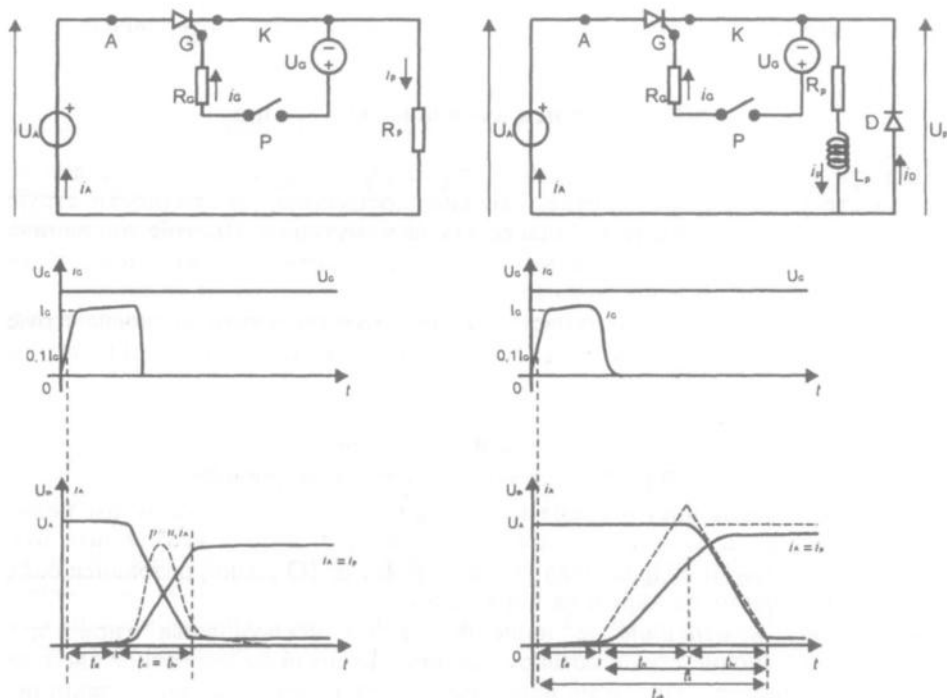
Када се разматра укључивање тиристора поред досада изложених енергетских услова, са гледишта брзине рада тиристора веома је битно време укључивања тиристора.

Време укључивања се рачуна као интервал између прикључивања струје гејта I_G и тренутка када тиристор постигне 90% крајње вредности струје I_{AK} . То време се састоји од два периода: времена кашњења t_d (енгл. *time delay*) и времена пораста t_r (енгл. *rise-time*).

На слици 4.32 приказана су кола и дијаграми који илуструју укључивање тиристора у случају активног и индуктивног оптерећења.

У случају тиристора са активним оптерећењем, као што је приказано на слици 4.32а, у колу нису приказане и видљиве реактансе, односно паразитне капацитивности, које коло чине инертним. Тиристор, као четворослојни полупроводнички елемент, има капацитивности између појединих слојева и зато је потребно одређено време за прелазак из једног у други радни режим.

Анодна струја, као и струја гејта, не могу да се промене тренутно већ је потребно одређено време. У фази укључења тиристора анодна струја се успоставља одређено време после успостављања струје гејта, касни за струјом гејта за време које се назива време кашњења итд. Кад се покрене процес успостављања анодне струје, он ће да се настави и ако се струја гејта искључи.



Слика 4.32. – Успостављање струје у периоду укључивања тиристора у случају а) активног и б) индуктивног оптерећења

Како транзистор иде у проводно стање, његова отпорност и напон између аноде и катоде тиристора опадају док анодна струја расте. У том случају време пораста анодне струје t_{ri} једнако је времену опадања (fall time) напона t_{fu} . Процес се може посматрати помоћу осцилоскопа и приказан је на временским дијаграмима напона и струја на слици 4.23а. Исцртаном линијом је приказана промена снаге термичких губитака тиристора, која је једнака производу анодне струје и напона. У стационарним стањима, кад је тиристор затворен, као и кад је отворен, снага је минимална; у идеалном случају једнака је нули. У прелазном режиму снага губитака се мења са временом и има свој максимум. Дисипација електричне енергије је сразмерна површини коју са временском осом затвара крива снаге и сразмерна је времену пораста анодне струје. За смањење дисипације потребно је убрзавати процес укључивања тиристора.

У случају индуктивног оптерећења приказаног на слици 4.23б, време укључивања тиристора се додатно повећава због индуктивности оптерећења L . За разлику од чисто активног оптерећења, код индуктивног оптерећења се интервали пораста анодне струје и опадања анодног напона више не поклапају. Ти интервали су сукцесивни и њихов збир представља време пре-

корачења t_c (crossover time): $t_c = t_{ri} + t_{fv}$. Време укључења t_{on} је продужено и једнако збиру три интервала: $t_{on} = t_d + t_{ri} + t_{fv}$. Диода D има заштитину функцију, која долази до изражаја у току искључења тиристора. Ако би се тиристор нагло искључио у клему би се индуковала контраелектромоторна сила која се противи наглосмањењу струје. Њен поларитет је такав да се сабира са напоном напајања, оптерећује тиристор и продужава искључење. Диода у тој фази затвара струјно коло и кратко спаја индуктивно оптерећење.

4.5.3. Време искључивања тиристора

Од тренутка кад се укључи, тиристор остаје укључен све дотле док се анодна струја не смањи до нуле, односно, прецизније, до вредности струје држања I_h . Искључивање тиристора се назива комутација. Постоје три начина комутације, односно искључивања тиристора: *природна комутација, форсирана комутација и искључивање на гејту*.

Код *природне комутације* тиристор се искључује смањивањем анодне струје испод вредности струје држања I_h . То се дешава у колима једносмерне струје у три случаја:

- отварањем прекидача у грани анодне струје,
- довољним повећањем отпорности оптерећења и
- премошћавањем тиристора довољно малом отпорношћу.

Наведене методе нису погодне за практичну реализацију. Међутим, редна резонанса је начин да се струја природно смањи до нуле и зато се под природном комутацијом подразумева управо тај метод. (О редној резонанси биће више речи у једном од наредних поглавља.)

Форсирана комутација је најчешћи метод искључивања тиристора. Искључивање анодне струје остварује се прикључивањем инверзног анодног напона на тиристор. Инверзни напон постоји половину периоде у свакој периоди у случају напајања наизменичном струјом. Овај поступак се назива мрежна или линијска комутација наизменичном струјом и не захтева додатна електрична кола. У ком тренутку ће анодна струја да се смањи до нуле у току негативне полупериоде зависи од природе прикључене импедансе оптерећења.

Ако је напајање из једносмерног извора, форсирана комутација захтева помоћни енергетски извор који ће тиристорску струју да смањи до нуле. Најчешћи помоћни енергетски извор је кондензатор са додатним колима за његово пуњење, са одговарајућим поларитетом, који ће у одређеном тренутку изазвати комутацију тиристора.

Искључивање на гејту обавља се, слично укључивању на гејту, помоћу управљачког напона у колу гејта, само супротног поларитета од напона за укључивање. Овај метод је описан у поглављу о тиристорима са искључивањем на гејту.

Време искључивања тиристора је веома важан параметар који одређује максималну учестаност прекидања. Он није толико важан код примене тиристора за мрежну комутацију, 50 европске и 60 Hz америчке стандардизације мрежне учестаности. Међутим, изузетно је важан у применама са импулсном ширинском модулацијом, где се тиристор може укључивати и искључивати са учестаношћу 10 000 Hz.

Захтев за што бржим тиристором, што значи краће време укључивања и искључивања, компромисан је у односу на захтев за што већом снагом тиристора. За прекидање већих струја и/или напона потребно је и дуже време прекидања.

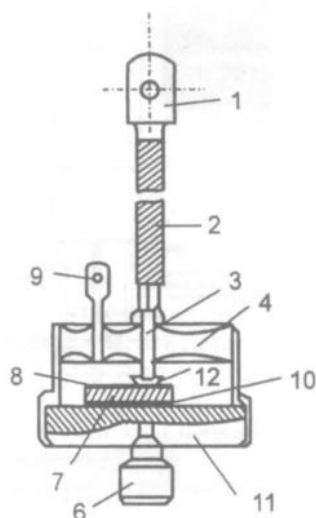
Типично време за искључивање релативно нижих струја тиристора, мањих од 50 А, јесте 10 до 100 μs за природну комутацију. Форсирана комутација време искључивања истих тиристора може да смањи на 7 до 20 μs . Време искључивања је ствар произвођачке технике. Тиристори се класирају за фазно управљане примене за мрежно напајање од 50 или 60 Hz и за инверторске примене где се захтева брзо искључивање. Типична вредност времена искључивања за фазно комутиране тиристоре од 1 500 А и 2 200 V је око 250 μs . С друге стране, исти каталог тиристоре од 1 250 А/2 000 V, са временом искључивања од 50 μs описује као брзи прекидачки тиристор погодан за инверторе и чопере. Време искључивања зависи од температуре, тако да време искључивања за један тиристор на температури споја од 125°C може да буде два пута веће од времена искључивања на 25°C.

4.5.4. Конструкција тиристора

Конструкција тиристора, уз најмање могуће димензије и масу, треба да обезбеди високу поузданост, добар одвод топлоте и погодне изводе за повезивање. Технологија израде и унутрашња структура тиристора, посебно када су у питању велике снаге, веома је сложена. За корисника су, међутим, важне само функционалне карактеристике и спољашња конструкција тиристора. Тиристори се споља разликују према капсулирању, односно кућиштима. Кућишта тиристора су по правилу стандардизована, иако се за специјалне намене могу направити у нестандартној, специфичној конструкцији.

Конструктивни приказ једног класичног тиристора средње снаге у стандардном кућишту намењеног широкој потрошњи приказан је на слици 4.33.

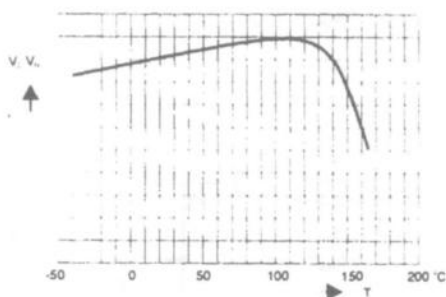
Тело тиристора, чији је пресек приказан на слици 4.33, састоји се од бакарне основе (11), на коју је наварена челична цев (5) са стакленим изолатором (4). Четворослојна силицијумска плочица (7), са налемљеним термокомпензационим дисковима од волфрама (8 и 10) наварена је на основу (11). На горњи диск (8) наварен је енергетски извод (12), који је преко унутрашњег бакарног савитљивог извода (3) повезан са спољашњим савитљивим енергетским изводом (2), који има папучицу за катоду. У горњем диску начињен је отвор, у који улази плочица од молибдена повезана савитљивим изводом са управљачком електродом (9). Други енергетски извод – анода, представља усађен завртањ (6).



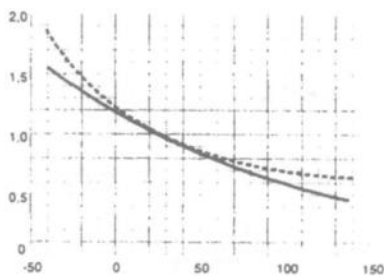
Слика 4.33а. – Конструкција класичног тиристора средње снаге: попречни пресек

4.5.5. Утицај температуре на рад и хлађење тиристора

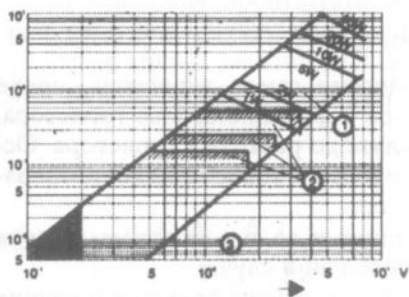
Тиристор се греје, иако му је у проводном режиму мала отпорност, због великих радних струја. Загревање је од знатног утицаја на карактеристике тиристора. У каталозима тиристора се дају зависности карактеристичних параметара тиристора од температуре. На слици 4.34 приказани су каталожни пример зависности карактеристичних параметара тиристора од температуре и начин хлађења снажних тиристора помоћу течности.



a)



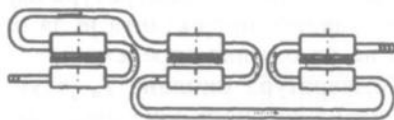
б)



в)



г)



д)

Слика 4.34. – Температурна зависности параметара тиристора и струјака и начин хлађења помоћу течности

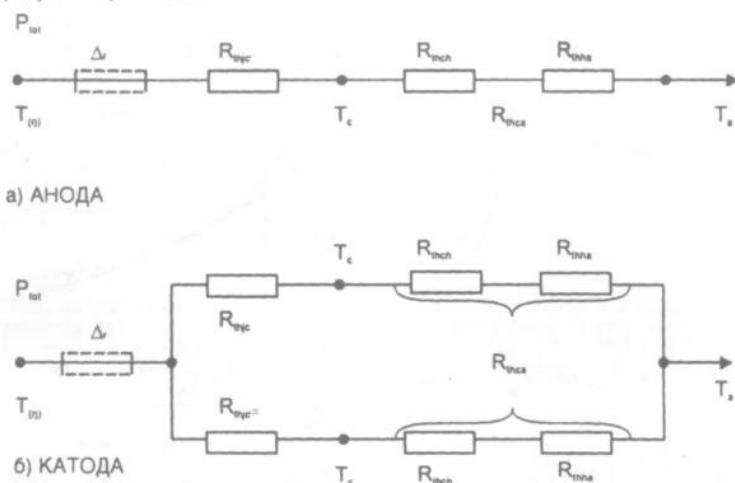
Док ради, тиристор се непрестано загрева и, да температура не би прекорачила одређену критичну вредност, потребно је да се и непрестано хлади. Облик и начин функционисања хладњака који одводе дисипирану енергију зависи од снаге тиристора. Код тиристора мањих снага хлађење се постиже природном циркулацијом ваздуха. За средње снаге се ставља вентилатор за принудно хлађење ваздухом. У случају највећих снага потребно је хлађење помоћу течности, како је приказано на слици 4.34д.

Термички процес код тиристора може се, по аналогiji са Омовим законом, представити еквивалентном шемом, као на слици 4.35.

Ознаке на слици 4.35 имају следеће значење: P_{tot} – укупна снага губитака која изазива грејење тиристора, δ_r – фиктивна термичка отпорност услед осцилација температуре унутар периода радних струја, R_{thje} – унутрашња термичка отпорност тиристора, R_{thch} – прелазна термичка отпорност кућишта – тело хладњака, R_{thha} – термичка отпорност хладњака, T_{thj} – температура

непроводног слоја тиристора, T_c – температура кућишта тиристора, T_a – температура околине хладњака.

Средња температура T_{thrj} инверзно поларисаног споја тиристора (*reverse junction*) на основу еквивалентне шеме, може се изразити као $T_{thrj} = T_a + P_{to} (R_{thje} + \delta_r) + T_{thca}$.



Слика 4.35. – Еквивалентне шеме за посматрање хлађења: а) једнострано; б) двострано

Ако температура непропусног слоја, односно самог тиристора, пређе одређену границу, настају промене параметара и функционисања тиристора. Услед прекомерне температуре најчешће долази до разарања тиристора. Основни задатак пројектанта је да обезбеди одвођење топлоте како температура не би прешла одређену критичну вредност.

Температура околине T_a је унапред позната и за њу се узима највећа очекивана вредност, која представља најнеповољнији случај.

Такође је позната укупна снага губитака P_{to} на основу функције и радних услова тиристора.

Уколико није експлицитно дата, термичка отпорност тиристора R_{thje} најчешће се одређује помоћу дијаграма температурних зависности струја и напона датог тиристора.

Термичка отпорност кућишта и хладњака R_{thca} (c – case – кућиште, a – ambient – околина) одређује се на основу обрасца $R_{thca} = (T_c - T_a)/P_{tot}$.

Прираштај отпорности δ_r је познат јер у импулсном режиму представља меру за проценат хлађења између импулса.

Помоћу формуле за унутрашњу температуру тела тиристора T_{thrj} процењује се да ли је термичка отпорност R_{thca} довољно мала и температура околине T_a довољно ниска.

Хлађење, како је већ напоменуто, може да буде природно и принудно. У пракси се користе два начина принудног хлађења: ваздухом и водом.

При природном хлађењу ваздухом ствара се струја ваздуха услед температурне разлике тиристорског хладњака и околине. Струја ваздуха, по принципу кондукције, одводи топлоту са површине загрејаног хладњака. Поред тога, топлота са хладњака се одводи зрачењем, по принципу конвекције.

У случају принудног хлађења ваздухом, употребљава се вентилатор који дува хладан ваздух на радијаторе хладњака. Струја ваздуха се усмерава паралелно са ребрима радијатора.

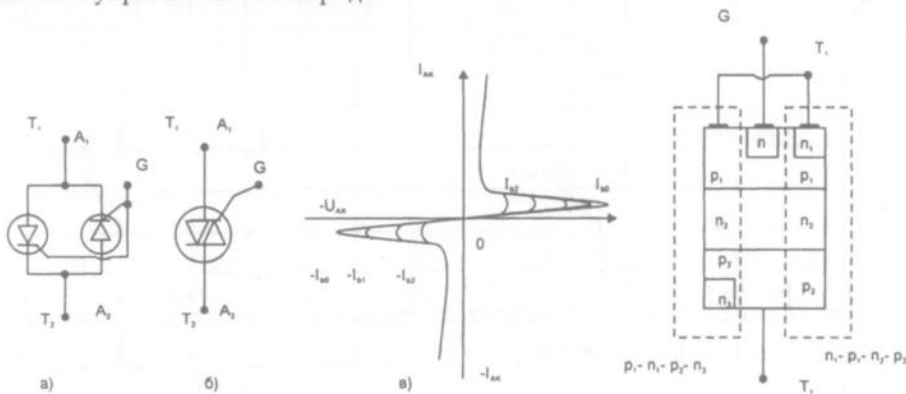
Принудно хлађење водом је знатно ефикасније, али се у том случају ради о сложенијим конструкцијама. На слици 4.34 д и е илустрована су два начина заједничког хлађења више тиристора водом. За n расхладних тела, која се састоје од по два расхладна дела, кроз које протиче иста вода, за најнеповољније хлађен тиристор постиже се температура хлађења T_h . У приказаним случајевима температура хлађења се може изразити у функцији укупне снаге губитака $P_{tot}(W)$ једног тиристора и протока течности $Q(l/min)$:

$$T_h = T_a + 0,084 P_{tot}/Q \quad \text{и} \quad T_h = T_a + 0,167 P_{tot}/Q.$$

4.6. ТРИЈАК

Назив тријак потиче од енглеске скраћенице за троелектродни полупроводнички прекидач наизменичне струје – *three electrode alternating current semiconductor switch*. У функционалном смислу, тријак је замена за паралелну везу два супротно прикључена тиристора, а може се разматрати и као дијак са управљачом електродом. На слици 4.36 приказани су шема, шематска ознака, струјно-напонска карактеристика и структура тријака.

Тријак може пропуштати струју у оба смера, па није потребно водити рачуна о поларитету прикљученог напона. На ниво напона при којем се укључује тријак, зависно од поларитета, утиче се позитивним или негативним напонем управљачке електроде.

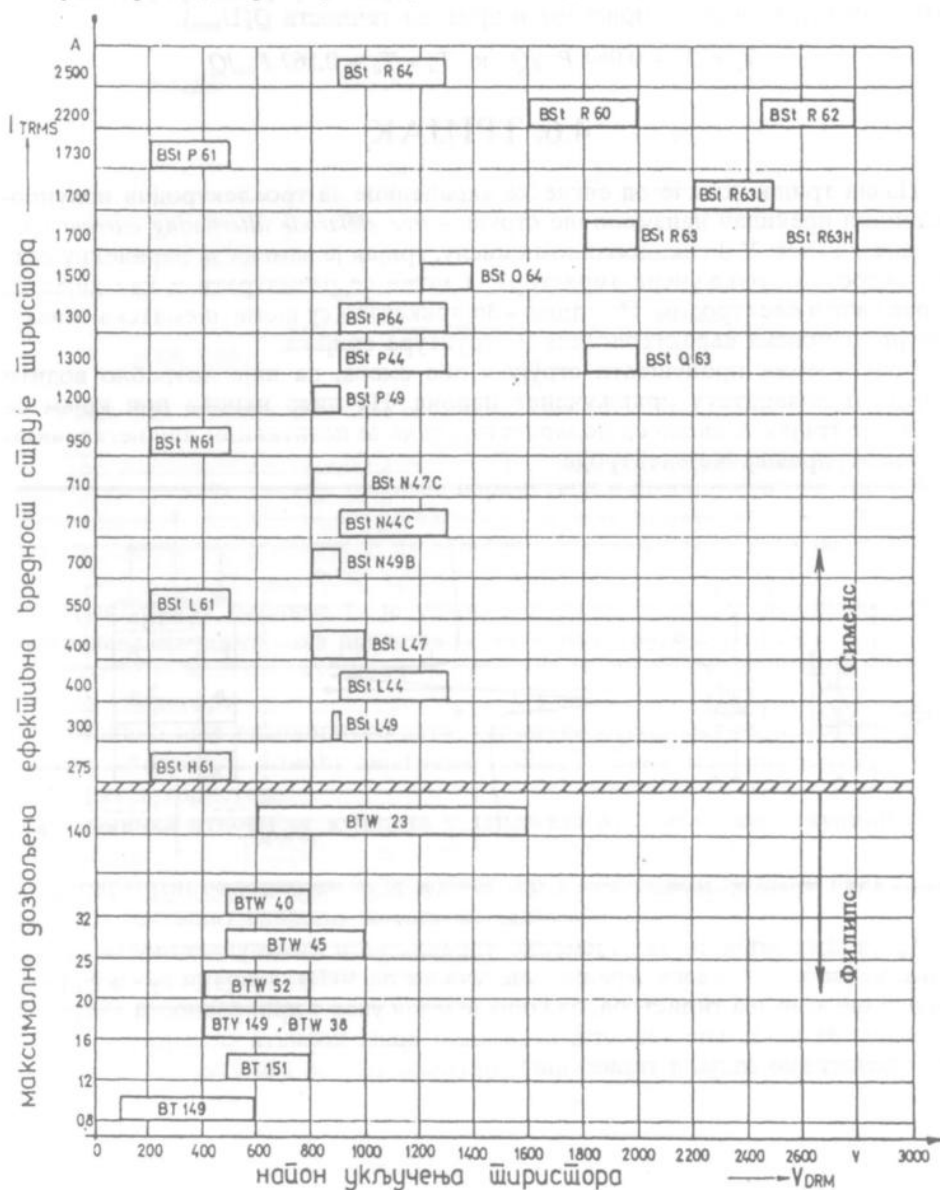


Слика 4.36. – Тријак представљен: а) шемом; б) симболом; ц) струјно-напонском карактеристиком; г) структуром

Тријаци се користе за двосмерно управљање и ниже учестаности прекидања, каква је, пре свега, мрежна учестаност од 50 Hz. Тријаци су спорији од паралелне везе два тиристора, од којих је један увек у приправности док други проводи. За више учестаности, реда килохерца, користи се паралелна веза два опозиционо спојена тиристора.

Избор тиристора и тријака

При конструкцији или сервисирању уређаја са тиристорима и тријацима потребно је познавати више карактеристика тиристора. Најважније је познавати максималне вредности радних струја и напона и услове побуђивања, односно управљања. У каталозима тиристора дати су параметри и карактеристике тиристора. При избору тиристора и тријака најпре се гледају снаге и дозвољене вредности струја и напона. У том смислу може корисно да послужи преглед тиристора дат у следећем прилогу.



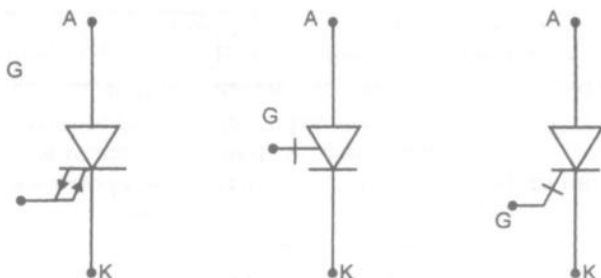
4.7. ТИРИСТОРИ СА ИСКЉУЧИВАЊЕМ НА ГЕЈТУ – GTO

Од почетка примене тиристора истраживачима се наметнуо захтев да направе тиристор који се може не само укључивати – „палити“, већ и искључивати – „гасити“, преко управљачке електроде – гејта. Могућност како укључивања, тако и искључивања тиристора преко гејта значајно доприноси поједностављењу кола за управљање радом тиристора. Испуњавањем овог захтева тиристор постаје моћан управљив електронски прекидач. Данас је тај захтев остварен са неколико специфичних типова различитих тиристора.

GTO (*Gate Turn-Off* – искључивање помоћу гејта) тиристори су снажни полупроводнички прекидачи, слични класичним тиристорима. Имају могућност искључивања на гејту, како је то и у називу назначено. Негативним импулсом струје гејта може се искључити струја између аноде и катоде. Позитивним импулсом, као и код класичног тиристора, *GTO* се укључује. *GTO* тиристор је најснажнији управљив полупроводнички прекидач.

Симбол *GTO* тиристора садржи додатне ознаке на гејту (слика 4.37), чији је смисао да укажу на могућност двојне функције, како укључивања, тако и искључивања. Три прикључка: анода – *A*, катода – *K* и капија, гејт – *G*, имају исти приказ и функцију као код класичног тиристора. Ако је анода *A* позитивно поларисана у односу на катоду *K* и ако се на гејт *G* прикључи позитиван импулс, *GTO* ће да проведе и има функцију затвореног прекидача. То је потпуно исто као и код класичног тиристора. *GTO* тиристор има и могућност искључивања проводног стања помоћу негативног импулса на гејту. Искључивање помоћу гејта није могуће код класичног тиристора, што је велики недостатак у односу на *GTO* тиристоре. Негативним импулсом на гејту *GTO* тиристор прелази из проводног у непроводно, искључено стање, и у том стању остаје све дотле док се поново не стекну услови за провођење: позитивна анода и позитиван гејт у односу на катоду.

GTO тиристори се, због могућности укључивања и искључивања, могу сврстати у групу потпуно управљивих прекидачких елемената енергетске електронике. Класични тиристор је делимично управљив елеменат, јер се преко управљачке електроде може само укључити. Тиристори се примењују још од 1958. године (када је почео да их производи „General Electric“, развијени су у Bell лабораторијама 1956), док су *GTO* тиристори новијег датума. Ма-



Слика 4.37. – Ознаке за *GTO* тиристор

совна примена *GTO* тиристора тек предстоји јер су електрична кола изведена са њима знатно једноставнија него са класичним тиристорима. Класични тиристори још увек имају предност над *GTO* тиристорима у случајевима највећих снага. Максимални радни напони и струје *GTO* тиристора су још увек нижи од оних на којима могу да раде класични тиристори. Додатна могућност искључивања је остварена на рачун извесног смањења снаге тиристора. Логична је прогноза да ће се даљим усавршавањем и технолошким развојем *GTO* тиристора повећавати њихова снага и да ће они, у коначном исходу, савим потиснути класичне тиристоре.

Типичне просечне вредности радног напона и струје *GTO* тиристора су 1 600 V и 350 A. Постоје *GTO* тиристори са максималним износима напона око 4 500 V, као и *GTO* тиристори код којих је могуће ићи са струјом до 3 000 A. Класични тиристори иду са напонима до 6 000 V и максималним струјама до 5 000 A, због чега су још увек снажнији од *GTO* тиристора.

Време укључивања напона од 1 600 V и струје од 350 A код *GTO* тиристора је мање од 8 μ s са једносмерном струјом гејта од 2 A и падом напона на укљученом *GTO* око 3,4 V. Струја оптерећења од 120 A може се помоћу *GTO* искључити негативним струјним импулсом од 24 A у току од 15 μ s. Види се да је појачање *GTO* тиристора у стању провођења релативно мало, у овом случају 5, а максимално до 10. Типични класични тиристор, који се примењује за управљање фазом, и који ради са истим напонима и струјама као *GTO*, укључује се за 2 μ s струјом гејта од 200 mA, има пад напона у укљученом стању 1,5 V, и може да се искључи додатним колима преко аноде за 150 μ s. *GTO* је бржи у односу на тиристор, али захтева веће струје гејта и већи пад напона у проводном стању, што је неповољније са аспекта губитака и хлађења. Струја потребна да се *GTO* искључи је релативно велика. У посматраном случају струја искључења је само пет пута мања од струје кроз *GTO*.

Као елеменат који проводи струју само у једном смеру и може да се искључи у било које време, *GTO* тиристор се примењује у чоперским (*DC/DC*) колима – конверзији једносмерног напона једног у једносмерне напоне другог нивоа, и инверторским колима (*DC/AC*) за снаге где се не могу користити снажни транзистори – *MOSFET*, *BJT* и *IGBT*. На нижим снагама користе се бржи електронски прекидачи са *MOSFET*, *BJT* или *IGBT*. *GTO* је посебно погодан за примену код наизменичних претвараача јер омогућује поправку фактора снаге.

4.7.1. *GTO* струјно-напонска карактеристика

Струјно-напонске карактеристике *GTO* тиристора у устаљеном стању су исте као и код конвенционалног тиристора. На слици 4.38. приказани су једноставно тест-коло и одговарајуће зависности струја и напона.

GTO тиристор је, као и класичан тиристор, четворослојни полупроводни елеменат који има два стабилна стања: непроводно – искључено стање, и проводно – укључено стање. Прелазна стања између непроводног стања и потпуног провођења – засићења, нису стабилна и не могу се контролисати као што је то случај са транзисторима. У функционалном смислу, сваки прекидач је дефинисан са два стања или положаја непроводно – искључено, и проводно – укључено стање, тако да тиристори могу да одрађују прекидачке функције.

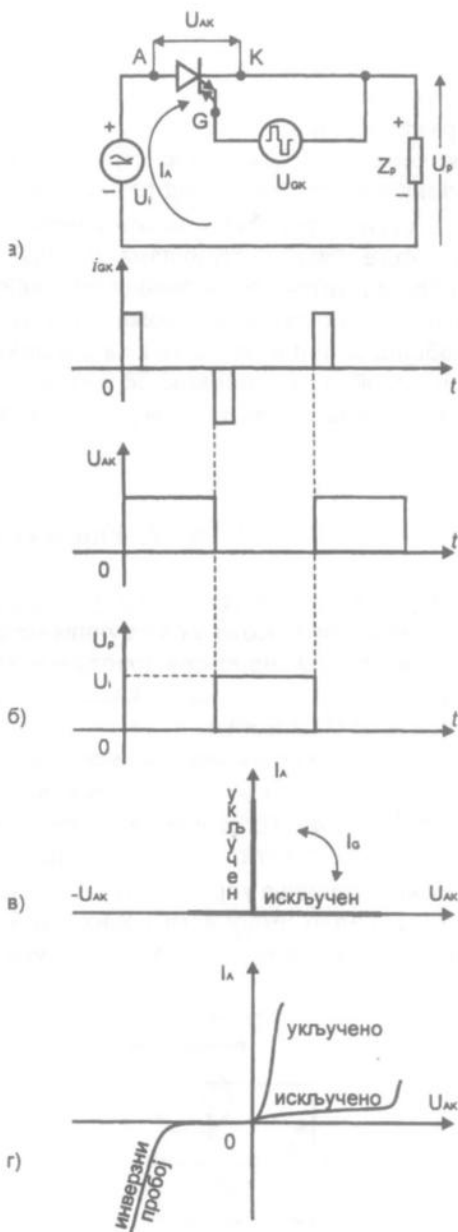
Транзистори могу, такође, да одрађују прекидачке функције и код њих се може контролисати и прелазно стање између непровођења и потпуног провођења у засићењу. За транзисторе се може рећи да су потпуно управљиви електронски елементи, а за *GTO* тиристор да су потпуно управљиви електронски прекидачи, док су класични тиристори делимично управљиви електронски прекидачи.

Када је *GTO* искључен и кад нема сигнала на гејту, у идеалном случају он остаје искључен без обзира колики је и каквог поларитета напон U_{AK} . У том стању струја у колу и напон на оптерећењу су нула, а напон на *GTO* је једнак напону извора: $U_{AK} = U_i$.

GTO прелази из искљученог у проводно стање ако је анода позитивно поларисана напонским извором U_i , и ако се на гејт доведе тренутни позитивни струјни импулс I_G . Референтна тачка у колу је катода. У проводном стању напон на *GTO* је у идеалном случају $U_{AK} = 0$ и напон извора се преноси на оптерећење $U_i = U_p$. У укљученом, проводном стању, струја у колу тиристора зависи само од напона извора U_i и оптерећења R , помоћу којих се једино и може регулисати: $I_A = U_i/R$. Када се успостави проводно стање, *GTO* остаје укључен чак и када се од страни сигнал са гејта, односно напоном на гејту не може се континуално мењати струја тиристора.

Укључени *GTO* се може превести у непроводно стање на два начина: помоћу анодне струје и помоћу струје гејта. Први начин је исти као и код класичних тиристора, а други је специфичан само за *GTO*.

Ако у току провођења анодна струја I опадне до нуле, *GTO* се, као и класичан тиристор, искључује и затим остаје блокиран без обзира на анодни напон.



Слика 4.38. – Струјно-напонске карактеристике: а) основно *GTO* шематско коло; б) идеални облици; в) идеална карактеристика; г) реална карактеристика

Други начин, специфичан само за *GTO*, јесте да се, како му и име каже, искључује преко гејта. Ако се на гејт прикључи довољно јак негативан струјни импулс, *GTO* се искључује, односно прелази у непроводно стање. После преласка у непроводно стање *GTO* остаје искључен, ($I_A = 0$ и $U_{AK} = U_i$) све док се на гејт не доведе позитиван струјни импулс за укључење – „паљење“, *GTO* тиристора.

На слици 4.38в приказана је идеална, а на 4.38г стварна струјно-напонска карактеристика. У стварности, кад је прикључен анодни напон, и кроз закочени *GTO* теку мале струја цурења I_{ds} у случају позитивног анодног напона и много мање кад је напон инверзан I_{is} .

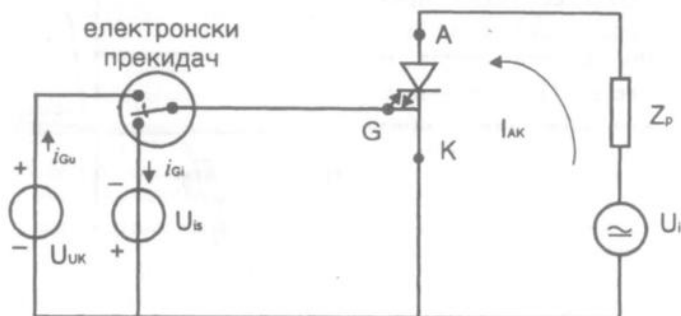
У стању провођења напон између аноде и катоде *GTO* није једнак нули, већ може бити у границама између 2,4 и 3,4 V. Инверзни анодни напон одређеног интензитета доводи до пробоја. Величина пробојног напона зависи од начина производње; може бити низак, на пример 30 V. Низак инверзни пробојни напон није сметња за примену у инверторима. *GTO* са малим инверзним пробојним напоном се назива асиметрични *GTO*. Асиметрични *GTO* може да има уграђену, инверзно прикључену диоду за заштиту инверторских кола.

4.7.2. Управљачко коло гејта

За прикључак гејта везана су побудна кола за укључивање и искључивање *GTO* тиристора. Кола за укључивање су слична колима за искључивање. За укључење *GTO* тиристора довољан је мали, позитивни струјни импулс између гејта и катоде. У односу на класичан тиристор, разлика је само у трајању импулса. Код *GTO* импулс на гејту треба да је много дужи јер је код њега много већа струја „забрављивања“ него код обичних тиристора.

За искључивање *GTO* потребно је генерисати јачи струјни импулс. Искључивање *GTO* се неће остварити све док се на прикључак гејта не убаци довољно јак негативни струјни импулс.

Многа решења управљачких кола за побуду гејта разликују се у детаљима, али генерално имају исти облик. На слици 4.39 приказано је опште коло са напајањем гејта и прекидачима за укључивање и искључивање *GTO*.



Слика 4.39. – Опште коло за укључивање и искључивање *GTO* тиристора

Електронским прекидачем гејт *GTO* се прикључује на напон U_{uk} , који генерише струју укључења I_{uk} или на напон U_{is} за струју искључења I_{sk} . Индуктивност L се користи за уобличавање импулса за укључење или искључење. Са U_i је означен извор који преко *GTO*, који га контролише, напаја оптерећење Z_p .

4.7.3. Перформансе и примене *GTO* тиристора

GTO тиристори се производе за вредности анодног напона до неколико киловолти, и за вредности анодне струје до реда килоампера. Те вредности су веће него код транзистора, али мање него код класичних тиристора. Нај-економичнија примена *GTO* је за конверторе за снаге веће од 0,5 MW, где не могу да се користе транзистори. Упркос времену укључивања од око 10 μs и поредивом времену искључивања радна учестаност *GTO* не прелази 2 kHz. Ово је због губитака прекидања. Они *GTO*, који имају аноду кратку за брза искључивања имају инверзни пробојни напон мањи од 50 V. Ово није недостатак у инверторским колима који иначе треба да имају паралелно инверзно прикључене диоде.

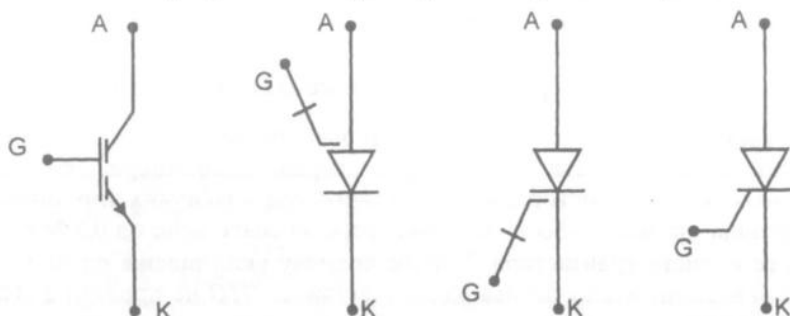
Примене *GTO* у чоперима и инверторима су за снаге веће од транзисторских, а до граница произвођачких могућности, све док учестаност прекидања остаје испод 2 kHz. Као управљиви исправљач *GTO* се може користити и у применама конверзије наизменичне у једносмерну струју.

4.8. ТИРИСТОРИ УПРАВЉАНИ ПОЉЕМ И ТИРИСТОРИ УПРАВЉАНИ MOS ГЕЈТОМ

Тиристор управљан пољем *FCT* (*Field Controlled Thyristor*), назива се и *FCD* (*Field Controlled Diode* – пољем управљана диода), а најчешће *SITH* (*Static Induction Thyristor* – тиристор са статичком индукцијом), што одговара називу специјални снажни транзистори *SIT* (*Static Induction Transistor*). *SITH* прекидаче је развила америчка фирма „General Electric“, а комерцијализовале су их јапанске фирме.

Симбол *SITH* је приказан на слици 4.40а. *SITH* је у основи сличан *pn* диоди и има анодни *A* и катодни *K* прикључак, али има и додатни управљачки прикључак *G*. Ако између гејта *G* и катоде *K* није прикључен напон, односно ако је $U_{GK} = 0$, *SITH* се понаша као диода и проводи струју само од аноде ка катоди када је прикључен напон $U_{AK} > 0$. Струја кроз *SITH* може да се закочи ако се између гејта *G* и катоде *K* доведе довољно негативан напон U_{GK} . *SITH* је у функционалном погледу управљив исправљачки елеменат. Прецизније речено, то је усмерача са асиметричним управљањем. За закочење је потребан, слично електронској цеви – триоди, негативан напон од десетак волти, тако да се прелаз из непроводног у проводно стање не поклапа са нултим управљачким напоном. Закочен *SITH* прелази у проводно стање када се искључи негативан напон, односно када порасте изнад прага закочења. Карактеристични подаци за један конкретан *SITH* су: 1 200 V/300 A, $t_{uk} = 20 \mu s$, $t_{is} = 90 \mu s$, и $U_{AK} = 4 V$ у проводном режиму. У односу на *GTO* тиристор, *SITH* има предност. Предност се огледа у већој учестаности прекидања.

На слици 4.406 приказана је симболичка ознака тиристора управљаних MOS гејтом, који се означавају са *MCT* (*MOS Controlled Thyristor*). *MCT* тиристор је настао као резултат настојања да се направи што јачи електронски



Слика 4.40. – Симболичке ознаке: а) *SITH* и б) *MCT*

прекидач којим се може потпуно управљати – укључивати и искључивати са што мањом снагом и већом брзином. *MOS* кола су карактеристична по малој потрошњи и напонском управљању, односно по малој снази. Чине се покушаји да се помоћу њих управља снажним тиристорима, односно великом енергијом која кроз њих циркулише. *MCT* треба да буде потпуно управљив, снажан и брз електронски прекидач. Укључује се позитивним а искључује негативним импулсом на гејту. *MCT* има сложену структуру и састављен је од паралелних веза хиљаде микроћелија на истом чипу. На усавршавању и побољшању карактеристика *MCT* још се ради и његова примена тек предстоји.

У поређењу са *GTO* тиристорима, *MCT* има већу брзину, али и мању снагу. Максимални напони за *MCT* су од 2 000 до 3 000 В, а максималне струје од 100 до 200 А.

5. ОСНОВЕ УПРАВЉАЊА ТИРИСТОРА И ТРИЈАКА

Код четворослојне *pnpn* диоде и дијака на постоји могућност да им се у току експлоатације мењају прекидачка својства. Ниво напона U_{bo} који је потребан за прелазак у проводно стање, као и вредност струје I_h при којој се одвија повратак из проводног у непроводно стање, одређени су у току производње ових компонената. Оне се дају у каталозима као фиксне вредности, уз могуће варијације у зависности од температуре. Због тога се *pnpn* диода и дијак сматрају неуправљивим елементима и користе се на местима где су радни услови електричног кола унапред тачно одређени.

Тиристор и тријаци спадају у групу управљивих елемената јер је могуће да им се услови рада мењају зависно од експлоатационих захтева. Зато се користе у колима где се радни услови динамички мењају у току рада.

Тиристор и тријаци се често називају електронским вентилима. То има смисла само ако се увек има у виду да је реч о вентилима са само два могућа стања: потпуно отворен вентил и потпуно затворен. Адекватнији је назив електронски управљани прекидач. Овде се треба присетити основне разлике између тиристора и транзистора. Појам електронског вентила више би одговарао транзистору, који може да буде затворен, мање или више отворен, или потпуно отворен. Друга основна предност транзистора је та што се напоном на управљачкој електроди управљање може да врши у оба смера, што значи да се регулисана струја и повећава и смањује — од максималне вредности до нуле.

Код тиристора и тријака помоћу управљачке електроде могуће је вршити само укључивање, односно превођење из непроводног у проводно стање засићења. Управљачка електрода нема утицај на искључивање тиристора.

Тиристор и тријаци имају два стабилна стања: стање искључења и стање провођења. Та стања се могу међусобно независно анализирати.

5.1. НАЧИН УКЉУЧИВАЊА ТИРИСТОРА И ТРИЈАКА

Укључивање, односно довођење тиристора и тријака у проводно стање може се постићи деловањем преко аноде, преко управљачке електроде и загревањем. Практично се користе прва два начина, док трећи треба познавати због утицаја температуре на граничне услове прекидања.

Даља разматрања су ограничена само на тиристоре, а важе и за тријаке, уз допуну да све важи и за супротну поларизацију пошто је тријак двосмеран елемент.

5.1.1. Укључивање преко аноде

Укључивање преко аноде се користи кад не постоји деловање напона на управљачку электроду и кад је она откачена – већ постоји само напон између аноде и катоде, односно кад се тиристор и тријак користе као *pnp* диода и дијак. На слици 5.1. приказано је коло са напонским извором, потрошачем и тиристором као струјно-напонска карактеристика са уцртаном фамилијом радних правих.

Струјно-напонска карактеристика се може изразити преко отпорности тријака, тј. као једнакост

$$I_{ak} = (1/R_t)U_{ak},$$

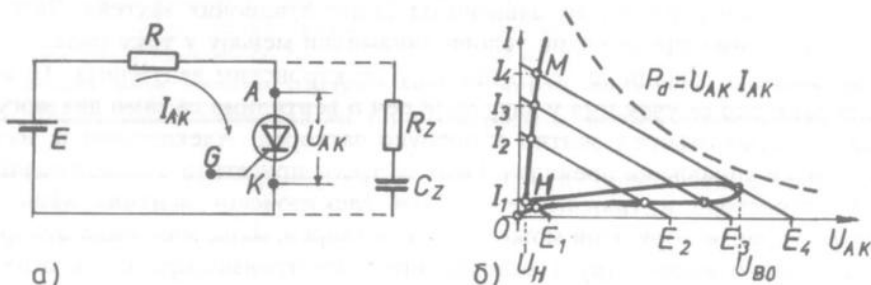
где $1/R_t$ представља стрмину струјно-напонске криве.

Од 0 до тачке *B* стрмина је мала, што значи да је R_t велико, док је од *H* до *M* ситуација обрнута.

Да би се сагледао утицај тиристора на стање у колу, струја се изражава још и као

$$I_{ak} = - (1/R) \cdot U_{ak} + E/R,$$

што представља такозвану радну праву код које је стрмина одређена са $1/R$, односно спољном отпорношћу у колу.



Слика 5.1. – Укључивање тиристора без управљачке струје

На слици 5.1. уцртане су радне праве са четири вредности извора *E*. Ове радне праве треба да буду испод хиперболе максимално допуштене снаге дисипације тиристора

$$P_d = U_{ak} \cdot I_{ak}, \text{ која је представљена испрекиданом линијом.}$$

За струју тиристора се може написати још једна једнакост:

$$I_{ak} = E/(R + R_t),$$

која омогућује једноставно одређивање струје у колу. У непроводном стању R_t је веома велико па је I_{ak} занемарљива, док је у проводном стању од тачке *H* до *MR*, много мање од *R*, па је

$$I_{ak} = E/R.$$

Из дате карактеристике се види да је за укључивање потребно да извор има вредност већу од *E*. То је случај када напон на тиристор не расте скоковито. Ако U_{ak} нагло порасте, при укључењу извора *E* доћи ће до пробоја и преласка у проводно стање при вредности напона мањој од U_{bo} , односно E_4 . Укључивање брзим напоном најчешће није пожељно, па се ради заштите од наглих промена U_{ak} паралелно везују редна веза отпора и кондензатора, што је на слици назначено испрекиданом линијом.

5.1.2. Укључивање преко управљачке електроде G

Код тиристора и тријака услови укључивања су у највећој мери одређени струјом управљачке електроде. Та струја се генерише прикључивањем напона U_{gk} или, у случају фототиристора – деловањем светлосног извора.

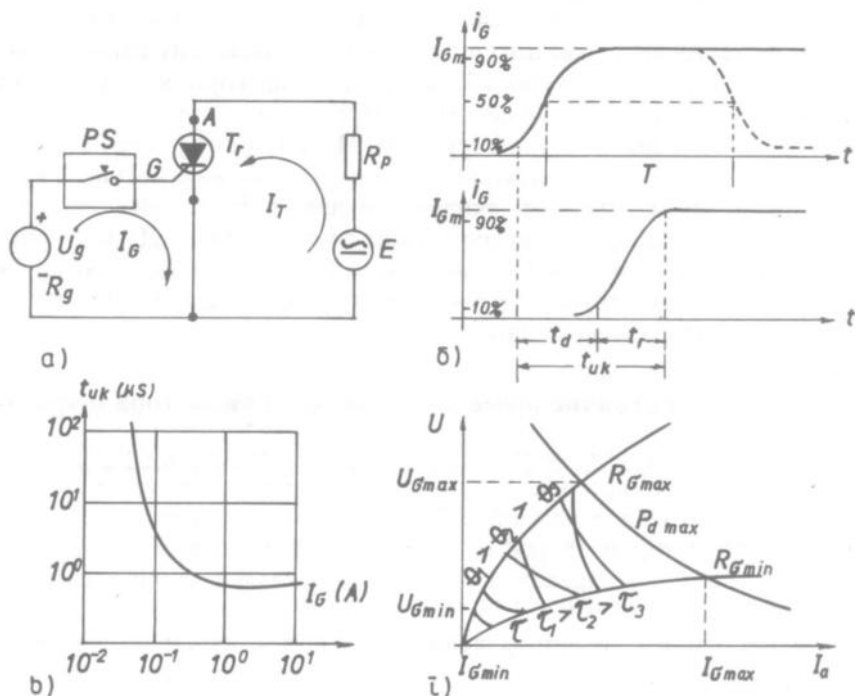
Код фототиристора извор светлости може да буде споља или помоћу фотодиоде у самом кућишту тиристора. Фототиристори при постојању светлосних сигнала имају промену у системима регулације. Представљају елегантна решења тамо где се захтева електрично одвајање управљачких кола од уређаја који се регулишу.

Укључење тиристора помоћу управљачке струје може се остварити на два начина:

- помоћу једносмерне струје, што се назива и вертикално управљање и
- помоћу импулса, што се назива и хоризонтално управљање.

На слици 5.2. приказани су принципска шема побуде тиристора, дијаграми којима се илуструје време укључивања и параметри од којих зависи укључивање тиристора.

И најпростија шема са тиристорима укључује два кола која се знатно разликују у енергетском погледу. Побудно или управљачко коло има функцију да утиче на провођење тиристора, а тиме и на регулацију енергије у другом колу. Другим колом се могу регулисати једносмерна и наизменична



Слика 5.2. – Укључивање тиристора: а) шема; б) временски дијаграм струја; в) време укључивања у зависности од интензитета управљачке струје; г) побудна карактеристика тиристора

струја, а додатним колима могу се вршити трансформације енергије, како по нивоу, тако и по учестаности.

Са PS је означен прекидачки систем који, зависно од услова побуде, може бити обичан прекидач или сложени прекидачки систем са логиком и везама из дела који се регулише.

За опште разматрање, довољно је замислити два случаја: PS је прекидач и PS је тастер. У првом случају, побуда је једносмерним напонам, односно вертикална, а у другом – импулснохоризонтална. Импулсна побуда се више примењује иако је тада PS сложенији, јер је са енергетског становишта економичнија. После укључења тиристора није више потребан побудни напон.

Тиристор, како је већ раније објашњено, није тренутан прекидач, што се може видети на слици 5.26. Главна тиристорска струја касни у односу на побудни импулс t_d (time delay – време кашњења), који је реда 1,5 до 300 μs . Осим овог, потребно је и одређено време t_r (rise time – време пораста) како би струја достигла 90% пуне вредности, кад се сматра да је успостављено проводно стање. Време раста анодне тиристорске струје је, зависно од типа тиристора, од 0,2 до 5 μs .

Укупно време потребно за укључивање тиристора је:

$$t_{uk} = t_d + t_r,$$

што значи, да би побудни импулс извршио укључење, потребно је да трајање импулса t буде дуже од времена t_{uk} .

Време укључивања зависи од снаге побудног импулса, односно од струје управљачке електроде I_g , као што је приказано на дијаграму слике 3.14в.

На слици 5.2г дата је побудна карактеристика на којој се види да укључивање тиристора зависи од више параметара, односно од снаге и трајања побудног импулса и температуре тиристора. На дијаграму је ограничена област сигурног окидања, док у затамњеном делу окидање није могуће. За више температуре и дуже импулсе окидања окидање је могуће са мањом вредношћу производа $U_g I_g$, односно мањом снагом побуде. Да се тиристор не би оштетио, не сме се радити великом побудном снагом. Производ радног побудног напона U_g и струје I_g треба да је мањи од максимално дозвољене снаге дисипације P_{gmax} , која се даје у каталозима тиристора.

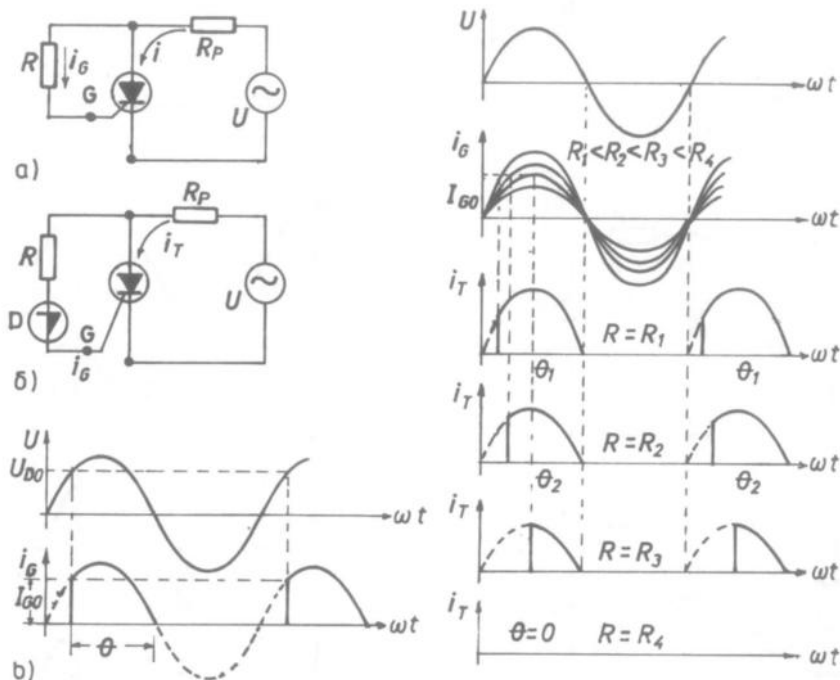
5.1.3. Основне електричне шеме побудног кола тиристора и тријака

У сложенијим уређајима са тиристорском регулацијом у колу управљачке електроде налази се посебан окидни генератор који се синхронизује са напонам из уређаја који се регулише. У случајевима кад нису потребни посебни захтеви, тиристор и тријак се могу окидати врло простим побудним колима. На слици 5.3. приказан је врло једноставан начин генерисања побудне струје I_g .

До анодног напона тиристора доводи се побудни напон на управљачку электроду G . На тај начин омогућена је директна синхронизација са напонам предајника U и један његов, по правилу знатан део, искоришћен је за побуду

Амплитуда струје I_g зависи од вредности отпорности R , а тиме и тренутак када струја достигне вредност I_{g0} , при којој тиристор иде у проводно стање

На слици 5.3в илустрован је утицај величине отпорности R на таласни облик тиристорске струје. Минималан угао провођења главне тиристорске струје је $\Theta_{\min} = \Theta_3 = \pi/2$.



Слика 5.3. – Једнофазан начин окидања тиристора и управљања променом вредности отпорности R : а) шеме; б) временски дијаграм; в) временски дијаграм са рпн диодом

Ефикасност окидања се повећава ако се оно остварује импулсима мање снаге, што значи – мање амплитуде и краћег трајања и то не само са гледишта потрошње у побудном колу већ, још више, због нежељених ефеката које веће побудне струје доприносе загревањем тиристора. Тај ефекат се може смањити убацивањем диоде D редно са R , чиме се одстрањује негативна инверзна полупериода управљачке струје. Ако се уместо обичне pn диоде, убаци $pnpn$ диода, (слика 5.3в), погодним избором може се остварити исто трајање импулса управљачке струје I_g као и анодне струје тиристора.

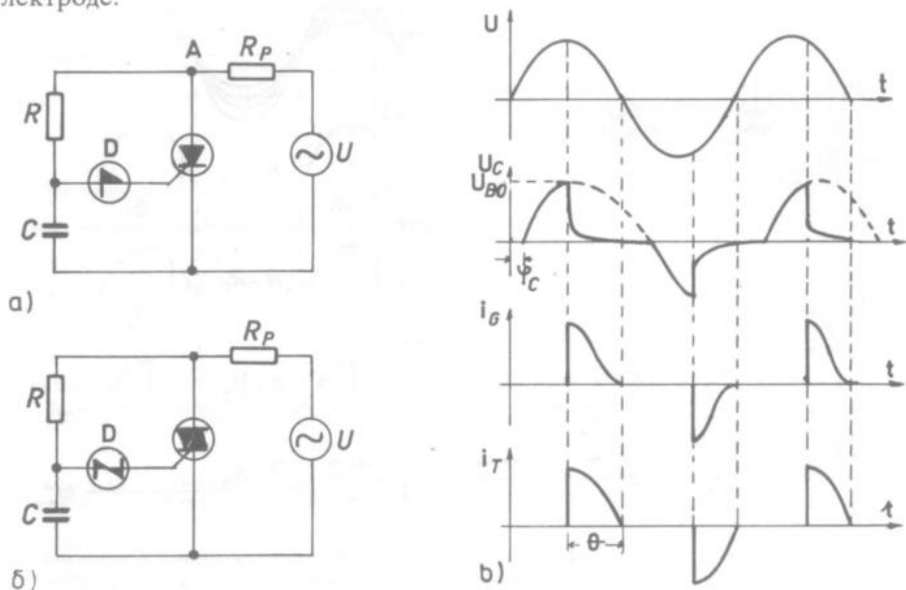
Други критеријум ефикасности окидања јесу могућности промене угла протицања O . За остварење углова протока струје тиристора мањих од $\pi/2$, као и за додатно уобличавање импулса управљачке струје I_g , могу се користити кола као на слици 5.4. Убацивањем кондензатора између катоде и споја отпорника и диоде проширује се опсег регулације протицања анодне струје тиристора и испод $\pi/2$ и остварује се додатно скраћење трајања импулса побудне струје I_g .

Фазно заостајање напона на кондензатору израчунава се по формули

$$\varphi_c = -\arctg(\omega CR) \text{ и може се подешавати променом } R \text{ или } C.$$

Променом угла φ_c мења се и угао протока, односно трајање струјних импулса анодне струје тиристора.

Диода, односно дијак доприносе да се кондензатор почне празнити тек кад напон на њему пређе вредност пробоја U_{bo} . То значи да импулс управљачке струје I_g траје краће јер је избегнут период у току којег се пуни кондензатор. То је повољно због смањења дисипације и загревања тиристора. С друге стране, вредност кондензатора је тако одабрана да пражњење његовог наелектрисања сигурно укључује тиристор у току пражњења преко управљачке електроде.



Слика 5.4. – Кондензатор у функцији уобличавања њобудног импулса и остваривања фазне регулације код тиристора

Временски дијаграми на слици 5.4в односе се на шему са тријаком и дијаком (б). Они важе и за шему са тиристором и *pnpn* диодом (а), са изузетком негативних импулса за дијаграме I_g и I_T .

5.2. НАЧИНИ ИСКЉУЧИВАЊА ТИРИСТОРА И ТРИЈАКА

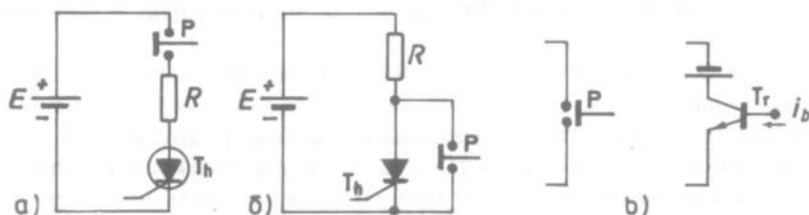
Тиристори и тријаци се, по правилу, не могу искључивати преко управљачке електроде. Изузетак су специјални двосмерни тиристори мале снаге код којих се управљачка I_g и главна струја I_{ak} много не разликују. Зато остаје могућност искључења само помоћу смањења главне струје испод вредности струје држања I_h , односно смањења U_{ak} до нуле. Приликом рада тиристора у колу наизменичне струје то се дешава аутоматски, па прекидање није проблем. У том случају води се рачуна само о начину укључивања, што је разматрано у претходном поглављу.

Искључење и укључење тиристора не може да се изврши тренутно, већ је потребан одређени период времена. Време потребно да тиристор пређе из стања провођења у стање директног блокирања састоји се од два дела: времена инверзне регенерације (*reverse recovery time*) и времена регенерације побуде (*gate recovery time*). Будући да зависи од више параметара кола, у каталожним подацима тиристора наводи се уз тачно дефинисане вредности температуре, струје I_h , брзине промене струје $\Delta I/\Delta t$, инверзног напона U_r и промене директног напона.

Време прекидања провођења скраћује се променом поларизације анодног напона јер се тада јавља инверзна струја кроз тиристор, што омогућује убрзано уклањање заосталих носилаца. Брзо прекидање је веома важно за примену тиристора у инверторима и у случајевима кад се ради са високим фреквенцијама, па се зато тежи форсираном прекидању тиристора помоћу наизменичне струје.

На шемама које следе изостављено је побудно управљачко коло за укључење транзистора, тако да електрода G условно виси. Логично се претпоставља, пошто је реч о тиристорима, да је напон напајања E нижи од напона пробоја U_{bo} и да се укључивање постиже помоћу управљачке електроде G . За анализу искључивања није битно стање на управљачкој електроди пошто процес искључивања зависи само од струје и напона анода–катода.

На слици 5.5. приказани су основни начини искључивања тиристора у колу једносмерне струје помоћу редног и паралелног прекидача.



Слика 5.5. – Искључивање тиристора: а) помоћу редно везаног прекидача; б) помоћу паралелно везаног прекидача; в) транзистор као прекидач

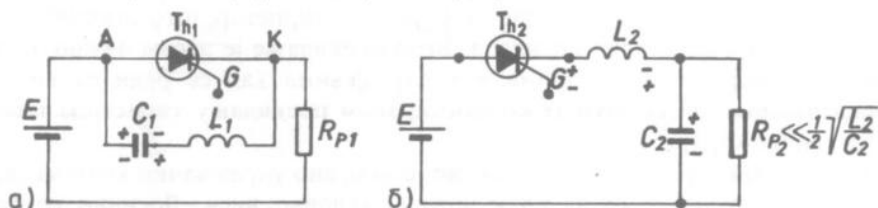
Механички прекидачи се све више избегавају јер нису трајни и поуздани, поготову када су у питању велике снаге. Зато се решење тражи у електронским прекидачима са снажним транзисторима (в) или посебним тиристорским колима.

Искоришћена је предност прекидања наизменичном струјом па је развијено и нашло практичну примену неколико начина присилне комутације тиристора:

- помоћу осцилаторног кола;
- помоћу претходно напуњеног кондензатора;
- помоћу спољног извора.

На слици 5.6. приказане су шеме искључивања тиристора помоћу осцилаторног кола. Док тиристор T_{h1} није укључен (E је мање од напона укључења тиристора U_{bo} да би шема имала смисла, а на управљачку электроду G још

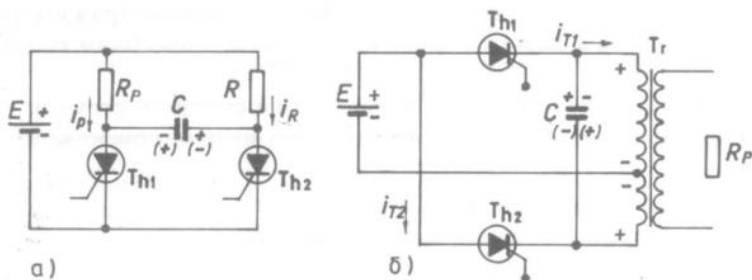
нема побудног импулса којим се укључује тиристор), кондензатор C_1 се напуни на вредност E . Кроз R_{p1} је постојала само струја пуњења C_1 . Кад тиристор T_{h1} почне да проводи (због прикључивања напона на G), затвара се осцилаторно коло и почиње процес пражњења C_1 преко T_{h1} и L_1 . У L_1 индукује се електромоторна сила, која на крају осцилаторног циклуса, који траје $T = \pi \sqrt{LC}$, напуни кондензатор у супротном смеру, због чега тиристор T_{h1} постаје супротно поларисан ($U_{ak} = -E$) и искључи се. Кондензатор се после тога празни кроз R_{p1} и поново напуни до E . Процес ће се поновити тек наилазком следећег импулса на управљачку электроду G .



Слика 5.6. - Могућности искључивања тиристора помоћу осцилаторног кола

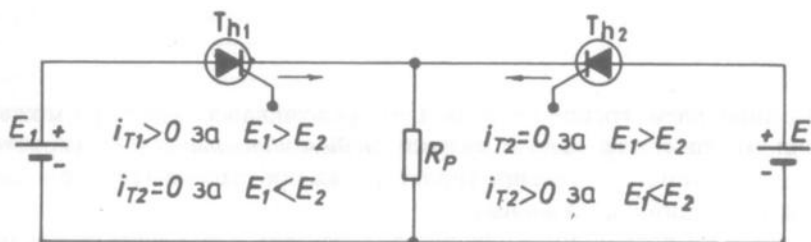
Код кола датог на слици 5.6б кондензатор C_2 је у непроводном стању празан. Кад се тиристор T_{h1} откочи и кондензатор C_2 се најпре пуни захваљујући извору E до вредности E , а затим се, захваљујући индукованој електромоторној сили у намотају L , која се противи опадању струје, у другом полциклусу осциловања пуни до $2E$. Због тога се транзистор T_{h2} блокира јер му је катода постала позитивнија од аноде. Услов је да оптерећење не пригуши почетак осциловања. Зато је потребно да R_{p2} буде много мање од квадратног корена односа L_2/C_2 .

На слици 5.7. приказано је искључивање тиристора помоћу претходно напуњеног кондензатора. Шеме на овој слици раде као нека врста флип-флопа: укључивање једног тиристора условљава искључивање другог и обратно. Услов је да период између два укључења (до којег, не треба заборавити, долази деловањем импулса струје I_g , што због поједностављивања није приказано) буде дужи од пражњења и поновног пуњења кондензатора C у супротном смеру. Наведени услов је неопходно испунити зато што не постоји могућност да оба тиристора проведу када C остаје без наелектрисања па не постоји могућност искључивања.



Слика 5.7. - Примери искључивања тиристора са претходно напуњеним кондензатором

Преко тиристора T_{h1} , који је у проводном стању, кондензатор се напуни приближно до потенцијала E . Ако се блокирани тиристор T_{h2} преведе у проводно стање, напон кондензатора C се преноси на T_{h1} , и то тако да је на аноди негативан, а на катоди позитиван, због чега тиристор T_{h1} иде у непроводно стање – искључује се. Кондензатор C се преко T_{h2} празни а затим пуни у супротном смеру, као што је назначено у заградама. Када се пуњење кондензатора C заврши, поновним укључивањем T_{h1} може се остварити искључивање T_{h2} , и тако редом.



Слика 5.8. – Искључивање тиристора спољним извором

На слици 5.8. приказана је шема искључивања тиристора помоћу спољног извора по принципу „јачи води“. Тиристор се искључује довођењем на катоду вишег напона од анодног. Који ће тиристор проводити зависи од предзнака разлике $E_1 - E_2$, а не од апсолутне вредности E_1 и E_2 .

6. СИСТЕМИ УПРАВЉАЊА ТИРИСТОРСКИМ ПРЕТВАРАЧИМА

На основу размотрених простих шема укључивања тиристора може да се закључи шта би све требало да садржи *систем управљања* (SU) тиристорима да би се омогућила регулација тиристорских претварача (TP) који ће бити описани у наредним поглављима.

На слици 6.1 дата је општа функционална блок-шема система управљања (SU) тиристорским претварачима (TP).



Слика 6.1. – Општа блок-шема једног канала система управљања (SU) тиристорским претварачима (TP)

Управљачко коло система управљања најчешће садржи *генератор референтног напона* (GRN) и *нул-компаратор*. Генератор референтног напона образује временски променљив напон синусног, троугаоног, тестерастог или неког другог временског облика који може да буде синхронизован са мрежним напонам или излазним напонам претварача. Као GRN најчешће се користе генератори тестерастог временског облика напона. Помоћу нул-компаратора референтни напон се упоређује са појачаним сигналом грешке који се образује као разлика између *задате вредности управљачког напона претварача* U_{za} и *напона повратне спреге*. Када референтни напон (u_m) достигне ниво појачаног сигнала грешке (Δu_r), на излазу нул-компаратора добија се импулс, који се, после појачања и обликовања, води на управљачко коло тиристора у претварачу. Нул-компаратор може да се реализује помоћу различитих шема. Ако се, на пример, користе шеме сабирача и компаратора, напони u_m и Δu_r долазе на улаз сабирача, а излаз сабирача се везује са улазом компаратора. Параметри шеме бирају се тако што се сигнал на излазу компаратора појави у тренутку $u_m - \Delta u_r = 0$.

Илазно коло служи за појачање и образовање управљачких импулса потребног облика и трајања. Управљачки импулси се са излаза овог кола преносе у управљачко коло тиристора најчешће преко *импулсног трансфор-*

машина, који омогућује галванско одвајање тиристора од система управљања. Зависно од врсте активних елемената који се у излазним колима користе, разликују се транзисторска, тиристорска, оптокаплерска и друга излазна кола. Транзисторска излазна кола користе се за управљачке струје до 5 А, а тиристорска за веће струје (до 10 А), и то углавном за системе управљања претварачима чији су тиристори везани паралелно, редно или комбиновано. Транзисторска излазна кола су најчешће импулсни појачавачи са трансформаторским излазом код којих се импулси довољне дужине претходно уобличавају помоћу тзв. окидног мултивибратора. Са секундарног намота трансформатора појачани импулс се шаље на управљачку електроду тиристора.

Енергетски извор представља генератор или мрежу једносмерне или наизменичне струје. *Енергетски излаз* је уопштена представа за оптерећење. У односу на енергетски извор и енергетски излаз, тиристори имају улогу *превртача* или *регулатора* електричне енергије.

Како се помоћу система управљања (*SU*) регулише фаза управљачких импулса, често се системи за управљање тиристорских претварача називају *импулсно-фазни системи управљања*.

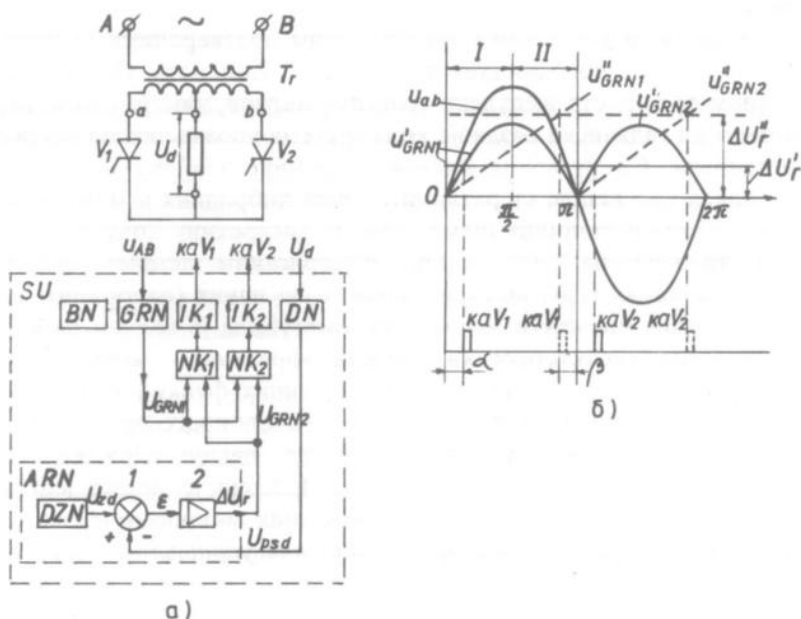
Системи управљања треба да омогуће поуздано укључивање тиристора претварача у свим режимима рада и непрекидно (континуално) регулисање управљачког угла (α) у захтеваном опсегу. Осим тога, при развоју система управљања велику пажњу треба поклонити њиховој поузданости, пошто је број елемената од којих се састоји систем управљања много већи од броја елемената енергетског дела претварача. Према томе, укупна поузданост читавог претварача у основи је одређена поузданошћу његовог система управљања.

Данас се системи управљања тиристорским претварачима углавном реализију на бази полупроводничких и магнетних елемената. Од ових последњих углавном се користе импулсни трансформатори, чија је улога, као што је већ речено, да галвански раздвоје кола система управљања од енергетског дела претварача. Са развојем микроелектронике широку примену у системима управљања нашле су различите врсте хибридних и монолитних интегрисаних полупроводничких шема. Замена дискретних полупроводничких елемената (транзистора, диода и др.) интегрисаним шемама, које садрже велики број активних (транзистори, диоде) и пасивних (отпорници, кондензатори, индуктивни елементи) елемената, омогућила је велико побољшање техно-економских карактеристика система управљања (већа поузданост, мање димензије и маса, стандардизација појединих функционалних целина, скраћење времена развоја, аутоматизација технолошких процеса за производњу појединих делова система управљања, лакше одржавање, мањи укупни трошкови животног циклуса итд.). Посебно је појава јефтиних и поузданих микропроцесора и на њима базираних микрорачуњских система омогућила широку примену *метода дигиталног управљања* тиристорским претварачима.

Ради примера, детаљније ћемо размотрити структурну шему једног система за управљање једнофазним претварачем који може да ради и као *усмерава* и као *зависни инвертор*.

У општем случају системи управљања могу бити *једноканални* и *вишеканални*. Код *једноканалних* система управљања управљачко коло у којем се добија и регулише фаза управљачког импулса (тј. управљачки угао) јесте *једноканално*, а неопходан број управљачких импулса међусобно прекинутих за одређени фазни угао (који зависи од шеме разматраног претварача) добија се помоћу тзв. *кола за расподелу управљачких импулса*. Код *вишеканалних* система управљања добијање и регулисање фазе управљачких импулса одвија се у сваком управљачком каналу. Број таквих канала обично је једнак броју управљачких тиристора у шеми или броју њених фаза.

Структурна шема двоканалног система управљања за једнофазну управљиву тиристорску усмерачу, изведена по једнофазној пуноталасној шеми са средњом тачком, приказана је на слици 6.2а. Принцип рада ове шеме састоји се у образовању управљачких импулса, који наилазе синхронно са мрежним напонем u_{AB} и који су у односу на тај напон фазно померени за угао α . Код управљивих усмерача угао α се регулише тако што се средња вредност усмереног напона (U_d) мало разликује од *задајтог* (жељеног) *напона* U_{zd} . Задати напон генерише *давач задајтог напона* (DZN). Синхронизација управљачких импулса са мрежним напонем постиже се помоћу генератора референтног напона (GRN). Функцију GRN у разматраном систему управљања може да обавља трансформатор са средњом тачком, чији секундарни полунамоти стварају два синусоидна напона, фазно померена за угао π . Напони са секундарних полунамота GRN долазе на нул-компараторе НК₁ и НК₂. Нул-компаратори су реализовани тако што се управљачки импулси образују у тре-



Слика 6.2. – Двоканални систем управљања једнофазном управљивом усмерачом: а) структурна шема; б) дијаграми напона на улазу нул-компаратора и дијаграми управљачких импулса

нуцима једнакости напона u'_{GRN1} , односно u''_{GRN2} , који долазе из GRN , и напона u_r , који долази из аутоматског регулатора напона (ARN) (слика 6.2б).

Типична структурна шема аутоматског регулатора напона (ARN) – слика 6.2а састоји се од: давача задатог напона (DZN), детектора сигнала грешке 1, појачавача 2 и повратне спреге по напону. Напон кола повратне спреге U_{psd} , који даје давач напона (DN) долази на детектор сигнала грешке 1, на чији улаз се доводи и задати напон U_{zd} . Разлика тих напона појачава се у појачавачу 2. Излазни сигнал из појачавача доводи се на улазе HK_1 и HK_2 . На слици 6.2б види се да Δu_r одређује тренутке образовања управљачких импулса тиристора V_1 и V_2 , тј. управљачког угла α .

Као што је познато, средња вредност усмереног напона је утолико мања уколико је већи угао α : $U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha$. Ова зависност омогућује регулацију излазног напона и његову стабилизацију на задатом нивоу. На пример, ако као резултат пораста улазног (примарног) напона трансформатора почне да се повећава напон излаза усмераче, појачани сигнал грешке ϵ измениће угао α (повећаће га) тако што ће се на излазу усмераче добити напон задатог нивоа. Устаљена вредност излазног напона усмераче (U_d) утолико ће се мање разликовати од задате вредности овог напона (U_{za}) уколико је сачинилац (степен) појачања појачавача 2 већи.

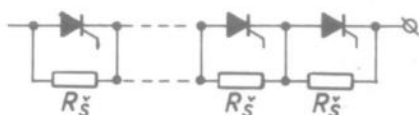
Ако претварач на слици 6.2 треба да ради и у инверторском режиму као зависни инвертор, потребно је образовати управљачке импулсе са кашњењем у односу на тренутне природне комутације тиристора за угао $\beta = \pi - \alpha$. На слици 6.2б са I и II означени су респективно опсези образовања управљачких импулса у усмерачком (I) и инверторском (II) режиму. У случају када претварач ради у оба режима, погодније је да се као GRN користи генератор тестерастог напона, чији су излазни напони u'_{GRN1} и u''_{GRN2} синхронизовани са мрежним напоном (на слици 6.2б) напони u''_{GRN1} и u'_{GRN2} , сигнал u_r и управљачки импулси за инверторски режим представљени су испрекиданом линијом). Коришћење генератора тестерастог напона омогућује регулисање угла у опсегу од 0 до π , тј. како у усмерачком ($0 \div \pi/2$) тако и у инверторском ($\pi/2 \div \pi$) режиму рада претварача.

6.1. СИСТЕМИ УПРАВЉАЊА РЕДНОМ ВЕЗОМ ТИРИСТОРА

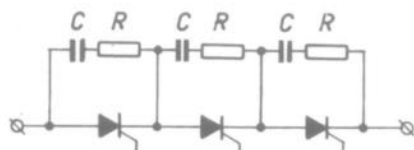
Тиристор се везују на *ред* да би се добила потребна вредност радног напона претварача, већа од дозвољеног номиналног инверзног напона једног тиристора. Како су тиристори нелинеарни елементи, чије карактеристике струја–напон, без обзира на сву пажњу при њиховој производњи, нису идентичне, они се у редној вези морају заштитити од кварова који би могли да се јаве услед:

- неједнаке расподеле директног и инверзног напона на поједине тиристоре;
- неједнаке расподеле напона на редно везане тиристоре у току прелазних процеса (комутације) и
- неистовременог укључивања тиристора.

Једнака расподела напона на поједине тиристоре осигурава се паралелним спрезањем отпорника већих отпорности (реда величине неколико хиљада ома – слика 6.3).



Слика 6.3. – Шема редно везаних тиристора са паралелно спрежњуним отпорностима за симетрисање напона



Слика 6.4. – Шема редно везаних тиристора са паралелно спрежњуним RC елементима

Против неједнаке расподеле напона на поједине тиристоре, у току прелазних процеса, тиристори се штите помоћу отпорника и кондензатора (слика 6.4), при чему је вредност отпорности реда неколико ома а капацитивност реда микрофарада.

Ради поуздане заштите редне везе тиристора, најчешће се примењује комбиновано спрежање елемената заштите (слика 6.5). Овде R_s – елементи обезбеђују равномерну расподелу устањених вредности напона, а RC елементи – равномерну расподелу напона у току прелазних процеса.

Тиристори у редној вези морају бити истовремено укључени. Неистовременост може потицати из два разлога:

- зато што управљачки импулси не стижу истовремено на све тиристоре у редној вези и
- зато што је различито време комутације појединих тиристора.

Да би се ублажио први недостатак, реализују се посебне шеме система управљања редно везаних тиристора. Друга незгода отклања се пажљивим одбором тиристора и генерисањем управљачких импулса погодног облика.

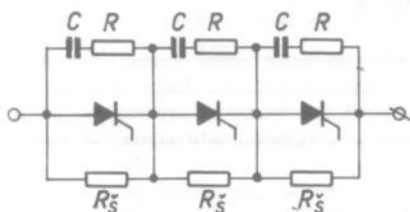
При реализацији система управљања редном везом тиристора треба узети у обзир следеће захтеве:

- брзина пораста струје управљачког импулса мора да буде довољно велика. У противном, тренуци укључења тиристора били би различити па би тиристор који би се последњи укључио на себе краткотрајно преузео целокупан напон извора напајања, што би могло да изазове његов квар. Због тога брзина пораста струје управљачког импулса треба да буде таква да обезбеди да 1 μ s после укључења система управљања све управљачке струје буду веће од номиналних вредности;

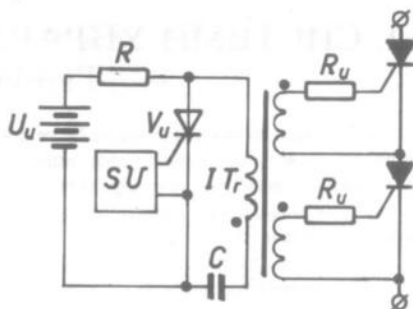
- управљачка кола појединих тиристора морају бити међусобно изолована;

- управљачке струје појединих тиристора морају бити међусобно једнаке. Када се управљачка кола редно везаних тиристора напајају из заједничког извора, услед неједнакости отпорности ових кола може доћи до већих одступања између струја управљачких електрода појединих тиристора. Због тога треба предвидети посебне мере за изједначавање ових струја.

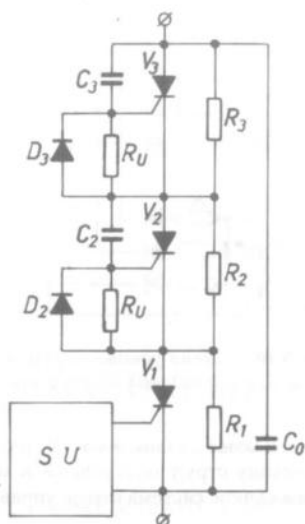
Ради испуњења набројаних захтева, најпре је потребно појачати управљачки импулс. У шема на слици 6.6 као појачавач управљачког импулса користи се коло које садржи тиристор (V_u) и кондензатор капацитивности C . Кондензатор (C) празни се преко примарног намота импулсног трансформатора (IT_r). На тај начин образује се управљачки импулс довољно велике снаге и стрмине успона (брзине пораста струје), чиме се обезбеђује практично истовремено укључење свих редно везаних тиристора.



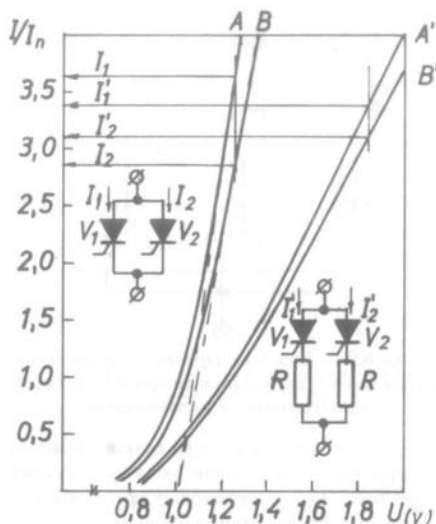
Слика 6.5. – Шема редно везаних тиристора са паралелно спрежњуним R_s и RC елементима



Слика 6.6. – Систем управљања редно везаних тиристора са тиристором као појачавачем снаге



Слика 6.7. – Бестрансформаторски систем управљања редно везаним тиристорима



Слика 6.8. – Расподела струја у паралелним гранама са тиристорима

У овој шеми узајамна изолација управљачких кола редно везаних тиристора остварена је помоћу трансформатора, при чему су променљиви отпорници (R_U) предвиђени за изравнање струја управљачких електрода. Величина отпорности ових отпорника је у опсегу $30 \div 300 \Omega$.

Управљачка кола редно везаних тиристора могу се укључити и помоћу система управљања без трансформатора (слика 6.7). Укључење тиристора V_1 доводи до пуњења кондензатора C_2 и C_3 , при чему се део њихове струје пуњења затвара преко тиристора V_2 и V_3 и укључује их.

6.2. СИСТЕМИ УПРАВЉАЊА ПАРАЛЕЛНОМ ВЕЗОМ ТИРИСТОРА

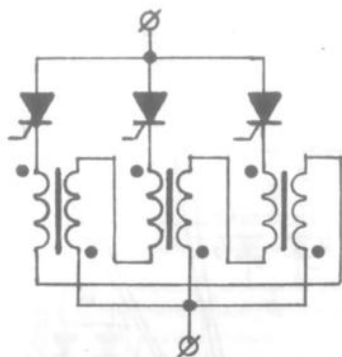
Паралелна веза тиристора користи се у случајевима када је струја оптерећења већа од номиналних струја тиристора.

Струје паралелно везаних тиристора обично се прилично разликују зато што се директне (пропусне) отпорности појединих тиристора знатно разликују. Да би се то отклонило и спречило преоптерећење појединих тиристора, прибегава се следећем:

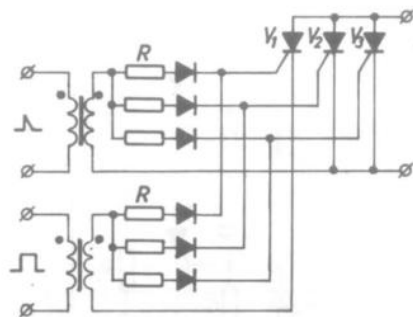
- тиристори предвиђени за паралелно везивање, одабирају се да буду приближно истих директних отпорности;
- ако не постоји могућност упаривања тиристора, на ред са тиристорима везују се индуктивности или отпорности за изједначавање струја.

Најпростији начин за изједначавање струја оптерећења појединих тиристора у паралелној вези је када се на ред са сваким тиристором укључи отпорник отпорности R . На слици 6.8 приказана је ефикасност наведеног начина. Међутим, велики недостатак тог начина изједначавања струја представљају додатни губици снаге у активним отпорностима. Зато се за изједначавање струја у паралелним гранама са тиристорима најчешће користе пригушнице за изједначавање (слика 6.9). Ове пригушнице имају по два намотаја на језгру, а намотаји су повезани као на слици 6.9. Ако струје у паралелним гранама нису једнаке, у намотајима пригушница индукује се ЕМС различитих поларитета. У грани са најмањом струјом ЕМС се сабира са напонам извора напајања, а у грани са највећом струјом – одузима се од њега, због чега се изједначавају струје у паралелним гранама.

Приликом развоја система управљања паралелно везаних тиристора треба узети у обзир следеће захтеве:



Слика 6.9. – Шема за изравнавање струја у паралелним тиристорским гранама помоћу пригушница за изравнавање



Слика 6.10. – Шема удвојеног управљања паралелно везаних тиристора

– времена укључења сваког тиристора морају се што мање разликовати. У противном, тиристор који се први укључи преузима на себе целокупну струју оптерећења и може да откаже. Зато је неопходно да $1 \mu s$ после укључења управљачког система струје управљачких импулса пређу номиналне вредности;

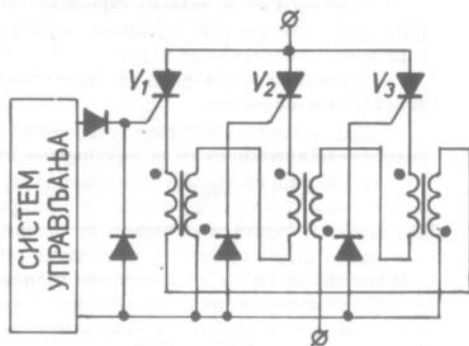
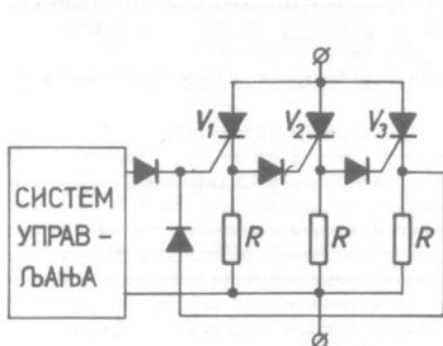
– трајање управљачких импулса мора да буде довољно дуго. У противном, због инертности оптерећења, директна струја једног од тиристора може да не достигне вредност струје одржавања, што доводи до искључења тог тиристора, док остали постају преоптерећени. Трајање управљачких импулса мора да буде толико да омогући истовремено укључење свих тиристора;

– разлика отпорности управљачких кола мора да буде што је могуће мања.

Да би се испунили наведени захтеви, управљачка кола паралелно везаних тиристора набајају се из извора управљачких импулса већих снага, и то преко заједничког секундара трансформатора, пошто их не треба галвански раздвајати.

Прилично је тешко да се истовремено постигну велике брзине пораста струје управљачког импулса и његово довољно трајање. Задовољавајуће решење постиже се помоћу удвојених система управљања (слика 6.10). Код њих један систем образује кратке импулсе оштрог успона, а други – широке импулсе.

На слици 6.11 приказане су шеме прикључења паралелно везаних тиристора на заједнички систем управљања. У шеми на слици 6.11а отпорности R истовремено се користе и за изједначавање струја управљачких импулса, а у шеми на слици 6.11б за изједначавање струја управљачких импулса служе ЕМС намота пригушнице за изједначавање. Поред тога, ЕМС намота пригушнице претходног степена помажу укључење тиристора у наредном степену.



Слика 6.11. – Шема паралелно везаних тиристора на заједнички систем управљања

7. ПРЕЛАЗНИ ПРОЦЕСИ У ЕЛЕКТРИЧНИМ КОЛИМА

7.1. ПРЕЛАЗНИ ПРОЦЕСИ И ИНЕРЦИЈАЛНИ ЕЛЕМЕНТИ

У основама електронике (I разред) и основама електротехнике и електричних мерења (II разред) разматрана су електрична кола једносмерне и наизменичне струје у *усталеним* стањима (режимима) рада. Под *усталеним* (*стационарним*) *стањима* *рада* електричних кола *подразумевају* се *такви* *режими* *њиховог* *рада* *при* *којима* *струје* у *појединим* *гранама* и *напони* на *појединим* *деловима* *кола* *остaju* *непроменљиви* или се мењају *по* *једном* *истом* *закону* у *току* *произвољно* *дугог* *интервала* *времена*. Устаљена стања рада су при задатим и непроменљивим параметрима кола у потпуности одређена врстом извора електричне енергије. Другим речима, извори сталног напона (или струје) стварају у колу сталну струју, а извори наизменичног напона (или струје) – наизменичну струју чија је учестаност иста као и учестаност извора електричне енергије. Процеси у колима у овим случајевима описују се помоћу алгебарских једначина, чијим решењем се одређују вредности напона и струја у појединим деловима кола.

Електромагнетни процеси који настају у електричном колу при прелазу из једног устаљеног стања у друго називају се *прелазни процеси*. Узроци промене стања (режима) рада могу бити: укључење и искључење електричног кола, промена оптерећења у колу, настанак кварова у колу (кратки спојеви, прекид проводника, удар грома у преносни вод итд.), промена R , L и C елемената кола итд.

У току прелазног процеса струје и напони на неким елементима могу вишеструко да премаше номиналне вредности напона и струја према којима су ти елементи прорачунати. Да би се спречило отказивање појединих елемената кола, користе се *защитни уређаји*, који остварују аутоматску заштиту електричног кола од пренапона и прекомерних струја. При експлоатацији електротехничких система/уређаја ради избора заштитних уређаја потребно је познавати највеће вредности напона и струје који се јављају у току прелазног процеса, као и време за које они достижу те вредности.

У великом броју електротехничких система/уређаја, а посебно у системима/уређајима енергетске електронике, прелазни процеси представљају основне режиме њиховог рада.

Прелазни процеси се, у општем случају, могу јавити само у електричним колима која садрже индуктивне калемове и кондензаторе. Физички се то објашњава тиме што енергија нагомилана у магнетном пољу калема и електричном пољу кондензатора не може тренутно да се промени. Зато се каже да индуктивни калем и кондензатор представљају *инерционе елементи* електричног кола.

У електричним колима која садрже само термogene (активне) отпорнике не нагомилава се енергија електромагнетног поља, па се у њима не јављају прелазни процеси. Устаљено стање рада у њима се успоставља тренутно, скоковито.

Овде треба напоменути да у стварности не постоје идеални елементи кола. Било који стварни (реалан) елемент кола има одређену отпорност R , индуктивност L и капацитивност C , тј. у стварним електротехничким уређајима постоје и топлотни губици и магнетна и електрична поља.

Прелазни процеси у стварним електротехничким уређајима могу да се убрзају или успоре посебним избором вредности параметара појединих елемената кола.

Задатак испитивања прелазних процеса је налажење законитости промене струја у појединим гранама и напона на појединим деловима кола при преласку електричног кола из једног устаљеног стања рада у друго.

Прелазни процеси описују се помоћу *диференцијалних једначина*, које се састављају у складу са Кирхофовим законом за тренутне вредности струја и напона. У случају *линеарних* електричних кола, прелазни процеси се описују *линеарним диференцијалним једначинама*, а у случају *нелинеарних* електричних кола – *нелинеарним диференцијалним једначинама*. Постоји више различитих метода за решавање једначина. Међутим, они се овде неће проучавати јер је то предмет више математике, теорије електричних кола и теорије аутоматског управљања. Овде ће се дати само резултати испитивања прелазних процеса у линеарним колима, који се добијају *класичним методом* решавања диференцијалних једначина којима се описују прелазни процеси.

Струја у било којој грани кола у току прелазног процеса може да се представи у облику две компоненте

$$i = i_{us} + i_{pp}. \quad (7.1)$$

Прва компонента, i_{us} , представља струју која ће у посматраној грани кола тећи у устаљеном стању рада кола (отуда индекс „ us “) када се прелазни процес заврши. Ако у колу делују извори сталне струје и сталног напона, ова компонента представљаће сталну струју, односно наизменичну струју ако коло садржи изворе наизменичне струје и наизменичног напона. Ова струја може се одредити помоћу једног од метода проучених у основама електротехнике и електричних мерења (II разред). Друга компонента, i_{pp} , јавила би се у посматраној грани кола у случају када на коло не би деловали спољашњи извори електричне енергије, тј. када би коло било у тзв. *слободном* режиму рада. При одсуству спољашњих извора, енергија, нагомилана у колу, постепено се троши и ова компонента се у току времена смањује до нуле. Очигледно је да компонента i_{pp} карактерише прелазни процес (отуда индекс „ pp “). Временски график компоненте i_{pp} зависи од услова који су владали у

колу у тренутку започињања прелазног процеса. Ти услови називају се *почетни услови*.

Претходно излагање важи и за напоне. Дакле, напон на било којем делу кола у току прелазног процеса једнак је збиру две компоненте, устаљене (u_{us}) и прелазне (u_{pp}):

$$u = u_{us} + u_{pp}. \quad (7.2)$$

Треба истаћи да у току прелазног процеса физички постоји само једна струја у посматраној грани кола, односно један напон на посматраном делу кола. Растављање струје, односно напона на две компоненте, устаљену и прелазну, јесте математичка операција која омогућује упрошћено прорачунавање и лакше разумевање прелазних процеса у линеарним колима (пошто принцип суперпозиције важи само за линеарна кола).

Било која промена стања у електричном колу може да се оствари укључивањем или искључивањем одређених прекидача. Таква промена стања, у општем случају, назива се комутација. Претпоставићемо да је прекидач помоћу којег се остварује промена стања електричног кола *идеалан*, тј. да се прекидачем постиже тренутно укључење или искључење у временском тренутку t .

7.2. ЗАКОНИ КОМУТАЦИЈЕ

Под претпоставком да се комутација у електричном колу постиже помоћу идеалног прекидача, закони комутације тврде да су струја у индукованом елементу (i_L) и напон на капацитивном елементу (u_C) непосредно после комутације (у тренутку t_+) исти као непосредно пре комутације (у тренутку t_-):

$$i_L(t_-) = i_L(t_+), \quad u_C(t_-) = u_C(t_+). \quad (7.3)$$

Другим речима, закони комутације кажу да се *струја у индукованом елементу и напон на капацитивном елементу електричног кола не могу нагло променити (променити за коначну величину у току бесконачно мало одсечка времена)*.

Докажимо најпре Први закон комутације, који се односи на индуковани елемент. Претпоставимо да се у току одсечка времена од t_1 до t_2 струја у грани кола са индуктивним елементом променила од $i_L(t_1)$ на $i_L(t_2)$. Средња брзина промене магнетне енергије нагомилане у магнетном пољу индуктивног елемента у том случају би била

$$\frac{\Delta W_L}{t} = \frac{L}{2} \frac{i_L^2(t_2) - i_L^2(t_1)}{\Delta t} \Delta t = t_2 - t_1. \quad (7.4)$$

Ако временски одсечак Δt тежи ка нули и ако се претпоставља да је $i_L(t_1) \neq i_L(t_2)$, то би значило да би снага (p_L), која је једнака брзини промене енергије $\left(p_L \frac{\Delta W_L}{\Delta t}\right)$, тежила ка бесконачно великој вредности, а то је немогуће пошто

електрична кола бесконачно велике снаге у стварности не постоје. Дакле, овај закон може се изразити као

$$i_L(t-) = i_L(t+),$$

где је t тренутак времена у којем се постиже комутација.

На сличан начин може се доказати и Други закон комутације, који важи за капацитиван елеменат. Пошто је немогуће да се енергија нагомилана у електричном пољу капацитивног елемента $w_C = C u_C^{2/2}$ измени тренутно, долази се до израза

$$u_C(t-) = u_C(t+),$$

који представља Други закон комутације.

Једнакости (7.3) представљају и почетне услове, односно показују које вредности имају струје и напони у електричном колу у тренутку комутације.

Размотримо сада прорачун прелазних процеса на два примера: (1) на примеру редног RL кола на чијим крајевима делује сталан напон и (2) на примеру редног RL кола на чијим крајевима делује наизменичан простопериодичан напон u .

(1) *Прелазни процес у редном RL колу на чијим крајевима делује сталан напон.* – Чим се прекидач (P) у редном RL колу (слика 7.1) укључи, кроз коло ће потећи струја

$$i = i_{us} + i_{pp}.$$

Компонента струје кола која одговара устаљеном стању (i_{us}) јесте стална струја која ће тећи кроз коло када се заврши прелазни процес¹

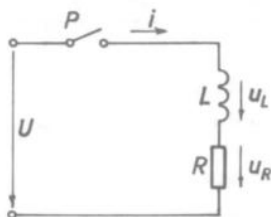
$$i_{us} = \frac{U}{R}.$$

Помоћу више математике показује се да је струја i дата изразом

$$i = \frac{U}{R} + A \exp\left(-\frac{R}{L} t\right).$$

Како је струја у колу пре укључења прекидача била једнака нули, на основу Првог закона комутације добија се

$$(t_- = 0_-) = 0 = i(t_+ = 0_+) = \frac{U}{R} + A,$$



Слика 7.1. – Редно RL коло прикључено на сталан напон

¹ Прелазни процес, теоријски, траје бесконачно дуго.

одакле следи

$$i = -\frac{U}{L}$$

и

$$i_{pp} = -\frac{U}{R} \exp\left(-\frac{R}{L} t\right).$$

Дакле, струја (i) која тече у редном RL колу у току прелазног процеса рашће према закону (слика 7.2)

$$i = \frac{U}{R} [1 - \exp(-t/\tau)], \quad (7.5)$$

где је $t = L/R$ временска константа кола. Она представља време у току којег би струја i достигла вредност при устаљеном стању ($i = i_{us} = U/R$) ако би брзина промене остала стална и једнака почетној брзини промене струје

$$\left. \frac{\Delta i}{\Delta t} \right|_{t=0} = 0 + = \frac{U}{L}.$$

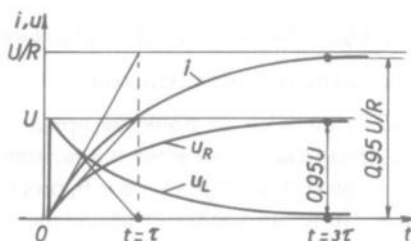
Струја i после истека времена 3τ , рачунајући од тренутка укључења прекидача, биће $i(3\tau) = 0,95 U/R$. Због тога се сматра да је после времена $t = 3\tau$ прелазни процес практично завршен.

Напони на отпорном (u_R) и индукованом (u_L) елементу кола мењаће се у току прелазног процеса респективно према законима (слика 7.2)

$$u_R = R \cdot i = U [1 - \exp(-t/\tau)],$$

$$u_L = L \frac{\Delta i}{\Delta t} = U \exp(-t/\tau).$$

Слика 7.2. – Графици промене струје (i) и напона у току прелазног процеса у редном RL колу прикљученом на сталан напон



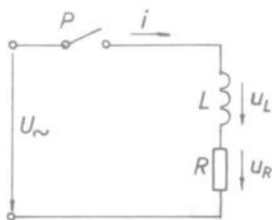
(2) Прелазни процес у редном RL колу на чијим крајевима делује наизменичан просторопериодичан напон. – Нека на крајевима редног RL кола делује хармоничан напон (слика 7.3)

$$u = U_m \sin(\omega t + \Theta).$$

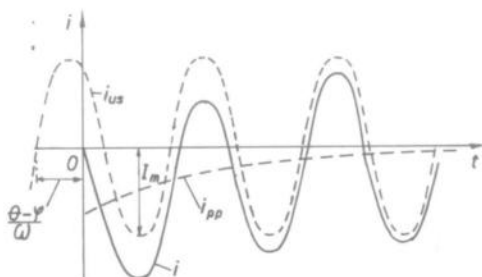
Тада ће, као што се зна из основа електротехнике и електричних мерења (II разред), у устаљеном стању кроз коло тећи струја

$$i_{is} = I_m \sin(\omega t + \Theta - \varphi), \quad (7.6)$$

где је: $I_m = U_m / \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ – амплитуда струје, $\varphi = \arctg(\omega L/R)$ – аргуменат комплексне импедансе кола, а Θ – почетна фаза прикљученог напона.



Слика 7.3. – Редно RL коло прикључено на хармоничан напон



Слика 7.4. – График промене струје (i) и њених компоненти (i_{us} и i_{pp}) у редном RL колу прикљученом на хармоничан напон

Показује се (помоћу више математике) да у току прелазног процеса кроз коло тече струја

$$i = i_{us} + i_{pp} = I_m \sin(\omega t + \Theta - \varphi) + A \exp\left[-\left(\frac{R}{L}\right)t\right].$$

Константа A налази се из Првог закона комутације:

$$i(t_- = 0_-) = 0 = i(t_+ = 0_+) = I_m \sin(\Theta - \varphi) + A,$$

одакле је

$$A = -I_m \sin(\Theta - \varphi).$$

Дакле,

$$i_{pp} = -I_m \sin(\Theta - \varphi) \exp(-t/\tau) \quad (7.7)$$

и

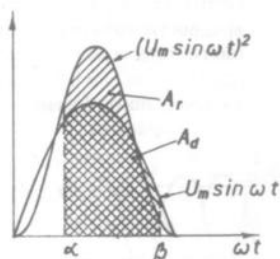
$$i = i_{us} + i_{pp} = I_m \sin(\omega t + \Theta - \varphi) - I_m \sin(\Theta - \varphi) \exp(-t/\tau), \quad (7.8)$$

где је $\tau = L/R$ временска константа кола.

Из израза (7.7) види се да почетна вредност прелазне компоненте струје (i_{pp}) зависи од тренутка укључења кола, односно од почетне фазе напона електричног извора (Θ). Ако је $\Theta - \varphi = 0$, онда је $i_{pp} = 0$ и у колу одмах наступа устаљено стање. Почетна вредност прелазне компоненте струје (i_{pp}) биће највећа и једнака I_m ако је почетна фаза напона $\Theta = \varphi + \pi/2$. У том случају, ако је временска константа кола (τ) довољно велика у односу на периоду (T) синусоидне компоненте струје, струја (i) у колу достићи ће у тренутку $t \approx T/2$ скоро двоструку амплитудну вредност ($t \approx 2 I_m$). Ова чињеница мора се узети у обзир приликом прорачуна електричних кола.

Познавање физичке суштине прелазних процеса неопходно је за разумевање основних принципа рада енергетских електронских кола. Осим тога, ради извођења појединих израза помоћу којих се објашњавају или представљају одређене карактеристике ових кола, неопходно је дати обрасце за срачунавање средње вредности и ефективне вредности (средње квадратне вредности) у случају када дијаграми струја и напона у току периода не представљају непрекидне синусне таласе.

Средња и ефективна вредности. – У случају усталеог стања у електричном колу, средња и ефективна вредност напона су, респективно, $U_{sr} = 2 U_m / \pi$ и $U = U_m / \sqrt{2}$. Ове вредности важе само за случај када дијаграм напона у току периоде представља непрекидан синусни талас. Ако синусни талас није непрекидан, вредности ће бити другачије. Према дефиницији, средња вредност напона U_{sr} представља површину испод активног дела криве $U_m \sin \omega t$ подељену са угаоном основицом. Угаона основица је различита за различита кола и може да одговара: половини периоде (тада је угаона основица π рад), читавој периоди (2π рад) или делу периоде који обухвата активни део криве $(\beta - \alpha)$ рад – слика 7.5. Ефективна вредност напона (U) представља квадратни корен средње вредности површине испод криве $(U_m \sin \omega t)^2$ подељене са угаоном основицом.



Слика 7.5. – Уз геометријску дефиницију средње и ефективне вредности

На слици 7.5 активни одсечак криве хармоничног напона протеже се од угла α до угла β . Осенчена површина (A_d) користи се за срачунавање средње вредности напона (U_d), а шрафирана површина (A_r) за срачунавање његове ефективне вредности (U_r). Ове површине одређују се помоћу следећих образаца:

$$(U_m \sin \omega t) : A_d = -U_m (\cos \beta - \cos \alpha), \quad (7.9)$$

$$(U_m \sin \omega t)^2 : A_r = \frac{U_m^2}{2} \left[(\beta - \alpha) - \frac{\sin 2\beta - \sin 2\alpha}{2} \right].$$

Према томе, средња вредност (U_d) и ефективна вредност (U_r) напона су:

$$U_d = \frac{A_d}{\text{угаона основица}}, \quad (7.10)$$

$$U_r = \frac{A_r}{\text{угаона основица}}, \quad (7.11)$$

при чему угаона основица може бити: $(\beta - \alpha)$, π или 2π , зависно од разматраног електричног кола.

Пример 7.1.

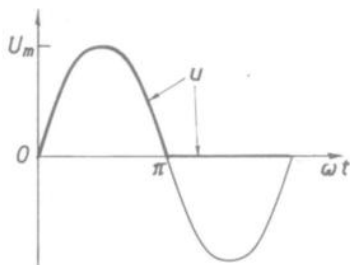
Наћи средњу и ефективну вредност напона полуталасне усмераче.

Решење

Као што ће бити касније објашњено, тренутна вредност излазног напона (u) полуталасне усмераче мења се по синусном закону у првој половини периоде, а једнака је нули у другој половини (слика 7.6). Према томе, $\alpha = 0$, $\beta = \pi$ рад, а угаона основица је 2π рад, па се добија

$$A_d = -U_m (\cos \pi - \cos 0) = 2U_m$$

$$U_d = \frac{2U_m}{2\pi} = 0,318 U_m,$$

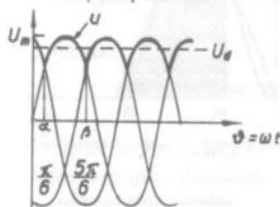


Слика 7.6. – Тренутна вредности излазног напона полуталасне усмераче

$$A_r = \frac{U_m^2}{2} \left[(\pi - 0) - \frac{\sin 2\pi - \sin 0}{2} \right] = \frac{U_m^2}{2},$$

$$U_r = \frac{\sqrt{U_m^2 \pi}}{2(2\pi)} = 0,5 U_m.$$

Треба напоменути да средња вредност напона (U_d) код полуталасне усмераче представља једну половину средње вредности напона у случају пуноталасне усмераче. Међутим, ефективна вредност напона (U_r) код полуталасног усмеравања *није* једнака половини ефективне вредности напона код пуноталасног усмеравања. Да би се ово објаснило, потребно је подсетити се да разлог што се у електричним колима наизменичне струје користе ефективне вредности потиче из познатог обрасца за активну снагу $P = U \cdot I$. Ако, дакле усмерача напаја чисти термогени пријемник, у случају пуноталасног усмеравања активна снага биће $P = (U_m \sqrt{2} \dots (I \sqrt{2}) = 0,5 U_m I_m$, а у случају полуталасног $P = (0,5 U_m) \cdot (0,5 I_m) = 0,25 U_m \cdot I_m$. Значи, у случају полуталасног усмеравања *снага* (а не напон) представља половину снаге пуноталасног усмеравања.



Слика 7.7. – Трофазни излазни напон после усмеравања

Пример 7.2.

Наћи средњу и ефективну вредност напона чији је таласни облик приказан на слици 7.7.

Решење

На слици 7.7 се види да излазни напон представља сегменте трофазног напона који се једнообразно понављају. Према томе, средња и ефективна вредност могу да се одреде само према активном одсеку једне фазе, за коју су

$$\alpha = \pi/6 \text{ и } \beta = 5\pi/6.$$

Дакле

$$\frac{A_d}{\text{угаона основица}} = \frac{-U_m [\cos(5\pi/6) - \cos(\pi/6)]}{5\pi/6 - \pi/6} = 0,828 U_m,$$

$$U_r = \frac{A_r}{\text{угаона основица}} = U_m \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{6} \right) - \frac{\sin(5\pi/3) - \sin(\pi/3)}{2}}{5\pi/6 - \pi/6} = 0,841 U_m.$$

8. ЕНЕРГЕТСКИ ПРЕТВАРАЧИ

Основни облици преображаја електричне енергије

Пријемници електричне енергије користе електричну енергију различитих облика: у облику наизменичних струја индустријске учестаности (фреквенције) 50 Hz (у САД и неким другим земљама 60 Hz), у облику једносмерних струја (више од 20% укупно произведене електричне енергије), као и у облику наизменичних струја повећане учестаности или струја посебног облика (импулсног и других). С друге стране, примарни извори електричне енергије углавном дају електричну енергију у облику наизменичних струја индустријске учестаности или у облику једносмерних струја.

Због различитих облика електричне енергије коју захтевају пријемници и различитих облика електричне енергије коју производе примарни извори, произилази потреба за преображајем (трансформацијом) електричне енергије. Основни облици преображаја електричне енергије су:

- *усмеравање* (претварање наизменичне струје у једносмерну);
- *инвертовање* (претварање једносмерне струје у наизменичну);
- *прећиварање учестаности* (претварање наизменичне струје једне учестаности у наизменичну струју друге учестаности).

Комбинацијом прва два поступка, односно редним везивањем усмерача (исправљача) и инвертора може се, помоћу елемената енергетске електронике, остварити прелаз од једног напонског нивоа на други. Тако се добијају наизменични и једносмерни претварачи.

Наизменични прећиварач мења ниво наизменичног напона тако што се на извор наизменичног напона веже исправљач иза кога следи инвертор.

Једносмерни прећиварач мења ниво једносмерног напона тако што се на извор једносмерног напона веже инвертор иза кога следи исправљач.

* *
*

Историјски гледано, развој електроенергетике је почео захваљујући Едисоновом систему једносмерне струје, који је потпуно напуштен, пре свега због великих губитака при преносу. Теслин систем наизменичне струје за производњу, пренос и коришћење електричне енергије, после револуционарне експанзије, остаје и данас незаменљив. Међутим, потреба за једносмерном струјом постоји у одређеном броју случајева, као што су електрична вуча, електролиза метала и напајање свих електронских уређаја. У новије време једносмерну струју имамо у соларним електранама на бази фотоћелија. Осим тога, уочавају се предности једносмерне струје при преносу високонапонским далеководима због мањих губитака. Али, на-

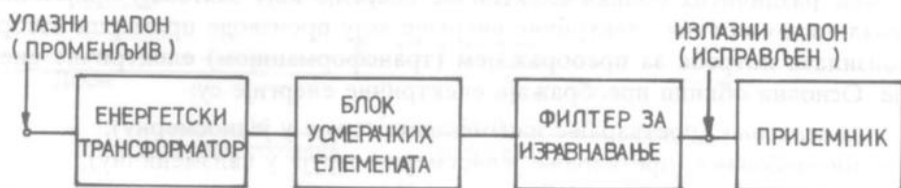
изменична струја остаје незаменљива при преласку са једног на други напонски ниво и свуда где се користи асинхронни мотор. Све ово указује на потребу претварања (преображаја, трансформације) електричне енергије.

Усмераче

Усмерача је *статички преображајник електричне енергије наизменичне струје у електричну енергију једносмерне струје*.

Општа структурна шема усмерачког уређаја садржи (слика 8.1): енергетски трансформатор; блок усмерачких (вентилских) елемената; филтар за изравнавање („пеглање“, „глађење“) и пријемник (оптерећење). Помоћу трансформатора преображава се улазни напон и постиже се електрично раздвајање појединих електричних кола усмераче. Блок усмерачких елемената обезбеђује преображај променљивог напона у једносмерни пулсирајући напон. Ради изравнавања пулсација усмереног напона, на излазне крајеве блока усмерачких елемената прикључује се филтар за изравнавање. Карактер пријемника (активни, капацитивни или индуктивни) битно утиче на режим рада свих делова усмераче и мора да се узима у обзир при њеном прорачуну и изради.

Усмераче се обично разликују према: снази, напону, броју фаза примарног намота трансформатора, шеми усмеравања и начину управљања излазним напоном.



Слика 8.1. – Схематичка шема усмераче

Подела усмерача према снази и напону је врло условна. Према снази, разликују се усмераче мале снаге (до 1 kW), средње снаге (до 100 kW) и велике снаге (изнад 100 kW), а према напону, усмераче ниског (до 250 V), средњег (до 1 kV) и високог напона (изнад 1 kV).

Према броју фаза примарног намота трансформатора, усмераче могу бити једнофазне и трофазне.

Под шемом усмеравања подразумева се, по правилу, шема повезивања усмерачких елемената и трансформатора. Према шеми усмеравања, разликују се усмераче са једним усмерачким елементом (једнофазне полуталасне), са средњом тачком (једнофазне пуноталасне и трофазне) и мосне.

Према начину управљања излазним напоном, све усмераче се могу поделити на: неуправљиве (неконтролисане) и управљиве (контролисане). Код управљивих усмерача регулисање излазног напона остварује се на следеће основне начине: регулисањем са стране наизменичне струје (помоћу регулатора наизменичне струје, који омогућује промену напона који долазе на усмерачке елементе, па, према томе, и излазног напона усмераче); регулисањем са стране једносмерне струје (укључењем регулатора једносмерне струје на излазу усмераче) и регулисањем које се остварује непосредним деловањем

на усмерачке елементе шеме. Најраспрострањенији је последњи начин, при чему се као усмерачки елементи користе управљиви (контролисани) усмерачки елементи, углавном тиристори.

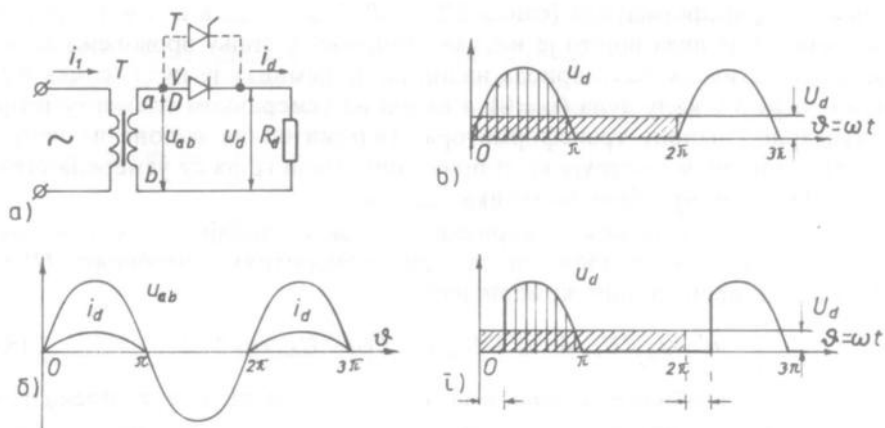
Принцип рада шема усмеравања са неуправљивим усмерачким елементима (усмерачким диодама) и управљивим усмерачким елементима (тиристорима) веома су слични, па ће се у наредним поглављима разматрати једне исте шеме усмеравања – једанпут када садрже усмерачке диоде, а други пут када садрже тиристоре.

8.1. ОСНОВНЕ ШЕМЕ УСМЕРАВАЊА

Усмерачки елементи на шемама биће означени са V (почетним словом речи вентил); у тексту ће увек бити назначено кад је усмерачки елемент усмерачка диода (ознака D), а када тиристор (ознака T).

Ради лакшег разумевања принципа рада различитих шема усмеравања, најпре ће се размотрити идеализоване шеме усмеравања, за које важе следеће претпоставке: а) усмерачки елементи су идеални, тј. у стању провођења имају отпорност једнаку нули ($R_f = 0$), а у стању непровођења – проводност једнаку нули ($\frac{1}{R_r} = 0$); б) усмерачки елементи у стање провођења, односно непровођења долазе тренутно (без прелазних процеса); в) отпорности проводника кола, који повезују елементе шеме, једнаке су нули; г) отпорност напона трансформатора (активне и индуковане), губици енергије у његовом магнетном колу и струја магнећења такође су једнаки нули.

После тога биће размотрени стварни (реални) параметри шеме који највише утичу на електромагнетне појаве које се јављају у току процеса усмеравања.



Слика 8.2. – Једнофазна полупроводна усмерача: а) шема усмеравања; б) дијаграми секундарног напона трансформатора (u_{ab}) и струје оптерећења (i_d); в) дијаграм усмереног напона у шми са усмерачком диодом (D); г) дијаграм усмереног напона у шми са тиристором (T)

8.1.1. Једнофазна полуталасна шема усмеравања

Шема садржи трансформатор (T_r), усмерачки елемент (V) и пријемник отпорности (R_d)¹ – слика 8.2. Примар трансформатора прикључен је на мрежу наизменичног хармоничног напона, па ће се и на његовом секундару појавити хармоничан напон

$$u_{ab} = U_m'' \sin \omega t = \sqrt{2} U'' \sin \omega t, \quad (8.1)$$

где је U'' – ефективна вредност секундарног напона, а ω – угаона учестаност мрежног напона.

Усмерачки елеменат проводи електричну струју када је у стању провођења ($R_f = 0$), а то се дешава само када је његова анода на вишем потенцијалу од катоде. Према томе, струја i_d протицаће кроз отпорник R_d само у току позитивних полупериода секундарног напона трансформатора ($u_{ab} > 0$), слика 8.2в и имаће вредност

$$i_d = \frac{u_{ab}}{R_f + R_d} = \frac{u_{ab}}{R_d} = \frac{\sqrt{2} U''}{R_d} \sin \omega t = I_m \sin \omega t. \quad (8.2)$$

У току негативних полупериода напона ($u_{ab} < 0$), у колу неће тећи струја пошто је усмерачки елеменат тада у стању непровођења (ради на инверзној грани карактеристике струја – напон), односно проводност му је једнака нули ($\frac{1}{R_r} = 0$, $R_r = \infty$), па је

$$i_d = \frac{u_{ab}}{R_r + R_d} = \frac{u_{ab}}{\infty} = 0. \quad (8.3)$$

Дакле, коло пропушта само половину таласа синусоидне струје у току сваке периоде (слика 8.2б).

У току позитивних полупериода напон на пријемнику једнак је секундарном напону трансформатора (слика 8.2в): $i_d R_d = u_d = u_{ab}$, а напон на усмерачком елементу је нула пошто је његова отпорност у стању провођења $R_f = 0$. За време негативних полупериода напон на пријемнику је нула (слика 8.2в) пошто је струја у колу нула ($i_d = 0$), а напон на усмерачком елементу једнак је секундарном напону трансформатора. Таласни облик напона на пријемнику сличан је оном за струју кроз пријемник. Види се да су усмерена струја и усмерени напон *йулсирајући* (слика 8.2б, в).

Доказује се (развијањем у Фуријеов ред) да се добијени усмерени пулсирајући напон може разложити на једну једносмерну компоненту (U_d) и безброј простопериодичних компонената:

$$u_d = U_d + U_{1m} \sin \omega t - U_{2m} \cos 2 \omega t - U_{4m} \cos 4 \omega t. \quad (8.4)$$

Синусоидна компонента која има исту учестаност као и посматрана несинусоидна величина назива се *основна хармонична*. Синусоидна компо-

¹ Индекс d користи се за означавање елемената, струја и напона шеме усмеравања са стране једносмерне струје. Он представља почетно слово енглеске речи direct – прав, једносмеран.

нента учестаности два пута веће од основне учестаности назива се *хармонична групој реда* итд.

Може се показати да је амплитуда основне хармоничне компоненте

$$u_{im} = \frac{u_m}{2}. \quad (8.5)$$

Једносмерна компонента усмереног пулсирајућег напона (U_d) представља средњу вредност напона за читаву периоду (на слици 8.2в U_d је висина косо шрафираног правоугаоника, чија је основица 2π , а површина једнака вертикално шрафираној површини коју ограничава крива усмереног напона) и може се одредити помоћу обрасца (8.2):

$$U_d = \frac{-u_m'' (\cos \pi - \cos 0)}{2} = \frac{2u_m''}{2\pi} = \frac{u_m''}{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} u'' = 0,45u''. \quad (8.6)$$

Средња вредност усмерене струје одређује се помоћу обрасца (7.10):

$$I_d = \frac{I_m}{\pi}, \quad (8.7)$$

одакле се, сходно изразу (8.2), добија

$$I_d = \frac{I_m}{\pi} = \frac{\sqrt{2} U''}{\pi R_d}. \quad (8.8)$$

Ако се узме у обзир образац (8.6), до последњег израза може се доћи и помоћу Омовог закона

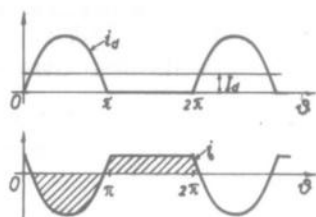
$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{\sqrt{2} U''}{\pi R_d}. \quad (8.9)$$

Ефективна вредност усмерене струје одређује се помоћу обрасца (7.11) и дата је изразом

$$I_r = \frac{I_m}{2} = \frac{\pi}{2} I_d. \quad (8.10)$$

Усмерена струја i_d протиче и кроз секундарни намотај трансформатора. Једносмерна компонента ове струје (I_d) не може се, сагласно закону електромагнетне индукције, трансформисати, па примарна струја трансформатора (i') неће садржати једносмерну компоненту. На слици 8.3 представљене су секундарна (i_d) и примарна (i') струја трансформатора, уз претпоставку да је однос преображаја трансформатора $m = 1$, а његова струја празног хода једнака нули. Шрафирани површине на дијаграму струје i' морају бити међусобно једнаке, јер, као што се зна из основа електротехнике, само тада струја i' неће имати једносмерну компоненту. Према томе, тренутна вредност примарне струје (i') разликоваће се од секундарне струје трансформатора (i_d) за једносмерну компоненту i_d и биће супротног смера: $i' = -(i_d - I_d)$.

Како се флуks у магнетном колу трансформатора јавља под заједничким деловањем магнетних напона које стварају поједине струје, резултантни магнетни флуks садржаће, поред променљиве, и једносмерну компоненту. Постојање једносмерног флуksа повећава



Слика 8.3. – Дијаграми струја у намотајима трансформатора укљученог у једнофазну полушаласну шему усмеравања

засићење магнетног кола трансформатора, што, са своје стране, изазива пораст струје празног хода. Последица је повећање прорачунске снаге трансформатора, односно његових димензија.

* *
*

На усмерачком елементу у стању непровођења (у интервалу од π до 2π) влада инверзни напон, једнак по вредности секундарном напону трансформатора (слика 8.2). Његова највећа вредност је

$$U_{im} = U_m'' = \sqrt{2} U'' = \sqrt{2} \frac{\pi U_d}{\sqrt{2}} = \pi U_d. \quad (8.11)$$

Како је усмерени напон на излазу усмераче пулсирајући, његова таласавост се изражава помоћу тзв. *коэффицијента пулсације* (k_p), који се дефинише као количник амплитуде основне хармоничне компоненте напона или струје и величине одговарајуће једносмерне компоненте

$$k_p = \frac{U_{im}}{U_d} \text{ или } k_p = \frac{I_{im}}{I_d}. \quad (8.12)$$

Коефицијент пулсације је важна карактеристика усмераче, која говори да ли је таласни облик усмереног напона погодан за одређену примену.

За једнофазну полуталасну шему усмеравања коефицијент пулсације је

$$k_p = \frac{U_{im}}{U_d} = U_m'' \frac{\frac{2}{U_m''}}{\frac{\pi}{\pi}} = \frac{\pi}{2} = 1,57. \quad (8.13)$$

Један од основних недостатака ове шеме усмеравања је управо овако велики коефицијент пулсације, који указује на постојање значајних хармоничних компонената у напону и струји пријемника.

* *
*

Показује се да је ефективна вредност примарне струје трансформатора

$$I' = \frac{1,21}{m} I_d, \quad (8.14)$$

где је m однос преображаја трансформатора.

Када се знају ефективне вредности напона и струја примарног (U' , I') и секундарног (U'' , I'') намота трансформатора, могу се одредити и њихове снаге:

$$S' = U' I' = m U'' \cdot \frac{1,21}{m} I_d = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d \cdot 1,21 I_d = 2,69 P_d, \quad (8.15)$$

$$S'' = U'' I'' = U'' \cdot I_r = \frac{\pi}{2} U_d \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2}} I_d = 3,49 P_d, \quad (8.16)$$

$$P_d = U_d I_d. \quad (8.17)$$

Прорачунска снага трансформатора, према којој се бира трансформатор, одређује се по обрасцу

$$S_T = \frac{S' + S''}{2} = 3,09 U_d I_d = 3,09 P_d. \quad (8.18)$$

Из последњег обрасца се види да је прорачунска снага трансформатора (S_T) више од три пута већа од снаге пријемника електричне енергије (P_d). То говори о лошем искоришћењу трансформатора и објашњава зашто размотрена шема усмеравања није нашла широку примену у пракси.

Сва досадашња разматрања једнофазне полуталасне шеме усмеравања подразумевају да усмерачки елемент (V) представља усмерачку диоду (D). Узмимо сада да је усмерачки елемент тиристор (T) – слика 8.2а. Да би кроз тиристор протекла струја, треба да се испуне два услова: да напон u_{ab} буде позитиван (јер је тада анода тиристора на вишем потенцијалу од катоде) и да тиристор из стања непровођења (блокирања) пређе у стање провођења. Овај други услов остварује се довођењем управљачког сигнала¹ на *управљачку електричну* тиристора.

Угао α (слика 8.2г), који одговара времену које протекне од тренутка када напон u_{ab} има вредност нула (при промени поларности од негативне на позитивну) до тренутка довођења управљачког сигнала на управљачку електроду, назива се *управљачки угао* (*угао деблокирања*, *угао њаљења*) и изражава се у електричним степенима.

Ако је управљачки угао $\alpha = 0$ (што одговара довођењу управљачких сигнала на тиристор у почетку периоде), то би био већ размотрени режим рада шеме усмеравања са усмерачком диодом. Ако је $\alpha > 0$, тиристор ће прећи у стање провођења, али не на почетку периоде, већ после истека одговарајућег дела периоде: $t_\alpha = \alpha/\omega$. Трајање протицања струје кроз тиристор у позитивној полупериоди ($T/2$) напона u_{ab} бити смањено за исти део периоде ($T/2 - \alpha/\omega$). Средња вредност усмереног напона (и струје) може да се мења мењањем угла α , при чему већим угловима α одговара мања вредност усмереног напона U_d (на слици 8.2в то одговара смањењу шрафираних површина), и обрнуто.

Средње вредности усмереног напона ($U_{d\alpha}$) и струје ($I_{d\alpha}$), одређене по обрасцу (7.10), дате су изразима

$$U_d = \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha), \quad (8.19)$$

$$I_d = \frac{I_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (8.20)$$

8.1.2. Једнофазна полуталасна шема са средњом (неутралном) тачком

На слици 8.1 приказана је једнофазна полуталасна шема са средњом (неутралном) тачком. Она садржи енергетски трансформатор (T_r) са изводом на средини секундарног намотаја, два усмерачка елемента (V_1, V_2) и пријемник отпорности (R_d). Извод на секундарном намотају дели овај намотај на два полунамотаја, који у односу на извод (средњу тачку) стварају два напона, фазно померена за π . Дакле, ова два напона су у противфазу. Размотриће се рад ове шеме при чисто активном и при активно-индуктивном оптерећењу.

¹ Кола за стварање управљачког реда сигнала дата су у глави 3.

Рад шеме при активном оптерећењу и узулу управљања $\alpha = 0$. – У овом случају као усмерачки елементи користе се усмерачке диоде. Дијаграми напона и струја за овај режим рада шеме (прекидач Р на слици 8.4 је укључен) приказани су на слици 8.5.

У првој полупериоди (интервал $0 - \pi$) потенцијал тачке a у односу на средњу тачку 0 је позитиван (на шеми то одговара знаку „+“ без заграде), а тачке b – негативан (на шеми то одговара знаку „–“ без заграде). Због тога ће у колу које образује усмерачки елемент V_1 и пријемник R_d потећи струја i_{v1} , док ће усмерачки елемент V_2 бити у стању непровођења. У следећој полупериоди (интервал $\pi - 2\pi$) потенцијал тачке b у односу на средњу тачку 0 постаје позитиван (на шеми то одговара знаку „+“ у загради), тачке a – негативан, па ће струја i_{v2} тећи кроз усмерачки елемент V_2 и пријемник R_d . Дакле, два полуталаса струје (i_{v1} и i_{v2}) тећи ће кроз пријемник у истом смеру у току сваке периоде (слика 8.6). Према томе, једносмерна компонента (I_d) струје пријемника (i_d) биће два пута већа него у случају једнофазне полуталасне усмераче:

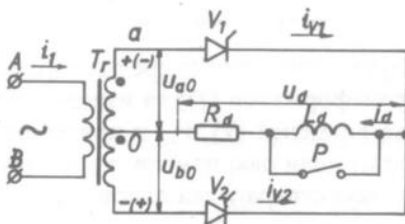
$$I_d = 2 \frac{I_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I'' \quad (8.21)$$

Како струја тече кроз сваки усмерачки елемент само у току половине периоде, средња вредност струје усмерачких елемената једнака је половини средње вредности струје пријемника ($I_v = I_{v1} = I_{v2} = I_{d/2} = I_m/\pi$).

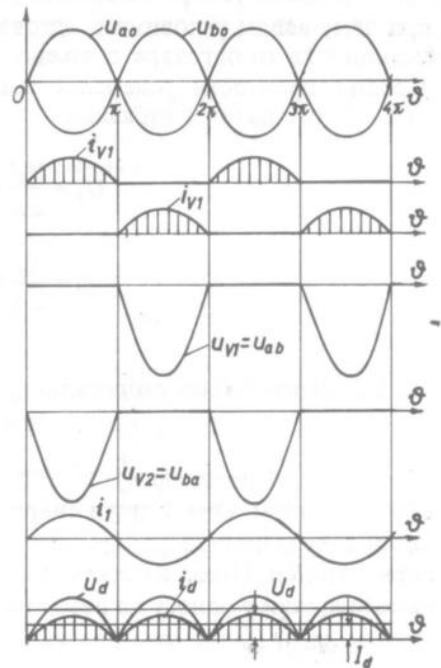
Једносмерна компонента напона пријемника такође је два пута већа него у случају једнофазне полуталасне усмераче:

$$U_d = 2 \frac{U_m}{\pi} = 2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} U'' = 0,9 U'', \quad (8.22)$$

где је U'' ефективна вредност напона секундарног полунамота трансформатора.



Слика 8.4. – Једнофазна јунофаласна усмерача са средњом (неујтралном) јачком



Слика 8.5. – Дијаграми напона и струје једнофазне јунофаласне усмераче при активном оптерећењу и узулу $\alpha = 0$

До последњег израза могло се доћи и на следећи начин:

$$U_d = I_d \cdot R_d = 2 \frac{I_m}{\pi} R_d = \frac{2}{\pi} \cdot U_m = 0,9 U'' . \quad (8.23)$$

Као што смо видели, у првој полупериоди струја проводи само први усмерачки елемент (V_{f1}). Тада је његова отпорност нула ($R_1 = 0$) и напон на пријемнику једнак је напону првог секундарног полунамотаја трансформатора: $u_d = u_{a0}$. У току исте половине периоде, на другом усмерачком елементу (V_2) деловаће негативан напон једнак збиру напона на другом секундарном полунамотају трансформатора и напона пријемника: $u_{v2} = u_{b0} - u_d = u_{b0} - u_{a0} = 2 u_{b0} = u_{ba}$ (слика 8.6).

Дакле, највећа вредност инверзног напона једнофазне пуноталасне усмераче једнака је двострукој амплитуди напона полунамотаја трансформатора:

$$U_{im} = 2 U_m'' = 2 \sqrt{2} U'' = 2 \sqrt{2} \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}} = \pi U_d . \quad (8.24)$$

Ефективна вредност струје секундарног полунамотаја трансформатора, одређена по обрасцу (7.11), дата је изразом

$$I_1 / 2'' = \frac{\pi}{4} I_d . \quad (8.25)$$

Пошто у секундарним полунамотајима струје теку наизменично (у полупериодама) и имају супротне смерове, у примарном намотају ће у току периоде тећи потпуна синусоидна струја. Њена ефективна вредност је

$$I' = \frac{I''}{m} = \frac{I_m \sqrt{2}}{m} , \quad (8.26)$$

или, с обзиром на израз (8.21)

$$I' = \frac{\pi}{2 \sqrt{2}} \cdot \frac{d}{m} = 1,11 \frac{I_d}{m} , \quad (8.27)$$

где је $m = N'/N''_{1/2}$ однос преображаја трансформатора (N'' – број навојака примарног намотаја, $N''_{1/2}$ – број навојака секундарног полунамотаја).

Треба напоменути да је код ове шеме избегнуто допунско магнећење језгра трансформатора, пошто једносмерне компоненте струја секундарних полунамотаја имају супротне смерове.

Сходно изразима (8.21) до (8.26), долази се до снаге секундарног и примарног намотаја:

$$S'' = 2 U'' \cdot I_{V2}'' = 2 \frac{\pi U_d}{2 \sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{4} I_d = 1,74 U_d I_d = 1,74 P_d , \quad (8.28)$$

$$S' = U' \cdot I' = m U'' \cdot \frac{I''}{m} = U'' I'' = \frac{\pi U_d}{2 \sqrt{2}} \cdot \frac{\pi I_d}{2 \sqrt{2}} = 1,23 U_d I_d = 1,23 P_d . \quad (8.29)$$

Трансформатор се у овој шеми бира према прорачунској снази:

$$S_T = \frac{S' + S''}{2} = 1,48 U_d I_d = 1,48 P_d. \quad (8.30)$$

Разлика између прорачунске снаге трансформатора (S_T) и снаге пријемника (P_d) објашњава се постојањем виших хармоничних компонената у струјама које теку кроз секундарне полунамоте и примарни намот.

Коефицијент пулсације за било коју усмерачу, изузев за једнофазну полуталасну усмерачу, одређује се по обрасцу

$$k_p = \frac{2}{q^2 - 1}, \quad (8.31)$$

где је q број фаза усмераче.

При одређивању коефицијента пулсације разматрана шема се узима као двофазна пошто су напони у секундарним полунамотима фазно померени за π (односно $T/2$). Дакле, коефицијент пулсације за једнофазну пуноталасну шему са средњом тачком је

$$k_p = \frac{2}{2^2 - 1} = \frac{2}{3} \approx 0,7. \quad (8.32)$$

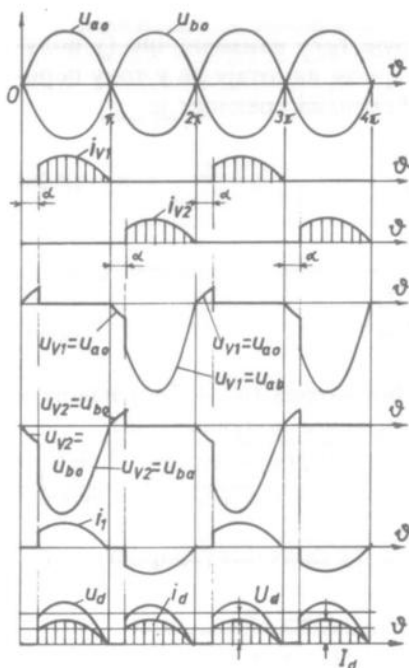
Из дијаграма на слици 8.6 види се да напон на пријемнику достиже амплитудну вредност два пута у току периоде мрежног напона. Према томе, учестаност основне хармоничне компоненте напона једнака је двострукој учестаности мрежног намота, а њена амплитуда (добива се разлагањем у Фуријеов ред) јесте

$$U_{1m} = \frac{2}{3} U_d \quad (8.33)$$

Према томе, сходно дефиницији коефицијента пулсације (образац 8.12), вредност коефицијента пулсације је

$$k_p = \frac{U_{1m}}{U_d} = \frac{2}{3} = 0,667, \quad (8.34)$$

дакле, иста као она одређена према обрасцу (8.31).



Слика 8.6. – Дијаграми напона и струје једнофазне пуноталасне усмераче при активном ойшерећењу и уџлу $\alpha > 0$

Основни недостаци размотрене шеме су висок инверзни напон и лоше искоришћење секундарног намотаја трансформатора (пошто струја у првој половини периоде тече у једној половини намота, а у другој половини периоде – у другој половини намота).

Рад шеме при активном ойшерећењу и уџлу уйрављања $\alpha > 0$. – У овом случају као усмерачки елементи користе се тиристори. Дијаграми напона и струја за

овај режим рада шеме (прекидач P на слици 8.4 је укључен) дати су на слици 8.7.

Угао α за оба тиристора има исту вредност (тј. управљачки сигнали доводе се наизменично и синхронно са учестаношћу усмереног напона на оба тиристора). Према томе, у интервалима (посматра се само једна периода) од 0 до α и од π до $\pi + \alpha$ (слика 8.6) тренутне вредности напона на пријемнику једнаке су нули (у првом интервалу тиристор T_1 је у стању непровођења, а у другом интервалу – тиристор T_2). У тренуцима времена којима одговарају углови α и $\pi + \alpha$ напон расте скоковито и наставља да се мења по синусном закону до тренутака (којима одговарају углови π и 2π) у којима добија вредност нула.

Мењањем угла управљања може да се мења средња вредност усмереног напона (и струје).

Сходно обрасцу (7.10), средња вредност усмереног напона ($U_{d\alpha}$) јесте

$$U_{d\alpha} = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (8.35)$$

При $\alpha = 0$ следи

$$U_{d\alpha} = U_{d0} = \frac{2 U_m}{\pi}, \quad (8.36)$$

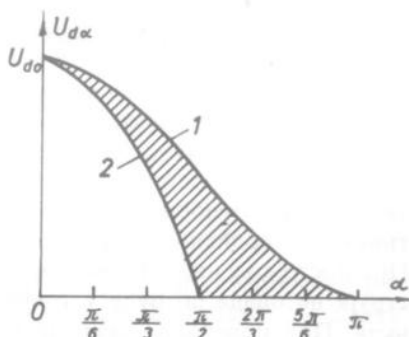
па израз (8.35) добија облик

$$U_{d\alpha} = \frac{U_{d0}}{2} (1 + \cos \alpha). \quad (8.37)$$

Последњи израз представља једначину тзв. *регулационе карактеристике* разматране усмераче за чисто активно оптерећење. Ова карактеристика представља зависност средње вредности активно усмереног напона (U_d) од управљачког угла (α) при сталном мрежном напону (крива 1 – слика 8.7). При $\alpha = 0$ средња вредност усмереног напона је највећа, а при $\alpha = \pi$ једнака је нули.

Рад шеме при активно-индуктивном оптерећењу и уљу управљања $\alpha = 0$. – У овом случају као усмерачки елементи (V_1, V_2) користе се усмерачке диоде, а у колу оптерећења укључен је и калем индуктивности L_d (прекидач P на слици 8.5 је искључен).

Постојање индуктивности у колу оптерећења битно мења карактер електромагнетних процеса у размотреној шеми усмеравања. Као што смо рекли, индуктивност је инерциони елеменат кола. Због тога ће у разматраној шеми струја i_d да расте (односно опада) постепено и утолико спорије уколико је већа временска константа ($t_d = L_d R_d$) кола оптерећења. То се објашњава деловањем електромоторне силе (EMS) самоиндукције, која се, по Ленцовом правилу, мора противити узроку који ју је изазвао. А узрок је овде промена струје у колу оптерећења. Према томе, у случају пораста струје EMS ће деловати тако да успорава њен пораст, а у случају смањења струје – њено



Слика 8.7. – Регулациона карактеристика једнофазне пуноћаласне усмераче са средњом њачком: 1 – при активно оптерећењу; 2 – при активно-индуктивном оптерећењу

опadaње, изравнавајући („пеглајући“, „гладећи“) на тај начин пулсације усмерене струје у колу оптерећења. Другим речима, *индуктивни калем може да се поимају као резервоар енергије који нагомилава енергију када стируја у колу пређе средњу вредност, а враћа је када стируја тежи да опадне испод средње вредности.*

У устаљеном режиму рада шеме облик исправљене струје зависи од индуктивности L_d , отпорности R_d и учестаности усмереног напона. При чисто активном оптерећењу струја, као што је речено, има облик исправљеног напона. При постојању индуктивности, речено је, долази до изравнања струје, односно струја не опада до нуле у тренуцима када исправљени напон има вредност нула. При повећању индуктивности (L_d) или учестаности (ω) основне хармоничне компоненте усмереног напона, смањују се пулсације усмерене струје. Уколико је вредност $\omega \cdot \tau_d = \omega \cdot L_d/R_d = X_d/R_d$ већа утолико је струја равнија. *Теоријски, у случају када би вредности количника X_d/R_d тежила ка бесконачности, усмерена стируја би била потпуно равна („изглађена“).* *Практично се оваква стируја добија већ при $L_d \geq 5 R_d$.* У даљем разматрању претпоставиће се да је овај однос задовољен и да је усмерена струја идеално изравната.

Дијаграми напона и струја за разматрани режим рада приказани су на слици 8.8. Усмерени напон (u_d) и његова средња вредност (U_d) остају исти као и у шеми са чисто активним оптерећењем. Основна разлика у односу на ову шему састоји се у томе што се мења облик струје кроз усмерачке елементе; струја, практично, добија правоугаони облик (слика 8.8) при $X_d \geq 5 R_d$ (теоријски, при $X_d = \infty$).

Раг шеме при активно-индуктивном оптерећењу и уљу управљања $\alpha > 0$. – У овом случају као усмерачки елементи (V_1, V_2 – слика 8.4) користе се тиристори. Дијаграми напона и струја за овај режим рада шеме (прекидач P на слици 8.4 је искључен) приказани су на слици 8.9. Постојање индуктивног калема (L_d) у колу оптерећења при $\alpha > 0$ има за последицу да, на рачун магнетне енергије нагомилане у овом калему, струја тече кроз усмерачки елемент који се налази у стању провођења и после проласка напона секундарног полунамота кроз нулу. На пример, струја ће наставити да тече кроз усмерачки елемент (тиристор) V_1 и кад напон u_{a0} постане негативан (слика 8.9). Ако је индуктивност калема довољно велика, кроз овај усмерачки елемент тећи ће струја све до тренутка довођења управљачког сигнала на усмерачки елемент (тиристор) V_2 . Тада усмерачки елемент V_2 прелази у стање провођења, а V_1 у стање непровођења. Сада кроз V_2 тече струја све док нови управљачки сигнал не дође на V_1 и читав процес се понавља.

Дакле, без обзира што управљачки сигнали долазе на усмерачке елементе са временским кашњењем (којем одговара управљачки угао α) у односу на тренутке (којима одговарају $0, \pi, 2\pi, \dots$) њиховог природног преласка у стање провођења, интервал у току којег струја тече кроз сваки усмерачки елемент остаје једнак половини периоде напона напојне мреже. При $X_d = \infty$ струја у колу оптерећења је идеално изравната, а струје кроз усмерачке елементе имају правоугаони облик. Међутим, за разлику од режима рада при $\alpha = 0$, правоугаоници који представљају струје померени су у односу на усмерени напон за угао α . То доводи до појаве негативних делова у усмереном напону u_d (слика 8.9), што има за последицу снижавање његове средње вредности U_d .

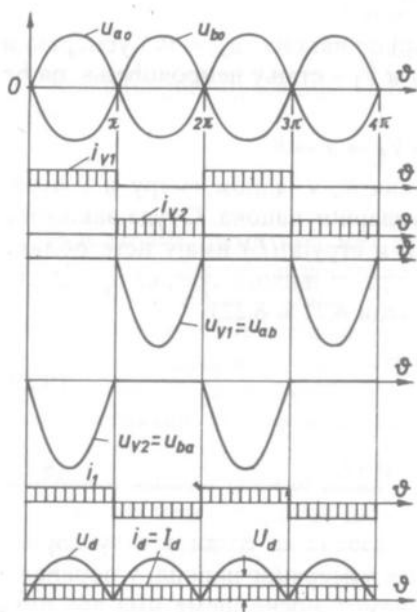
Будући да се облик усмереног напона понавља у угаоним интервалима од α до $\pi + \alpha$ (слика 8.9), средња вредност усмереног напона може се наћи помоћу обрасца (8.3) стављањем $\beta = \pi + \alpha$:

$$U_d = \frac{-U_m'' (\cos \beta - \cos \alpha)}{\pi} = \frac{-U_m'' [\cos (\pi + \alpha) - \cos \alpha]}{\pi} = \frac{2 U_m''}{\pi} \cos \alpha = U_{d0} \cdot \cos \alpha \quad (8.38)$$

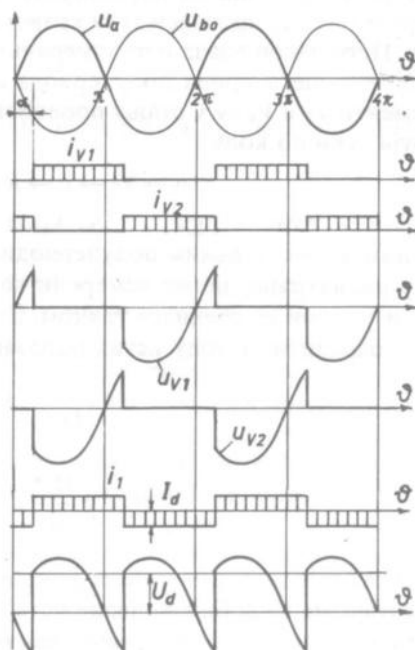
Из последњег израза, који представља регулациону карактеристику разматране усмераче при активно-индуктивном оптерећењу (крива 2 – слика 8.7), следи да је средња вредност исправљеног напона једнака нули при $\alpha = \pi/2$ (тада су површине позитивних и негативних делова усмереног напона међусобно једнаке).

8.1.3. Једнофазна полуталасна мосна шема усмеравања¹

Једнофазна полуталасна мосна шема садржи трансформатор (T_r) и четири усмерачка елемента ($V_1 - V_4$) укључена у поједине гране моста. Наизменични напон секундарног намота трансформатора делује на крајевима a и b једне дијагонале моста, а између крајева c и d друге дијагонале прикључен је пријемник (слика 8.10).



Слика 8.8 – Дијаграми напона и струја једнофазне полуталасне усмераче при активно-индуктивном оптерећењу ($X_d = 0$) и углу $\alpha = 0$

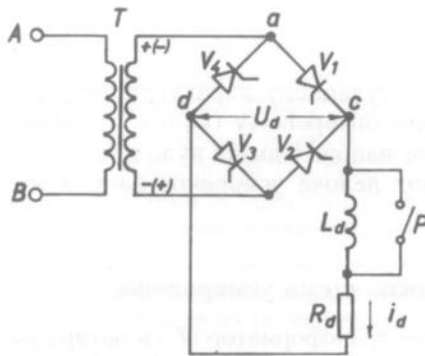


Слика 8.9 – Дијаграми напона и струја једнофазне полуталасне усмераче при активно-индуктивном оптерећењу ($X_d = 0$) и углу $\alpha = 0$

¹ Ова шема позната је под називом Грецова спрега.

Размотриће се укратко рад ове шеме при чисто активном и при активно-индуктивном оптерећењу.

Рад шеме при улогу ујрављања $\alpha = 0$. – Тада се као усмерачки елементи користе усмерачке диоде. Претпоставимо најпре да шема ради са чисто активним оптерећењем (прекидач P на слици 8.11 је укључен).



Слика 8.10. – Једнофазна полупроводничка усмерача

У току позитивних полупериода секундарног напона потенцијал тачке a је већи од потенцијала тачке b ($u_{ab} > 0$ – на слици 8.10 то је означено знацима „+“ и „-“ без заграда), па ће у току ових полупериода усмерачки елементи V_1 и V_3 бити у стању провођења и струја ће тећи по колу

$$a \rightarrow V_1 \rightarrow c \rightarrow R_d \rightarrow d \rightarrow V_3 \rightarrow b \rightarrow a.$$

Усмерачки елементи V_2 и V_4 истовремено су у стању непровођења пошто се налазе под негативним секундарним напонем. Доиста, ако се посматра усмерачки елемент V_2 , његова анода је у непосредној вези са крајем секундара

који је на негативном потенцијалу, а катода преко усмерачког елемента V_1 (који је у стању провођења) са крајем секундара који је на позитивном потенцијалу. Исти напон влада и на усмерачком елементу V_4 .

У току негативних полупериода секундарног напона ($u_{ab} < 0$) усмерачки елементи V_2 и V_4 су у стању провођења, а V_1 и V_3 у стању непровођења, па ће струја тећи по колу

$$b \rightarrow V_2 \rightarrow c \rightarrow R_d \rightarrow d \rightarrow V_4 \rightarrow a \rightarrow b.$$

Према томе, струја i_d тече кроз пријемник R_d у једном смеру и у позитивним и у негативним полупериодима секундарног напона. Отуда закључак да у разматраној шеми усмереног напона (u_d) и струја (i_d) имају исте облике као и у шеми са средњом тачком, што значи да се њихове средње вредности могу одредити помоћу истих образаца (обрасци 8.21 и 8.22):

$$I_d = 2 \frac{I_m}{\pi} = \frac{2 \sqrt{2} I''}{\pi}, \quad (8.39)$$

$$U_d = 2 \frac{U_m''}{\pi} = \frac{2 \sqrt{2} U''}{\pi} = 0,9 U'' . \quad (8.40)$$

Важно својство ове шеме је непостојање извода на средини секундарног намотаја, па за добијање једне исте вредности усмереног напона, у поређењу са шемом са средњом тачком, секундарни намот осне шеме има два пута мање навојака. Због тога је инверзни напон који делује на сваки усмерачки елемент два пута мањи него у шеми са средњом тачком:

$$U_{im} = U_m'' = \sqrt{2} U'' = \frac{\pi}{2} U_d . \quad (8.41)$$

Треба напоменути да у овој шеми струја кроз сваки вентил протиче само у току једне полупериоде, док кроз секундарни намотај тече у току читаве периоде и у случају чисто активног оптерећења има синусоидни облик. Према томе, ефективна вредност секундарне струје је

$$I'' = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{\pi I_d}{2\sqrt{2}} = 1,11 I_d, \quad (8.42)$$

а примарне

$$I' = I_m'' = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}m} = 1,11 \frac{I_d}{m}. \quad (8.43)$$

Сада, сходно изразима (8.40), (8.42) и (8.43), могу да се израчунају примарна и секундарна снага трансформатора:

$$S'' = U'' I'' = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi I_d}{2\sqrt{2}} = 1,23 U_d I_d = 1,23 P_d, \quad (8.44)$$

$$S' = U' I' = m U'' \cdot \frac{I''}{m} = U'' I'' = S''. \quad (8.45)$$

Прорачунска снага трансформатора за ову шему је

$$S_T = \frac{S' + S''}{2} = 1,23 P_d. \quad (8.46)$$

Коефицијент пулсације за ову шему је исти као и за шему са средњом тачком:

$$k_p = \frac{2}{3} = 0,667. \quad (8.47)$$

Разматрана шема има низ преимућстава у односу на шему са средњом тачком: два пута мањи инверзни напон на усмерачким елементима који су у стању непровођења; мању прорачунску снагу трансформатора (упореди изразе 8.46 и 8.30), односно боље искоришћење трансформатора; ако се прорачунска вредност напона U'' поклапа са мрежним напоном (U'), шема може да се напаја директно из мреже (без трансформатора); трансформатор је једноставније конструкције (не постоје полунамоти који захтевају посебну шему смештања ради потпуне компензације магнетних напона), мањих димензија и масе, а цена је нижа.

Основни недостатак ове шеме је у томе што она захтева четири усмерачка елемента, а шема са средњом тачком само два.

* *
*

Пример 8.3.

Посматра се једнофазна мосна шема усмеравања која садржи усмерачке диоде које имају максимални инверзни напон од 350 V.

Одредити ефективну вредност секундарног напона (U'') и средњу вредност усмереног напона (U_d).

Решење

Из израза (8.41) следи

$$U'' = \frac{U_{im}}{\sqrt{2}} = \frac{350}{\sqrt{2}} \approx 248 \text{ V},$$

као и:

$$U_d = \frac{2 U_{im}}{\pi} = \frac{2 \cdot 350}{3,15} = 223 \text{ V}.$$

* *
*

Ако је мосна шема оптерећења активно-индуктивним оптерећењем (уз услов да је $\omega L_d = X_d \geq 5 R_d$), струје које теку кроз усмерачке елементе, па, према томе, и струје у намотајима трансформатора, имаће правоугаони облик (слика 8.8). У овом случају средња вредност усмереног напона (U_d) остаје иста као и при чисто активном оптерећењу.

Рад шеме при уџлу уйрављања $\alpha > 0$. – Овде се као усмерачки елементи користе тиристори. У овом режиму рада при чисто активном оптерећењу облици напона и струје на појединим елементима шеме аналогни су онима представљеним на слици 8.6, а при активно-индуктивном оптерећењу (уз услов $X_d \geq 5 R_d$) – онима на слици 8.9.

Средња вредност усмереног излазног напона ($U_{d\alpha}$) у разматраном режиму рада шеме при чисто активном оптерећењу дата је изразом

$$U_{d\alpha} = \frac{U_{d0}}{2} = (1 + \cos \alpha), \quad (8.48)$$

а при активно-индуктивном оптерећењу (уз услов $X_d \geq 5 R_d$) – изразом

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cdot \cos \alpha, \quad (8.49)$$

у којима је $U_{d0} = 2 U''_m / \pi$ – средња вредност усмереног излазног напона при $\alpha = 0$.

Једначине (8.48) и (8.49) представљају управљачке карактеристике једно-фазне мосне шеме за разматране режиме рада и имају облике као на слици 8.7.

8.1.4. Трофазна шема усмеравања са средњом тачком

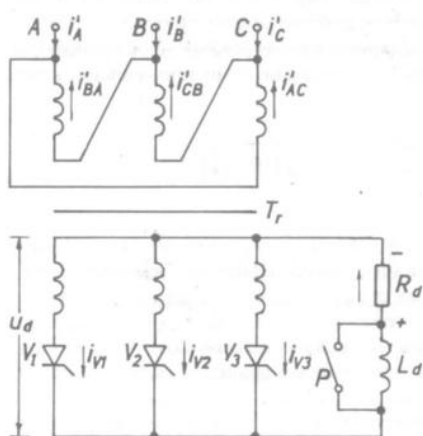
Шема садржи: трансформатор (T_r), чији је примарни намотај спрегнут у троугао, а секундарни у звезду; три усмерачка елемента – по један у свакој фази секундарног намота ($V_1 - V_3$), и пријемник (слика 8.11). Чвор у који су везане катодe усмерачких елемената везан је са једним крајем пријемника, а средња (неутрална) тачка секундарног намота са другим крајем пријемника. Ова шема има назив и трофазна полуталасна шема усмеравања, пошто се усмерава само један од полуталаса наизменичног напона сваке фазе.

Размотриће се рад шеме при чисто активном и при активно-индуктивном оптерећењу.

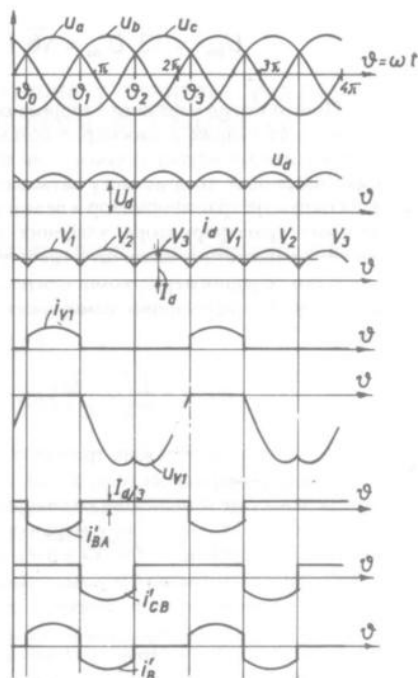
Рад шеме при уџлу уйрављања $\alpha = 0$. – У овом случају као усмерачки елементи користе се усмерачке диоде. Најпре ће се размотрити рад шеме при чисто активном оптерећењу (тада је прекидач P на слици 8.11 укључен). Дијаграми напона и струје за овај режим рада шеме дати су на слици 8.12.

У интервалу од ϑ_0 до ϑ_1 од $2\pi/3$ (слика 8.13) највећу позитивну вредност има напон фазе a секундара u_a'' , па ће струја тећи само кроз усмерачки елемент V_1 , док ће друга два (V_2 и V_3) бити у стању непровођења. У тренутку t_1 , којем одговара угао ϑ_1 , напони фаза a и b имају исту вредност. У интервалу од ϑ_1 до ϑ_2 највећу позитивну вредност има напон фазе b секундара (u_b''), па ће тада у стању провођења бити усмерачки елемент V_2 . У овом интервалу је $u_b'' > u_a''$, па је анодни напон (u_{a1}) усмерачког елемента V_1 негативан ($u_{a1} = u_b'' - u_a'' < 0$), и овај усмерачки елемент, почев од тренутка $t_1(\vartheta_1)$, прелази у стање непровођења. Из истих разлога у тренутку $t_2(\vartheta_2)$ у стање провођења прелази усмерачки елемент V_3 , а усмерачки елемент V_2 у стање непровођења итд.

Дакле, сваки усмерачки елемент пропушта струју у току трећине периоде ($2\pi/3$), што значи да у току једне периоде усмерени напон има три пулсације (слика 8.12). Преостали део периоде ($4\pi/3$) усмерачки елемент је у стању непровођења и на њему влада инверзни напон. На пример, када је усмерачки елемент V_1 у стању непровођења, на њему у току интервала у које проводи усмерачки елемент V_2 влада линијски напон u_{ba} , а у току интервала у којем про-



Слика 8.11. – Трофазна усмерача са средњом њачком



Слика 8.12. – Дијаграми напона и струја трофазне усмераче са средњом њачком при чисто активном оптерећењу $\alpha = 0$

води усмерачки елемент V_3 линијски напон u_{ca} . Овај инверзни напон усмерачког елемента V_1 представљен је на слици 8.12 кривом u_{v1} .

Средња вредност усмереног напона налази се помоћу обрасца (7.10) стављањем $\alpha = \pi/6$ и $\beta = \pi/6 + 2\pi/3 = 5\pi/6$:

$$U_d = \frac{-U_m''(\cos \beta - \cos \alpha)}{2\pi/3} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m'' = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U'' = 1,17 U'', \quad (8.50)$$

где је U'' ефективна вредност секундарног фазног напона трансформатора.

Како су у случају чисто активног оптерећења облици кривих усмереног напона и струје исти, средња вредност усмерене струје биће

$$I_d \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_m'' = 0,83 I_m'', \quad (8.51)$$

где је $I_m'' = U_m'' / R_d$ амплитудна вредност струја усмерачког елемента. Ако се узме у обзир да сваки усмерачки елемент проводи струју само једну трећину периоде, средња вредност струје усмерачког елемента биће једнака трећини средње вредности струје пријемника ($I_v = I_{v1} = I_{v2} = I_{v3} = I_d/3$).

Као што смо видели, у стању непровођења на усмерачком елементу влада инверзни напон једнак секундарном линијском напону трансформатора. Према томе, највећа вредност инверзног напона за разматрану шему једнак је амплитудној вредности секундарног линијског напона

$$U_{im} = \sqrt{3} U_m'' = \sqrt{6} U'' = \frac{\sqrt{6} 2\pi}{3\sqrt{6}} U_d = \frac{2\pi}{3} U_d = 2,1 U_d. \quad (8.52)$$

Пошто струје у фазним навојима секундара трансформатора имају пулсирајући карактер и због тога садрже једносмерне компоненте, у магнетном колу ће се јавити и једносмерне компоненте магнетног флуksа. Ови флуkсови у свим језгрима трансформатора имају исти смер па се због тога не могу затворити кроз магнетно коло, већ се затварају кроз средину која окружује трансформатор и делом кроз лимене стране трансформаторског суда (у случају великих трансформатора хлађених уљем). Постојање ових флуkсева може да изазове засићење магнетног кола, што треба узети у обзир при прорачунавању трансформатора.

Како се једносмерне компоненте струја у секундарним намотајима не могу трансформисати, струје у примарним намотајима трансформатора садржаће само променљиве компоненте

$$i_{BA}' = -\frac{1}{m} \left(i_{v1} - \frac{I_d}{3} \right), i_{CB}' = -\frac{1}{m} \left(i_{v2} - \frac{I_d}{3} \right), i_{AC}' = -\frac{1}{m} \left(i_{v3} - \frac{I_d}{3} \right),$$

где је m однос преображаја трансформатора.

Снаге примара и секундара трансформатора одредиће се за случај активно-индуктивног оптерећења које је најчешће код вишефазних шема усмеравања. Дијаграми усмереног напона (u_d) и инверзних напона на усмерачким елементима остају истог облика као у случају чисто активног оптерећења. При $X_d \geq 5 R_d$, што је скоро редован случај код трофазних усмерача већих снага, промене струја усмерачких елемената и оптерећења практично су исте као и при $X_d = \infty$. Дакле, може се сматрати да су струје које теку кроз усмерачке елементе (i_{v1} , i_{v2} , i_{v3}) и пријемник (i_d) идеално изравнате („испеглане“, „изглађене“) и да имају правоугаони облик; исти облик имаће и струје у навојима трансформатора. Према томе, ефективна вредност секундарне фазне струје биће

$$I'' = \frac{I_d^2 \cdot \frac{2\pi}{3}}{2\pi} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0,577 I_d,$$

а примарне (гледати нпр. дијаграм струје i_{AB} на слици 4.20)

$$I' \frac{1}{m} = \frac{\sqrt{[(-2I_d/3)^2 + (I_d/3) + (I_d/3)^2] \cdot 2\pi/3}}{2\pi} = \frac{1}{m} \sqrt{2 \frac{I_d^2}{9}} = \frac{1}{m} \frac{\sqrt{2} I_d}{3} = 0,47 \frac{I_d}{m}.$$

Ако се узме у обзир и образац (4.56), долази до следећих израза за снаге примарног и секундарног намота трансформатора:

$$S' = 3 U'' I' = 3 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_d \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} P_d = 1,48 P_d,$$

$$S'' = 3 U' I'' = 3 \cdot m \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_d \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{I_d}{m} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_d = 1,21 P_d.$$

Прорачунска снага трансформатора за трофазну полуталасну шему усмеравања и активно-индуктивно оптерећење ($X_d \geq 5 R_d$) јесте

$$S_T = \frac{S' + S''}{2} = 1,34 P_d.$$

Коефицијент пулсације за ову шему налази се по општем обрасцу (8.31)

$$k_p = \frac{2}{3^2 - 1} = \frac{2}{8} = 0,25 \quad (8.54)$$

и он је више од 2,5 пута мањи него у једнофазним пуноталасним шемама усмеравања (видети изразе 8.32 и 8.47).

* * *

Разлагањем несинусоидног усмереног напона у Фуријеов ред може се показати да је амплитуда његове основне хармоничке компоненте

$$U_{1m} = \frac{U_d}{4}, \quad (8.55)$$

па се, сходно основној дефиницији коефицијента пулсације (образац 8.12), долази до следеће његове вредности:

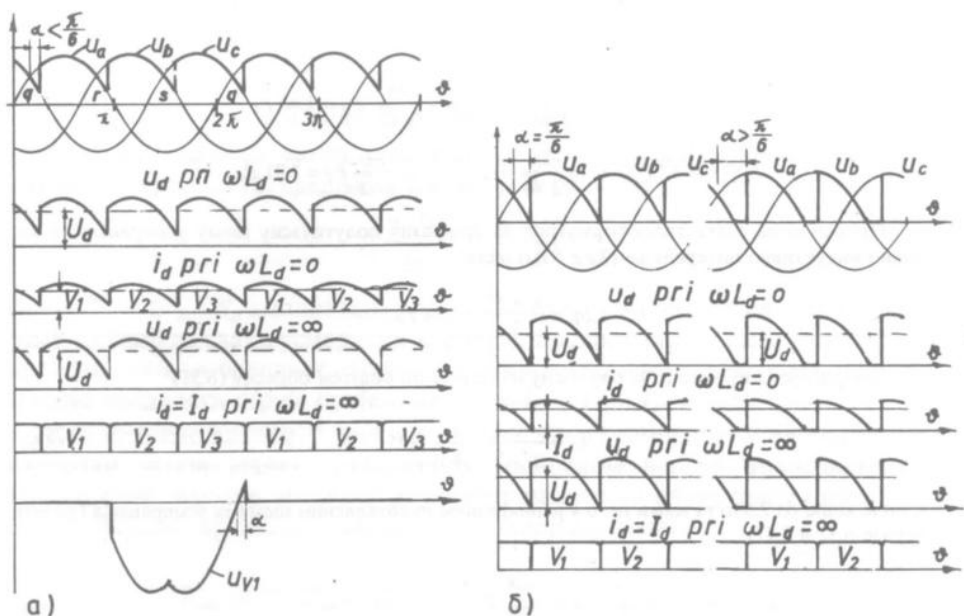
$$k_p = \frac{U_{1m}}{U_d} = \frac{1}{4} = 0,25, \quad (8.56)$$

дакле, исте као што је она одређена општим обрасцем (8.31).

Рад шеме при ућлу уйрављања $\alpha > 0$. – У овом случају као усмерачки елементи користе се тиристори. Управљачки угао α рачуна се у односу на тренутке када линијски напон секундарних навоја трансформатора пролазе кроз нулу. Ови тренуци одговарају тачкама q , r и s , у којима се секу синусоиде фазних напона u_a , u_b и u_c (слика 8.13а).

У зависности од карактера оптерећења и величине угла α у разматраној шеми разликују се и режими рада. При раду са активним оптерећењем променом угла α могу да се издвоје два карактеристична режима рада: режим рада са *непрекидном* усмереном струјом и режим рада са *испрекиданом* усмереном струјом. Први се јавља при $0 \leq \alpha < \pi/6$ (слика 8.13а), а други при $\pi/6$

$\alpha < \pi/6$ (слика 8.13в). При $\alpha = \pi/6$ јавља се гранични непрекидни режим рада, када крива усмереног напона у тренуцима промене стања усмерачких елемената долази до нуле (слика 8.13б).



Слика 8.13. – Дијаграми напона и струја трофазне усмераче са средњом јачком при:
а) $0 \leq \alpha < \pi/6$; б) $\alpha = \pi/6$; в) $\pi/6 < \alpha \leq 5\pi/6$

Средња вредност усмереног напона у режиму непрекидне усмерене струје одређује се помоћу обрасца (7.10), при чему су $\alpha_{\text{образац}} = \pi/6 + \alpha$ и $\beta_{\text{образац}} = 5\pi/6 + \alpha$, а угаона основица $2\pi/3$:

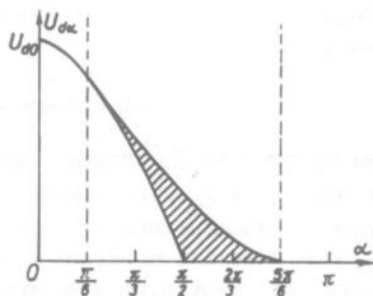
$$U_{d\alpha} = \frac{-U''_m [\cos(5\pi/6 + \alpha) - \cos(\pi/6 + \alpha)]}{2/3} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U'' \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha. \quad (8.57)$$

У случају режима рада са испрекиданом усмереном струјом користи се $\alpha_{\text{образац}} = \pi/6 + \alpha$ и $\beta_{\text{образац}} = \pi$, па се за средњу вредност напона добија израз

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= \frac{-U''_m [\cos \pi - \cos(\pi/6 + \alpha)]}{2\pi/3} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U'' [1 + \cos(\pi/6 + \alpha)] = \\ &= \frac{U_{d0}}{\sqrt{3}} [1 + \cos(\pi/6 + \alpha)]. \end{aligned} \quad (8.58)$$

При активно-индуктивном оптерећењу на рачун магнетне енергије, нагомилане у индуктивном елементу L_d , усмерена струја i_d наставља да тече кроз пријемник и када крива усмереног напона пређе у област негативних вредности (слика 8.13в). Ако је енергија нагомилана у индуктивном елементу L_d довољна да обезбеди протицање струје до комутације наредног усмерачког

елемента (теоријски при $X_d = \omega L_d = \infty$, а практично при $X_d \geq 5 R_d$), шема ће радити у режиму рада са *непрекидним* усмереном струјом за све управљачке углове α у опсегу $0 \leq \alpha < \pi/2$. Тада се средња вредност усмереног напона $U_{d\alpha}$ одређује по обрасцу 8.57. За $\alpha = \pi/2$ површине позитивних и негативних делова криве усмереног напона постају међусобно једнаке, што значи да усмерени напон нема једносмерну компоненту, односно да је $U_{d\alpha} (= \pi/2) = 0$, што је у складу са изразом (8.57).



Слика 8.14 – Управљачке карактеристике трофазне усмераче са средњом тачком: 1. при активно-оптерећењу; 2. при активно-индуктивно-оптерећењу

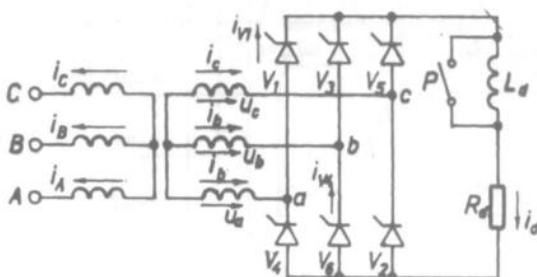
На слици 8.14 представљене су управљачке карактеристике разматране усмераче. На њима се уочавају два поменута опсега промене управљачког угла α : $\alpha \in [0, \pi/6]$ и $\alpha \in (\pi/6, 5\pi/6]$. У првом опсегу измене α управљачка карактеристика се одређује према једначини (8.57) без обзира на врсту оптерећења. У другом опсегу измене α управљачка карактеристика се у случају чисто активног оптерећења налази према једначини (8.58) – крива 1, слика 8.14. При активно-индуктивном оптерећењу (уз услов $X_d = \omega L_d = \infty$) и при $\alpha \in (\pi/6, \pi/2]$ управљачка карактеристика црта се према једначини (8.57) – крива 2, слика 8.14. Управљачке карактеристике које одговарају различитим односима X_d / R_d у режиму рада са непрекиданом струјом i_d налазе се између граничних управљачких карактеристика 1 и 2 (шрафирана област на слици 8.14).

8.1.5. Трофазна мосна шема усмеравања

Шема садржи: трансформатор (T_r) код којег су и примарни и секундарни намотаји спрегнути у звезду; две трофазне групе усмерачких елемената – непарну или катодну (V_1, V_3, V_5) и парну или анодну (V_2, V_4, V_6), и пријемник. У непарној групи катодне усмерачких елемената повезане су у један чвор и он представља извод усмераче са позитивним потенцијалом, док су у парној групи у један чвор повезане аноде усмерачких елемената, па овај чвор представља извод усмераче са негативним потенцијалом.

Раг шеме са управљачким уџлом $\alpha = 0$. – У овом случају усмерачки елементи су усмерачке диоде.

Дијаграми секундарних фазних напона трансформатора (u_a, u_b, u_c) приказани су на слици 8.16. Позитивни полуталаси синусоида преводе усмерачке елементе катодне групе у ста-



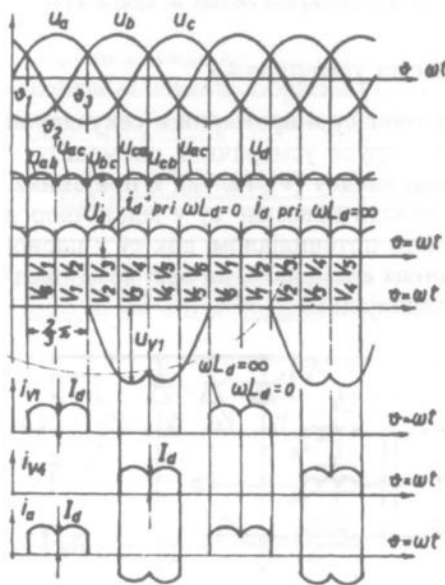
Слика 8.15. – Трофазна мосна усмерача

ње провођења, а негативни полуталаси усмерачке елементе анодне групе. При том у шеми струја истовремено протиче кроз два усмерачка елемента: кроз један из катодне групе, чији је потенцијал највиши у односу на средњу (неутралну) тачку трансформатора, и кроз један из анодне групе, чији је потенцијал најнижи у односу на средњу тачку трансформатора. На пример, у угаоном опсегу $(\vartheta_1, \vartheta_2)$ $(\vartheta_2 - \vartheta_1) = \pi/3$, (слика 8.17) највиши позитивни потенцијал биће на аноди усмерачког елемента $V_1(u_a)$, а највиши негативан на катоди усмерачког елемента $V_6(u_b)$. Према томе, струја i_d ће се затварати по контури

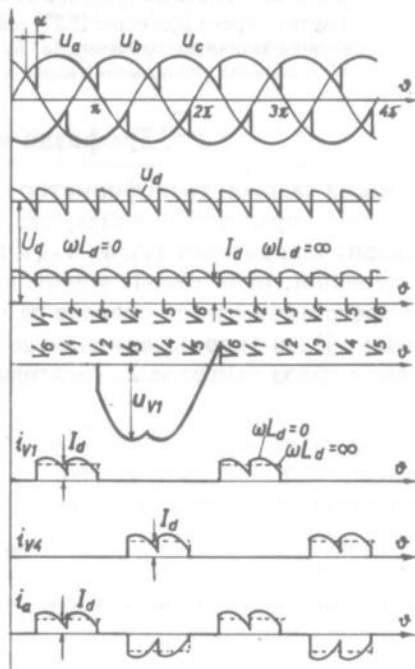
фазни навој $a \rightarrow V_1 \rightarrow R_d \rightarrow V_6 \rightarrow$ фазни навој b ,

а на пријемнику R_d владаће линијски напон u_{ab} . У тренутку времена којем одговара угао ϑ_2 фазни напони u_b и u_c имају најнижу негативну вредност, а затим – у угаоном опсегу $(\vartheta_2, \vartheta_3)$ – највишу негативну вредност напона фазе $c(u_c)$ која је везана за катоду усмерачког елемента V_2 . Дакле, у овом угаоном опсегу у катодној групи, уместо усмерачког елемента V_6 (који прелази у стање непровођења), почиње да проводи усмерачки елемент V_2 , док у анодној групи струја наставља да тече кроз усмерачки елемент $V_1(i_{v1}$ на слици 8.16) пошто највишу позитивну вредност и даље има напон фазе $a(u_a)$. При томе, у угаоном опсегу $(\vartheta_2, \vartheta_3)$ струја ће се затварати по контури

фазни навој $a \rightarrow V_1 \rightarrow R_d \rightarrow V_2 \rightarrow$ фазни навој c .



Слика 8.16. – Дијаграми напона и струје шрофазне мосне усмераче при $\alpha = 0$



Слика 8.17. – Дијаграми напона и струја шрофазне мосне усмераче при $0 \leq \alpha < \pi/3$

а на пријемнику R_d владаће линијски напон u_{ac} . У угаоном опсегу (ϑ_3, ϑ_4) у анодној групи усмерачки елеменат V_2 остаје у стању провођења, док у катодној групи у ово стање прелази усмерачки елеменат V_3 пошто највишу позитивну вредност добија напон фазе $b(u_b)$ итд. (видети слику 8.17).

Може се закључити да се у току једне периоде (T) у временским опсезима по $T/6$, којима одговарају угаони опсези $\pi/3$, у стању провођења налазе следећи парови усмерачких елемената: $V_6, V_1; V_1, V_2; V_2, V_3; V_3, V_4; V_4, V_5; V_5, V_6$. Види се да индекси који означавају усмерачке елементе у размотреној шеми и нису случајно дати, већ одговарају редоследу њиховог прелажења у стање провођења.

Усмерени напон u_d је пулсирајући и састоји се од делова линијских секундарних напона трансформатора (слика 8.16). Види се да се тренуци комутације поклапају са тренуцима у којима линијски напони пролазе кроз нулу, односно када два фазна секундарна напона (нпр. u_c и u_d при $\vartheta = \vartheta_1$ – слика 8.17) имају исте вредности. Како је угаона основица усмереног напона једнака $2\pi/6 = \pi/3$, средња вредност усмереног напона (U_d), сходно обрасцу, биће:

$$U_d = \frac{-\sqrt{3} U''_m (\cos 2\pi/3 - \cos \pi/3)}{\pi/3} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U'' = 2,34 U'', \quad (8.58)$$

где је U'' ефективна вредност секундарног фазног напона.

Дакле, при истој вредности секундарног фазног напона средња вредност усмереног напона у разматраној шеми два пута је већа од оне у трофазној шеми са средњом тачком (упоредити изразе 8.50 и 8.51).

При чисто активном оптерећењу струја i_d има исти облик као и напон u_d , па ће средња вредност усмерене струје бити

$$I_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} I''_m = 1,66 I''_m, \quad (8.59)$$

где је $I'' = U''_m / R_d$. Будући да сваки усмерачки елеменат проводи струју само једну трећину периоде ($2\pi/3$), средња вредност струје усмерачких елемената је

$$I_v = I_{v1} = \dots = I_{v6} = I_d / 3.$$

Сваки усмерачки елеменат је у стању непробођења $2/3$ периоде ($4\pi/3$) и тада на њему влада инверзан напон, који се састоји од делова одговарајућих секундарних линијских напона (слика 8.16). Највећа вредност овог инверзног напона једнака је амплитудној вредности секундарног линијског напона:

$$U_{im} = \sqrt{3} U''_m = \sqrt{6} U'' = \frac{\sqrt{6} \pi U_d}{3\sqrt{6}} = \frac{\pi}{3} U_d = 1,05 U_d. \quad (8.60)$$

* *
*

Снага примаара и секундара трансформатора одредиће се за активно-индуктивно оптерећење уз услов да је $X_d \geq 5R_d$. У случају оваквог оптерећења принцип рада шеме се не мења. Само струје које теку кроз усмерачке елементе, пријемник и навоје трансформатора добијају правоугаони облик, приказан испрекиданим линијама на слици 8.16. Према томе, ефективна вредност секундарне фазе струје биће (видети дијаграм струје i_d на слици 8.16)

$$I'' = \frac{I_d^2 \cdot 4 \frac{\pi}{3}}{2 \pi} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d,$$

а примарне:

$$I' = \frac{I''}{m} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_d}{m}.$$

Дакле, снаге секундарног и примарног намота су једнаке:

$$S'' = 3 U'' I'' = 3 \frac{\pi U_d}{3 \sqrt{6}} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \frac{\pi}{3} P_d,$$

$$S' = 3 U' I' = 3 m U'' \cdot \frac{I''}{m} = 3 U'' I'' = \frac{\pi}{3} P_d.$$

Прорачунска снага трансформатора за трофазну мосну шему усмеравања и активно-индуктивно оптерећење ($X_d \geq 5 R_d$) је

$$S_T = \frac{S' + S''}{2} = \frac{\pi}{3} U_d I_d = 1,05 P_d. \quad (8.61)$$

Разматрана шема се понаша као шестофазна, па при одређивању коефицијента пулсације за ову шему у општи образац (8.31) треба ставити $q = 6$:

$$k_p = \frac{2}{q^2 - 1} = \frac{2}{6^2 - 1} = \frac{2}{35} = 0,057. \quad (8.62)$$

* *
*

Ако би се разложио усмерени несинусоидни напон у Фуријеов ред, амплитуда његове основне хармоничне компоненте била би

$$U_{1m} = 0,057 U_d, \quad (8.63)$$

па се, сходно обрасцу (8.12), долази до следеће вредности коефицијента пулсације:

$$k_p = \frac{U_{1m}}{U_d} = 0,057, \quad (8.64)$$

дакле, до вредности одређене помоћу обрасца (8.31).

* *
*

Трофазна мосна усмерача има више преимућстава у односу на трофазну усмерачу са средњом тачком. Ако се прорачунска вредност напона U'' поклапа са вредношћу мрежног напона (U'), шема може да се напаја директно из мреже (без трансформатора). Мању прорачунску снагу трансформатора (упоредити изразе 8.61 и 8.53), повећање учестаности пулсације за два пута (300 Hz у поређењу са 150 Hz при стандардној индустријској учестаности напојне мреже од 50 Hz) и смањење коефицијента пулсације за више од четири пута (упоредити изразе 8.64. и 6.56) имају за последицу смањење димензија и масе филтра за изравнавање.

Рад шеме при уџлу ујављања $\alpha > 0$. – У овом случају се као усмерачки елементи користе тиристори. Управљачки угао α рачуна се у односу на тре-

нутке када секундарни линијски напони пролазе кроз нулу, или, што је исто, када се секу синусоиде секундарних фазних напона (слика 8.17).

У зависности од карактера оптерећења и величине угла α , могући су различити режими рада усмерачке шеме. И овде, као и код трофазне усмераче са средњом тачком, при раду усмераче са активним оптерећењем разликују се режими рада са *непрекидном* усмереном струјом (за $0 \leq \alpha < \pi/3$ – слика 8.17) и режим рада са *испрекиданом* усмереном струјом (за $\pi/3 < \alpha \leq 2\pi/3$). При $\alpha = \pi/3$ јавља се *границни непрекидни* режим рада, када крива усмереног напона у тренуцима комутације долази до нуле (слика 8.18а).

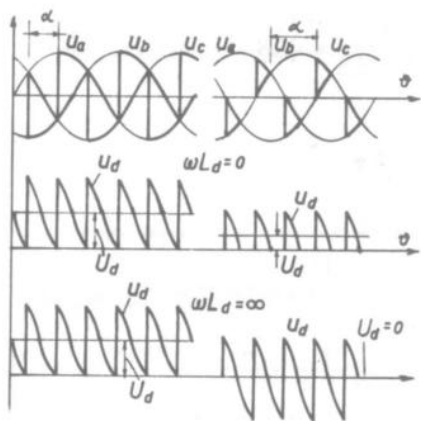
Средња вредност усмереног напона за $0 \leq \alpha < \pi/3$ добија се помоћу обрасца (7.10), при чему су $\alpha_{\text{образац}} = \pi/3 + \alpha$ и $\beta_{\text{образац}} = 2\pi/3 + \alpha$, а угаона основица $\pi/3$:

$$U_{d\alpha} = \frac{-\sqrt{3} U_m'' [\cos(2\pi/3 + \alpha) - \cos(\pi/3 + \alpha)]}{\pi/3} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U'' \cos \alpha = U_{d\alpha} \cos \alpha \quad (8.65)$$

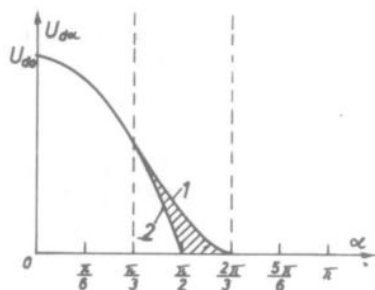
За $\pi/3 < \alpha \leq 2\pi/3$ примена обрасца (7.10) даје

$$U_{d\alpha} = \frac{\sqrt{3} U_m'' [\cos \pi - \cos(\pi/3 + \alpha)]}{\pi/3} = U_{d\alpha} [1 + \cos(\pi/3 + \alpha)]. \quad (8.66)$$

При активно-индуктивном оптерећењу и уз услов да је $X_d = \omega L_d = \infty$ (практично $X_d \geq 5R_d$), шема ће радити у режиму рада са *непрекидном* усмереном струјом за све управљачке углове α у опсегу: $0 \leq \alpha < \pi/2$. У том случају се средња вредност усмереног напона одређује по обрасцу (8.65). За $\alpha = \pi/2$ површине позитивних и негативних делова криве усмереног напона постају међусобно једнаке (слика 8.18в), што значи да усмерени напон нема једносмерну компоненту, односно да је $U_{d\alpha}(\pi/2) = 0$, што је у складу са једначином (8.65).



Слика 8.18. – Дијаграми напона и трофазне осне усмераче при: а) $\alpha = \pi/3$; б) $\alpha = \pi/2$



Слика 8.19. – Управљачке карактеристике трофазне осне усмераче: 1. при активно оптерећењу; 2. при активно-индуктивном оптерећењу

На слици 8.19 представљене су управљачке карактеристике разматране усмераче, на којима се уочавају две поменуте области промене управљачког угла α : $\alpha \in [0, \pi/3]$ и $\alpha \in (\pi/3, 2\pi/3]$. За $\alpha \in [0, \pi/3]$. Без обзира на врсту оптерећења (активно или активно-индуктивно), управљачка карактеристика је одређена једначином (8.65). За $\alpha \in (\pi/3, 2\pi/3]$ и при чисто активном оптерећењу управљачка карактеристика је дата једначином (8.66) – крива 1, слика 8.20. При активно-индуктивном оптерећењу (уз услов $X_d = \infty$) и при $\alpha \in (\pi/3, \pi/2]$ управљачка карактеристика се налази према једначини (8.65) – крива 2, слика 8.19. Шрафирана област на слици 8.20 одговара скупу управљачких карактеристика у режиму рада са испрекиданом струјом i_d и различитим односима X_d/R_d .

Пример 8.4.

Наћи основне параметре управљиве трофазне мосне усмераче која ради при $X_d = \omega L_d = 8$ (практично $X_d \geq 5 R_d$), према следећим подацима: ефективна вредност линијског напона напојне мреже $U_l = 380\text{V}$; мрежна учестаност $f = 50\text{ Hz}$; средња вредност усмереног напона мења се у опсегу од $U_{d\min} = 24\text{ V}$ до $5 U_{\max} = 32\text{ V}$; активна отпорност пријемника $R_d = 1\ \Omega$.

Решење

Узмимо да је најмањи угао управљања

$$\alpha_{\min} = 0.$$

Сходно обрасцу (8.58), секундарни линијски напон трансформатора је

$$U'_l = \sqrt{3} U'' = \frac{\pi U_{d\max}}{3 \sqrt{2}} = \frac{\pi \cdot 32}{3 \sqrt{2}} = 23,8\text{ V},$$

па је однос преображаја трансформатора

$$m_l = \frac{U'_l}{U''_l} = \frac{380}{23,8} = 16.$$

Величина највећег управљачког угла $\alpha_{\max}$ при излазном напону $U_{d\min}$ је, сходно једначини (8.65),

$$\cos \alpha_{\max} = \frac{\pi}{3 \sqrt{2}} \frac{U_{d\min}}{U''_l} = \frac{24}{3 \sqrt{2} \cdot 23,8} = 0,78,$$

$$\alpha_{\max} = \arccos 0,78 = 41^\circ.$$

Највећа средња вредност струје оптерећења је

$$I_{d\max} = \frac{U_{d\max}}{R_d} = \frac{32}{1} = 32\text{ A}.$$

Како је спрега трансформатора звезда – звезда, највеће ефективне вредности фазних струја секундара и примара су

$$I'' = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{d\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} 32 = 26,2\text{ A};$$

$$I' = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_{d\max}}{m_l} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{32}{16} = 1,6\text{ A}.$$

Највећа вредност струје усмерачког елемента је

$$I_{V \max} = \frac{I_{d \max}}{3} = \frac{32}{3} = 10,7 \text{ A.}$$

Највећа вредност инверзног напона на усмерачком елементу је

$$U_{im} = U''_{im} = \sqrt{2} U''_{ime} = \sqrt{2} \cdot 23,8 = 33,6 \text{ V.}$$

8.2. КОМУТАЦИЈА СТРУЈЕ, СПОЉНЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ УСМЕРАЧЕ

За напајање уређаја – погона средњих и великих снага, користе се и једнофазне и трофазне усмераче. Ове последње нашле су много ширу примену пошто равномерно оптерећују енергетску мрежу.

Код усмерача средњих и великих снага морају се узети у обзир, поред чисто активних отпорности навоја трансформатора, и њихове индуктивне отпорности, које углавном потичу од расутих флукова у трансформатору. При том се посматра тзв. *еквивалентна индуктивна отпорност* секундарног навоја X''_{γ} :

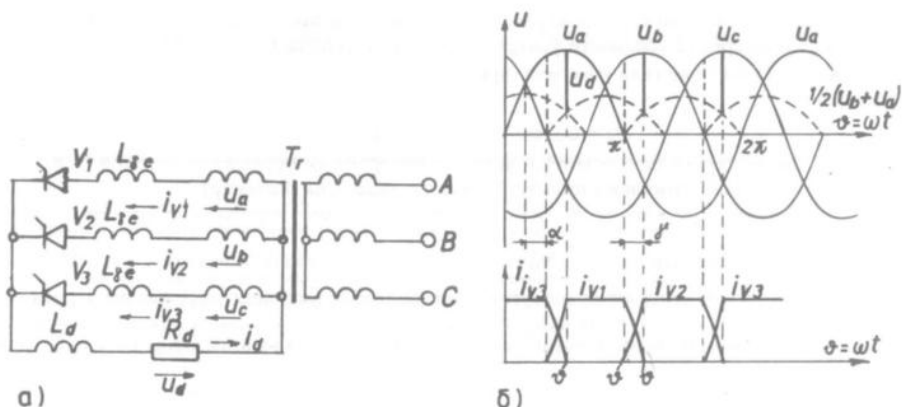
$$X''_{\gamma} = X''_{\gamma} + X''_{\gamma}{}^2.$$

Секундарни намотај се понаша као да је присуством примарног намотаја његова индуктивна отпорност повећана од вредности X''_{γ} за $X''_{\gamma}{}^2$, тј. за индуктивну отпорност примарног намотаја сведену на секундар. Ове отпорности одређују се помоћу огледа кратког споја трансформатора.

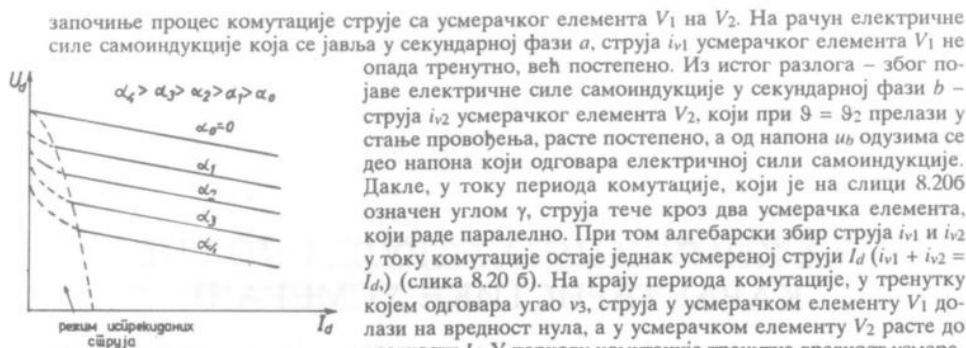
Услед постојања индуктивне отпорности намотаја трансформатора у стварним шемама усмеравања процес комутације (процес прелажења струје са једног усмерачког елемента на други) не може се посматрати као тренутан, као што је то у досадашњим разматрањима. Процес комутације у реалним шемама има одређену дужину трајања.

На слици 8.20а приказана је шема трофазне усмераче са средњом тачком код које су, за разлику од шеме на слици 8.11, у анодна кола усмерачких елемената убачени индуктивни калемови X''_{γ} , помоћу којих се узима у обзир утицај електричних сила самоиндукције, које се јављају у секундарним намотајима трансформатора услед деловања расутих флукова. Осим тога, сматраће се да је индуктивна отпорност пријемника (X_d) толика да је усмерена струја идеално изравната („изглађена“).

Због постојања индуктивних отпорности X''_{γ} секундарних намотаја трансформатора струја са једног усмерачког елемента (тиристора) на други не прелази тренутно, већ у току одређеног времена којем одговара тзв. *угао комутације* (γ). У угаоном опсегу (ϑ_1 , ϑ_2) усмерачки елемент V_1 је у стању провођења (слика 8.20): у тренутку којем одговара угао ϑ_2



Слика 8.20. – Процес комутације усмерачких елемената у трофазној усмерачи са средњом тачком: а) шема усмеравања; б) дијаграми напона и струја



Слика 8.21. — Спољна карактеристика усмераче

започиње процес комутације струје са усмерачког елемента V_1 на V_2 . На рачун електричне силе самоиндукције која се јавља у секундарној фази a , струја i_{v1} усмерачког елемента V_1 не опада тренутно, већ постепено. Из истог разлога — због појаве електричне силе самоиндукције у секундарној фази b — струја i_{v2} усмерачког елемента V_2 , који при $\vartheta = \vartheta_2$ прелази у стање провођења, расте постепено, а од напона u_b одузима се део напона који одговара електричној сили самоиндукције. Дакле, у току периода комутације, који је на слици 8.206 означен углом γ , струја тече кроз два усмерачка елемента, који раде паралелно. При том алгебарски збир струја i_{v1} и i_{v2} у току комутације остаје једнак усмереној струји I_d ($i_{v1} + i_{v2} = I_d$) (слика 8.20 б). На крају периода комутације, у тренутку којем одговара угао ν_3 , струја у усмерачком елементу V_1 долази на вредност нула, а у усмерачком елементу V_2 расте до вредности I_d . У периоду комутације тренутна вредност усмереног напона (u_d) не пада до нуле, већ је једнака средњој аритметичкој вредности секундарних фазних напона, фаза у којима су усмерачки елементи који комутију (слика 8.21б):

$$u_d = \frac{u_a + u_b}{2} \quad (8.67)$$

Усмерени напон на крају периода комутације скоковито расте до вредности фазног напона u_b . Према томе, усмерени напон смањује се због индуктивног пада напона, који је приказан шрафираном површином на слици 8.20б. Смањење усмереног напона у трофазној шеми са средњом тачком је

$$U_x = \frac{3 I_d X_{\gamma e}''}{\pi} \quad (8.68)$$

у трофазној мосној шеми

$$U_x = \frac{3 I_d X_{\gamma e}''}{\pi} \quad (8.69)$$

у једнофазној пуноталасној шеми усмеравања

$$U_x = \frac{I_d X_{\gamma e}''}{\pi} \quad (8.70)$$

а у једнофазној мосној шеми

$$U_x = \frac{2 I_d X_{\gamma e}''}{\pi} \quad (8.71)$$

Спољна карактеристика усмераче представља зависност средње вредности усмереног напона (U_d) од средње вредности усмерене струје оптерећења ($I_d : U_d = f(I_d)$ — слика 8.21.

Спољна карактеристика усмерача (при $X_d = \omega L_d = \infty$) може да се напише у облику следеће једначине:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_R - \Delta U_V - \Delta U_X.$$

U_R — пад напона на еквивалентној активној отпорности секундарног навоја R''_e ($R''_e = R'' + R'_2, R'_2$ — активна отпорност примарног навоја сведена на секундар);

U_V — укупан пад напона на усмерачким елементима који су истовремено у стању провођења;

U_X — индуктивни пад напона који се јавља у току комутације (видети изразе 8.68 и 8.71).

У зависности од снаге усмераче, утицај активног и индуктивног пада напона је различит. Код усмерача малих снага преовладава утицај активног пада напона, док је код усмерача средњих и великих снага доминантан утицај индуктивног пада напона. Осим тога, пад напона на усмерачким диодама и тиристорима је мали (реда величине 1–2 V) и скоро сталан, па се може занемарити. Дакле, спољна карактеристика усмерача средњих и великих снага може се представити у првој приближности помоћу једначине

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha = \Delta U_X. \quad (8.72)$$

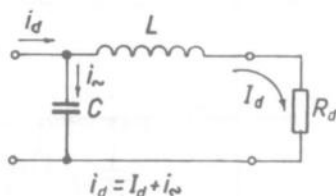
8.3. ФИЛТРИ ЗА ИЗРАВНАВАЊЕ

При проучавању различитих шема усмеравања видели смо да је усмерени напон увек пулсирајући, односно да поред једносмерне компоненте садржи и хармоничне компоненте. У већини случајева пријемници једносмерног напона захтевају само једносмерну компоненту напона (или струје). Наизменична компонента је непожељна пошто изазива значајан пораст губитака снаге, смањује ефикасност уређаја и изазива друге непожељне последице (нестабилан рад уређаја, изобличење сигнала итд.). Дозвољене вредности коефицијента пулсације зависе од намене и режима рада напајаних уређаја и обично су у границама од 0,001% до 2,5%. Пошто у свакој од разматраних шема усмеравања коефицијент пулсације излазног напона вишеструко премашује ове вредности (видети образце 8.53, 8.32, 8.47, 8.54, 8.62), између излаза усмераче и пријемника (оптерећења) постављају се *филтри* за изравнавање („пеглање“, „глађење“ итд.) – слика 8.1.

Ефикасност филтра за изравнавање оцењује се помоћу тзв. *сачиниоца изравнавања* (k_{izr} , који представља однос коефицијента пулсације улазног – до филтра, k_{pul} , и излазног – после филтра, k_{piz}) напона:

$$k_{izr} = \frac{k_{pul}}{k_{piz}}. \quad (8.73)$$

Пасиван филтар за изравнавање гради се од реактивних елемената: кондензатора и индуктивних калемова. Суштина његовог рада је раздвајање усмерене пулсирајуће струје (i_d) на једносмерну (I_d) и наизменичну (i) компоненту (слика 8.22). Једносмерна, корисна компонента усмерава се на пријемник, а наизменична (тачније, наизменичне компоненте), која је непожељна, затвара се преко кондензатора, заобилазећи на тај начин пријемник. Физичка суштина рада кондензатора и индуктивног калема у филтру за изравнавање је следећа: кондензатор (обично велике капацитивности) прикључен паралелно (оточно) са пријемником, пуни се при нарастању импулса усмереног напона, а празни при њиховом опадању, изравнавајући („гладећи“) при том осцилације усмереног напона; индуктивни калем, обрнуто, при порасту импулса усмерене струје, услед деловања електричне силе самоиндукције, успорава пораст струје, а при њиховом смањивању – успорава смањивање струје, изравнавајући на тај начин пулсације струје у колу пријемника.



Слика 8.22. – Шема рада филтра за изравнавање

Најпростије филтре за изравнавање представљају индуктивни калемови, који се редно везују са пријемницима (*индуктивни филтри*), и кондензатори, који се паралелно везују са пријемницима (*капацитивни филтри*).

Ради повећања сачиниоца изравнавања, индуктивност (L) *индуктивног филтра* бира се тако да буде задовољен услов

$$X_L = \omega L \gg R_d, \quad (8.74)$$

где је ω учестаност основне хармоничне компоненте усмереног напона. При испуњавању последњег услова индуктивни калем пружаће велику (индуктивну) отпорност хармоничним компонентама усмерене струје и практично ће спречити њихово протицање кроз пријемник. Како је активна отпорност индуктивног калема мала ($R_L \ll R_d$), може да се занемари пад напона који се при протицању једносмерне компоненте струје јавља на индуктивном калему. Другим речима, на улазу и излазу овог филтра владаће приближно једнак једносмерни напон. Индуктивни калем има, као што је већ речено, улогу резервоара енергије: он нагомилава енергију када усмерена струја у колу пређе средњу вредност, а враћа је када усмерена струја тежи да опадне испод средње вредности, што има за последицу изравнавање („глађење“) усмерене струје.

Индуктивни филтар има мале губитке снаге и обезбеђује малу промену излазног напона при промени активне отпорности оптерећења. Међутим, при нагомиланој струји оптерећења на крајевима индуктивног калема настају нагли скокови напона, који могу да

достигну велике вредности. Пошто индуктивни филтри обезбеђују боље изравнавање пулсације усмерене струје при мањим отпорностима оптерећења, углавном се користе за усмераче великих снага.

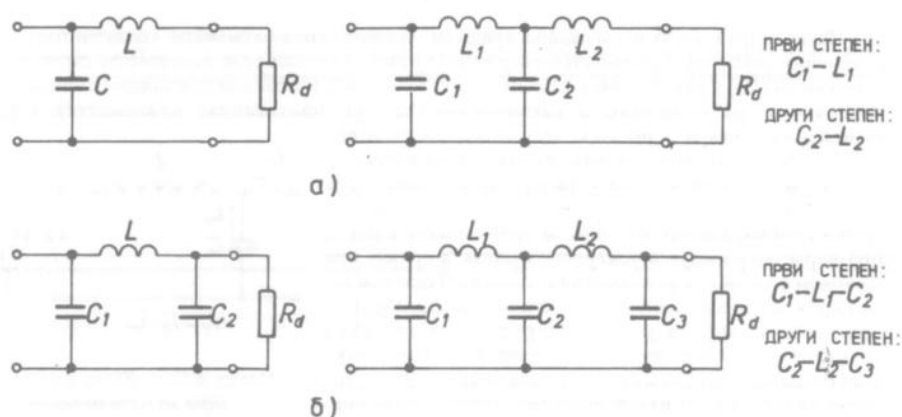
У случају *капацитивног филтра*, његова капацитивна отпорност бира се тако да буде задовољен услов

$$X_c = \frac{1}{\omega C} \ll R_d. \quad (8.75)$$

При испуњавању овог услова кондензатор ће пружати малу (капацитивну) отпорност хармоничним компонентама усмерене струје, што значи да ће се оне затварати преко кондензатора. Једносмерна компонента струје пуниће кондензатор у оним временским одсечцима у којима је усмерени напон на улазу филтра виши од напона на кондензатору. У осталим временским одсечцима напон на кондензатору биће виши од напона на улазу филтра, па ће се тада кондензатор празнити преко оптерећења. Дакле, капацитивни филтар смањује пулсације и усмереног напона и усмерене струје.

Капацитивни филтри користе се за усмераче малих снага.

Много бољи ефекти у погледу изравнавања усмерене струје добијају се помоћу једноступених и вишеступених *LC* филтара Г-облика (слика 8.23а и б) и П-облика (слика 8.23в и г) који обједињују добра својства индуктивних и капацитивних филтара.



Слика 8.23. – Различити шеме филтара за изравнавање: а) једноступени RC филтар Г-облика; б) двоступени RC филтар Г-облика; в) једноступени RC филтар П-облика; г) двоступени RC филтар П-облика

9. ИНВЕРТОРИ

9.7. ПРИНЦИП РАДА ИНВЕРТОРА

Инвертори су електронски претварачи једносмерне у наизменичну електричну енергију. Називају се и DC/AC конвертори (енглески DC, direct current – једносмерна струја, и AC, alternation current – наизменична струја). Помоћу инвертора се повезују системи који раде са једносмерном са системима који раде са наизменичном струјом. На пример, соларне електране са фотоћелијама производе једносмерни напон, док постојећа мрежа ради са наизменичним напонам. У Русији се планира пренос енергије на велике даљине помоћу једносмерне струје, па су тако на пријемној страни неопходни инвертори за прикључивање на постојећу мрежу. У теренским условима, кад је на располагању електрични акумулатор за напајање уређаја наизменичном струјом, потребно је имати инвертор. Инвертори се највише примењују у склопу једносмерних претварача.

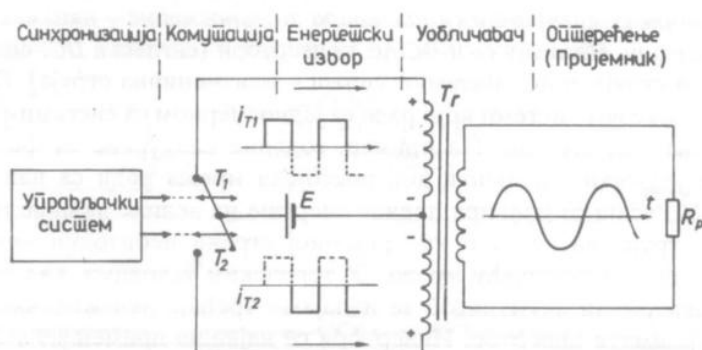
Интересантна је примена инвертора у режиму енергетског повраћаја или тзв. рекуперативног кочења једносмерног мотора. У погонском радном режиму претварач ради као исправљач обезбеђујући из мреже наизменичног напона напајање мотора једносмерном струјом. У режиму кочења мотор постаје генератор, а претварач инвертор који енергију генератора једносмерне струје предаје мрежи наизменичне струје.

Претварање једносмерног у наизменични простопериодични синусоидни напон могло би да се оствари помоћу простопериодичних осцилатора који имају осцилаторно коло и појачавачки елемент – транзистор. Таква решења се примењују у електроници у случају мањих снага.

Инвертори се у енергетици ретко изводе као прости синусни осцилатори, из два разлога. У енергетици се, због великих снага, користи тиристор много више него транзистор. Тиристор је по функцији прекидачки а не појачавачки елемент, због чега није погодан за простопериодичне синусне осцилаторе. Други разлог због којег се одмах не користи синусоидни облик напона тиче се коефицијента искоришћења. Правоугаони таласни облици, који се лако добијају тиристорима, дају већу ефикасност претварања него синусоидни, односно простопериодични. Потребно је само подсетити се да је ефективна вредност код правоугаоних наизменичних сигнала једнака максималној вредности, док се код синусоидних дели са 2, односно мања је за око 30%.

Основни принцип функционисања инвертора најлакше се може схватити помоћу шеме на слици 9.1.

Периодичан напон може се добити прекидањем, односно тастовањем једносмерног напона. Да би се добио напон, потребно је мењати поларитет једносмерног напона у току прекидања или, како се још каже, вршити комутацију. Наизменични правоугаони таласни облици представљају сложену периодичну функцију са израженим хармоничним компонентама. Постојећи енергетски систем је пројектован за коришћење наизменичног напона у прстопериодичном, синусоидном облику, који има само једну спектралну компоненту на учестаности 50 Hz, где је концентрисана читава енергија. Комутирани напон је потребно уобличи пре пуштања у мрежу ради одстрањивања високофреквентних компонента и добијања приближно правоугаоног облика.



Слика 9.1. – Илустрације основног принципа рада инвертора

Као што је приказано на слици 9.1, управљачки систем синхронизовано отвара и затвара прекидаче T_1 и T_2 . Уместо механичких, како је симболички назначено, користе се електронски прекидачи са тиристорима. Трансформатор на датој шеми повезује позитивну и негативну полупериоду и својим акумулационим својствима уобличава таласни облик. Осим тога, врши и галванско одвајање једносмерног генератора од мреже, што се често намеће као технички захтев.

На основу шеме на слици 9.1 може се извести општа функционална блок-шема инвертора (слика 9.2).



Слика 9.2. – Општа блок-шема инвертора

Прекидач се укључује помоћу управљачких или окидних импулса, па је основни део управљачког уређаја окидни генератор. Како се тиристоры примењују много чешће него транзисторы, не искључује се из управљачког степена већ посебним елементима шеме која се означава као комутатор.

У односу на начин управљања, постоје две врсте инвертора, и то зависни и независни или аутономни.

Код *зависних инвертора* управљачки систем за укључивање прекидачких тиристора синхронизован је са неким спољним извором. Инверторы који испоручују напон мрежи синхронизују се на постојећи напон мреже, па се називају *инвертори вођени мрежом*.

Независни или аутономни инвертори нису строго синхронизовани са неким спољним извором. Импулси за укључивање тиристора се добијају из такт-генератора или помоћу кола повратне спреге у оквиру самог инвертора.

Аутономни инверторы могу бити: *струјни, напонски и резонантни*.

Према карактеру излазног напона и броја излаза, инверторы могу бити *једнофазни, двофазни и вишефазни*. Код инвертора вођених мрежом у питању су прве две групе.

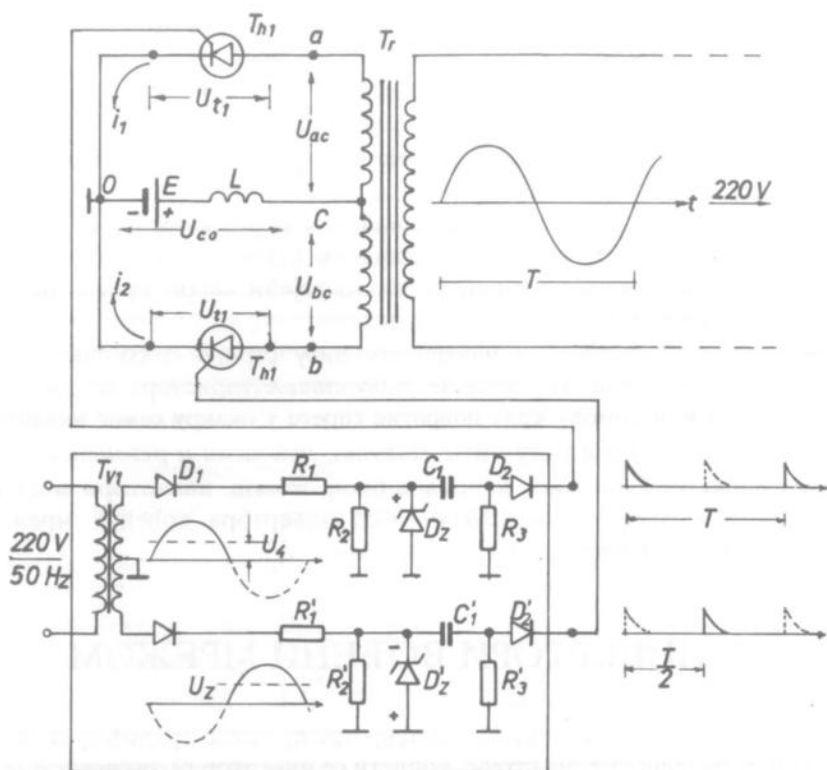
9.2. ИНВЕРТОРИ ВОЂЕНИ МРЕЖОМ

У случајевима када у постојећу активну мрежу треба трансформисати енергију из извора једносмерне струје, користи се инвертор са тиристорима који се укључује помоћу импулса добијених уобличавањем напона из постојеће мреже. На тај начин могуће је остварити комутацију у ритму мрежне учестаности и синхронизовати трансформисани напон из инвертора и постојећи напон у мрежи. Само се уз строгу синхронизацију инвертор понаша као генератор мрежног напона. На слици 9.3 дата је принципска шема инвертора вођеног мрежом.

У оквиру мрежног управљача дата је једноставна принципска шема за генерисање окидних импулса. Практична решења су сложенија ради задовољења строжих захтева у погледу тачно одређених таласних облика напона и струја тиристора како би се при излазу инвертора добио што синусоиднији напон синхронизован са постојећим напоном мреже.

Окидни импулси се могу добити од мрежног напона помоћу више електронских кола. Део мрежног напона се може прикључити на оперативни појачавач који иде у засићење, па ће се на његовом излазу појавити правоугаони импулси. Трајање правоугаоних импулса се може скратити помоћу мултивибратора или диференцијалних кола. Овакво решење има предност због тога што се изводи у интегрисаној техници, али тражи и једноставно напajaње.

Да би се објаснио рад мрежног управљача за генерисање окидних импулса, изабрана је шема са дискретним компонентама како би се видела улога сваког елемента без потребе за једносмерним додатним извором напajaња. Мрежним трансформатором се постиже галванско одвајање мреже од упра-



Слика 9.3. – Једнофазни двойериодични инвертор вођен мрежом

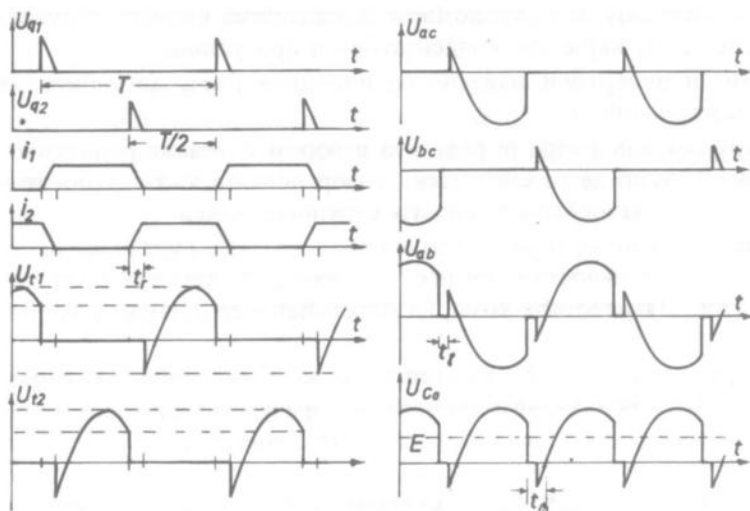
вљачког и комутационог дела, смањује примарни напон на одговарајућу вредност и омогућује симетричан излаз. Диода D_1 пропушта наизменични напон само у току позитивне полупериоде мрежног напона, а помоћу разделника R_1 и R_2 смањује се амплитуда до одговарајуће вредности која ограничава зенер-диода (D_z). D_z има пробојни напон нижи од половине амплитуде исправљеног импулса па „одсецањем“ вредности већих од U_z формира приближно правоугаони импулс. Коло за диференцирање $C_1 R_3$ реагује на ивице правоуглих импулса стварајући на излазу оштре позитивне и негативне импулсе. Позитивни импулси настају повишењем напона на предњој ивици импулса када се кондензатор пуни, а негативни – смањивањем напона на задњој ивици импулса, што има за последицу пражњење C_1 преко R_1 и R_3 . Диода D_2 служи да на Th_1 пропусти само позитивне импулсе који су на растојању $T = 1/(50 \text{ Hz}) = 20 \text{ ms}$. Исту функцију имају и елементи у доњој грани означени додатно са $'$, само што обрађују напон у току негативне полупериоде улазног напона.

Импулси из мрежног управљача делују сукцесивно на управљачке електроде тиристора. Стање у комутаторском делу је тако подешено да тиристор на који долази импулс из управљачког дела не проводи. То се остварује дејством елемената за уобличавање, у датом случају трансформатором Tr . Да би се на излазу добио наизменични сигнал, тиристори треба да раде на-

изменично. Кад се укључи један, блокира се и искључи други, а после укључења другог, искључи се први и тако редом.

Генерисање наизменичног напона може се објаснити анализом комутаторског дела од почетка укључивања једносмерног извора E . Напон E је нижи од напона укључења U_{bo} , јер би у супротном тиристор радио као четворослојна диода и прелазио у проводно стање и без деловања напона на управљачкој електроди G . Тиристори су због тога искључени све до наилаaska окидних импулса из мрежног управљача, иако им се диоде налазе на позитивном потенцијалу E . Доласком првог импулса на управљачку электроду Th_1 смањује се његов напон укључивања U_{bo} до вредности E , због чега овај тиристор иде у проводно стање кад му напон U_{ak} падне на око 1 V. Тиристор на тај начин постаје затворен прекидач, односно прави кратки спој у горњој грани кола, због чега струја I_1 има тенденцију наглог пораста. Наглу промену струје успорава индукована електромоторна сила у калему L и примарном делу трансформатора Tr . После одређеног времена успостави се одређена вредност струје коју дати извор E може максимално да генерише. Када дође други импулс, у доњој грани укључује се други тиристор, (Th_2), због чега се струја кроз калем L почиње делити на две гране. Струја кроз Th_2 расте, а кроз Th_1 опада. Овај процес је по природи кумулативан и одвија се убрзано зато што се у првом моменту после укључивања тиристора Th_2 напон U_{ab} преноси преко затвореног Th_2 на крајеве Th_1 . Пошто је анода Th_1 постала позитивнија у односу на катоду, тиристор је помоћу U_{ab} постао инверзно поларисан па се брзо принудно блокира, односно искључује. Сада проводи само тиристор T_2 , док се на Th_1 успоставља позитиван потенцијал, што значи да постаје спреман за наредно укључивање помоћу импулса из мрежног управљача.

Узимајући у обзир пресликано оптерећење мреже и паразитне капацитивности, трансформатор се пројектује тако да се деловањем струја тиристора добије приближно синусоидан облик напона на излазу. Остали напони



Слика 9.4. – Дијаграми струја и напона у комутаторском делу инвертора на слици 9.3

и струје у комутаторском делу приказани су на слици 9.4. Напон примара U_{ab} није испрекидан због коначног времена потребног за комутацију тиристора t_y . Ове неравномерности трансформатор изједначи тако што се у секундару добије приближно синусоидан напон. Због времена комутације t_y време до проласка кроз нулу, односно угао надвишења или претхођења коме одговара време t_y не сме бити мање од неке минималне вредности, која је још увек већа од t . С друге стране, t_y не сме да буде ни већа од $T/4$ јер би инвертор постао исправљач. То се може закључити из последњег дијаграма за U_{c0} . Са повећањем t повећавао би се негативни а смањивао позитивни део. У тренутку изједначавања у извор би се враћало онолико енергије колико се из њега и узима. Кад се пређе ова граница, шрафирани део на дијаграму за U_{c0} постаје већи од нешрафираног, па се енергија наизменичног напона мреже трансформише у једносмерну и предаје једносмерном извору E .

Инвертор је реверзибилни уређај јер, како је показала анализа временских дијаграма, може да ради, зависно од конструкције и начина управљања, и као претварач једносмерне енергије у наизменичну и, обрнуто, наизменичне у једносмерну.

9.3. НЕЗАВИСНИ ИНВЕРТОРИ

У случајевима кад се напон добијен помоћу инвертора не меша са мрежним, односно не шаље у постојећу мрежу, инвертор може радити независно или аутономно са учестаношћу која је одређена условима примене. Независни или аутономни инвертори раде у оквиру неког уређаја на аутономно оптерећење.

Фреквенција независног инвертора је одређена фреквенцијом управљачког напона тиристора. Управљачки импулси се добијају из посебног такт-генератора или помоћу повратне спреге уобличавањем излазних импулса. За комутацију се у аутономном инверторима користе допунски комутациони елементи, најчешће кондензатори и пригушнице.

Независни инвертори, зависно од принципа рада, могу бити: *струјни*, *напонски* и *резонантни*.

Код струјних инвертора је редно са извором E везана релативно велика пригушница L , тако да се енергетски извор понаша као струјни генератор. Због тога се на оптерећењу појављују струјни импулси.

Код напонских инвертора је паралелно енергетском улазу везан кондензатор велике капацитивности C , чиме се постиже да се извор понаша као напонски генератор. Захваљујући томе, на оптерећењу се појављују напонски импулси.

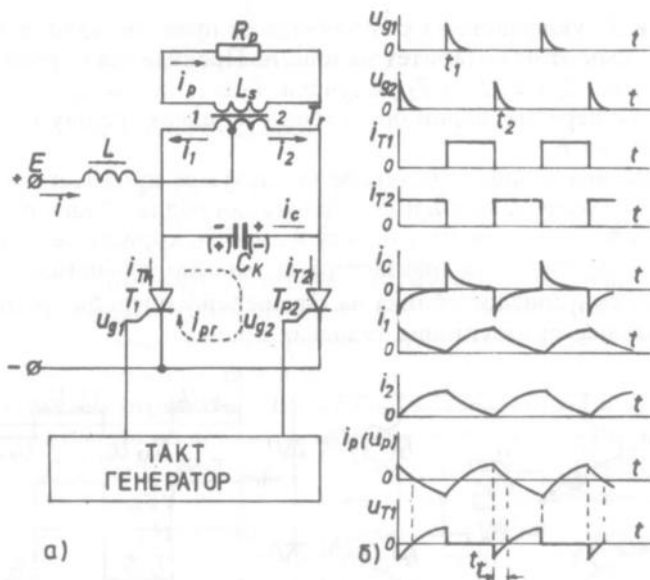
Код резонантних инвертора оптерећење, које има довољно велику индуктивност, с другим реактивним елементом образује осцилаторно коло. Тиристор се искључује опадањем струјних осцилација до нуле у свакој полупериоди. Кондензатори који улазе у састав осцилаторног кола обично се укључују редно са оптерећењем, а калемови у излазно коло, тиристорску контуру или редно са оптерећењем. Резонантна учестаност кола треба да буде је-

днака или већа од радне учестаности инвертора. Резонантни инвертори углавном се примењују при вишим учестаностима, реда од 1 до 50 kHz.

У зависности од начина прикључивања комутационог кондензатора разликују се редни и паралелни инвертори.

9.3.1. Струјни инвертори

На слици 9.5 приказан је једнофазни независни струјни инвертор са средишним изводом на трансформатору. Претпоставља се да постоје активно оптерећење и врло велика индуктивност L .



Слика 9.5. – Струјни инвертор: а) са паралелним кондензатором и средњим изводом; б) са одговарајућим дијаграмима

Управљачки импулси из такт-генератора делују наизманично на T_1 и T_2 сукцесивно их укључујући. Струје кроз тиристоре су приближно правоугаоног облика, док се кондензатор пуни и празни експоненцијално. Кондензатор омогућава комутацију јер се после пуњења поларише тако што му је + пол на аноди непроводног тиристора а – пол на аноди проводног тиристора, који се може сматрати као затворен прекидач, односно кратак спој. Кад стигне импулс на непроводни тиристор, тада се и он укључи и преко своје мале отпорности пренесе као кратак спој + пол кондензатора на катоду другог тиристора. Кондензатор би се празнио кроз оба тиристора, али, пошто су везани, то је могуће само кроз онај код којег се смер струје пражњења поклапа са пропусним смером тиристора. Други тиристор се искључује деловањем инверзног напона са кондензатора.

Струја кроз оптерећење је тестерастог облика. За приближавање синусоидном облику требало би паралелно са R_p везати кондензатор тако да се у секундару добије осцилаторно коло подешено на учестаност импулса.

9.3.2. Инвертори напона

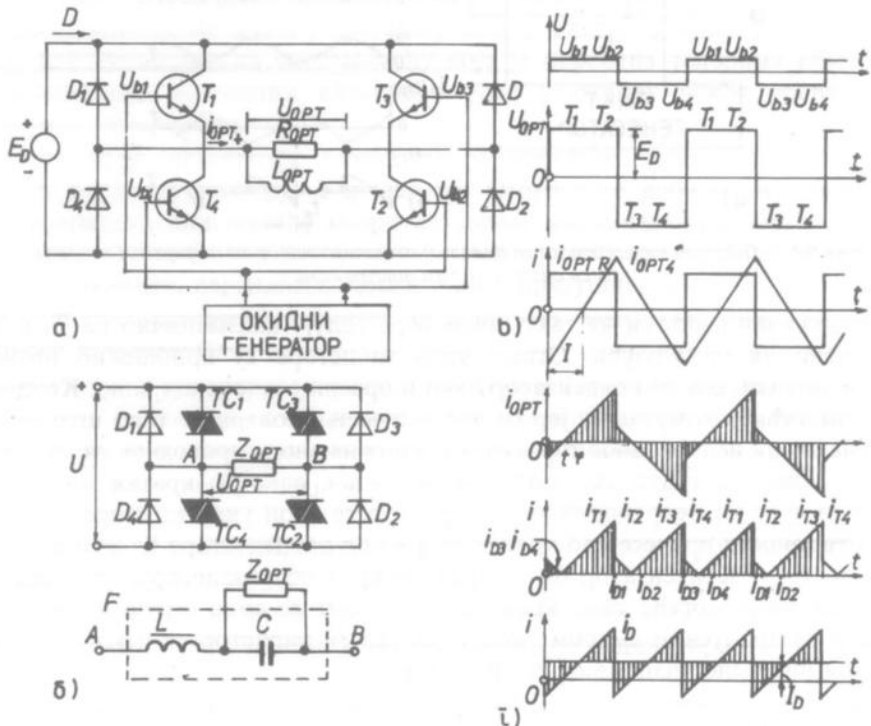
Код инвертора се напон једносмерног генератора E преко електронских прекидача непосредно преноси на оптерећење. Укључивањем и искључивањем електронских прекидача мења се поларитет прикљученог напона и на тај начин се на оптерећењу формира наизменични напон.

У случају мањих снага, електронски прекидачи се, због једноставног начина укључивања и искључивања, праве са транзисторима. У случају већих снага, морају се користити тиристори и тријаци, али су тада шеме много сложеније због начина искључивања тиристора. На слици 9.6 илустрован је напонски инвертор са везом у мосту са транзисторима и поједностављена веза са тријацима.

Кад су T_1 и T_2 укључени, на оптерећење се преноси један, а кад су T_3 и T_4 укључени – супротни поларитет напона E . Прекидачки парови морају радити наизменично. Док су T_1 и T_2 укључени, T_3 и T_4 су искључени, и обратно. За време радног периода, напон оптерећења је једнак напону предајника једносмерног напона E .

При активно-индуктивном оптерећењу струја се кроз њега мења по експоненцијалном закону, а напон има правоугаони облик. У интервалима, када је струја оптерећења негативна у односу на напон, користе се помоћне диоде D_1 до D_4 везане паралелно са транзисторима, односно тријацима.

За добијање синусоидног облика на оптерећењу потребно је додати филтре за уобличавање правоугаоних таласних облика.



Слика 9.6. – Напонски инвертор везан у мосту: а) са транзисторима; б) са тријацима, илустрован временским дијаграмима

9.3.3. Резонантни инвертор

Шеме резонантних инвертора су сличне струјним инверторима, а разлика је само у томе што се ставља калем знатно веће индуктивности у колу пријемника, односно оптерећења. На слици 9.7 је приказана једноставна шема резонантног инвертора.



Слика 9.7. – Једнофазни резонантни инвертор

Док је T_1 укључен а T_2 искључен, струја извора се затвара преко осцилаторног L - C кола и пријемника R_p . При том се кондензатор пуни. У следећој полупериоди T_1 се искључује а T_2 укључује. Кондензатор се у том случају празни у супротном смеру, предајући акумулирану енергију пријемнику. На тај начин оптерећење R_p предаје енергију у обе полупериоде. Тиристор T_1 се аутоматски искључује при крају прве полупериоде када напон на кондензатору достигне максималну вредност. Тиристор T_2 се искључује на крају друге полупериоде када струја, због пражњења кондензатора, опадне на нулу, прецизније – кад опадне до вредности струје држања тиристора I_h .

Параметри осцилаторног кола се бирају тако да резонантна учестаност буде већа или једнака радној учестаности инвертора, односно учестаности окидних импулса. Другим речима, периода слободних осцилација треба да је краћа од периоде окидних импулса. То је потребно да би се обезбедило време за сигурно искључивање како T_1 док се C не напуни, тако и T_2 док се кондензатор C не испразни.

Као недостатак шеме може се узети што генератор E ради у прекидачком режиму. То није повољан режим ни за предајник ни за пријемник са гледишта степена искоришћења, односно ефикасности инвертора. Решење се може побољшати сложенијим шемама са четири тиристора повезана у мост, слично струјном инвертору са додатним осцилаторним колом. Принцип рада је у суштини исти као и код разматране шеме.

9.4. ТРОФАЗНИ ИНВЕРТОР

На слици 9.8 приказана је шема трофазног инвертора вођеног мрежом и илустрован је принцип његовог рада. На позитиван пол једносмерног извора спојене су аноде тиристора T_1 , T_3 и T_5 , док су за негативан пол везане катодe тиристора T_2 , T_4 и T_6 . Непарно означени тиристори укључују се при позитивним вредностима фазних напона, што се може уочити на приказаним временским дијаграмима. Парној, катодној групи тиристора одговарају нега-

тивни делови синусоида и њима супротне струје. Управљачки импулси делују сваких $T/6$ (што одговара угловној мери фазе од 60 степени). Струје тиристора се смањују после $T/3$ (или 120 степени помераја). У току времена комутације проводе три тиристора, с тим што тиристор на који је деловао импулс започиње провођење, њему суседни иде у закочење, док у трећој грани стање остаје неизмењено, што значи да је један тиристор укључен, а други искључен.

Механизам провођења тиристора, зависно од времена, може се видети на дијаграмима и еквивалентним шемама за поједине делове периоде на сликама 9.86 и в.

Примарни фазни напони (слика 9.86) немају синусоидан облик. Фазни напони у секундару се, међутим, уобличавају дејством трансформатора и оптерећења.

Трофазни инвертори вођени мрежом треба, према прогнозама совјетских стручњака, да одиграју значајну улогу за побољшање преноса енергије на велике даљине. Сигурно је, међутим, да је без њих неостварљиво прикључивање на постојећу мрежу соларних електрана које производе једносмерну струју.

10. ПРЕТВАРАЧИ УЧЕСТАНОСТИ

Претвараачи учестаностии представљају полупроводнички уређај који претвара (преображава, трансформира) електричну енергију наизменичне струје једне у електричну енергију наизменичне струје друге учестаностии.

Постоје две основне врсте претвараача учестаности: непосредни или директни и посредни или индиректни.

10.1. НЕПОСРЕДНИ ПРЕТВАРАЧИ УЧЕСТАНОСТИ

Основни енергетски део ових претвараача представљају антипаралелно укључене групе тиристора, од којих свака може да ради у усмерачком или инверторском режиму. Најчешће се изводе са природном комутацијом тиристора, због чега је учестаност излазног напона ових претвараача увек мања од учестаности напона напајања. Стога се они могу користити за регулацију брзине обртања асинхроних мотора у опсегу учестаности чија је горња граница мања од 50 Hz.

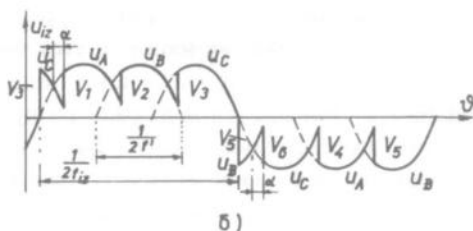
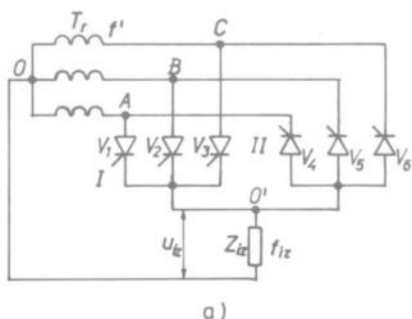
Број фаза на улазу и излазу претвараача у значајној мери одређује структуру шеме претвараача. Размотримо начин рада непосредног претвараача са природном комутацијом на примеру трофазно-једнофазне шеме (слика 10.1a). Види се да је могуће издвојити две групе тиристора: катодну (V_1, V_2, V_3) и анодну (V_4, V_5, V_6). Претпоставимо да је оптерећење Z_p само активно. Управљачки сигнали (импулси) у процесу рада наилазе на тиристорске анодне и катодне групе редом у једнаким интервалима времена. Када управљачки сигнали, синхрони по учестаности са улазним напонам, отворе тиристоре V_1, V_2 и V_3 , они ће, радећи у усмерачком режиму, на оптерећењу Z_p образовати позитиван полуталас излазног напона u_{iz} (слика 10.1b). Затим, управљачки сигнали отварају редом анодне тиристоре (V_4, V_5, V_6), док су катодни (V_1, V_2, V_3) закочени, што за резултат има стварање негативног полуталаса излазног напона на оптерећењу Z_p . Ако се овај поступак отварања тиристора циклично понавља, добиће се на излазу наизменичан напон са знатно нижом учестаношћу (f_{iz}) основне хармонијске компоненте од учестаности напона напајања (f^*). Да излазни напон не би имао једносмерну компоненту, време у току којег проводи катодна група тиристора мора бити једнако времену у току којег проводи анодна група.

У општем случају, када је број улазних фаза једнак m , а број полуталаса улазног наизменичног напона једнак n , однос између улазне учестаности f' и излазне f_{iz} , дат је изразом

$$f_{iz} = m \cdot f' / (2n + m).$$

У датом примеру m и n су једнаки 3, па је за $f' = 50$ Hz излазна учестаност $f_{iz} = 16,66$ Hz. Потребно је истаћи да излазна учестаност може имати само дискретне вредности при промени броја n ($n = 1, 2, 3, \dots$), односно да се не може континуално мењати.

Упркос свим побројаним недостацима, непосредни претварачи су због своје једноставне конструкције и високог степена искоришћења најчешће коришћени претварачи учестаности.



Слика 10.1. – Непосредни претвараач учестаности: а) шема; б) дијаграм излазног напона при активном оптерећењу

10.2. ПОСРЕДНИ ПРЕТВАРАЧИ УЧЕСТАНОСТИ

Структурна шема посредног претварача учестаности дата је на слици 10.2. На улазу је напон U_{ul} учестаности f_{ul} . Овај напон се доводи на управљачку усмерачу (УУ). Усмерени напон са излаза управљиве усмераче води се на филтар F , који на свом излазу даје једносмерну компоненту усмереног напона без хармоничних компонената. Овај једносмерни напон води се на последњи блок – аутономни инвертор (АИ). На његовом излазу јавиће се напон U_{iz} учестаности f_{iz} . Аутономни инвертор има функцију регулисања учестаности излазног напона, а управљива усмерача – улазног напона. Ако је усмерача неуправљива, обе функције преузима аутономни инвертор.

Од посредних претварача учестаности који се користе у електромоторном погону захтева се регулација излазне учестаности у широком опсегу. Код оваквих претварача аутономни инвертор се изводи као напонски.

Основни недостаци посредних претварача учестаности је двоструко претварање облика електричне енергије, што има за последицу смањење степена искоришћења.



Слика 10.2. – Блок-шема посредног претварача учестаности

11. НАИЗМЕНИЧНИ ПРЕТВАРАЧИ

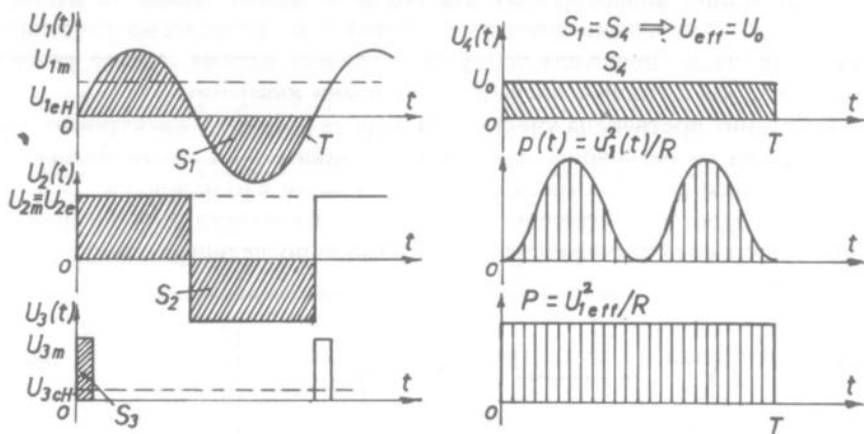
Наизменични претвараачи су уређаји за претварање наизменичног напона једног у наизменични напон другог нивоа. Наизменични претвараач се назива и AC/AC конвертор (AC, енгл. *alternating current* – наизменична струја). Наизменични претвараачи раде на принципу прекидања и подешавања вредности наизменичне струје. Крајњи циљ прекидања и подешавања наизменичног напона и струје је регулација енергије коју предајник даје оптерећењу, односно регулација снаге са којом ради оптерећење.

Регулација снаге се може остварити променом таласног облика напона, при чему је за промену вредности снаге битна промена површине између напонске криве и временске осе. На слици 11.1 илустроване су везе између тренутних и ефективних вредности и снаге.

Ефективне вредности су директно сразмерне површини коју функције струје и напона затварају са временском осом, како оних са позитивне, тако и оних са негативне стране ординате.

Ефективна вредност једнака је једносмерној вредности ако су за исти период исте површине ограничене временском осом.

Снага је директно сразмерна квадрату ефективне вредности напона, односно струје, а преко њих и квадрату површине коју затварају са временском осом. Ова чињеница омогућава да се често користи графичка анализа регу-



Слика 11.1. – Графички приказ тренутних и ефективних вредности напона и снаге

лационих кола помоћу временских дијаграма струја и напона. Једноставно се само прати шта се дешава са површином испод таласних облика струја и напона и то користи као показатељ како се одвија регулација снаге.

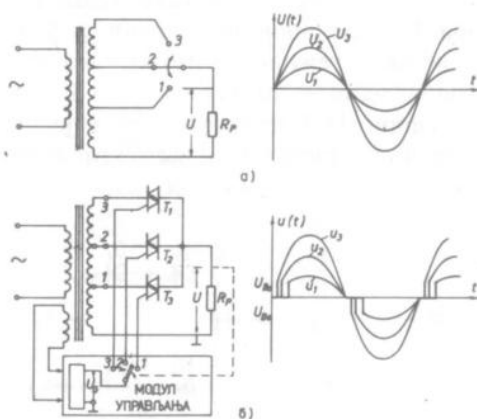
Наизменични претварачи, односно регулатори снаге наизменичног напона могу се, по принципу рада, поделити у три групе. То су наизменични претварачи на основу:

- скоковитије промене амплитуде,
- промене фазе и
- ширинско-импулсне методе.

11.1. НАИЗМЕНИЧНИ ПРЕТВАРАЧИ СА СКОКОВИТОМ ПРОМЕНОМ АМПЛИТУДЕ

У случају када је потребно да се при регулисању наизменичног напона очува његов простопериодични (синусоидни) облик, најчешће се користи трансформатор. Примена трансформатора има предност у односу на претвараче не само због очувања синусоидног облика сигнала већ и због галванског одвајања, поузданости и високог степена искоришћења. У односу на друга чисто електронска решења, недостаци трансформатора су велике димензије и маса, као и виша цена.

Наизменични претварач са скоковитом променом амплитуде приказан је на слици 11.2.



Слика 11.2. – Наизменични претварач: а) са механичким; б) са електронским преклопником на бази скоковитије промене амплитуде

У решењу са механичким преклопником остварује се веран пренос синусоидног облика напона до пријемног оптерећења. Уместо механичког преклопника, који подразумева ручну регулацију, може се употребити одређени број релеја и са додатном управљачком електроником остварити могућност аутоматског подешавања напона.

Електронски преклопници са тријацима имају предност у односу на механичке, како у погледу варничења, тако и у погледу трајности и габарита. Укључивање тријака може да буде ручно или аутоматско. У случају ауто-

матског укључивања, регулисање се врши на основу одређених критеријума. Они се најчешће добијају од оптерећења посредством повратне спреге. Тријаки захтевају одређени напон укључивања U_{bo} па је због тога напон на оптерећењу на почетку сваке полупериоде мало „засечен“, што значи да они не преносе чисту синусоиду. Напон укључивања U_{bo} може да се смањи повишавањем управљачког напона. Тада се повећава и дисипација тријака. Међутим, обично овај ефект не ствара веће проблеме јер је изобличење синусоиде занемарљиво.

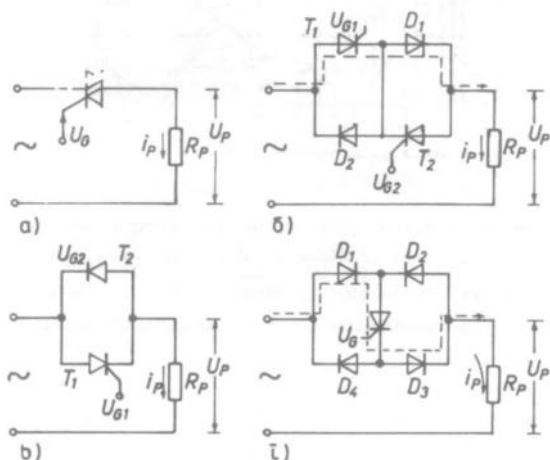
Наведена класа наизменичних претвараача има велику примену у домаћинству за стабилизацију мрежног напона у периферним подручјима где су варијације веће од 10%. Продају се под називом регулатора или коректора напона, а намењени су првенствено за кућне апарате који имају мотор, као што су машине за прање, хладњаци, усисивачи и сл.

Стабилизација напона је могућа и само трансформатором без извода и преклопника, на принципу засићења језгра. Таква решења се, међутим, напуштају због већих губитака у трансформатору, односно лошем коефицијенту искоришћења претвараача.

11.2. НАИЗМЕНИЧНИ ПРЕТВАРАЧИ СА ФАЗНОМ РЕГУЛАЦИЈОМ

Фазна регулација се користи за оптерећења код којих није условљено коришћење само синусоидног облика напона и галванско одвајање од мреже. Ту, на првом месту, долазе осветљење, најразличитији грејачи и универзални мотори. Наизменични претвараачи са фазном регулацијом се одликују малим димензијама и тежином и пружају могућност континуалне и брзе регулације практично од нуле до максималног напона мреже.

На слици 11.3 приказане су најосновније опште шеме наизменичних претвараача са тријаком, тиристорима и помоћним диодама. Шема са тријаком је најједноставнија, али се тиристорима даје предност при високим

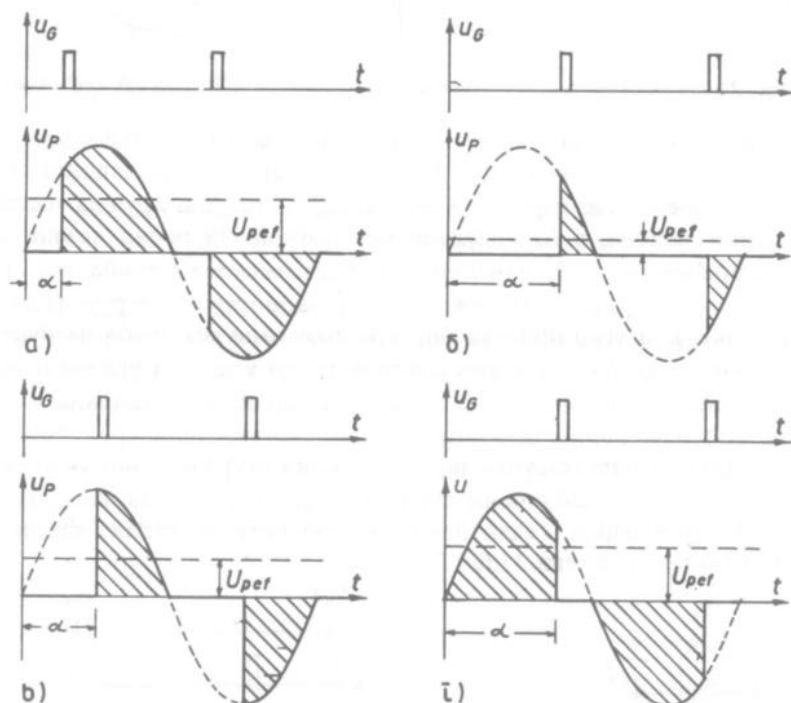


Слика 11.3. – Основне шеме наизменичних претвараача са фазном регулацијом

учестаностима. Диоде имају функцију да скрате време укључивања тиристора држећи инверзни напон тиристора на нули.

Тријак и тиристор се укључују помоћу импулса на управљачкој електроди G , који су довољно велике амплитуде, тако да могу да отворе тиристор и за ниже вредности напона између аноде и катоде, односно да смање пробојни напон U_{bo} на малу вредност. Тиристор се зато може укључивати при било којој вредности наизменичног напона, односно у било ком тренутку полупериоде регулисаног напона.

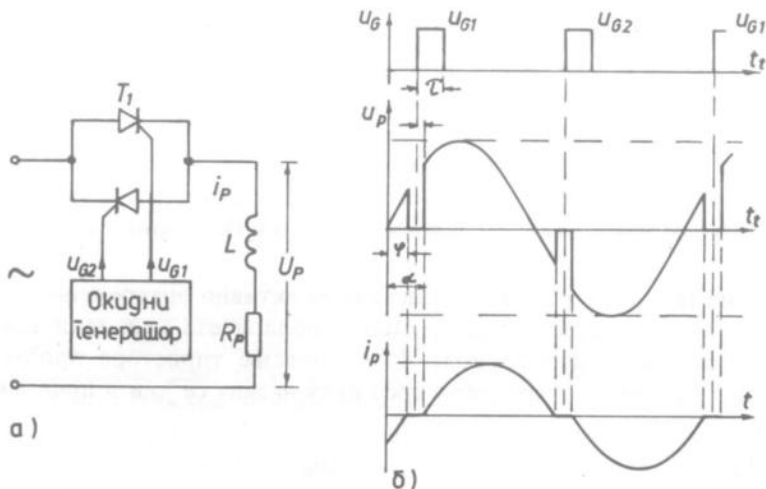
На шемама (слика 11.3) представљено је активно оптерећење R_p . Искључивање тиристора остварује се променом поларитета наизменичног напона по завршетку сваке полупериоде. Искључивање тиристора проласком наизменичног напона U_{ak} тиристора кроз нулу назива се још и природна комутација.



Слика 11.4. – Временски дијаграми за илустрирање фазне регулације

На слици 11.4 приказани су временски дијаграми који илуструју зависност ефективне вредности напона на оптерећењу од угла управљања α . Фазно управљање могуће је остварити при заостајању угла управљања α (а, б и в) и при претхођењу управљачког угла α (г). За случај под (г) тиристор мора да се искључи пре истека полупериоде, што је могуће само присилном комутацијом помоћу посебних кола.

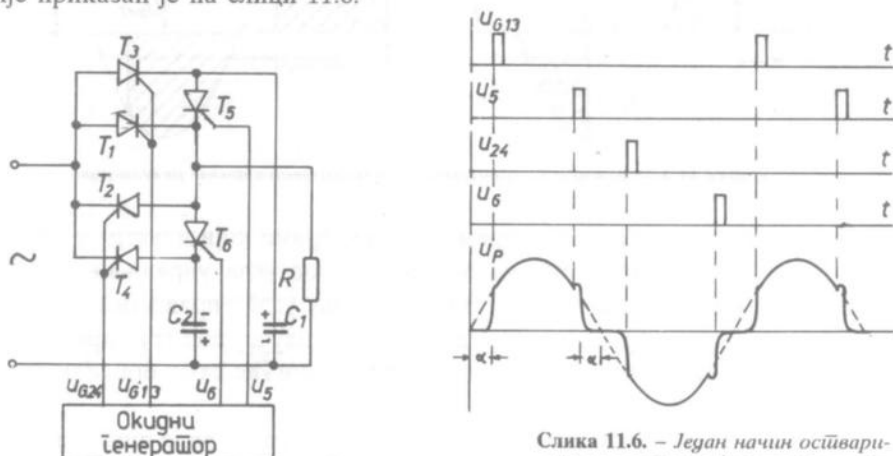
Трајање импулса на управљачкој електроди τ треба да је дуже од времена укључивања тиристора t_r (слика 11.5). У случају индуктивног оптерећења,



Слика 11.5. – Наизменични претвараачи са активно-индуктивним оптерећењем

постоји још један услов за ширину импулса укључивања τ . При индуктивном оптерећењу струја и напон нису у фази. Струја заостаје за напонам за угао који се може одредити из израза $\varphi = \arctg(\omega L_p/R_p)$, где је ω кружна учестаност синусоидалног напона, а L_p индуктивност потрошача редно везана са активним оптерећењем R_p . Трајање управљачких импулса τ треба да је (чак и у најгорем случају, кад је $\alpha = 0$) дуже од времена заостајања струје за напонам на оптерећењу, или угао протока управљачког импулса треба да буде већи од фазне разлике φ . Ако су управљачки импулси уски, за углове α од 0 до φ постоји неуправљива зона. У том случају се импулс за активирање наредног тиристора завршава раније него што престаје струја у антипаралелном тиристор, па се тиристор не укључује јер се прескочи тачка његовог укључивања.

Да би се смањило изобличење фазно регулисаног напона, изводи се двострана фазна регулација. Један начин за добијање двостране фазне регулације приказан је на слици 11.6.



Слика 11.6. – Један начин остваривања двостране фазне регулације

Помоћу датих временских дијаграма може се пратити начин функционисања електричне шеме. Импулс U_{g13} отвара тиристор T_1 и T_3 . Преко T_1 улазни напон се прослеђује на оптерећење R_p , а преко T_3 се пуни кондензатор C_1 . Кад напон пређе максималну вредност, блокира се T_3 , јер му катода постаје позитивна због наелектрисања C_1 . Доласком импулса U_{g5} отвара се T_5 и преко њега се празни C_1 .

Укључивањем T_5 позитивни потенцијал са C_1 преноси се на катоду T_1 , због чега се и овај тиристор принудно кочи. Ако је погодно изабрана вредност кондензатора C_1 , он се брзо испразни преко T_5 и R_p , после чега се сви тиристори блокирају и оптерећење остаје без струје до следећег импулса. У току негативне полупериоде најпре се укључују T_2 и T_4 па струју добијају R_p и C_2 . Напон на C_2 присилно блокира T_4 , а после наилаaska импулса U_{g6} укључује се T_6 и, због негативног потенцијала на катоде, искључује се T_2 .

Ефективна вредност напона на оптерећењу U_p у односу на ефективну вредност улазног напона U узима се као основни показатељ регулације наизменичног напона. Могућност и границе промена U_p су мера за ефикасност наизменичног претварача.

Напон U_p је функција напона U и угла управљања α , а у случају индуктивног оптерећења, и фазне разлике напона и струје. У случају једностране фазне регулације (слика 11.7), ефективна вредност напона на оптерећењу може се израчунати по обрасцу

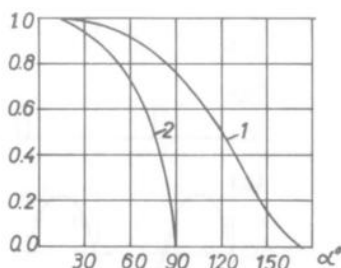
$$U_p = U \sqrt{(1/\pi) \cdot (\pi - \alpha + (1/2) \sin 2\alpha)},$$

где је α угао управљања.

При двострукој фазној регулацији U_p се израчунава као

$$U_p = U \sqrt{(1/\pi) \cdot (\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)}.$$

Однос U_p/U представља управљачку карактеристику која се може представити графички (слика 11.7) у функцији управљачког угла α .

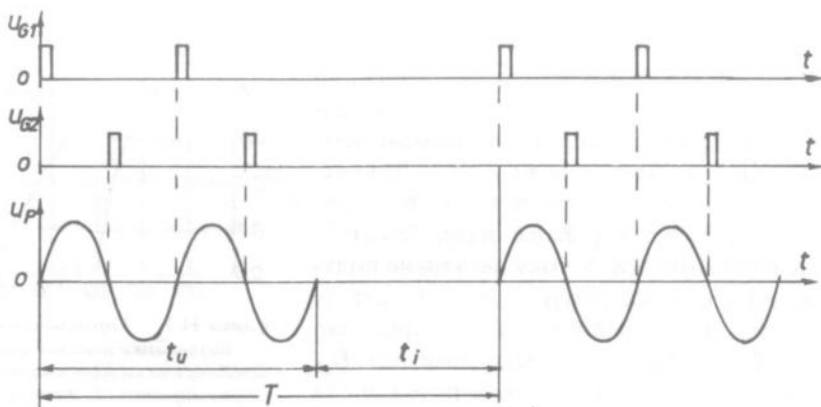


Слика 11.7. – Управљачка карактеристика наизменичног претвараача са једностраном (1) и двостраном (2) фазном регулацијом

11.3. НАИЗМЕНИЧНИ ФАЗНИ ПРЕТВАРАЧИ СА ШИРИНСКО-ИМПУЛСНОМ РЕГУЛАЦИЈОМ

Ови претварачи раде на принципу прикључивања и искључивања оптерећења на мрежни напон. Као електронски прекидачи користе се тиристори и тријади. Ширинско-импулсну методу регулације могуће је извести помоћу шема за фазну регулацију. Потребно је само да се импулси за укључивање тиристора појављују са периодом дужом од периоде мрежног напона.

Оптерећење се тада искључује из мреже за време једнако разлици периоде појављивања импулса и периоде мрежног напона. На слици 11.8 илустрован је принцип ширинско-импулсне методе регулације ефективне вредности наизменичног напона.



Слика 11.8. – Принцип ширинско-импулсне методе регулације наизменичног претварача

Фактор регулације очигледно зависи од односа времена укључивања и искључивања оптерећења на улазни напон. Са ознакама као на слици 11.8 фактор регулације може се изразити као

$$\gamma = t_u / (t_u + t_i) = t_u / T.$$

Средња снага на оптерећењу може се изразити преко максималне снаге и фактора регулације, као

$$P_p = \gamma P_{\max}.$$

Ширинско-импулсна метода омогућује регулисање снаге на оптерећењу од 0 до U^2/R_p . Недостатак је у томе што се јављају хармоници нижи од мрежне учестаности и што се енергетски извор не оптерећује равномерно. То се може ублажити у случајевима кад се из заједничке наизменичне мреже напаја неколико претварача па се њихов наизменичан рад подеси тако да кад је један укључен, други је у припремном искљученом стању. Кад се први искључи, укључи се други, па кад он заврши рад, активира се трећи и тако редом.

12. ЈЕДНОСМЕРНИ ПРЕТВАРАЧИ

Једносмерни претварачи су енергетски претварачи који се користе за претварање једносмерног напона у други једносмерни напон, већи или мањи, као што трансформатори трансформишу наизменични напон. Називају се још и DC/DC конвертори, прекидачки конвертори или чопери. Термин чопер се користи нарочито за једносмерне претвараче код којих улаз и излаз нису галвански одвојени. Намена им је од стабилизатора једносмерног напона батерије, преко међупретварача који регулише ниво напона једносмерног међукола и тако регулише напон на излазу инвертора, до претварача који се користи у електричној вучи и у низу других специфичних напајања. Налазе се у улазном напојном делу сваког електронског уређаја, где нестабилисани једносмерни напон добијен диодним усмеравањем мрежног напона трансформишу на напонске нивое који су потребни за напајање електронских кола (15 V, 12 V, 5 V или 3,3 V). Нарочито је важно сагледати ову врсту претварача у светлу тенденција да се сигурносно непрекидно напајање 220 V 50 Hz у трафостаницама замени са једносмерним напоном нивоа 220 V, 110 V или 48 V, централизованим или дистрибуираним.

Једносмерни претварачи или чопери могу бити неизоловани, који се користе у електричној вучи и системима за непрекидно напајање велике снаге, и изоловани, који се користе као извори једносмерног напона у читавом низу електронских уређаја и система.

За евентуалну примену у дистрибуираном једносмерном напајању би се користили изоловани директни или пропусни (forward) или изоловани индиректни или непропусни (fly-back) једносмерни претварачи са више излаза. Ти претварачи поседују добре карактеристике и широко се користе у разним видовима опреме (индустриска, војна, авио, возила), где се већ користе неки видови дистрибуираног непрекидног напајања једносмерном струјом.

Према начину преноса енергије од улаза до излаза, једносмерни претварачи се деле на:

- пропусне или директне (forward или buck); могу бити са галванском изолацијом (трансформатором) или без ње; ако су улазно и излазно електрично коло галвански спојени, зову се чопери спуштачи напона (step-down),
- непропусне или индиректне; могу бити изоловани (fly-back) или са галвански спојеним улазним и излазним електричним колом (чопер подизач напона boost или step up и чопер обртач поларитета или step-up step-down),
- двоимпулсне или инверторске, са средњефреквентним међуколом и трансформатором; наизменични средњефреквентни напон променљиве

амплитуде генерише претварач у вези прекидача пуш-пул, полумост или пуни мост; тако добијен наизменични напон се преко трансформатора трансформише на потребан напонски ниво, исправља помоћу диодног моста и филтрира; регулација излазног напона се врши променом ширине импулса наизменичног напона који генерише улазни инвертор.

У свим једносмерним претварачима главни елемент који служи за пренос енергије од улаза до излаза је индуктивност. Када је на индуктивност L прикључен константан позитиван напон U , струја кроз индуктивност расте линеарно у времену и тако да за неки временски интервал Δt порасте за вредност Δi , према једначини (12.1)

$$U \cdot \Delta t = L \cdot \Delta i. \quad (12.1)$$

При порасту јачине струје, која тече кроз индуктивност L , са вредности I на вредност $I + \Delta I$, долази до пораста енергије ускладиштене у магнетном пољу генерисаном од стране индуктивности L . Тај пораст енергије магнетног поља индуктивности L се може приказати једначином (12.2)

$$\Delta W = \frac{1}{2} L (I + \Delta I)^2 - \frac{1}{2} L I^2, \quad (12.2)$$

односно

$$\Delta W = \frac{1}{2} L (2I \cdot \Delta I + \Delta I^2) = L \cdot I \cdot \Delta I + \frac{1}{2} L \cdot \Delta I^2. \quad (12.3)$$

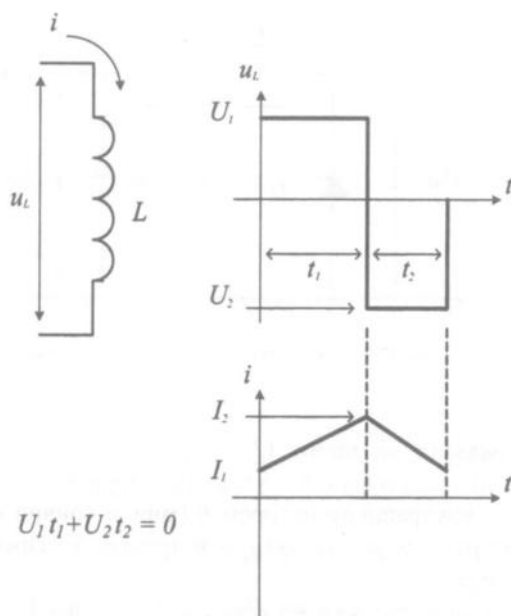
Значи, кад је на индуктивност прикључен позитиван напон, струја расте и расте енергија садржана у магнетном пољу индуктивности. Важи и обрнуто, ако је на индуктивност прикључен негативан напон, струја ће кроз индуктивност да опада (имаће негативан прираштај). Енергија садржана у магнетном пољу индуктивности пада како пада струја до нулте вредности. Међутим, ако струја кроз индуктивност почне да расте у негативном смеру, енергија магнетног поља индуктивности опет почиње да расте (јер зависи од квадрата струје, тако да смер струје нема утицаја већ само тренутна вредност струје).

У једносмерним претварачима индуктивност или пригушница има улогу „кофице“ коју у улазном електричном колу „пунимо“ са енергијом и „празнимо“ у излазном електричном колу претварача. Енергија пренета „кофицом“ се налази у магнетном пољу око индуктивности L .

Када се пригушница користи за пренос енергије, важи принцип баланса волт секунди, који је илустрован на слици 12.1. Док је на пригушницу L прикључен позитиван напон U_1 за време интервала t_1 , струја кроз пригушницу порасте са вред-

ности I_1 до вредности $I_2 = I_1 + \frac{U_1 t_1}{L}$. У том временском интервалу се нагомилава енергија у магнетном пољу индуктивности, односно пригушнице. За време интервала t_2 на пригушницу је прикључен напон U_2 , који има негативну вредност. Струја кроз пригушницу сада пада до своје вредности коју је имала на почетку циклуса,

$I_1 = I_2 + \frac{U_2 t_2}{L}$. Пошто на почетку и крају циклуса мора да буде иста вредност струје у устаљеном радном стању, то значи да мора бити испуњен услов $U_1 t_1 + U_2 t_2 = 0$ који се зове „баланс волт-секунди“. Другим речима, колика је позитивна површина напона у времену у једном стању прекидача, толика мора бити негативна површина напона у времену у другом радном стању прекидача, ако је струја кроз пригушницу непрекидна.

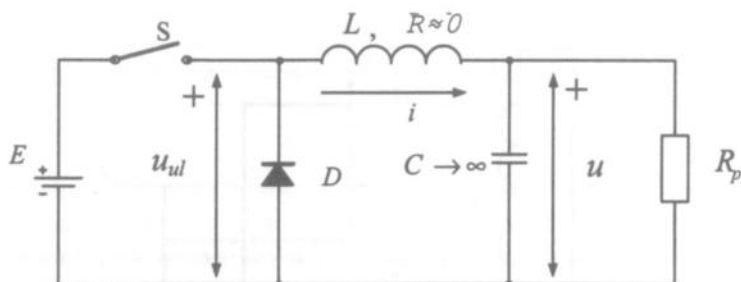


Слика 12.1. — Илустрација принципа баланса волт секунди на пригушници. Напон U_1 је позитиван а напон U_2 је негативан. Подразумева се режим рада пригушнице са непрекидном струјом (нема интервала са нултом вредношћу струје).

12.1. ДИРЕКТНИ ЈЕДНОСМЕРНИ ПРЕТВАРАЧИ

Најпростији једносмерни претварач је директни или пропусни једносмерни претварач без галванске изолације. Одговарајућа енергетска шема је приказана на слици 12.2. Енглески термин „forward“ се односи на то да се енергија из извора једносмерног напона преноси директно према оптерећењу. Другим речима, када је прекидач S укључен, електрична енергија са улаза се „пропушта“ ка оптерећењу уз истовремено акумулирање дела те енергије у пригушници L. Диода D тада не проводи јер је инверзно поларисана. Када се прекидач S искључи, струја која тече кроз пригушницу се затвара кроз диоду D и потрошач, и тада се акумулирана енергија магнетног поља пригушнице предаје оптерећењу. Услов за постојање мале таласности једносмерног напона на излазу овог једносмерног претварача је да кондензатор на излазу буде веома великог капацитета, тако да не долази до битне промене његовог напона у току трајања једног циклуса рада прекидача S. Тај излазни

кондензатор је такође складиште енергије у једносмерном претварачу и омогућава да излазна струја једносмерног претварача буде приближно константна независно од промене струје кроз индуктивност. Излазни напон зависи од односа времена за које је прекидач S укључен и времена трајања једне периоде рада прекидача и мањи је од улазног једносмерног напона. Зато се овакав једносмерни претварач често зове и чопер спуштач напона (step down или buck).



Слика 12.2. – Неизоловани чопер спуштач напона

Елементи приказани на шеми 12.2 су: S – управљани полупроводнички прекидач, D – замајна диода која омогућава ток струје и када је прекидач отворен, L је пригушница са унутрашњим отпором R (који је обично занемарив и у даљем разматрању се сматра да је једнак нули) и потрошач R_p . Прекидач S се циклично укључује и искључује.

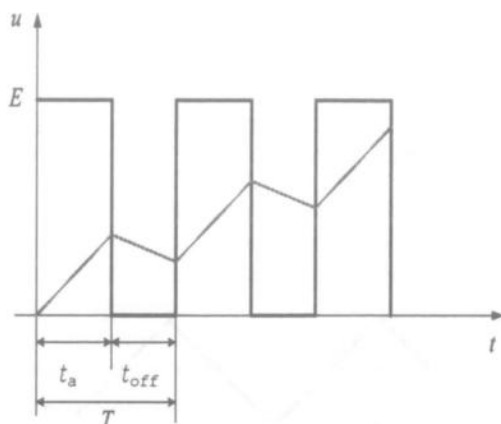
Посматра се прво временски интервал $0 < t < t_{on}$ док је прекидач S затворен. Тада је напон на пригушници L позитиван и струја кроз пригушницу расте, односно акумулира се енергија у магнетном пољу индуктивности L :

$$(E - U) \cdot t_{on} = L \cdot \Delta i, \quad (12.3)$$

а у интервалу $t_{on} < t < T$ (T је период рада прекидача S) прекидач S је отворен, и води замајна диода D . Сада је напон на крајевима индуктивности L негативан и струја кроз њу опада:

$$-U \cdot t_{off} = L \cdot \Delta i, \quad (12.4)$$

Почетак успостављања струје кроз неизоловани чопер спуштач напона је приказан на слици 12.3. После довољно дуго времена чопер улази у стационарно радно стање.



Слика 12.3. – Почетни прелазни процес у чојеру саушћачу напона

Пошто се отпор пригушнице L обично занемарује, преносни однос чопера се може једноставно одредити у устаљеном стању посматрањем апсорбованих волт-секунди на пригушници. Пошто је површина сталног напона у временском дијаграму у ствари флуks кроз пригушницу, тај флуks не може бесконачно да расте из циклуса у циклус већ његова средња вредност у току једног циклуса мора бити нула (принцип „баланса волт-секунди“). Онда из једначине (12.5)

$$(E - U) \cdot t_{on} = -u \cdot (T - t_{on}), \quad (12.5)$$

слиди да је средња вредност напона на излазу из чопера спуштача напона

$$U = \frac{t_{on}}{T} \cdot E. \quad (12.6)$$

Подразумева се да се на излазу налази бесконачно велики кондензатор и да је струја кроз пригушницу L непрекидна. Услов непрекидности се одређује преко величине рипла (таласности) струје у пригушници у односу на средњу (једносмерну) вредност струје потрошача.

Према слици 12.4 средња вредност струје на граници прекидног режима рада, односно режима рада са прекидном струјом пригушнице, биће

$$I_{AV} = \frac{I_m}{2}, \quad (12.7)$$

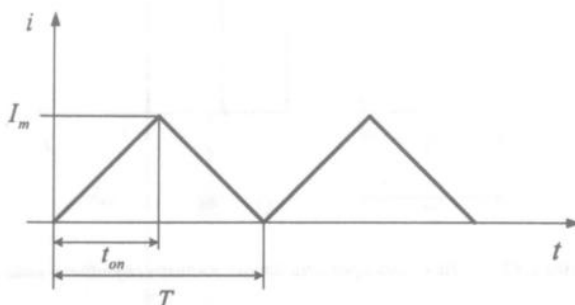
где је максимална вредност струје пригушнице L , I_m дата изразом

$$I_m = \frac{E - u}{L} \cdot t_{on}. \quad (12.8)$$

Услов који одређује границу између режима рада са непрекидном и прекидном струјом дат је изразом (12.9)

$$I_{AV} = \frac{t_{on}}{2 \cdot L} \cdot E \cdot \left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right), \quad (12.9)$$

где је I_{AV} једносмерна струја потрошача на граници прекидне струје, а t_{on} одговарајуће трајање времена укључења прекидача S.



Слика 12.4. – Гранични случај облика струјног таласа кроз индуктивност L , кад чофер пуни кондензатор на ивици области прекидне струје

Ако се уведе релативно трајање радног циклуса као величина d , која се обично назива фактор испуне,

$$d = \frac{t_{on}}{T}, \quad (12.10)$$

онда се израз за јачину излазне струје на граници прекидног режима рада може написати и као

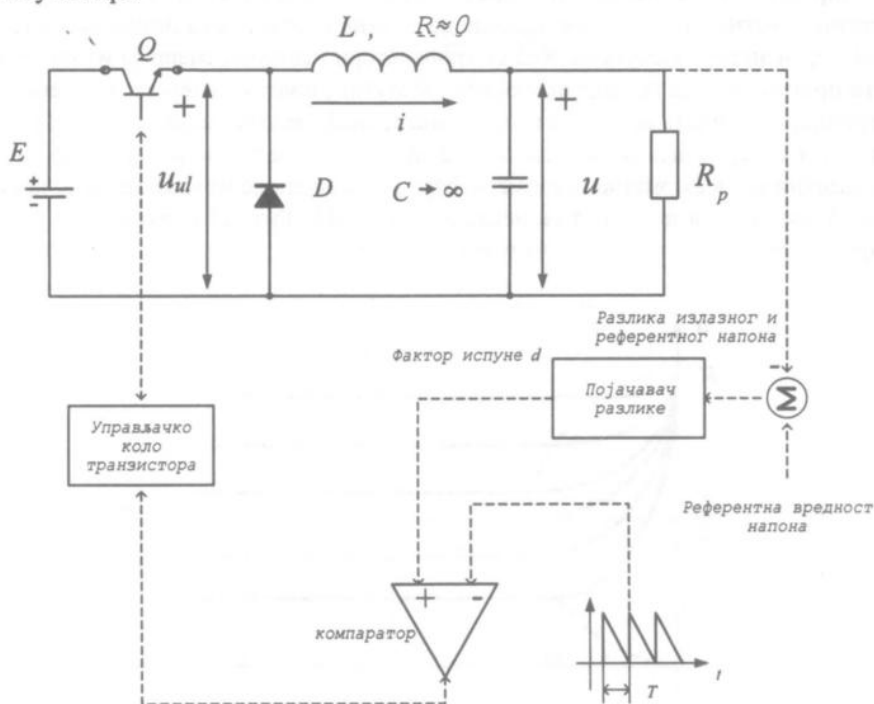
$$I_{AV} = \frac{T}{2 \cdot L} \cdot (1 - d) \cdot u = \frac{T}{2 \cdot L} \cdot u \cdot \left(1 - \frac{u}{E}\right). \quad (12.11)$$

Граница прелазне струје за чофер спуштач напона је приказана на слици 12.6. Десно од границе прекидне струје напон чопера зависи само од релативног трајања радног циклуса d а не од струје. Лево од границе прекидне струје напонске карактеристике се повијају навише. Граница прекидне струје је парабола у координатном систему излазни напон – струја потрошача. Види се да чофер спуштач напона спада у прекидачка кола која не мењају структуру у току рада прекидача S (на улазу у чофер спуштач напона се налази увек извор напона; док је прекидач S укључен, то је улазни напон, а кад је прекидач S искључен, то је нулти напон), те се на њих може применити принцип суперпозиције. Наравно, последица таквог начина рада је да је једносмерна струја коју даје извор који напаја директни једносмерни претварач, пулсирајућа.

То даље води ка једноставном моделу енергетског кола за потребе управљања. Регулациони систем треба да утиче на фактор испуне d који множи улазни напон да би се добио излазни напон. Принципијелни изглед система за регулацију излазног напона чопера спуштача је приказан на слици 12.5. Регулација излазног напона чопера спуштача напона се базира на одређивању разлике између стварног излазног

напона, који се има при датом оптерећењу, и задате или референтне вредности. Та разлика се појачава помоћу појачала грешке или регулатора. Појачало грешке или регулатор имају специјално пројектовану фреквентну карактеристику да би одговорили захтеву квалитета управљања. Излаз из појачала грешке је аналогни сигнал који се пореди са носећим таласом, у овом случају са троугаоним таласним обликом. Резултат тог поређења је управљачки сигнал за транзистор Q (када је излаз из регулатора већи од тренутне вредности носећег троугаоног таласног облика), који се проводи кроз коло за управљање транзистором, чија је улога да командне сигнале прилагоди захтевима кола базе биполарног транзистора или гејта МОСФЕТ транзистора или гејта ИГБТ транзистора.

Повратна спрега је затворена по излазном напону, али могу се регулисати и друге величине. Рецимо, ако је потрошач једносмерни мотор, његова брзина обртања може бити сигнал који се уводи у регулациону петљу, или моменат на вратилу мотора.



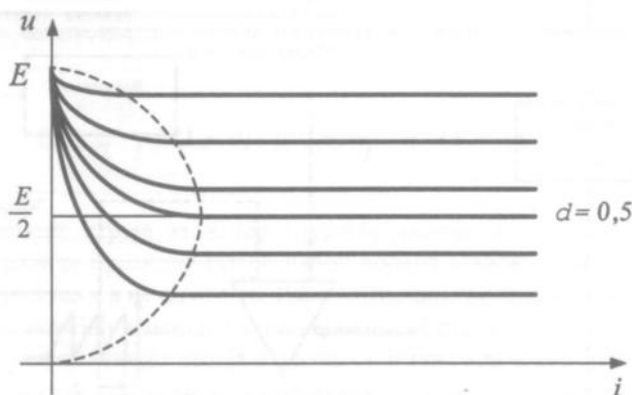
Слика 12.5. – Принципијелни изглед система за регулацију излазног напона чојера сјуишћача напона

Ова конфигурација у њеним изведеним облицима, који су приказани на слици 12.7 а) и б) forward и асиметрични полумост, представља најзахвалнији тип чојера за управљање, стога што се преносна функција претварача може приказати као производ преносне функције излазног филтера и променљивог појачања. На појачање се утиче преко фактора испуне d .

Директни једносмерни претварач у вези forward има изолациони трансформатор између улазног и излазног дела. Главна улога изолационог трансформатора је изо-

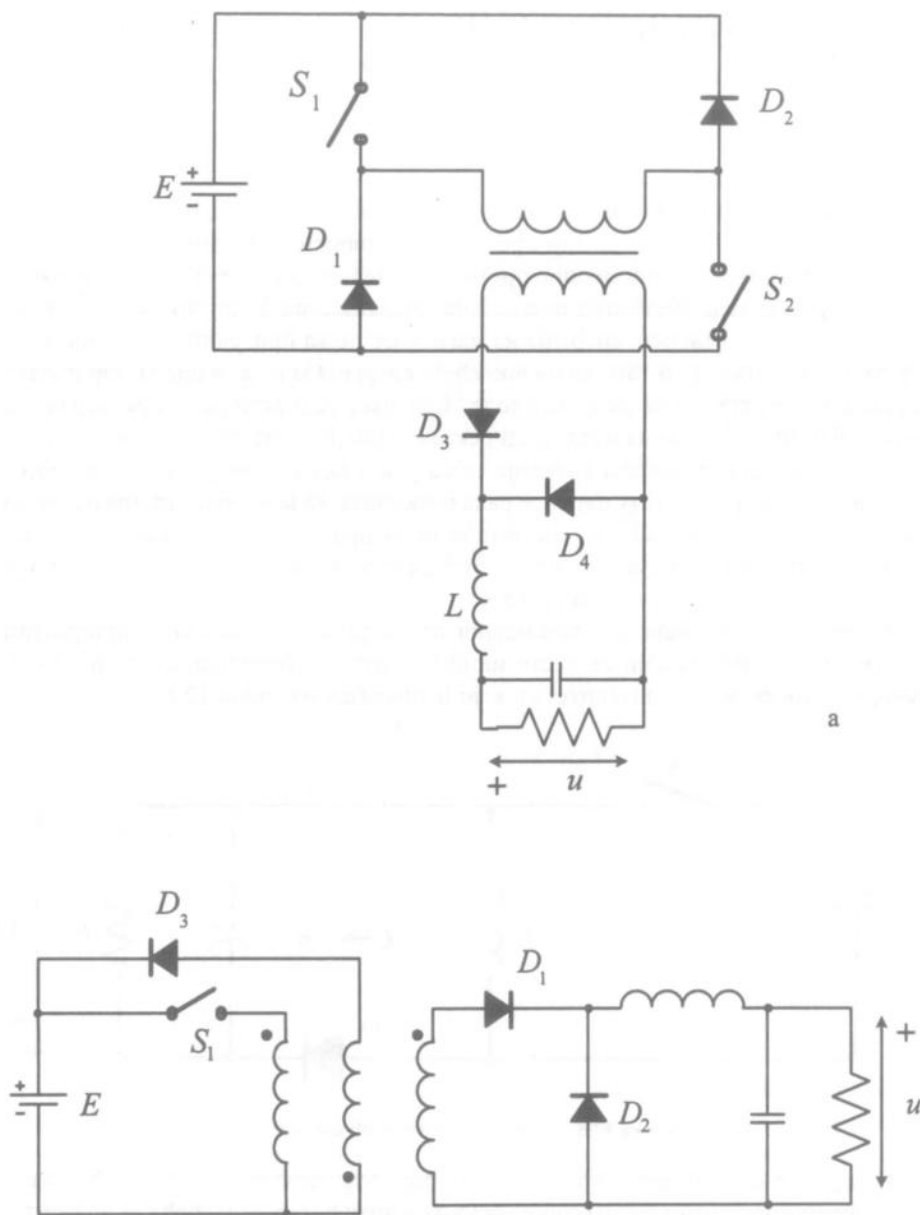
вање и прилагођење напонског нивоа прекидног напона. Тако се може постићи већи однос између улазног и излазног напона. Међутим, при преносу напонског импулса са примара на секундар, нагомилавају се волт секунде (односно расте флуks) у језгру трансформатора. Када је прекидач S искључен, нагомилане волт секунде у језгру трансформатора морају да падну на нулу, да не би дошло до ефекта нагомилавања волт-секунди у следећем циклусу рада прекидача, односно пораста флуksа у језгру трансформатора и његовог засићења. Зато трансформатор код овог претварача има и трећи намотај са диодом $D3$, који служи за размагнећење језгра трансформатора. Намотај за размагнећивање језгра може да има исти број навојака као и намотај примара, и тада фактор испуне d не може бити већи од 0,5. Зато често намотај за размагнећење језгра код ових претварача има мањи број навојака од примарног намотаја, да би размагнетисање језгра могло брже да се обави и повећа максимална вредност фактора испуне изнад 0,5.

Директни једносмерни претварач у вези асиметричног полумоста преноси енергију у магнетно поље пригушнице на излазној страни и ка потрошачу све док су оба транзистора укључена. Кад се транзистори искључе, енергија из магнетног поља пригушнице се предаје потрошачу. Међутим, пошто у енергетској шеми асиметричног полумоста постоји и изолациони трансформатор, мора се водити рачуна о његовој струји магнећења. Кад се транзистори после периода вођења искључе, изолациони трансформатор се размагнећује док воде диоде на улазном делу претварача. Асиметрични полумост се некад зове и *double forward* и користи се за веће снаге од једносмерног претварача у вези *forward*.



Слика 12.6. – Граница прекидне струје за чофер спусштач напона у i – u координатном систему

Такође, чофер спуштач напона у својој основној конфигурацији не омогућава реверзибилни ток енергије (назад у једносмерни извор E), док све мостне и полумостне конфигурације омогућавају реверзибилни ток електричне енергије, па према томе и рекуперацију, односно повратак енергије из потрошача натраг у напојни извор.

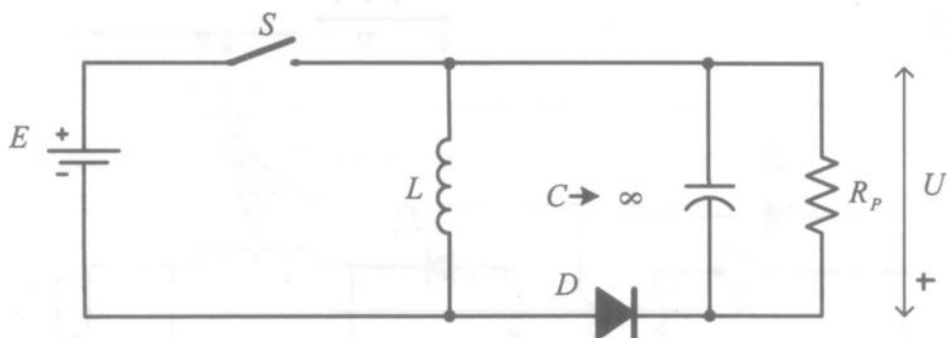


Слика 12.7. а) – Асиметрични йолумосій, изолована варијанта чойера сйушййача наёона; б) – forward (директйни или йроусни) йрешварач са намошйаём за размаёнеёиваёе йезёра шрансформайёора

12.2. ИНДИРЕКТНИ (НЕПРОПУСНИ) ПРЕТВАРАЧИ

Индиректни или непропусни једносмерни претварачи имају заједничку особину да се у пригушници (која служи за пренос енергије од улаза ка излазу) акумулира енергија када је главни прекидач S затворен, а да при томе нема тока енергије ка излазу из једносмерног претварача, већ се сва потребна енергија коју добија потрошач тада обезбеђује из излазног кондензатора. У другом делу периоде, када је прекидач S отворен, енергија из магнетног поља пригушнице се убризгава у излазни кондензатор, и тако се надокнађује енергија коју је кондензатор предао потрошачу у претходном делу периоде. Код овог једносмерног претварача је пренос енергије од улаза на излаз индиректан, односно посредан. Значи, у једном делу периоде рада прекидача енергија се са улаза акумулира у магнетном пољу пригушнице, а у другом делу периоде рада прекидача, када је пригушница одвојена од улаза, енергија акумулирана у магнетном пољу пригушнице се преноси на излаз претварача. Назив непропусни односно индиректни је настао зато што се енергија не пропушта директно од улаза ка излазу.

Типичан пример оваквог једносмерног претварача је неизоловани индиректни једносмерни претварач који се често назива чопер спуштач/подизач (step up/step down), или чопер обртач поларитета и који је приказан на слици 12.8.



Слика 12.8. – Неизоловани чопер спуштач/подизач

И код овог једносмерног претварача, чопера спуштача/подизача могућ је само једносмеран ток енергије. На улазу се јавља пулсирајућа струја и обрће се поларитет напона на излазу, док је излазна струја једносмерна, захваљујући филтерском кондензатору.

Коришћењем принципа баланса волт-секунди на пригушници L долази се до израза за напон на излазу, у зависности од фактора испуне,

$$E \cdot t_{on} = U(T - t_{on}), \quad (12.12)$$

односно

$$U = E \frac{d}{1-d} . \quad (12.13)$$

Код чопера обртача поларитета постоји нелинеарна зависност излазног једносмерног напона од фактора испуне, што се мора узети у обзир при пројектовању система за регулацију излазног напона. Неки прихватљив опсег регулације излазног напона овог чопера, у пракси, јесте од нуле до троструке вредности улазног напона.

Такође, постоји инхерентно кашњење, јер док је прекидач S затворен, пригушница L се пуни магнетном енергијом, а кад је прекидач отворен, та магнетна енергија се преноси у потрошач. Ово кашњење има велику улогу при пројектовању система регулације излазног напона, пошто јако утиче на стабилност рада система за регулацију напона. Чопер обртач поларитета се често зове и противтактни, зато што се енергија пребацује потрошачу онда када је прекидач S искључен.

Ако је потребан већи однос између улазног и излазног напона, користи се верзија овог једносмерног претварача са галванском изолацијом. Галванска изолација се постиже помоћу двонамотне пригушнице, која се често погрешно меша са трансформатором. Двонамотна пригушница није трансформатор и њен принцип рада се разликује од принципа на коме ради трансформатор. Наиме, двонамотна пригушница у свом магнетном колу обавезно има ваздушни зазор у коме се врши акумулисање и преношење енергије магнетног поља са улаза на излаз.

У пракси је важна верзија овог чопера са изолацијом која се зове противтактни или fly-back претварач. Одговарајућа шема енергетског кола је приказана на слици 12.9.

Карактеристична компонента је трансформатор са ваздушним зазором, означен са T_g на слици 12.9. То је у ствари пригушница са два намотаја. Када је прекидач S затворен, она се магнети напоном E са стране примара, а кад је прекидач S отворен, врши се размагнећивање напоном U . Баланс волт-секунди на двонамотајној пригушници T_g даје за вредност напона:

$$\frac{E \cdot t_{on}}{m} = U(T - t_{on}) , \quad (12.14)$$

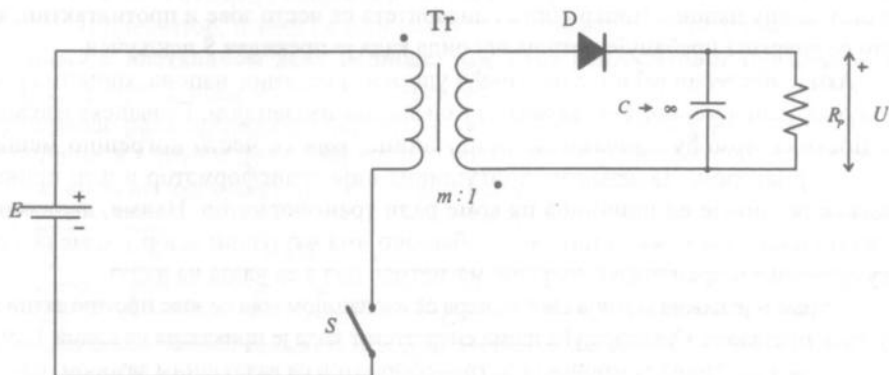
односно

$$U = \frac{E \cdot d}{m(1-d)} . \quad (12.15)$$

Често се користи, зато што се лако изводи, варијанта са више међусобно изолованих извода. Наиме, приликом размагнећивања спрегнуте пригушнице са више намотаја, флуks обухваћен са секундарним намотајима пада истом брзином и индукује исти напон по навојку секундара (у току размагнећивања) на свим изводима. Секундарни изводи су преко диода повезани са излазним кондензаторима који служе као локални резервоари енергије на излазу. Онај кондензатор који је оптерећен већом струјом је изгубио више наелектрисања у интервалу када је главни прекидач S био затворен. Зато је на њему мањи напон од индукованог и више енергије бива „досуто“ у тај кондензатор из енергије магнетног поља спрегнуте пригушнице.

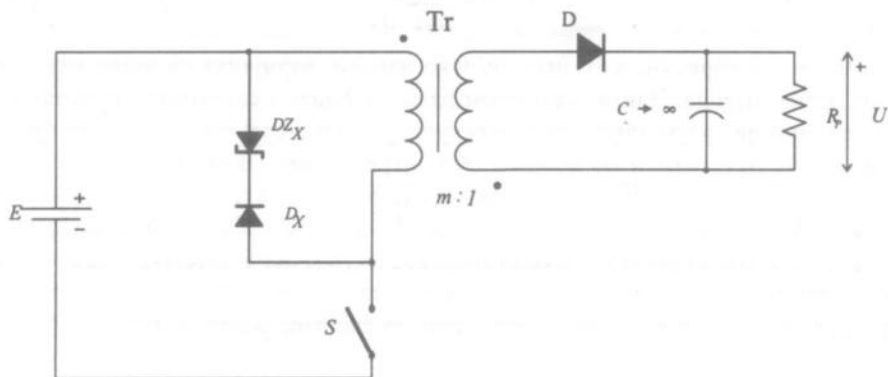
Неки пут се додаје и коло за одређивање напона размагнећивања, као на слици 12.10, који није потребан за рад у основној конфигурацији али побољшава рад у случају

када има више различито оптерећених излаза. Коло за размагњењање дефинише напон на примарном намотају спрегнуте пригушнице у току размагњењања, јер тада води Зенерова диода DZ_X . Такође, тако се ограничава и максимални напон на прекидачу S када је прекидач отворен. Уместо кола за размагњење може да се користи и конфигурација асиметричног полумоста са примарне стране спрегнуте пригушнице. Главна мана изолованог противтактног чопера (fly-back) је у томе што је потребна посебна магнетна компонента, пригушница са два или више добро спрегнутих намотаја, која се често у жаргону зове и fly-back трансформатор. Она је несразмерно већа од трансформатора исте снаге и истог материјала, што је и разумљиво пошто се пренос енергије одвија преко магнетне енергије садржане у ваздушном зазору.



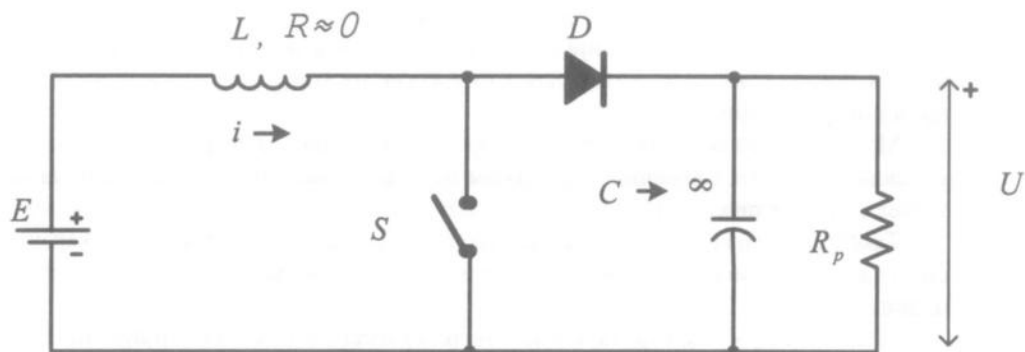
Слика 12.9. – Изоловани индиректни прошивњакни (fly-back) човер

Генерално поредећи два основна типа чопера, директни претварач човер спуштач напона и индиректни претварач човер обртач поларитета напона, види се да је код оба једносмерна претварача (и чопера спуштача напона и чопера обртача поларитета напона) улазна струја пулсирајућа а излазна једносмерна, захваљујући великом излазном кондензатору, који је акумулатор енергије. При томе се подразумева непрекидна струја у пригушници са занемарљиво малим риплом.



Слика 12.10. – Изоловани индиректни прошивњакни (fly-back) човер, са колом за одређивање напона размагњењања

Следећи веома важан индиректни или непропусни једносмерни претварач је чопер подизач напона (boost). Код чопера подизача напона улазна струја је струја пригушнице и она се не прекида у ритму рада прекидача S (ако су испуњени услови за непрекидност струје пригушнице). Енергетска шема чопера подизача напона приказана је на слици 12.11.



Слика 12.11. – Чопер подизач напона

Елементи приказани на слици 12.11 су: S – управљан полупроводнички прекидач, D – диода за инјектовање струје у потрошач, L – пригушница са унутрашњим отпором R , који се обично може занемарити и R_p – отпор потрошача. И код овог претварача се прекидач S циклично укључује и искључује.

За време интервала $0 < t < t_{on}$ прекидач S је укључен. Тада је напон на пригушници L позитиван и струја кроз пригушницу расте, односно акумулира се енергија у магнетном пољу индуктивности L (12.16):

$$E \cdot t_{on} = L \cdot \Delta i, \quad (12.16)$$

а у интервалу, $t_{on} < t < T$ прекидач S је отворен и напон на крајевима индуктивности L је сада негативан и струја кроз њу опада (јер $U > E$),

$$(E - U) \cdot t_{off} = L \cdot \Delta i. \quad (12.17)$$

Види се да док је прекидач S затворен, магнетна енергија ускладиштена у пригушници расте док се потрошачу ништа не предаје. Зато се овај претварач такође зове и противтактни. Када се прекидач S отвори, потрошачу се предаје енергија која је делом била ускладиштена у пригушници L а делом је директно узета из извора напајања E .

Занемарујући губитке у чоперу ($P_\gamma \approx 0$) и сматрајући да је прекидач S идеалан, за анализу односа величина у устаљеном стању се опет може поћи од тога да волт-секунде пригушнице L у току једног циклуса морају бити једнаке нули, да би се избегао бесконачан раст флуksа. Наравно, ово разматрање се односи само на устаљено стање. Баланс волт-секунди је приказан изразом (12.18):

$$E \cdot t_{on} = (U - E) \cdot (T - t_{on}), \quad (12.18)$$

па се напон на излазу може одредити као:

$$U = E \frac{1}{1 - \frac{t_{on}}{T}} = E \frac{1}{1 - d}. \quad (12.19)$$

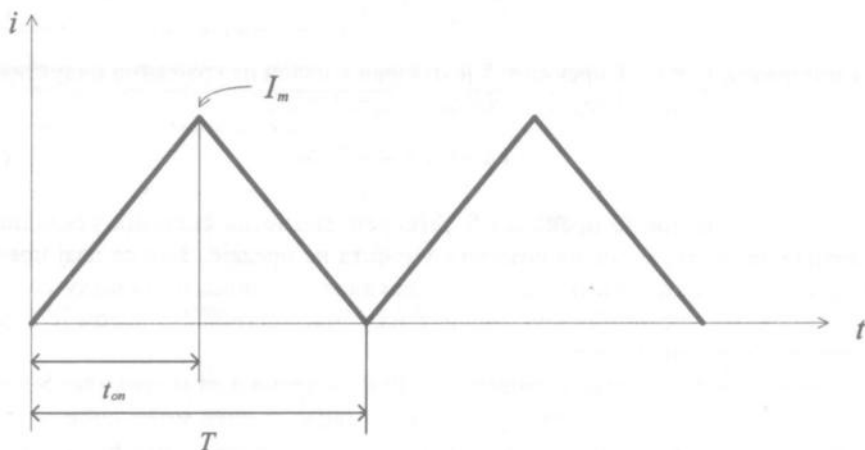
Ови чопери се користе за подизање једносмерних напона на виши ниво. Контролне карактеристике су лошије него код чопера спуштача, пошто чопер подизач напона представља коло променљиве структуре на које се не може применити принцип суперпозиције.

Модели којима се еквивалентира чопер подизач напона, за потребе пројектовања управљачког круга, сложенији су, и зависе од радне тачке (код чопера спуштача не зависе од радне тачке).

Такође, због начина рада постоји инхерентно кашњење у процесу конверзије енергије, што онемогућава брзу контролу излазног напона као код чопера спуштача напона.

Постоји и проблем старта, јер је у почетку излазни кондензатор празан, па у процесу укључења долази до прелазног процеса где се излазни кондензатор може напунити и до напона $U = 2E$, и то неконтролисано. Зато се иницијално пуњење кондензатора C обично обавља преко помоћног отпора.

Све до сада је имплицитно сматрано да је струја која тече кроз пригушницу L непрекидна. Но при малом оптерећењу се може ући у режим рада прекидном струјом и од интереса да се та граница одреди. Поново се услов непрекидности одређује преко величине пораста струје пригушнице у односу на средњу вредност струје. На слици 12.12 је приказан талас струје кроз пригушницу L за гранични случај.



Слика 12.12. – Гранични случај облика струјног таласа кроз пригушницу L , када чопер подизач напона ради на ивици области прекида струје

На слици 12.12 I_m је максимална вредност струје кроз пригушницу L одређена изразом

$$I_m = \frac{E}{L} t_{on}. \quad (12.20)$$

Услов који дефинише граничну вредност прекидне струје је:

$$I_{AV} = \frac{I_m}{2} = \frac{E \cdot t_{on}}{2L}. \quad (12.21)$$

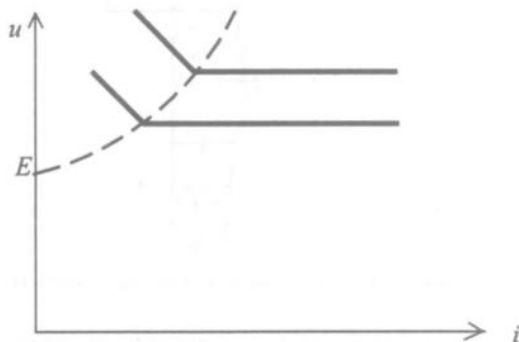
У изразу (12.21) је I_{AV} струја терета на граници области прекидне струје, а t_{on} одговарајуће трајање времена укључења прекидача S . Коришћењем релативног трајања радног циклуса, односно фактора испуне, d , може се писати да је

$$I_{AV} = \frac{UT}{2L} d(1 - d), \quad (12.22)$$

и крајњи израз је

$$I_{AV} = \frac{ET}{2L} \left(1 - \frac{E}{U}\right). \quad (12.23)$$

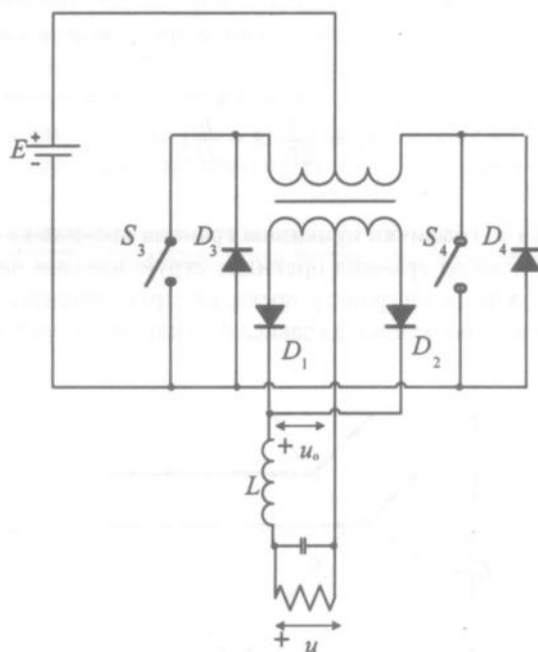
На слици 12.13 је графички приказана граница прекидања струје у ui равни. И овде у области лево од границе прекидне струје излазни напон не зависи од струје оптерећења, а десно од границе прекидне струје напонске карактеристике се повијају навише, односно почињу да зависе и од струје оптерећења.



Слика 12.13. – Граница прекидне струје, за чопер йодизач најона, у ui координатном систему

12.3. ДВОИМПУЛСНИ (ИНВЕРТОРСКИ) ПРЕТВАРАЧИ

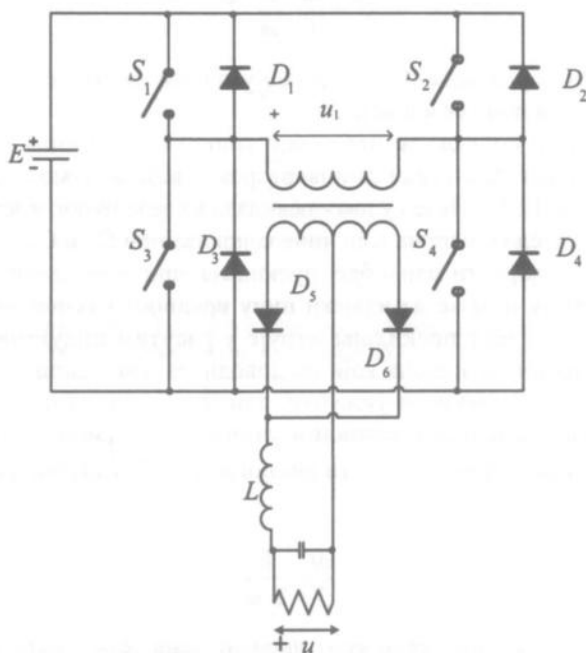
Двоимпулсни претварачи имају исти принцип рада као директни претварачи. На излазној страни изолационог трансформатора се налази филтерска пригушница, која представља елемент који се пуни и празни са енергијом. На улазној страни претварача се налази инверторска структура прекидача која генерише правоугаони напон наизменичног поларитета. Назив двоимпулсни долази отуда што се у току једног циклуса рада прекидача у инверторском делу претварача генеришу два директна импулса напона, који даље после трансформације делују на пригушницу L у излазном делу претварача. Ширина напонског импулса једног поларитета одговара ширини импулса код чопера спуштача напона. Рад претварача описују исте формуле као код чопера спуштача напона, само што се мора узети у обзир преносни однос трансформатора.



Слика 12.14. – Двоимпулсни једносмерни претварач

У пуш пул вези двоимпулсног инверторског једносмерног претварача, приказаног на слици 12.14, повратне диоде D_3 и D_4 служе да се затвори пут струје магнетног изолационог трансформатора када су прекидачи S_3 и S_4 отворени. Наизменичним затварањем и отварањем прекидача S_3 и S_4 се мења смер индукованог напона на секундару изолационог трансформатора. Када су прекидачи S_3 и S_4 отворени, струја пригушнице L тече кроз обе исправљачке диоде (D_1 и D_2) и улазни напон u_o је једнак нули. Начин рада је исти као код чопера спуштача

напона, само што овде улогу једне замајне диоде обављају две диоде, D_1 и D_2 . Овакви једносмерни претварачи са пуш пул везом улазног инвертора се користе за мање улазне напоне и веће струје. Опсег уобичајено коришћених улазних напона код ових једносмерних претварача се креће од 12 V до 110 V. Главни проблем код ове конфигурације прекидача је да, због тога што се једносмерни напон доводи на средњу тачку примарног намота трансформатора, онај прекидач који је искључен мора да поднесе двоструку вредност улазног једносмерног напона, на коју се додаје и одређен пренапон због прекидања струје кроз неизбежне расипне индуктивности веза. С друге стране, погодност при раду са великим струјама се огледа у томе да са примарне стране струја тече само кроз један полупроводнички прекидач. Ипак, ова шема претварача се користи првенствено за средње и мање снаге. За највеће снаге и нивое улазног напона од 110 V, па све до 440 V и више се користи двоимпулсни изоловани директни претварач са инвертором у облику пуног моста, приказан на слици 12.15.



Слика 12.15. – Двоимпулсни једносмерни претварач са инвертором у вези пуног моста на примару трансформатора

На примарни намот изолационог трансформатора се доводи правоугаони наизменични напон променљиве ширине импулса, генерисан помоћу прекидача S_1, S_2, S_3 и S_4 . Када су прекидачи S_1 и S_4 затворени, напон примарног намота u_1 је једнак улазном напону претварача. Када су затворени прекидачи S_2 и S_3 , тада је напон примара једнак негативном улазном напону. У ситуацији када су сви прекидачи отворени, кроз повратне диоде би се затварала струја магнетноћа трансформатора, односно вршило би се размагнетивање језгра трансформатора. Док повратне диоде воде, јављају се нежељени импулси напона на излазу. Да би се та појава отклонила, нулти напон на примару се генерише тако што се истовремено

држе укључени прекидачи S1 и S2, односно S3 и S4. Сваки прекидач мора у искљученом стању да издржи пуну вредност улазног напона увећану за одређен пренапон због прекидања струје у расутим индуктивностима веза.

У пракси се описано управљање прекидачима постиже веома једноставно. Наиме, прекидачи S1 и S3 се наизменично затварају, односно, кад је S1 затворен, отворен је S3 и обрнуто, и то тако да је сваки прекидач затворен тачно пола периоде T . Исто тако се управља и прекидачима S2 и S4, али је разлика у томе да су интервали времена када су затворени прекидачи S1 и S2 временски померени за Δt . Тај временски померај одговара ширини једног напонског импулса наизменичног напона који се доводи на примар изолационог трансформатора. Ако је преносни однос трансформатора $m : 1$ и улазни напон E , излазни напон је одређен изразом (12.24):

$$U = \frac{\Delta t}{T} \cdot \frac{E}{m} \quad (12.24)$$

Овакав начин управљања прекидачима у пуном мосту се зове „управљање фазним померајем“ и пуно се користи.

За средње снаге понекад је погодније користити двоимпулсни изоловани директни једносмерни претварач са инвертором у вези полумоста, као што је то приказано на слици 12.16. Овде су два прекидача из везе пуног моста замењена са капацитивним делитељем напона који чине кондензатори C1 и C2.

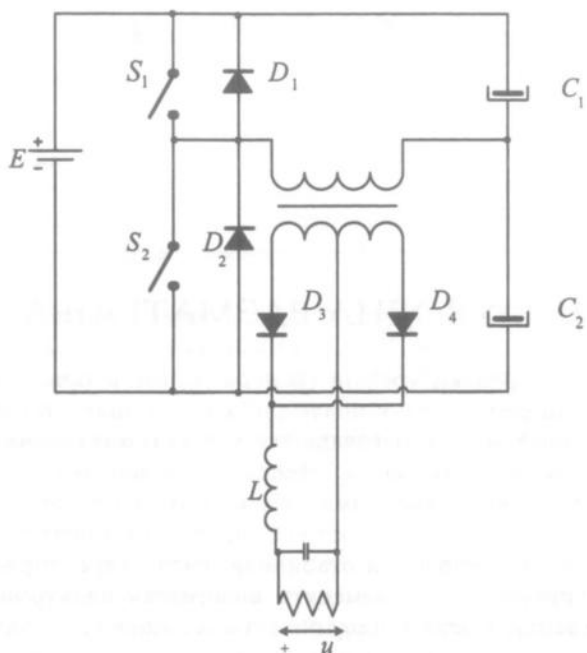
На тај начин се користи мањи број прекидача, при чему сваки прекидач мора у искљученом стању и даље да издржи пуну вредност улазног напона увећану за одређен пренапон због прекидања струје у расутим индуктивностима веза. Поларитет наизменичног напона који се доводи на изолациони трансформатор зависи од тога који је прекидач укључен, али је амплитуда напонског импулса наизменичног напона једнака половини улазног једносмерног напона. Ако је преносни однос трансформатора $m : 1$ и улазни напон E , излазни напон је одређен изразом (12.25),

$$U = \frac{\Delta t}{T} \cdot \frac{E}{2 \cdot m} \quad (12.25)$$

Снага која се може провести кроз двоимпулсни једносмерни претварач са инверторским делом у вези прекидачког полумоста је мања него у случају када је инверторски део у вези пуног прекидачког моста.

Код двоимпулсних једносмерних претварача фреквенције рада прекидача се крећу од стотинак килохерца код мањих снага, преко надчујног опсега – изнад 20 килохерца – за средње снаге до десетину килохерца код највећих снага. Избор велике фреквенције прекидања води ка употреби релативно малог изолационог трансформатора, мотаног на феритном језгру, што чини једносмерни претварач јефтинијим и мањим. Али, са друге стране, већа фреквенција рада прекидача значи и повећање губитака у прекидачима због прекидања, и при раду са већим напонима и струјама се иде ка коришћењу мањих прекидачких фреквенција. Сувише велики губици у полупроводничким прекидачима захтевају скупље и сложеније системе за хлађење, што доводи до смањења поузданости и повећања расипних индуктивности

веза између прекидача, односно до потребе за енергетским сабирницама у виду сендвича.



Слика 12.16. – Двоимбулсни једносмерни прећварач са инверћором у вези прекидачкоћ полумосћа на примару трансформайора

13. ПРИМЕРИ ПРИМЕНЕ ЕНЕРГЕТСКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ

13.1. УВОДНА РАЗМАТРАЊА

Енергетски електронски уређаји (усмерачи, инвертори, претварачи учестаности итд.) који се користе у индустријским погонима и енергетским постројењима, у поређењу са одговарајућим електромеханичким уређајима, имају следећа преимућства: виши степен искоришћења (и до 0,99); једноставнију конструкцију, мање димензије и масу; већу поузданост у раду и оперативну готовост; бешуман рад без вибрација и токсичних продуката у току рада; једноставније одржавање и стабилније радне карактеристике. Управо због наведених преимућстава поменути енергетски електронски уређаји у последње две деценије у већем броју области коришћења у индустријским погонима и енергетским постројењима скоро потпуно су потисли употребу одговарајућих класичних електромашинских уређаја.

Посебно широко примену нашли су енергетски електронски уређаји у следећим областима: електрохемији и металургији, електромоторном погону и аутоматици, електрификованом транспорту; преносу електричне енергије и побуђивању синхроних генератора.

Савремена хемијска индустрија троши огромне количине електричне енергије за производњу минералног ђубрива, хлора, каустичне соде, синтетичког каучука и других хемијских производа. У металуршким комбинацијама процеси електрохемијског добијања бакра, алуминијума и других метала такође захтевају велике количине електричне енергије. Свако повишење степена искоришћења електричне енергије у електрохемијским процесима у хемији и металургији даје и значајне економске ефекте, који се огледају у уштедама електричне енергије. На пример, постројења од 150 kA, 850 V за добијање алуминијума из глинице електрохемијским путем троши годишње око једне милијарде KWh. Повишење степена искоришћења усмерачких уређаја у овом постројењу за само 1% донело би уштеду од око десет милиона kWh годишње.

Усмерачке уређаје (усмераче) великих снага захтевају, пре свега, следећи основни електрохемијски процеси: електролиза хлора и продуката хлора, електролиза метала, галванско покривање метала (галванизација), електролитичко таложење метала у воденом раствору и површинска оксидација метала (елоксирање). Усмерачки уређаји који се за то користе обично имају широк опсег регулисања излазног напона, при чему, зависно од примене, имају и врло различите номиналне вредности излазног напона: од неколико

волти до неколико десетина киловолти. Снаге ових усмерачких уређаја су реда величине MVA. На пример, усмерачки уређаји који се користе у електролизи метала састоје се од одређеног броја независних усмерачких блокова, снага реда величине неколико десетина MVA, који раде паралелно. При том се сваки од усмерачких блокова састоји од одређеног броја редно паралелно повезаних усмерачких елемената. Да бисмо сагледали о каквим се усмереним струјама, напонима и снагама ради, навешћемо основне техничке податке једног усмерачког уређаја за електролизу метала: напон трофазне напојне мреже – 154 kV; учестаност – 50 Hz; усмерена струја – 100 kA; усмерени напон – 140 V; границе регулисања усмереног напона – 25–140 V; управљање – аутоматско.

При развоју и изради усмерачких уређаја великих снага треба решити низ сложених проблема, који углавном произлазе из тога што се већи број усмерачких елемената везује редно паралелно. При редно паралелном везивању усмерачких елемената треба обезбедити: одговарајућу индивидуалну заштиту усмерачких елемената (од пренапона и преоптерећења, као и заштиту у случају престанка хлађења); истовремени прелазак у стање провођења; једнаку расподелу напона у стању непровођења, што се најчешће осигурава паралелним спрезањем отпорника одређених отпорности; једнаку расподелу струја у стању провођења, што се постиже погодним одабирањем усмерачких елемената (тиристора) и одговарајућим спрезањем усмерачких елемената истих директних карактеристика; одговарајуће ефикасно хлађење усмерачких елемената итд.

У области електромоторног погона енергетски електронски уређаји користе се за подешавање (регулисање) брзине мотора једносмерне и наизменичне струје. Под подешавањем брзине подразумева се њена принудна промена у складу са захтевима технолошког процеса (или радне машине) помоћу деловања на параметре електричних кола мотора.

За управљање моторима једносмерне струје средњих и великих снага пре свега се користе управљиве трофазне мосне усмераче. Подешавање брзине остварује се на рачун промене напона индукта и/или побудног напона. За напајање кола индукта и побудних намота користе се нереверзивни и реверзивни¹ тиристорски агрегати. Наведени агрегати се граде за снаге од десетине kW до неколико десетина MW. На пример, за напајање мотора електромоторних погона реверзних ваљаличких станова (у металуршким комбинатима) користе се реверзни тиристорски агрегати снага већих 10 MW. Један такав агрегат даје струју од 25 kA при напону од 450 V. Агрегат се састоји од три блока, од којих је сваки прорачунат на струју до 12,5 kA. Један блок је резервни, чиме је омогућено да се у случају преоптерећења ваљаличког стана укупна струја агрегата повећава до 50%. Претварачки блок од 12,5 kA састоји се од две реверзне секције управљачких усмерачких елемената (свака за 6,25 kA) и управљачке секције смештене у посебном управљачком ормару.

Управљачки усмерачки агрегати нашли су широку примену и у електрификованом транспорту, где се користе за управљање моторима једносмерне

¹ О упрошћеним шемама за нереверзивно и реверзивно управљање моторима једносмерне струје биће више речи у наредном поглављу.

струје. Агрегати се при том инсталирају било непосредно на возилима (локомотивама, трамвајима), било у вучним подстаницама које напајају контактну мрежу, при чему се позитивни пол агрегата везује са контактним водом, а негативни са шинама. У вучним подстаницама најчешће се користи трофазна мосна шема усмеравања. Да би се повисио напон контактне вода, примењује се решење при којем се управљиви усмерачки агрегати постављају директно на возила. У том случају најчешће се користи управљива једнофазна мосна шема усмеравања због познатих преимућстава у односу на једнофазну пуноталасну шему усмеравања са средњом (неутралном) тачком. Да би се вредности фактора снаге задржале у прихватљивим границама, излазни напон се подешава (регулише) помоћу тзв. мешовите регулације, при којој се истовремено делује на амплитуду секундарног напона трансформатора (примар трансформатора се гради са више извода и са стране примара уграђује се степенести регулатор напона) и на управљачки угао тиристора. На тај начин напон се континуално подешава а да се при том знатно не смањује фактор снаге. Ради остваривања рекуперативног кочења (тада се електрична енергија враћа у контактну мрежу), усмерача се преводи у инверторски режим рада. Примена рекуперативног кочења знатно повишава техно-економске показатеље електричне вуче.

Једна од важних и перспективних области примене усмерачких уређаја је пренос електричне енергије помоћу једносмерне струје врло високог напона. Овакав пренос електричне енергије има низ преимућстава у односу на класичан пренос помоћу наизменичне струје високог напона. Основно преимућство је могућност преноса електричне енергије на веома велика растојања уз мале губитке при преносу. Ради тога развијени су специјални високонапонски тиристорски блокови, који омогућују да се образују усмераче и инвертори напона од неколико стотина kV и струја до неколико хиљада А. Ови блокови се састоје од одређеног броја модула, док модул сачињава скуп редно паралелно повезаних тиристора. Заштита блокова од пренапона врши се помоћу високонапонских одводника пренапона и RC кола.

Усмерачки агрегати већих снага користе се и за напајање побудних система синхроних генератора. На пример, за напајање побудних система турбогенератора великих снага произведени су усмерачки агрегати за струје до 3 000 А и напон до 500 V са воденим хлађењем. Основу ових агрегата сачињава трофазна мосна шема усмеравања.

Управљиве усмераче имају велику примену и у напајању агрегата за електрично заваривање. Спољна карактеристика усмераче за заваривање строго пада, тако да ни при краткоме споју не постоји опасност да усмерача буде оштећена. Осим тога, усмераче за заваривање подешавањем излазних параметара обезбеђују приближно сталну вредност струје уз променљив отпор (променљиву дужину лука). А то је управо својство које се захтева при електродуном заваривању.

Једносмерна струја широко се користи за напајање електронских уређаја у аутоматици и комуникационим системима. Усмерачки агрегати који се користе у те сврхе обично су снага од једног до неколико десетина kW. Излазни напон оваквих усмерача мора да задовољи врло строге захтеве како у односу на ниво пулсације, тако и у односу на тачност стабилизације одређене вред-

ности напона при свим могућим поремећајима (осцилације напона напојне мреже, промене оптерећења, промене температуре околне средине и др.). Ради обезбеђења ових захтева, на излазу усмерача постављају се одговарајући квалитетни филтри за изравнавање. У великом броју случајева овакви усмерачки агрегати изводе се у облику комбинованог претварача, који се састоји од управљиве или неуправљиве усмераче и допунског регулатор-стабилизатора укљученог на страни једносмерне струје.

У низу случајева потребно је не само да се подешава напон у колима једносмерне струје него и да се оствари трансформација једносмерне струје једног напона у једносмерну струју другог напона. У ту сврху обично се користе претварачи комбинованог типа, који се састоје од аутономног инвертора и усмераче. Код оваквих претварача усклађивање улазног и излазног напона остварује се помоћу трансформатора који се поставља на излазу аутономног инвертора. Комбиновани претварачи једносмерне струје са аутономним инвертором граде се како за повишавање, тако и за снижавање нивоа улазног напона.

Коришћење електричне енергије једносмерне струје тесно је везано са применом различитих врста акумулаторских батерија. За пуњење акумулаторских батерија развијени су специјални усмерачки агрегати. Већина усмерачких агрегата прорачуната је за рад са стабиланом усмереном струјом. Акумулаторске батерије у већини случајева нису осетљиве на пулсације усмерене струје, па зато није потребно да се на излазу усмерачких уређаја постављају филтри за изравнавање. Код неких врста акумулаторских батерија чак је и пожељно да струја пуњења садржи наизменичну компоненту јер се на тај начин убрзава процес пуњења. Усмерачки уређај за пуњење који има и наизменичну компоненту струје пуњења састоји се из два посебна модула: стабилизатора наизменичне струје и усмераче са стабиланом средњом вредношћу излазне струје. Акумулаторске батерије се у том случају прикључују тако што се струје при пуњењу сабирају, дајући као резултат асиметричну струју пуњења задате средње вредности.

Коришћење наизменичне струје у електромоторним погонима било је ограничено због проблема које је требало решити у случајевима када су технолошки процес или радна машина захтевали подешавање брзине електричних мотора наизменичне струје, посебно асинхроних мотора са кратко спојеним ротором. Познато је да су поменути асинхрони мотори неупоредиво поузданији и економичнији од мотора једносмерне струје. Данас се за подешавање брзине асинхроних мотора углавном користе управљиви тиристорски директни претварачи учестаности. Ови претварачи омогућују равномерно подешавање излазног напона и његове учестаности и имају добре техно-економске показатеље, што омогућује њихову економичну примену чак и у случајевима индивидуалних (са једним асинхроним мотором) електромоторних погона.

Директни претварачи учестаности (циклоконвертори) и независни претварачи учестаности користе се у авијацији – за напајање различитих електронских уређаја који захтевају наизменичну струју повишене учестаности (најчешће 400 Hz).

Овај кратак преглед примене енергетских електронских уређаја показује колики значај они имају у индустрији и енергетици. Њихова примена не само што даје значајне економске ефекте већ је у великом броју случајева и неопходна ради остваривања одређених техничких карактеристика које захтевају технолошки процес и радне машине.

Ради утврђивања знања стечених у проучавању енергетских електронских уређаја разматраних у овом уџбенику, у наредним поглављима биће детаљније описане неке од најчешћих њихових примена.

13.2. УПРОШЋЕНЕ ШЕМЕ ЗА НЕРЕВЕРЗИВНО И РЕВЕРЗИВНО УПРАВЉАЊЕ МОТОРИМА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ СА НЕЗАВИСНОМ ПОБУДОМ

У шемама усмеравања, приказаним на сликама 13.1 и 13.2, електрична машина може да ради у моторном режиму и режиму кочења противспајањем (на рачун активног момента, на пример терета) при непромењеном смеру струје у колу индукта. Ако је потребан реверс мотора, може да се измени поларност на крајевима индукта при непромењеном смеру побудне струје.

На слици 13.1 дата је шема за реверзирање помоћу реверзора у колу индукта, а на слици 13.2 трофазна мосна реверзна шема усмеравања. Шема са реверзором (слика 13.1) једноставнија је јер у њој не стоје индуктивни калемови за изравнавање и има два пута мање тиристора од шеме на слици 13.2.

Ако су у питању електромоторни погони, који захтевају брз одзив и поузданост реверза, примењује се шема на слици 13.1. При раду шеме у моторном режиму једна група тиристора, на пример GV_1 , ради у режиму усмеравања, а друга група (GV_2) не ради или се припрема за инверторски режим рада. У последњем случају, да би се искључила могућност предаје електричне енергије коју преобрађава усмерачка група тиристора (нпр. GV_1) у мрежу преко инверторске групе тиристора (GV_2), потребно је да буде задовољен услов

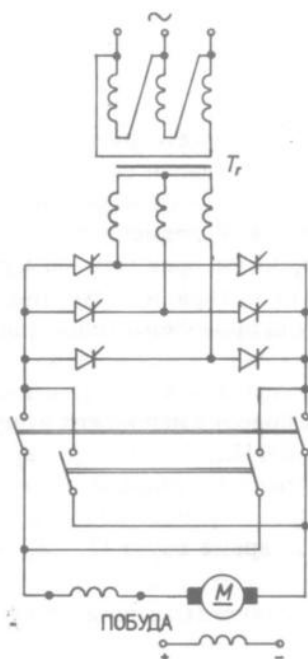
$$U_{dinv} \geq U_{dum} , \quad (13.1)$$

где су U_{dinv} и U_{dum} респективно средње вредности напона инверторске и усмерачке групе тиристора.

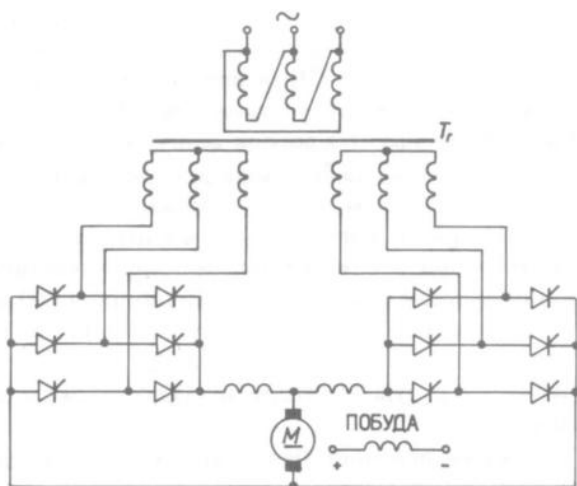
При раду шеме у режиму рекуперативног кочења (што се, на пример, дешава када се терет спушта помоћу електромоторног погона дизалице) једна група тиристора је у инверторском режиму рада, а друга не ради или се припрема за усмерачки режим рада. При том такође треба да буде испуњен услов (13.1). У овом режиму рада шеме једносмерна струја електричне машине претвара се помоћу инверторске групе тиристора у наизменичну струју и енергија наизменичне струје шаље се у мрежу.

У случају да обе групе тиристора истовремено раде (при равномерном преласку из моторног у инверторски режим рада шеме), потребно је, осим испуњења услова (13.1), ограничити и тзв. струје изједначења, које теку између група тиристора услед разлике тренутних вредности њихових напона. Ради њи-

ховог ограничења у колу исправљене струје укључују се индуктивни ка-
лемови за изједначење (L_1 и L_2 на слици 13.2).



Слика 13.1. – Шема реверзирања мотора
помоћу реверзора у колу индукција



Слика 13.2. – Трофазна мостна реверзна
шема усмеравања

Промена смера обртања мотора (реверс) остварује се искључивањем једне
и укључивањем друге групе тиристора. Међутим, пре измене смера обрта мо-
тора мотор треба заокочити.

13.3. ПРИМЕРИ ПРИМЕНЕ ЈЕДНОСМЕРНИХ ПРЕТВАРАЧА

Тиристори, као што је речено, имају својства прекидача, тј. у стању
непровођења имају велику отпорност, а у стању провођења – занемарљиву.
Осим тога, тиристори имају својство „памћења“ задатог електричног режима,
тј. управљачки сигнал (импулс) потребан је само у тренутку прикључења, а
за одржавање стања провођења или непровођења сигнал није потребан. За-
хваљујући овим својствима, тиристори се могу користити у различитим им-
пулсним уређајима (прекидачи једносмерне струје, тригери, импулсни прет-
варачи једносмерног напона, мултивибратори, бројачи импулса итд.).

Овде ће бити размотрена примена тиристора у реализацији импулсног ме-
тода регулисања брзине мотора једносмерне струје, који је данас нашао
широку примену у електромоторним погонима једносмерне струје. Помоћу
директних (непосредних) једносмерних претварача на крајеве индукта мо-

тора једносмерне струје доводи се поворка напонских импулса одређене учестаности.

У директним једносмерним претварачима користе се импулсне методе претварања и регулисања једносмерног напона, па се ови претварачи називају и *импулсни претварачи једносмерног напона*.

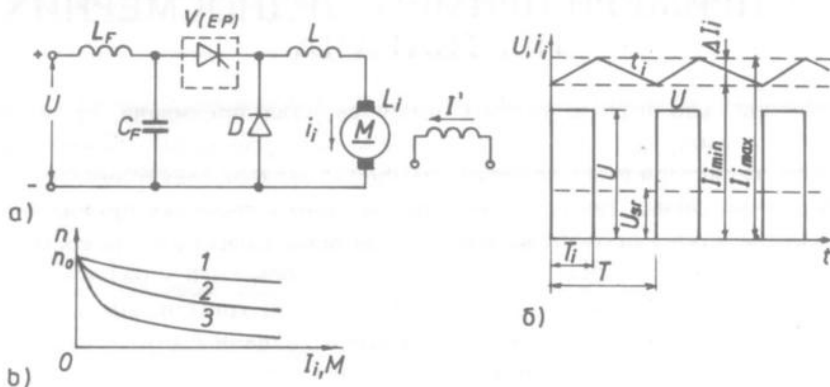
Примену наведених претварача објаснићемо помоћу једноставне шеме импулсног регулисања брзине обртања мотора једносмерне струје са независном побудом (слика 13.3). Директни једносмерни претварач састоји се овде од: улазног филтра ($L_F C_F$); тиристора (V), који има улогу електронског прекидача (EP); диоде (D); и индуктивног елемента (L). У временском одсечку T_i , када је тиристор у стању провођења (електронски прекидач затворен), напон напајања (U) доводи се на крајеве индукта мотора, а струја индукта (i), расте (слика 13.3б). Када је тиристор у стању непровођења (електронски прекидач отворен), струја i_i наставља да тече кроз индукт мотора и инверзну диоду на рачун магнетне енергије нагомилане у индуктивностима L_i и L -кола индукта; при том се струја i_i смањује. Учестаност поворке напонских импулса у номиналном режиму рада обично је од 200 до 400 Hz, због чега је периода (T) понављања напонских импулса обично за два реда величине мања од временске константе кола индукта. То значи да за време трајања напонског импулса (T_i) струја у мотору значајно не расте, а за време паузе ($T - T_i$) – не опада.

Средња вредност (једносмерна компонента) напона (U_{sr}) који се доводи на крајеве индукта је

$$U_i = U_{sr} = \frac{U \cdot T_i}{T} = \gamma \cdot T,$$

где је $\gamma = T_i/T$ сачинилац *регулисања напона*.

Ако се параметри шеме изаберу тако да пулсација струје не прелази 5 – 10%, рад мотора практично се не разликује од рада мотора при једносмерном напону. Међутим, при смањењу оптерећења мотора расту пулсације струје



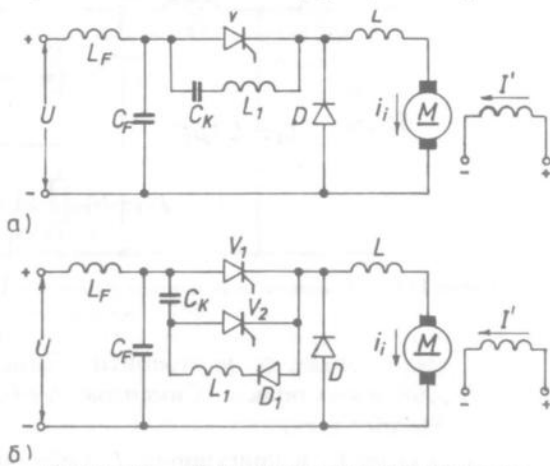
Слика 13.3. – Импулсно регулисање брзине обртања мотора једносмерне струје са независном побудом помоћу директног једносмерног претварача: а) шема; б) дијаграми промене напона и струје; в) брзине и механичке карактеристике

индукта и при неком критичном оптерећењу прелази у режим рада са искљученом струјом.

На слици 13.3 приказане су брзинске и механичке карактеристике мотора једносмерне струје са независном побудом добијене за различите вредности сачиниоца регулisaња напона (γ), односно средње вредности напона (U_{sr}).

Средњи напон (U_{sr}), који се доводи на крајеве индукта мотора, регулише се изменом периода (T) понављања напонских импулса при $T_i =$ стално (фреквенцијно-импулсно регулisaње), било изменом дужине трајања импулса (T_i), при $T =$ стално (ширинско-импулсно регулisaње). Користи се и комбиновано (мешовито) регулisaње, при којем се мењају и T и T_i .

Шема приказана на слици 13.4а користи се при фреквенцијно-импулсном регулisaњу. Тиристор V се укључује (отвара, прелази у стање провођења) довођењем струјних управљачких импулса на његову управљачку электроду, а искључује (затвара, прелази у стање непровођења) помоћу комутационог кондензатора C_k . Пре укључења тиристора кондензатор C_k је напуњен до напона U . Довођењем струјног импулса на управљачку электроду тиристор V се укључује и кроз индукт мотора почиње да тече струја i_i . Истовремено долази до прерасподеле наелектрисања на кондензатору преко резонантне $C_k - L_1$ контуре. По завршетку прерасподеле наелектрисања поларност крајева кондензатора се променила и на тиристор улада инверзни напон, што изазива искључивање тиристора и струја кроз тиристор престаје да тече. После тога се кондензатор празни преко оптерећења, а шема је спремна за наредно укључење тиристора. Време у току којег се тиристор налази у стању б) провођења одређено је вредношћу параметра резонантне контуре.



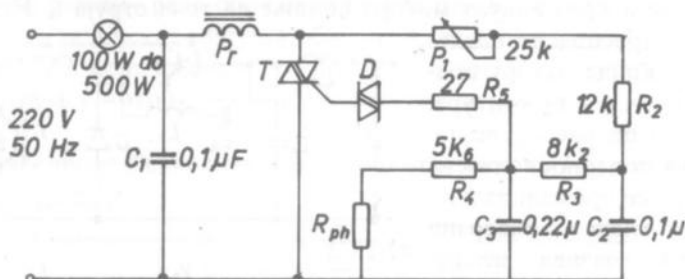
Слика 13.4. – Шема укључења мотора преко импулсног претварача једносмерног напона: а) фреквенцијно-импулсно; б) шинско-импулсно регулацијом брзине мотора

За ширинско-импулсно и комбиновано регулisaње користи се шема приказана на слици 13.4б. На импулсни претварач једносмерног напона преко филтра $L_f C_f$ доводи се једносмерни напон U . Импулсни претварач у том случају има два тиристора: главни (V_1) и помоћни (V_2). Оптерећење претварача је мотор једносмерне струје са оточном побудом и индуктивни елемент велике индуктивности L . Оптерећење је шантирано диодом D . Искључење главног тиристора (V_1) остварује се помоћу комутационог кондензатора C_k , који се прикључује на тиристор V_1 у захтеваном тренутку времена помоћу помоћног тиристора V_2 . После искључења тиристора V_1 извор напajања пуни комутациони кондензатор преко тиристора V_2 и индукта мотора, а после поновног укључења главног тиристора V_1 прерасподељује се наеле-

ктрисање кондензатора C_k преко кола које садржи индуктивност L_1 и диоду D_1 ; на тај начин кондензатор добија поларитет потребан за наредно искључење тиристора V_1 итд.

13.4. ПРИМЕРИ ПРИМЕНЕ НАИЗМЕНИЧНИХ ПРЕТВАРАЧА

Од бројних примера примена наизменичних претварача на слици 13.5 извојена је и приказана електрична шема за аутоматску регулацију јачине осветљења. На основу ове шеме могуће је направити уређај за аутоматско укључивање сијалица када је спољна осветљеност мала. Када је спољне осветљење довољно јако, отпорност фотоотпорника R_{ph} је мала тако да на дијаку D не омогућује довољан ниво напона за побуђивање тријака, односно за провођење. Дијак D може да буде ST2 фирме „General Electric“ или сличан.



Слика 13.5. – Аутоматска регулација јачине осветљења помоћу наизменичног фазног претварача

Као тријак може се употребити „Сименсов“ ТХС 02А60, „Филипсов“ ВТ100А-500R, а као дијак – „Сименсов“ А9903, „Филипсов“ ВР100, ST2 фирме „General Electric“ и слично.

Кондензатор C_1 и пригушница P_r уобличавају таласни облик прекиданог напона и спречавају одлазак виших хармоника у мрежу који се код других електронских уређаја манифестују као радио-смeтње.

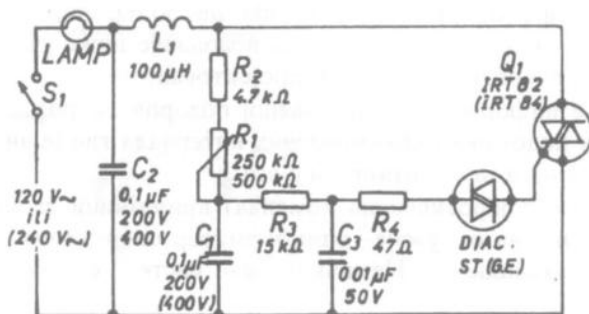
Претварач ради на принципу једносмерне фазне регулације са природним искључивањем тиристора T проласком наизменичне струје кроз нулу. Укључује се помоћу дијака, који помоћу отпорника и кондензатора уобличава мрежни напон и генерише окидне импулсе.

Помоћу потенциометра P_1 регулише се праг осетљивости реаговања фотоотпорника. Уместо фотоотпорника може се уградити потенциометар одговарајуће вредности којим се јачина осветљења може регулисати ручно. Фотоотпорник R_{ph} учествује у временској константи пуњења кондензатора C_3 , тиме и на вредност управљачког угла, а индиректно – на ефективну вредност струје кроз сијалицу. Може се користити „Сименсов“ фотоотпорник или сличан.

Опсег регулације је од 100 до 500 W.

Други пример на слици 13.6 представља шему електронског пригушивача светла (енгл. *lamp dimmer*) који је ушао у масовну употребу у домаћинствима за континуално подешавање осветљења.

Шема је нешто једноставнија од претходне и вредности су другачије, али је принцип функционисања остао исти. Регулације је од 0 до максималне снаге потрошача од 500 W. Може да ради на мрежи од 220 V, као и на 110 V. За 110 V је $R_1 = 250 \text{ k}\Omega$ а пробојни напон за C_1 и C_2 200 V, док је за мрежу од 220 V потребно узети два пута веће вредности: 500 k Ω и 400 V, као и јачи тријак.



Слика 13.6. – Електрична шема пригушивача свейла сијалице

13.5. ПРИМЕНЕ ЕНЕРГЕТСКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ У СИСТЕМИМА УПРАВЉАЊА ДИСТРИБУЦИЈОМ ЕЛЕКТРИЧНЕ ЕНЕРГИЈЕ

У процесу дистрибуције потребно је усклађивати производњу и потрошњу електричне енергије. Електрична енергија је јединствена по томе што се производња и потрошња, иако најчешће просторно веома удаљене, одвијају скоро истовремено због велике брзине простирања и немогућности складиштења. Други разлог који отежава оптимизацију дистрибуције је што се потрошња, због великог броја учесника, одвија по случајним статистичким законитостима.

Равномерно оптерећивање мреже, односно поравнавање криве оптерећења један је вид оптимизације у систему дистрибуције електричне енергије. Постоје развијени системи за даљинско управљање производњом и потрошњом електричне енергије, чиме се омогућује њихово међусобно усклађивање. Рад тих система се заснива на слању одређених команди из одређеног дистрибуционог центра до испоручиоца и потрошача електричне енергије. Команда се састоји од импулсне поворке која садржи адресу и податке. Адресни импулси у поворци су кључ за одредиште, односно они омогућују да се подаци проследе само оном уређају коме су намењени. Већ и са десетак импулса остварује се велики број адреса и инструкција, што даје широке могућности управљања.

Смишљеним укључивањем и искључивањем појединих потрошачких група омогућује се да се оптерећење енергетског испоручиоца држи константним.

Код нас је усвојен систем управљања преко постојеће мреже назван МТК, што је скраћеница за мрежну тонфреквентну команду. За сада се МТК систем користи само за даљинско укључивање бројчаника за скупу, односно јефтину тарифу у мерачима, односно бројилима потрошње kWh електричне енергије.

Предаја команди у облику тонфреквентних импулса остварује се на средњем или високонапонском нивоу, обично из трафостаница 35 kV. За пренос се користи тонска учестаност од 160 до 1350 Hz. Са гледишта габарита елемената и одвајања од преноса енергије на 50 Hz, повољније су високе учестаности, док су са гледишта преноса повољније ниже учестаности, ближе 50 Hz, за које је енергетски систем и пројектован.

За кодовање информација у импулсној поворци скоро искључиво се користи поступак кодовања међуимпулсних интервала где је значење импулса одређено растојањем од стартног импулса.

МТК (мрежна тонфреквентна команда) пријемници се налазе у нисконапонској мрежи која окружује трансформатор са високим напоном, где се врши предаја команди. У Немачкој овај систем се назива управљање окружењем.

Енергетска електроника са тиристорима чини основу за изградњу МТК предајника који раде са великом снагом а налазе се и у МТК пријемницима, иако они раде са малим снагама па могу да се направе и са класичним транзисторима.

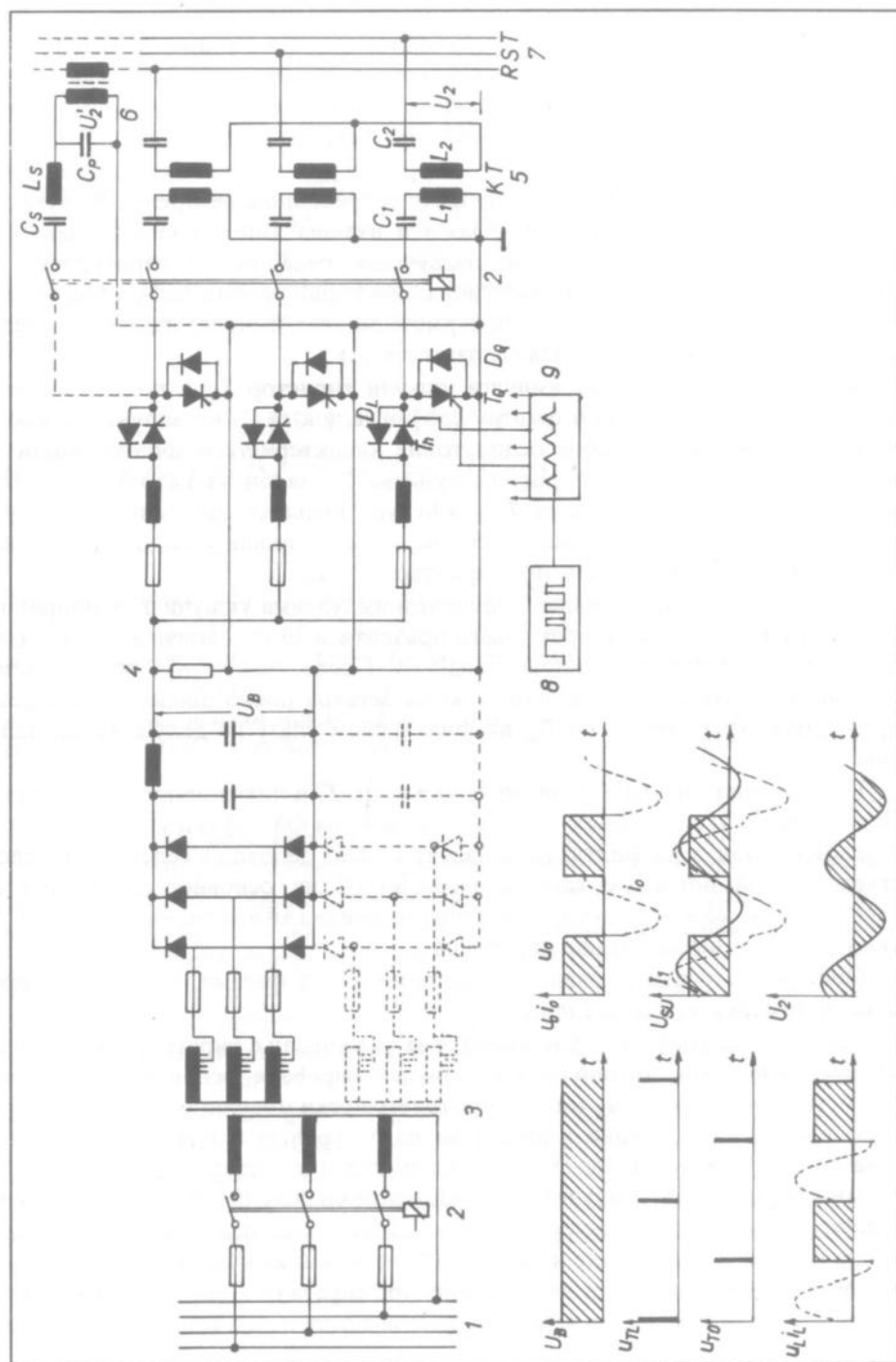
На слици 13.7 дата је шема МТК предајника са временским дијаграмима карактеристичних напона и струја. Бројевима су означени следећи уређаји:

- 1 – нисконапонска мрежа за напајање МТК предајника,
- 2 – осигурачи – склопке, који се могу укључивати даљински,
- 3 – регулациони трансформатор и усмерача,
- 4 – инвертор,
- 5 – паралелни спрезач,
- 6 – серијски спрезач приказан само за једну фазу,
- 7 – средње или високонапонска дистрибуциона мрежа,
- 8 – централна аутоматика – кодер,
- 9 – управљачки уређај – модулатор.

Напони и струје приказани помоћу временских дијаграма имају следећа значења:

- U_b – исправљени напон усмераче,
- U_{t1} – окидни импулси за тиристор у подужној грани T_1 ,
- U_{tg} – окидни импулси за тиристор у попречној грани T_q ,
- U_1/i_1 – напон/струја у подужној грани,
- U_q/i_q – напон/струја у попречној грани,
- U_{su} – основни хармоник од U_q ,
- T_1 – струја укључивања,
- U_2 – напон на излазу филтра.

Предња енергија се извлачи из трофазне мреже 380 V/50 Hz преко регулационог трансформатора. Овај трансформатор има на секундару два



Слика 13.7. – Предајник у систему управљања дистрибуцијом електричне енергије

намота, што омогућава серијско прикључивање још једне усмераче (назначене испрекиданим линијама). Прикључивањем другог исправљача остварује се двоструко већа снага предајника. У том случају раскида се веза означена звездicom и добија се двоструко већи напон напајања. У саставу усмераче је и LCr_i филтар за поравнавање исправљеног напона.

Да би се објаснио рад трофазног инвертора, довољно је анализирати начин функционисања инвертора за једну фазу високонапонске мреже. Комутација следи после окидања тиристора. Улазна и излазна заштита су укључене без потрошње снаге од укључења до искључења предајника. У тиристорској јединици се производе три правоугаона импулсна напона међусобно фазно померена за 120 степени. Основни хармоници ових импулса издвајају се филтром прикљученим преко излазне заштите (2).

Кад се помоћу окидних импулса укључи тиристор T_q , у подужној грани јавља се струја у спрежном филтру све дотле док се C_1 не напуни до максималног напона, који је због осцилаторне карактеристике филтра виши од напона напајања. После завршеног пуњења C_1 , напон на катоди T_1 постаје виши од анодног, због чега се T_1 искључује. Јавља се само инверзна струја коју преузима D_1 . Како је пад напона на T_1 занемарљив у стању провођења, сав напон напајања се преноси на филтар $C_1 - L_1$.

Ако се после искључивања T_1 окидним импулсима укључи T_q у попречној грани, кондензатор ће се преко њега празнити и због деловања L_1 напунити супротним поларитетом напона напајања. После тога струја поново мења смер и искључује T_q , после чега се коло затвара преко диоде D_q . За време протицања струје кроз T_q и D_q , на филтарском улазу не делује напон напајања.

После искључивања T_q поново се укључује T_1 и читав процес се понавља. Периодичним укључивањем тиристора T_1 и T_q на филтарски улаз делује правоугаони напон, а на филтарском излазу се због деловања селективних својстава филтра појављује само синусоидни облик основног хармоника са учестаношћу која се одређује периодом понављања окидних импулса за укључивање и искључивање тиристора.

Описани поступак се одвија и у осталим двома фазама, само што је временски померен за 120 степени.

Управљачки уређај (9) даје импулсе за укључивање тиристора. Састоји се од такт-генератора правоугаоних импулса одређене основне тонске учестаности. Ови периодични импулси се телеграфски модулишу, односно повремено пуштају као окидни импулси на излаз уређаја 9 под контролом кодованих импулса из кодера (8). Трајање импулса из кодера је много дуже од трајања периоде такт-импулса у управљачком уређају (9). Зато се наиласком импулса из кодера (8) отвара капија за излазак импулса из кодера (9), која остаје отворена док импулс из кодера (8) не падне на нулу. Као резултат деловања уређаја 9 и 4 на излазу паралелног спрезаца 5 појављују се напони тонских учестаности. Пауза између ових серија осцилација тонских учестаности и њихово трајање одређени су трајањем и паузама импулса из кодера (8).

Излаз предајника се остварује помоћу паралелног или серијског спрезаца. Паралелни спрезах се примењује у случају виших тонских учестаности. Код

њега се комутација врши само са L_1 и C_1 а трансформатор за галванско одвајање инвертора и подешавање амплитуде управљачког напона у високонапонској мрежи нема феритно језгро. Са C_2 и L_2 филтрира се основни хармоник осцилација. Серијски спрезач се користи у случају врло ниских тонских учестаности предајног сигнала. Трансформатор је са језгром и ваздушним процепом, а комутација се обавља серијским осцилаторним колом $L_s - C_s$.

Типичне вредности за МТК предајник зависно од типа су у границама:

- потрошња 90 до 450 kW,
- опсег учестаности од 160 до 1350 Hz,
- тонфреквентни излазни напон по фази од 220 до 450 V и тонфреквентна излазна струја по фази од 190 до 450 A.

13.6. ЕЛЕКТРОНСКИ СИСТЕМ ЗА БЕСПРЕКИДНО НАПАЈАЊЕ НАИЗМЕНИЧНОМ СТРУЈОМ

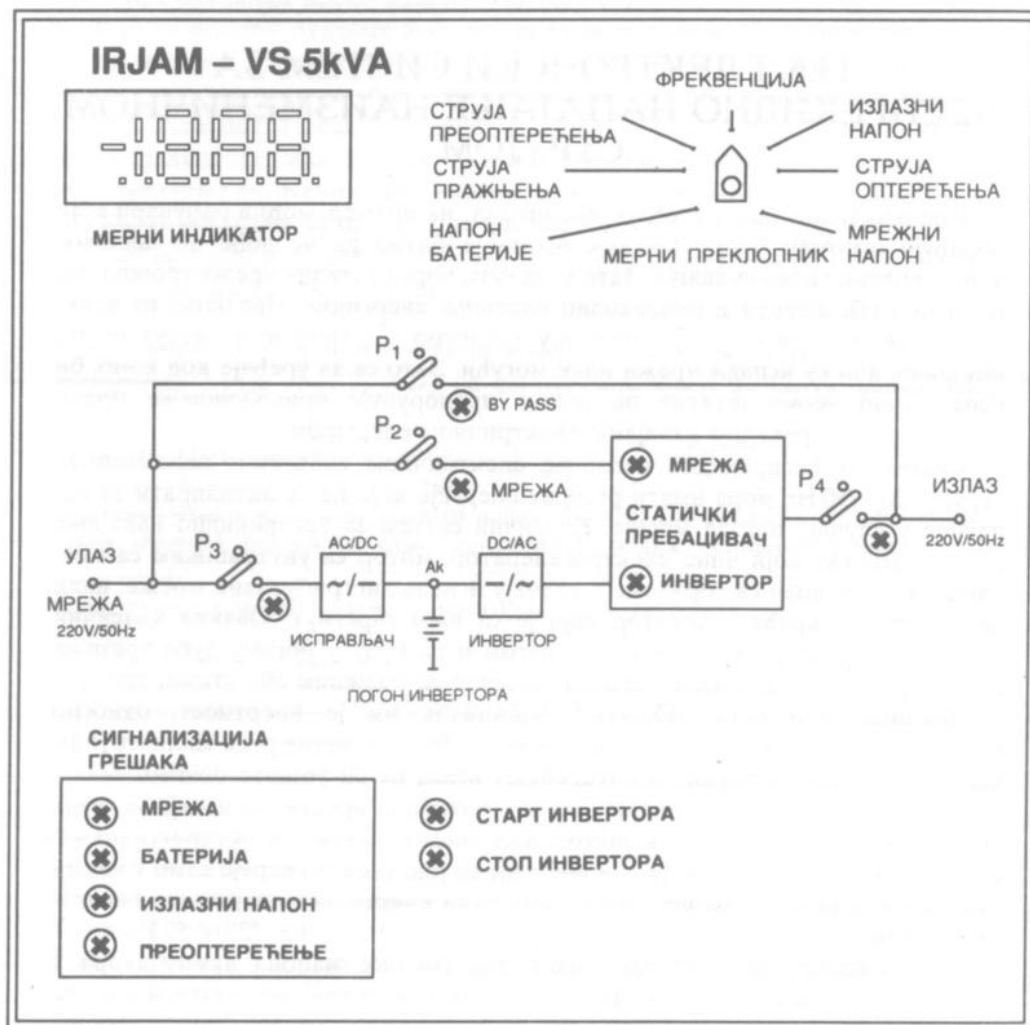
Код одређеног броја уређаја, као што су, на пример, моћни рачунари који обрађују огроман број података, веома је битно да не дође до њиховог непредвиђеног искључивања. Зато је за њих, поред осталих предострожности, потребно обезбедити и непрекидно напајање енергијом. Напајање из електроенергетске мреже је у принципу (односно у развијеном свету) веома поуздано, али су испади мрежа ипак могући. Зато се за уређаје код којих би испад имао веома штетне последице препоручује прикључивање преко система за непрекидно напајање електричном енергијом.

Систем за непрекидно напајање електричном енергијом наизменичне струје 220 V/50 Hz мора имати резерву енергије која ће се активирати за напајање у случају испада мреже. Класични систем за непрекидно напајање садржи агрегат који чине електрогенератор, мотор са унутрашњим сагоревањем и резервоар са горивом. У случају испада дистрибутивне мреже, пали се мотор и покреће генератор који је са њим спрегнут. Овакви класични системи могу да раде са великом снагом и да буду у погону дуго времена (потребно је само доливати гориво). Користе се у важним објектима, као што су болнице или војни објекти. Недостатак им је инертност, односно немогућност да се на испад реагује изузетно брзо, за време реда милисекунда, како се и на најосетљивијем оптерећењу испад не би уопште осетио.

За уређаје који су осетљиви и на краткотрајне престанке напајања, реда делова секунда, развијени су чисто електронски системи за беспрекорно напајање. Акумулација електричне енергије се још увек остварује само у хемијским изворима једносмерне струје. Због тога електронски систем за непрекидно напајање наизменичном струјом мрежног напона 220 V/50 Hz мора имати инвертор, односно претварач једносмерног напона акумулатора у наизменични напон 220 V/50 Hz. Акумулатор је потребно допуњавати, па систем садржи и исправљач који наизменични напон мреже 220 V/50 Hz исправља на ниво једносмерног напона које дају акумулаторске батерије. Осим исправљача, акумулатора и инвертора, електронски систем за непрекидно

напајање садржи и одређени број механичких и електронских преклопника, као и подсистем за мерење и сигнализацију. На слици 13.8 приказана је предња плоча једног конкретног система за непрекидно напајање са 220 V/50 Hz и снаге 5 KVA домаће производње (направљен у Вишој електротехничкој школи у Београду). Прекидачки елементи претварача у овом систему реализовани су помоћу снажних енергетских транзистора.

На предњој плочи су дати поједностављена функционална шема система, мерни индикатор и преклопник, прекидачи и светлеће диоде за индикацију укључења и искључења и сигнализација грешака. На цифарском индикатору могу се, помоћу преклопника, одабрати и проверити најважније величине које одређују рад система.



Слика 13.8. – Приказ преуређења плоче једног конкретног система за непрекидно напајање из мреже 220 V/50 Hz и снаге 5 KVA

У нормалном радном режиму мрежни напон се исправља, допуњавају се батерије акумулатора АК, затим се једносмерни напон, помоћу инвертора, преводи у наизменични напон на излазу од 220 V/50 Hz.

Преклопник P_1 за премошћење система by pass је укључен када је систем искључен. При укључивању најпре се укључи прекидач P_2 , а затим се укључи P_4 . После тога се искључује P_1 и укључује P_3 . Укључивањем P_3 активирају се исправљач и инвертор. Кад инвертор заврши прелазни режим и синхронише се на мрежну учестаност, статички пребацивач ће пребацити излаз на напон који даје инвертор.

Испад мреже се не осећа на излазу јер се инвертор напаја из акумулатора. Од капацитета акумулатора и величине оптерећења зависи колико дуго инвертор може да покрива испад. Обично се уграђују акумулатори таквог капацитета да могу да покривају испад мреже у трајању 15 до 30 минута при пуном оптерећењу, односно при максималној снази инвертора.

Статички пребацивач има улогу да у случају отказа инвертора излаз система аутоматски пребаци на мрежу.

13.7. ЕЛЕКТРОНСКИ ВОЂЕНА ЛОКОМОТИВА НА МАГНЕТНОМ ЈАСТУКУ

Возови који се крећу на магнетном јастуку изнад једне шине су једно од чуда технике овог века. Веома малом броју људи је јасно на ком принципу једно возило може да јури а да нема видљивог ослонца, точкова, елиса и реактивних мотора. Возови на једној шини се увелико користе у Јапану и показују као дело националног престижа. И Енглези имају своју локомотиву која лебди и креће се на магнетном јастуку изнад једне шине. Конструисали су је 1981. и пустили у рад 1984. године. За Србе је интересантно да су извештај о успешном завршетку тог значајног пројекта Велике Британије потписали у Бирмингему (Birmingham) 1985. године инжењери В. Ненадовић и Е. Riches. На листи светски најпознатијих имена из области енергетске електронике доста је наших људи, као што су: Ђук, Варга, Лошић.

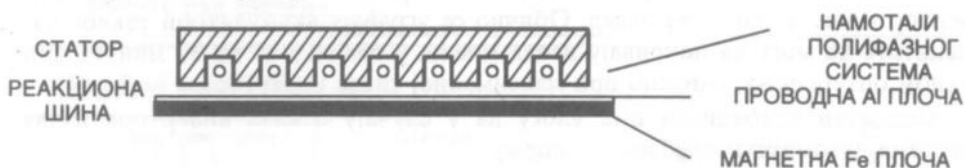
Код конструкције лавитационе локомотиве потребно је решити следеће основне техничке захтеве:

- подизање и одржавање локомотиве у лебдећем стању на одређеном растојању изнад шине у циљу избегавања трења,
- покретање лебдеће локомотиве дуж шине,
- одржавање локомотиве у стабилном положају,
- управљање кретањем локомотиве,
- обезбеђење аутоматског надзора и заштите.

За подизање локомотиве користи се одбојна магнетна сила која се јавља када се истоимени полови парова магнета, односно електромагнета поставе један наспрам другог. Код лавитационе локомотиве електромагнети су постављени са доње стране шасије вагона, а одговарајући истополни маг-

нетни парови се формирају испод њих у реакционој шини, над којом воз лебди. Горњи и доњи магнети се магнетишу тако да се формирани магнетни парови одбијају, па се због тога вагон подиже и између шине и вагона настаје ваздушни процеп од око десетак милиметара.

Покретање, односно вучна сила се остварује помоћу линеарног индукционог мотора. За разумевање принципа рада линеарног индукционог мотора могу да послуже слика 13.9, као и модел замишљене модификације класичног мотора са обртним магнетним пољем. Линеарни индукциони мотор би се могао добити ако би се статор са намотајима конвенционалног мотора, који је цилиндричног облика, уздужно пресекао и изравнао и ако би се на сличан начин „испеглао“ ротор.



Слика 13.9. – Линеарни индукциони мотор са крајњим статором за лавитационе локомотиве

Кроз намотаје равнoг статора линеарног индукционог мотора струје полу-фазног система стварају магнетно поље које се креће од једног ка другом крају статора. Правац кретања поља је попречан намотајима статора. Статор је раван и зато се магнетно поље креће по једној равни, односно правој линији. Код класичног мотора цилиндрични облик статора условљава кретање поља у круг, односно обртно магнетно поље. Реакциона шина састављена од проводне и магнетне плоче код линеарног мотора представља еквивалент ротору код мотора са обртним магнетним пољем. Променљиво магнетно поље статора индукује струје у проводној плочи и у интеракцији са магнетним пољем ових струја ствара се сила у правцу кретања поља. Ова сила тежи да покрене статор и реакциону плочу у истом правцу и у супротном смеру и може да се искористи за померање статора у односу на шину.

Линеарни индукциони мотор се може једноставно схватити као издвојени сегмент индукционог обртног мотора који би имао бесконачан полупречник.

Код лавитационе локомотиве кретање изазива статор линеарног индукционог мотора који се налази са доње стране шасије изнад магнетне шине, над којом вагон лебди и која, аналогно ротору, служи за интеракцију са статором. Овде је статор покретан, аналогно случају неких специјалних ротационих мотора код којих је ротор фиксиран а статор се напаја преко четкица и окреће.

На слици 13.10 приказан је попречни пресек конструкције лебдеће локомотиве енглеског Маглев система.

Пруга је постављена на армираној конструкцији на стубовима 5 m изнад земље. Централни носач се ослања на попречне прагове и носи главну плочу са реакционом шином. Са доње стране је пар проводних шина на које је прикључено пружно напајање. Напајање је једносмерно од 600 V, 700 A и у локомотиву се уводи преко метализованих угљених колекторских папучица које клизе по проводним напојним шинама. Само возило има помоћно напајање

помоћу једносмерног претварача (DC/DC converter) од 3 kW, 600/48 V са 24 Ah акумулаторском батеријом. У случају да откаже главно напајање, из овог акумулатора се добија енергија за напајање вагона за око 20 min.



Слика 13.10. – Појречни пресек ђружног сисџема лавиџационе железнице Маџлев

Вагон и колосек су опремљени сензорима и комуникационим системом за детекцију стања и положаја возила.

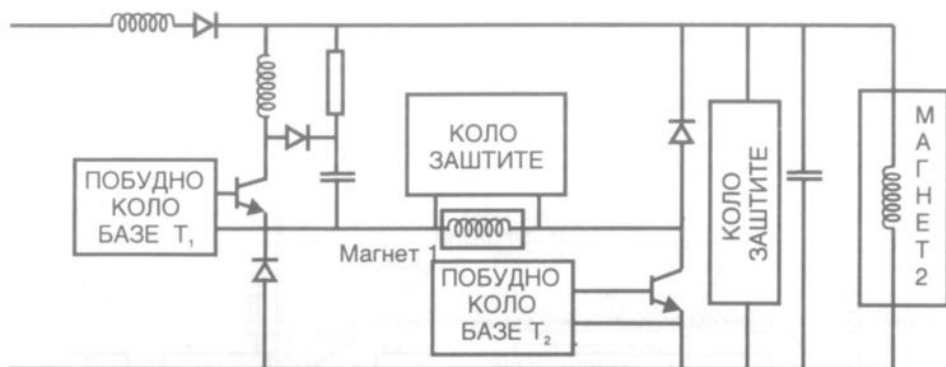
За рад, управљање и комуникацију у локомотиву су уграђени:

- систем за аутоматску заштиту воза – ATP (*Automatic Train Protection*), који контролише заштитне функције,
- систем за обезбеђење погонских функција – ATO (*Automatic Train Operation*),
- систем за надзор повезан са управљачком собом оператора и
- комуникациони систем, којим се обезбеђује веза између оператера и путника.

Магнетни систем за подизање мора да управља инхерентно нестабилним процепом између реакционе шине и платформе у зависности од квалитета јахања. Узимају се у обзир фактори, као што су интеракција између управљања подизањем и резонанције, како конструкције ослонца, тако и возила.

Систем за подизање користи осам магнета монтираних у паровима на угловима возила. Магнети сваког пара су бочно померени на супротне стране од централне шинске линије да би се обезбедило вођење. Магнети раде са номиналним процепом од 15 mm и густином магнетног флукса у ваздушном процепу од 0,8 T. Просечна снага за лавитацију и управљање је 3 kW/t, дајући однос магнетног подизања/ тежине рада 11,7 : 1 са 15 mm процепом.

Парови магнета се напајају из једносмерног чопера, приказаног на слици 13.11, заједно са вертикалним управљањем и вођењем и диференцијалом за бочно пригушење. Учестаност чопера је 1 kHz, а ефикасност 97%. Струја



Слика 13.11. – Напајање левитационог система

укључивања држи се на око 2 A за око 6 μ s пре него што падне на нижу вредност. Почетна вредност колекторске струје је велика због пражњења импулса колекторске струје. За оптимизацију режима искључивања користе се LC елементи у колу базе транзистора. Укупно време укључивања и искључивања је око 8 μ s.

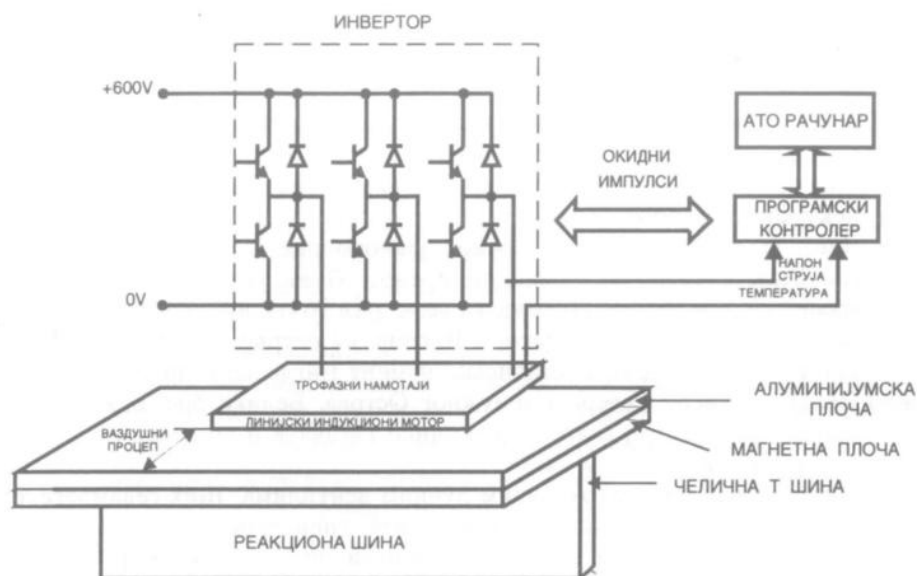
Заштита снажних транзистора налази се у побудном колу базе, док посебни тиристорски подизачи служе за заштиту, за напајање и за левитационе магнете.

Стабилност система за подизање добија се тако што се обезбеди да се струја магнета подеси брже него што може да се промени магнетна сила коју производи магнет. Вертикално пригушење се добија коришћењем сигнала који је пропорционалан променама ваздушног процепа. Кориговање сила постиже се преподешавањем магнетних парова, што обезбеђује стабилност система за вођење, али је потребно извесно бочно пригушење. То се остварује диференцијалном побудом сваког пара магнета да би се обезбедило да резултанта вертикалних сила буде константна. Стабилност обезбеђују додатне бочне силе.

Погонски систем, приказан на слици 13.12, користи један линеарни индукциони мотор монтиран са доње стране централног дела шасије. Мотор је са кратким статором и напаја се преко инвертора. Реакциона шина је челична Т-греда ослоњена на носећу греду и покривена алуминијумском плочом. Мотор развија потисну силу од 2 до 4 kN на радном растојању ваздушног процепа од 20 mm.

Инвертор је са импулсном ширинском модулацијом са транзисторским прекидачима и средњом снагом од 240 kVA и максимумом оптерећења од 325 kVA (240 A) у трајању од 60 s. Излазна учестаност се може подешавати од 0 до 45 Hz са фактором снаге у опсегу од 0,5 до 0,9.

Генерисање таласних облика, управљање инвертором и заштита остварују се помоћу микропроцесорског контролора. Инверторско управљање одговара на захтеве АТО компјутера, узимајући у обзир брзину возила, линијски напон, струју мотора, ваздушни зазор мотора и границу трзаја. Клизање се подешава да да или моторну или кочиону силу. Профил брзине се подешава да прати уравнање и потребан износ убрзања или успорења.



Слика 13.12. – Погонски систем лавијационе локомотиве Маžлев

Хлађење мотора се остварује ваздухом преко језгра и намотаја, при чему се контролише температура загревања, и то је повезано са мерама заштите. Инвертор користи природно хлађење преко вентилатора са спољне стране возила.

13.8. ВИСОКОНАПОНСКИ ПРЕНОС ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ

Електрична енергија се данас претежно производи и преноси помоћу наизменичне струје. Електромеханички генератори и мотори наизменичне струје су једноставнији од електромеханичких генератора за једносмерну струју. Помоћу индукционих трансформатора једноставним поступком се повећавају или смањују наизменични напони. То се ради у циљу једноставнијег преноса електричне енергије на даљину. На далеководима је напон висок да би се са мањом струјом и губицима преносила велика електрична енергија. На местима производње и потрошње електричне енергије напон је нижи, а струја може да буде већа. Класичне системе са наизменичном струјом почињу да допуњују системи са једносмерном струјом.

Пример је високонапонски пренос једносмерне струје. Електричну енергију је могуће пренети помоћу лакших, и због тога јефтинијих, конструкција него еквивалентан износ система наизменичне струје са два проводника уместо са три. Рад са каблом је једноставнији и зато што су смањени капацитивни ефекти. Високонапонски системи за пренос једносмерне струје захтевају, међутим, комплексну и скупу конверторску опрему на крајњим тачкама – терминалима. Такви системи се, ипак, исплате ако су преносне деонице веће од 10 и 20 km. У доста случајева снажни електронски конвертори

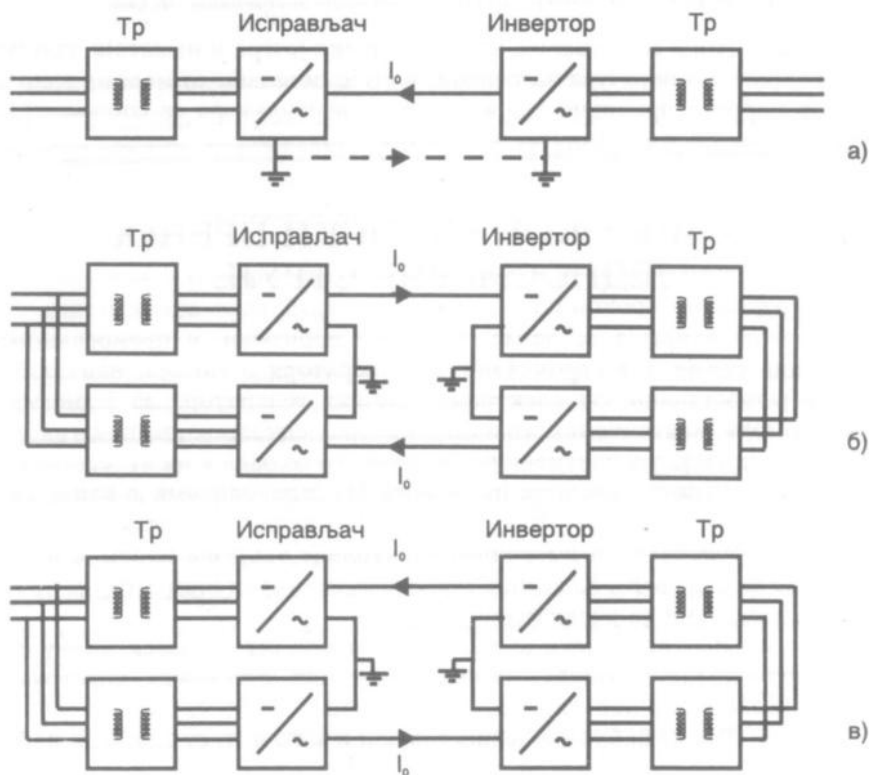
су неизбежни, без обзира на економски фактор. То је, на пример, случај када се повезују мреже различитих учестаности.

Други пример су соларне електране, које су већ сада, а у будућности ће бити знатно више, од значаја за производњу електричне енергије. Соларне електране примарно генеришу једносмерне напоне, па је за њихово прикључивање на постојеће мреже наизменичног напона неизбежна примена снажних електронских конвертора.

Системи за високонапонски пренос једносмерне струје су погони за кабловске везе, посебно за подводни пренос. Први модерни једносмерни трансмисиони систем била је Готландска веза, дуга 96 km, инсталисана 1954. године између Востервика у Шведској и Висбија на острву Готланд. После су, 1961. године, такви системи инсталисани између Енглеске и Француске и на Новом Зеланду између Северног и Јужног Острва. Велики број веза са преносом једносмерне струје, снаге до неколико гигавата и волтаже од 500 kV, па и више, ради данас широм света.

Први системи су били са живиним лучним вентилима. Њих седамдесетих година замењују полупроводничке компоненте, тиристори пре свега.

Основни типови система за високонапонски пренос једносмерне струје приказани су на слици 13.13.



Слика 13.13. – Основни типови високонапонских система једносмерне струје: а) монополарни линк, б) биполарни линк и в) хомополарни линк

Најједноставнији је монополарни линк на слици 13.13а, који користи само један проводник, обично негативно поларисан, док повратна струја иде кроз земљовод. На једном крају је исправљач, а на другом инвертор.

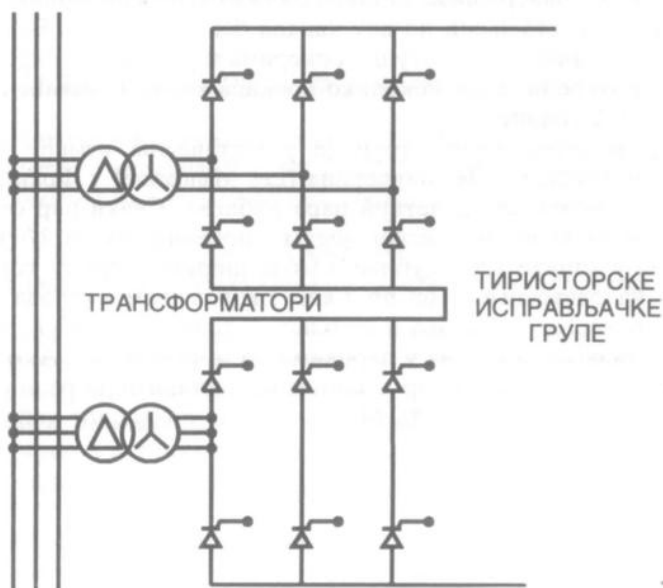
Код биполарног система (слика 13.13б) користе се два проводника, један на позитивном и други на негативном потенцијалу. Терминали садрже парове конвертора који су повезани редно на страни једносмерне струје и паралелно на страни наизменичне струје. У нормалном раду иста је струја у позитивном и у негативном проводнику, због чега је струја кроз земљовод једнака нули. Са уземљењима на обе стране система могућ је рад и у случају отказа једног пола. У том случају систем ради са пола снаге, а струја исправног пола се затвара преко уземљења.

Хомополарни линк (слика 13.13в) користи исте терминалне везе као и биполарни, с том разликом што су оба вода истог поларитета обично негативна, због чега се повратне струје затварају кроз земљовод.

Конвертори за системе преноса једносмерне струје обично се састоје од пара шестоимпулсних мостова повезаних паралелно на страни наизменичне и редно на страни једносмерне струје, како је приказано на слици 13.14.

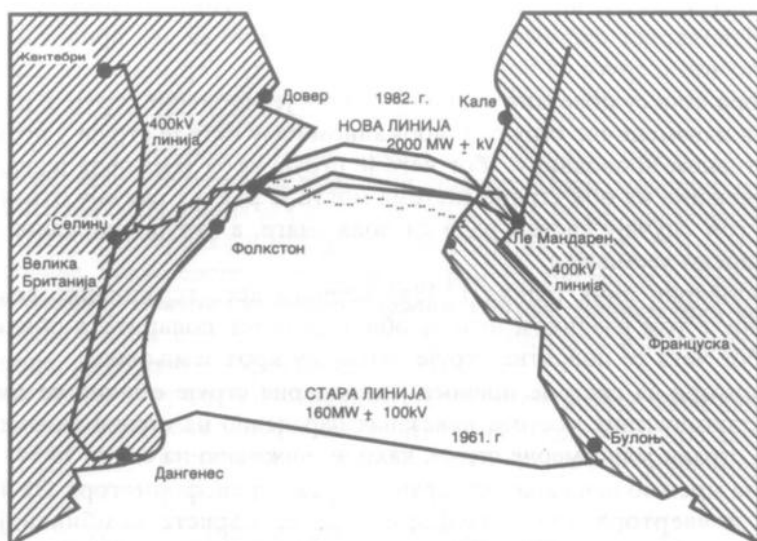
Веза за мрежно напајање остварује се преко трансформатора. За напајање мостова конвертора код трансформатора се користе комбинације троугао–троугао и троугао–звезда. Тако се на улазима мостова добија фазни померај од 30° и производи ефекат дванаестоимпулсног исправљачког конвертора.

У пракси се сваки тиристорски вентил, приказан на слици 13.14 са по једним тиристором, у ствари састоји од већег броја тиристора везаних редно/паралелно да би се обезбедио потребан износ напона и струја.



Слика 13.14. – Дванаестоимпулсни конвертор формиран од редне везе два шестоимпулсна конвертора

На слици 13.15 илустрован је високонапонски систем за пренос једносмерне струје између Енглеске и Француске.



Слика 13.15. – Енергетски каблови за једносмерну струју испод Ламанша

Прва веза је направљена 1961. године између Дангенса (Dungeness) у Енглеској и Булоње (Boulogne) у Француској. Подводни каблови су били парови на позитивном и негативном напону од 100 kV, а инсталисана снага је била 160 MW. У конверторске станице били су уграђени живини лучни вентили. Каблови су постављени по дну канала без укопавања. Веза није била сигурна јер су каблови били доступни анкерима и рибарским сидрима и више пута су били оштећени. Због неколико прекида кабал је извађен и замењен новом везом 1982. године.

Нова веза за једносмерну струју је успостављена између Фолкестона (Folkestone) у Енглеској и Ле Мандерина (Les Mandarine) у Француској. Веза је биполарна и састоји се од четири пара каблова. Сваки пар се састоји од позитивног и негативног напонског вода на потенцијалу од 270 kV. Парови су постављени у канале 1,5 m дубине и 0,6 m ширине, који су копани у морском кориту на растојањима од по 1 km. Укопавањем каблова значајно је смањена вероватноћа оштећења и прекида, а додатно обезбеђење је постигнуто распоређивањем каблова у паровима по морском дну. Ако до прекида дође, оштетиће се само један пар и систем ће наставити да ради са 3/4 снаге. Укупна инсталисана снага је 2 000 MW, а дужина подводног кабла 45 km.

14. ЛИТЕРАТУРА

- Бенчић, З.: *Енергетиска електроника*, „Школска книга“, Загреб, 1978.
- Биљановић, П.: *Микроелектроника. Интегрисани електронички склопови*, „Школска книга“, Загреб, 1983.
- Бродић, Т.: *Енергетиска електроника*, „Свјетлост“, Завод за издавање уџбеника, Сарајево, 1987.
- Цвекић, М.: *Збирка задатака из електронике*, „Техничка книга“, Београд, 1969.
- Цвекић, В.: *Електроника II. Линеарна електроника*, „Научна книга“, Београд, 1982.
- Чиликин, М.: Трифонов, В.: *Основы промышленной электроники*, „Висшая школа“, Москва, 1986.
- Ђурић, Б.: *Тиристори*, „Техничка книга“, Београд, 1984.
- Fritzsche, W.: *Automatisierte Systeme mit Prozess – und Microprocessrechner*, VEB Verlag Technik, Berlin, 1981.
- Gingrich, H.: *Electrical Machinery. Transformers und Control*, Prentice – Hall, New Jersey, 1979.
- Gruhle, W.: *Elektronisches Messen*, Springer-Verlag, Berlin 1987.
- Хрибшек, М. и др.: *Збирка задатака из електронике*, „Научна книга“, Београд, 1980.
- Јовановић, Д.: *Електроника и телекомуникације*, „Грађевинска книга“, Београд, 1979.
- Калбаков, Б., Мамзелев, И.: *Основы автоматизм и вычислительной техники*, „Связ“, Москва, 1980.
- Kastakin, A., Nemstov, M.: *Electrical Engineering*, Mir Publishers, Moscow, 1986.
- Криштафовић, А., Трифонов, В.: *Основы промышленной электроники*, „Висшая школа“, Москва, 1979.
- Марјановић, С.: *Електроника – дискретна и интегрисана кола*, „Научна книга“, Београд, 1981.
- Marston, M.: *110 Thiristor Projects using SCR-s and TRIACs*, Iliffe Books, London, 1972.
- Millman-Halkias: *Integrated Electronics – Analog and Digital Circuits and Systems*, Mc Graw-Hill, London, 1972.
- Moris, M.: *Industrial Electronics*, Mc Graw-Hill, London, 1970.
- Пантић-Миливојевић: *Линеарна интегрисана кола и њихове примене*, „Техничка книга“, Загреб, 1974.
- Пантић-Пешић: *Примена интегрисаних кола*, „Техничка книга“, Београд, 1977.
- Пендић, М., Пендић, З.: *Електроничке машине са оџегима*, Завод за уџбенике и наставна средства, Београд, 1987.
- Popov, V., Nikolaev, S.: *Basic Electricity and Electronics*, „Mir Publishers“, Moscow, 1979.
- *** *Power Semiconductors for Control, Rectification and Regulation*, „Philips Publication“, Eindhoven, 1986.
- Радојковић, Б.: *Једнофазне локомотиве са силицијумским усмерачима*, „Грађевинска книга“, Београд, 1969.
- Розанов, Ј.: *Основы силовой преобразовательной техники*, „Енергия“, Москва, 1979.
- Schoenfeld, R., Habiger, T.: *Automatisierte Elektroantriebe*, VEB Verlag Technik, Berlin, 1980.
- Siemens: *Leistungshalbleiter, Datenbuch*, 1989.
- Стојановић, И.: *Основы телекоммуникација*, „Грађевинска книга“, Београд, 1988.
- Тешић, С.: *Импулсна електроника*, „Научна книга“, Београд, 1976.

- Тешић, С.: *Дигитална електроника*, „Научна књига“, Београд, 1981.
- Менарт, Ј.: *Индустријска електроника*, Завод за уџбенике и наставна средства, Београд, 1989.
- Тешић, С., Васиљевић: *Основи електронике*, „Научна књига“, Београд, 1990.
- Грундлер, Д.: *Увод у микропроцесоре*, „Техничка књига“, Загреб, 1982.
- Здравковић, С., Топаловић, М., Пресетник, Ф.: *Дигитална електроника*, Завод за уџбенике и наставна средства, Београд, 1992.
- Менарт, И.: *Скрийта из електронике и дигиталне технике*, Виша ПТТ школа, Београд, 1986.
- Јовановић, Д. Т.: *Компоненте дигиталних система*, „Грађевинска књига“, Београд, 1978.
- Хрибшек, М., и др.: *Електроника I. Проблеми и решења*, „Научна књига“, Београд, 1989.
- Bradley, D. A.: *Power Electronics*, Chapman & Hal, London, 1995.
- * * * *Енергетска електроника 9*, Зборник радова, IX симпозијум, Нови Сад, 1997.
- Bose Bimal: *Evolution of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters*, IEEE Trans of Industry Applications, MARCH/APR. 1992.
- Mohan, M., Underland, T., Robbins: *Power Electronics*. John Willey & Sons, 1995.
- Ramshaw, S. R.: *Power Electronics Semiconductor Swiches*, London, 1994.

Др Драгољуб Мартиновић, мр Зоран Пендић, др Жарко Јанда, Јасна Менарт, ЕНЕРГЕТСКА ЕЛЕКТРОНИКА, за III разред електротехничке школе, шесто, прерађено издање, 2007. година • Издавач: ЗАВОД ЗА УЏБЕНИКЕ, Београд, Обилићев венац 5, www.zavod.co.yu • Ликовни уредник: АИДА СПАСИЋ • Лектори: мр БРАНИСЛАВА МАРКОВИЋ, НАТАША КЕЦМАНОВИЋ • Графички уредник: МИЛАН БЈЕЛАНОВИЋ • Коректор: ДУШАНКА ТОРБИЦА • Обим: 13½ штампарских табака • Формат: 17 × 24 cm • Рукопис предат у штампу јуна 2007. године. • Штампане завршено јула 2007. године. • Штампа: „ГРАФИЧАР“, Ужице
