

Енергетска електроника

- Скрипта за студенте 3. семестра основних струковних студија, смер Електроенергетика – обновљиви извори електричне енергије, и студенте 5. семестра основних академских студија, смер Мехатроника -

Садржај

I.	Увод у енергетску електронику.....	3
I.1.	Улога енергетске електронике.....	3
I.2.	Начин рада уређаја енергетске електронике	4
I.3.	Основне поделе претварача енергетске електронике	5
	Подела претварача према виду претварања енергије:.....	5
	Подела претварача према управљивости:.....	6
I.4.	Примери примене претварача енергетске електронике	7
I.5.	Унутрашњост уређаја енергетске електронике	8
II.	Снажне прекидачке полупроводничке компоненте.....	10
II.1.	Основне особине савршеног полупроводничког прекидача.....	10
II.2.	Подела полупроводничких компоненти према управљивости	11
II.3.	Основне особине диоде, тиристора, биполарног транзистора, <i>MOSFET</i> транзистора, <i>IGBT</i> транзистора, <i>GTO</i> и <i>IGCT</i> тиристора	11
	Литература	71
	Прилог	71

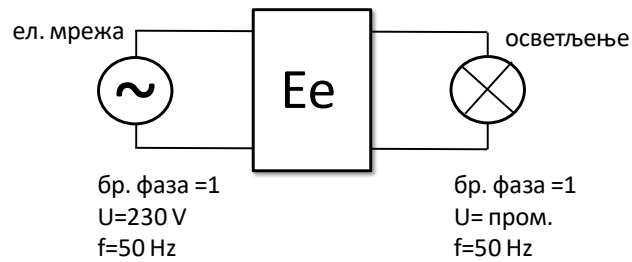
I. Увод у енергетску електронику

I.1. Улога енергетске електронике

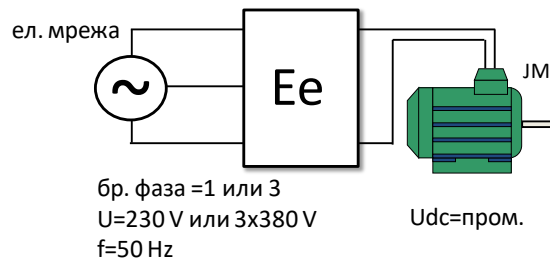
Улога енергетске електронике (Ее): обликовати електричну енергију, тј. претворити електричну енергију једне врсте у електричну енергију друге врсте, уз што мање губитке и уложена средства

Примери претварања електричне енергије:

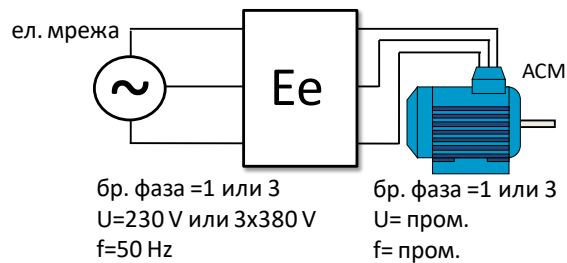
а. променљиво осветљење



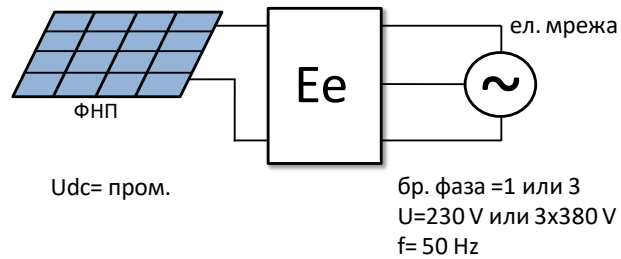
б. погон машине једносмерне струје (ЈМ) променљиве брзине обртања



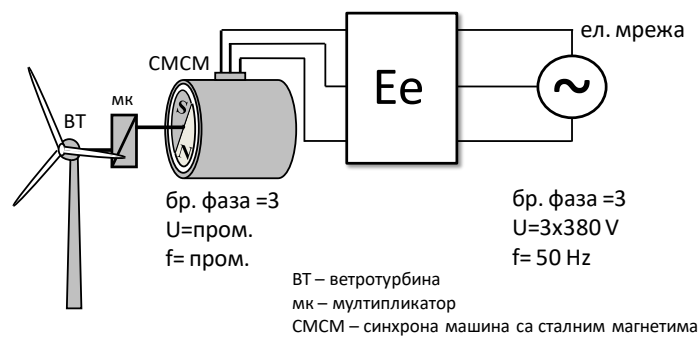
в. погон асинхроне машине (АСМ) променљиве брзине обртања



г. повезивање фотонапонског панела на мрежу

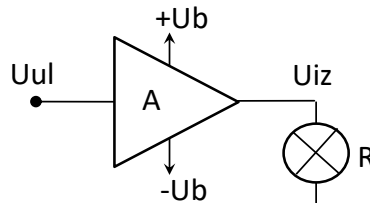


д. повезивање ветрогенератора на мрежу



Пример претварања енергије:

- линеарни појачавач



Задатак 1.1:

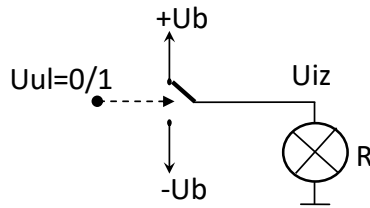
Ако је $U_{iz} = \sqrt{2} \cdot 230 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$, $R=1k\Omega$, $U_b=350V$ израчунати степен корисног дејства при претварању енергије на овај начин.

1.2. Начин рада уређаја енергетске електронике

Основни постулат: прекидачки рад уређаја енергетске електронике

Пример претварања енергије:

- двоположајни прекидач



Задатак 1.2:

- Одредити облик напона U_{ul} , таквог да се на излазу кола добије облик напона U_{iz} који најприближније могуће одговара напону у задатку 1.1.
- Ако се двоположајни прекидач може сматрати савршеним, колики ће бити степен корисног дејства при претварању енергије на овај начин?

Проучавање рада кола енергетске електронике: Коло мења свој облик у зависности од стања прекидачких компоненти у њему (укључено / искључено). При проучавању рада потребно је решити коло применом термије електричних кола за свако стање, по реду како се она мењају. При томе, крајње вредности величина у колу на истеку текућег стања представљају почетне вредности тих величина у наредном стању.

Задатак 1.3:

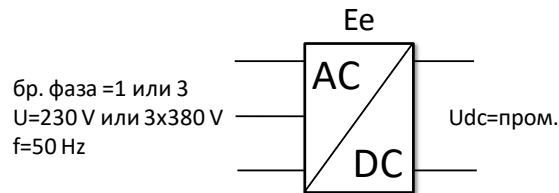
- За коло посматрано у задатку 1.2 нацртати електричне шеме стања у којима се оно може наћи.
- Нацртати облик промене током времена следећих величина: излазног напона, U_{iz} , излазне струје, i_{iz} , и струје кроз извор напајања $+U_b$.

1.3. Основне поделе претвараача енергетске електронике

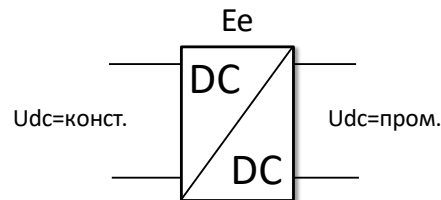
Подела претвараача према виду претварања енергије:

Из претходног разматрања се може закључити да постоји потреба да се различити облици електричне енергије претворе у други облик и то: продразумевајући да облик енергија може бити енергија једносмерне струје или енергија наизменичне струје; у случају енергије наизменичне струје одговарајући прикључак може имати различит број фаза, променљиву ефективну вредност напона односно струје и променљиву учестаност; у случају енергије једносмерне струје потребно је у општем случају да средње вредности напона односно струје буду променљиве и да могу мењати поларитет. Подела је следећа:

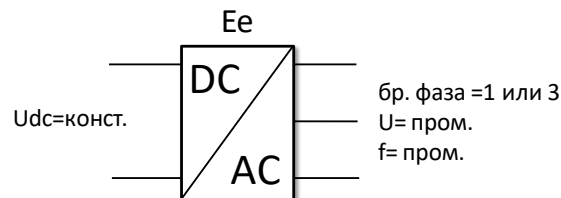
- AC-DC преврачи / исправљачи



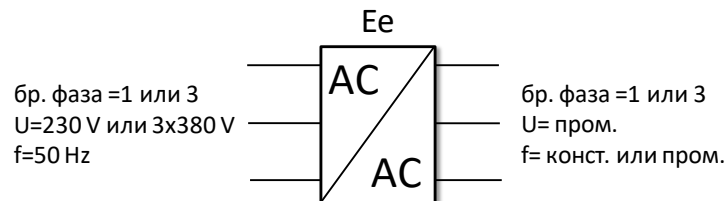
б. DC-DC претварачи / једносмерни претварачи (чопери)



в. DC-AC претварачи / претварачи учестаности (инвертори)



г. AC-AC претварачи / регулатори напона или матрични претварачи



Подела претварача према управљивости:

а. неуправљиви

Ток енергије је могућ само у једном смеру, од улазне приступне стране ка излазној страни. На излазној страни не постоји могућност промене средње или ефективне вредности величина.

б. полуправљиви

И код њих је могућ ток енергије само у једном смеру, али се може управљати средњим или ефективним вредностима величина на излазној страни.

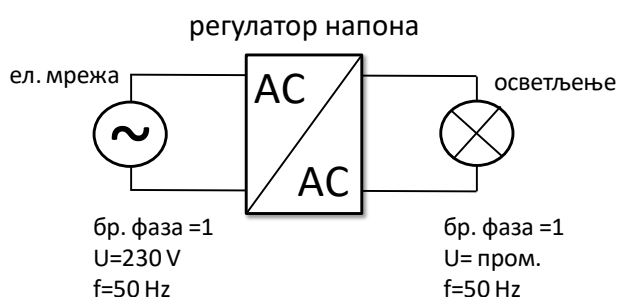
в. пуноуправљиви

Омогућују двосмерни ток енергије и управљање средњим или ефективним вредностима величина на обе приступне стране.

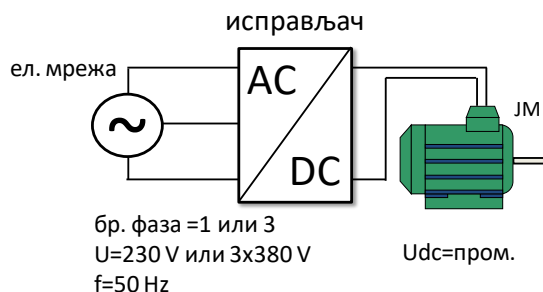
Важна напомена: Ако је могућ двосмерни ток енергије следи да се не може јасно раздвојити улазни приступни крај претварача од излазног. На пример, не може се раздвојити да ли пуноуправљиви претварач у неком склопу има улогу исправљача или претварача учестаности.

I.4. Примери примене претварача енергетске електронике

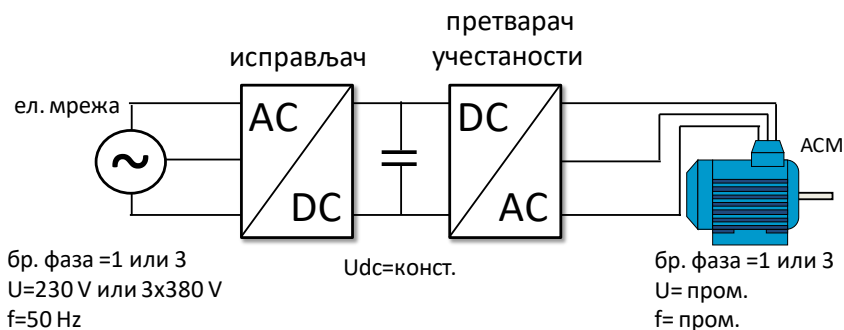
а. променљиво осветљење



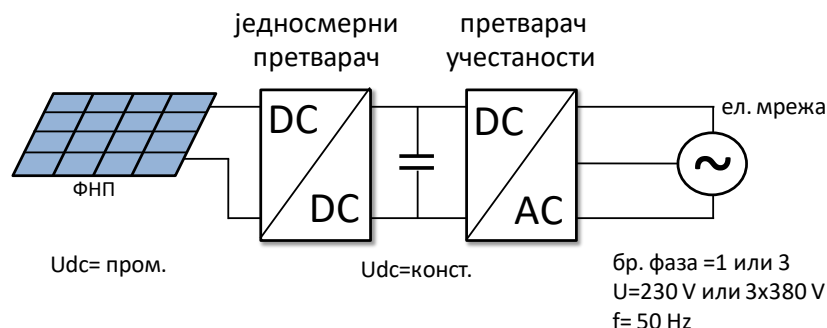
б. погон машине једносмерне струје (ЈМ) променљиве брзине обртања



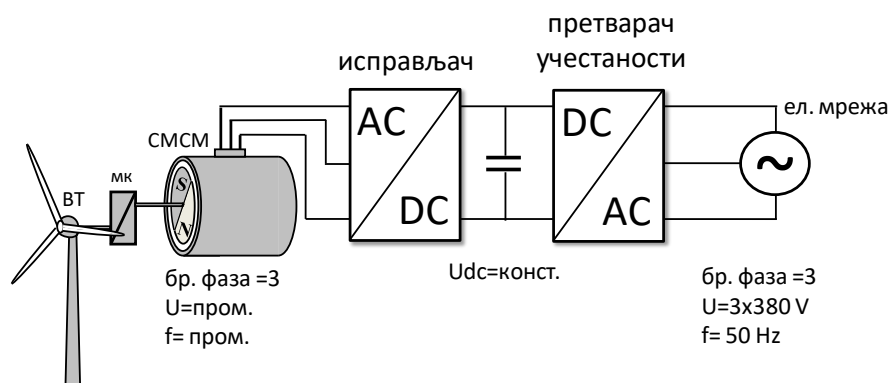
в. погон асинхроне машине (АСМ) променљиве брзине обртања



г. повезивање фотонапонског панела на мрежу



д. повезивање ветрогенератора на мрежу



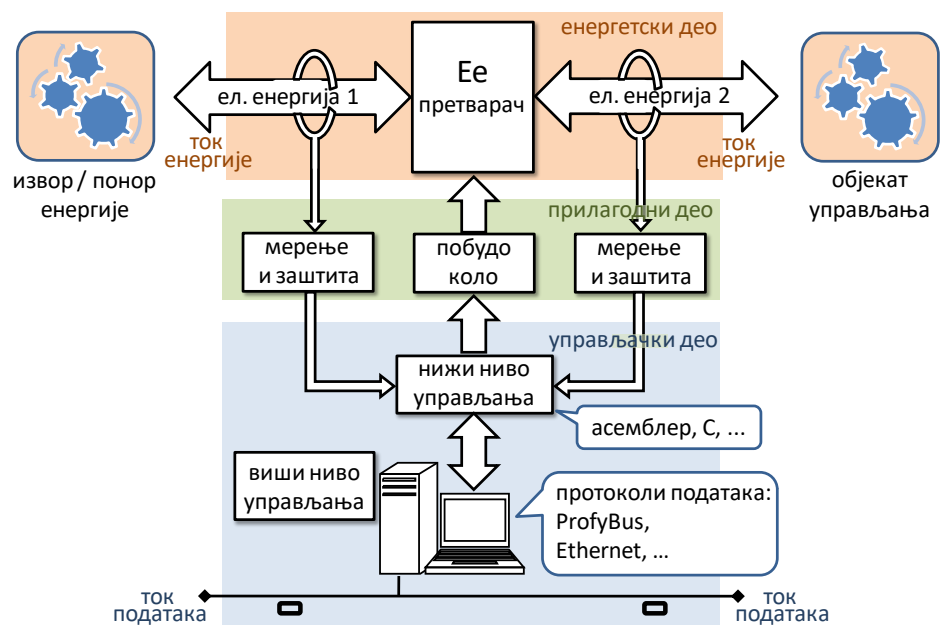
I.5. Унутрашњост уређаја енергетске електронике

У најопштијем облику унутрашњост уређаја енергетске електронике је приказана на слици 1.1. Сам претварач енергетске електронике обликује и управља током енергије на својим приступним крајевима. Ређено речником аутоматског управљања, он представља извршни орган, или медицинским речником, мишиће склопа.

Да рад тог извршног органа на најфинији начин управља током енергије заслужан је управљачки склоп. Нижи ниво управљања, одговарајућом побудом у сваком тренутку, на најсврхисходнији начин поставља радну тачку енергетског дела. Брзина и поузданост је овде кључна реч, стога се нижи ниво управљања заснива на микроконтролерима и програмским језицима ниског нивоа, нпр. асемблеру, С и сл. Као и у сваком поступку управљања, и овде кључну улогу има тачно мерење и брз и поздан подсклоп заштите.

Виши ниво управљања представља „нервни систем“ склопа. Његовим посредством више „мишића“ или цело тело неког производног погона, паметне електричне мреже (енг. *smart grid*) или сл., постаје један складан организам. Протоколи података на овом нивоу (*ProfyBus*, *Ethernet*,

итд.) омогућују размену података између уређаја енергетске електронике у виду мрежа података различитог облика.



Слика 1.1. Унутрашњост уређаја енергетске електронике

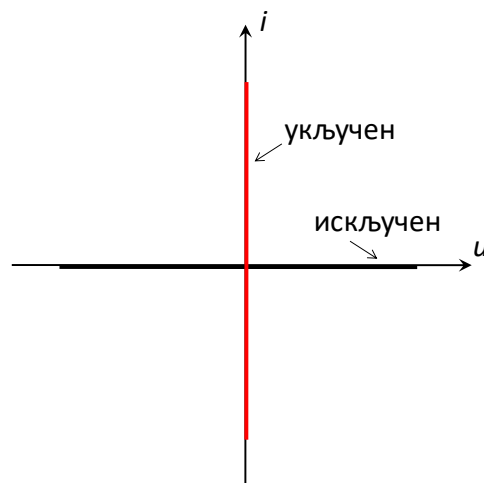
II. Снажне прекидачке полупроводничке компоненте

Прекидачки рад претвараача енергетске електронике омогућују снажне прекидачке полупроводничке компоненте. Све оне у колу теже да oponашају савршени прекидач. Познавајући особине савреног прекидача могу се једноставно сагледати ограничења која одликују појединачне компоненте.

II.1. Основне особине савреног полупроводничког прекидача

Савршен полупроводнички прекидач одликују три основне особине:

- а. у укљученом стању напон на крајевима прекидача износи нула; вредност струје кроз прекидач је одређена остатком кола (део карактеристике на слици 2.1 означен са „укључен“)
- б. у искљученом стању вредност струје кроз прекидач је нула; напон на крајевима прекидача је одређен остатком кола (део карактеристике означен са „искључен“)
- в. промена стања се дешава тренутно



Слика 2.1. Особине савреног прекидача у u - i равни

Поред ових основних особина може се навести низ других врло битних за примену одговарајуће компоненте: савршен полупроводнички прекидач има неограничено велик пробоји напон у искљученом стању, дозвољава ток неограничено велике вредности струје у укљученом стању, захтева улагање нулте енергије од стране побудног кола за одржавање у укљученом стању, искљученом стању и за промену стања, итд.

II.2. Подела полупроводничких компоненти према управљивости

Подела основних полупроводничких компоненти према управљивости је дата у табели 2.1.

Табела 2.1. Подела основних полупроводничких компоненти према управљивости

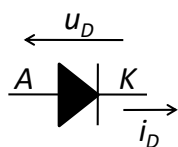
неуправљива	полууправљива	пуноуправљиве
диода	тиристор	транзистори: биполарни, <i>MOSFET</i> , <i>IGBT</i> пуноуправљиви тиристори: <i>GTO</i> , <i>IGCT</i>

То што нека компонента има нижи ниво управљивости не значи да је мање битна од других. Све наведене имају важну, често и незаменљиву улогу у различитим претварачима.

II.3. Основне особине диоде, тиристора, биполарног транзистора, *MOSFET* транзистора, *IGBT* транзистора, *GTO* и *IGCT* тиристора

а. Снажна диода

Ознака:



Крајеви диоде се називају: *A* – анода и *K* – катода.

Изглед:



а) кућиште са навојем



б) сендвич кућиште



в) кућиште у облику модула



г) кућиште за постављање
на штампану плочу

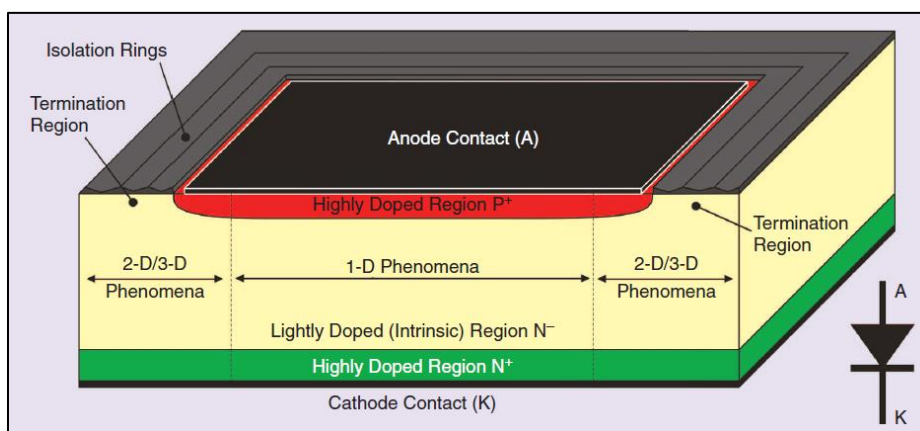


д) кућиште са бочним прикључцима
за лемљење

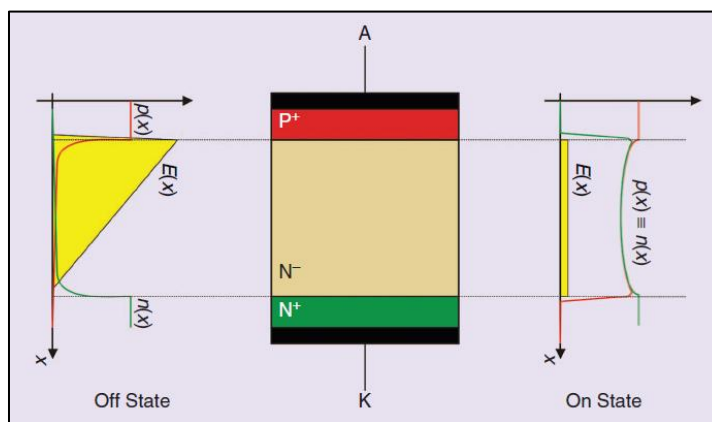
Слика 2.3. Изглед неколико уобичајених кућишта снажних диода

Поставка снажне диоде:

На слици 2.4 је приказана уобичајена поставка снажне диоде. Средишњи део се састоји од три слоја: високо допираног P^+ спој, слабо допираног N^- слоја, који се назива и својствени (*eng. intrinsic*), и високо допираног N^+ слоја. У скалу са поставком ове диоде се зову *PiN* диоде. Дијаграми просторне расподеле концентрација слободних носилаца наелектрисања, $p(x)$ и $n(x)$, и расподеле електричног поља су дати на слици 2.5. У непроводном стању, када је $u_D < 0$, слободни носиоци се повлаче дубље у високо допиране области, а област просторног товара се шири претежно у својственој области. Електрично поље расте линеарно од катоде ка аноди, просторно расподељено дуж својствене области. Просторни интеграл тог поља одговара вредности напона u_D ($u_D < 0$) – диода трпи напон на својим крајевима попут отвореног прекидача. Са друге стране у проводном стању ($u_D > 0$) високо допиране области убацију слободне носиоце у својствену област чинећи да она постане добар проводник. Ова појава се назива модулацијом проводљивости. Електрично поље дуж тела диоде је релативно мале вредности као што би се имало код затвореног прекидача.



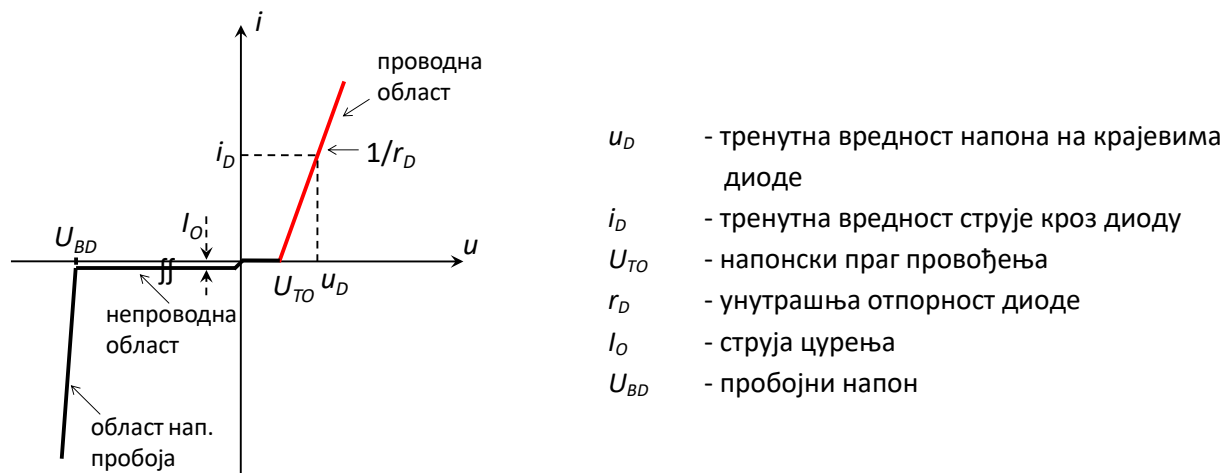
Слика 2.4. Поставка снажне диоде [1]



Слика 2.5. Просторна расподела величина у снажној диоди у проводном стању (*off state*) и непроводном стању (*on state*): концентрације шупљина, $p(x)$, концентарције електрона, $n(x)$, и јачине електричног поља, $E(x)$ [1]

Статичка радна карактеристика диоде у u - i равни:

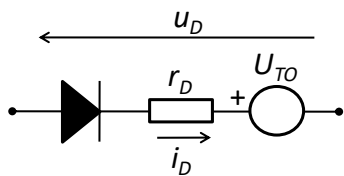
Карактеристика диоде приказана на слици 2.6 представља статичку карактеристику диоде. Стога параметри U_{TO} и r_D описују њену несавршеност у стању провођења, а параметар I_O несавршеност у непроводном стању.



Слика 2.6. Карактеристика диоде у u - i равни

У стању провођења диода се може представити и математичком зависношћу (2.1) или заменским колом са слике 2.7.

$$u_D = U_{TO} + r_D \cdot i_D \quad (2.1)$$



Слика 2.7. Представа диоде у стању провођења

У складу са датом катактеристиком могу се извући услови за укључење, односно искључење диоде:

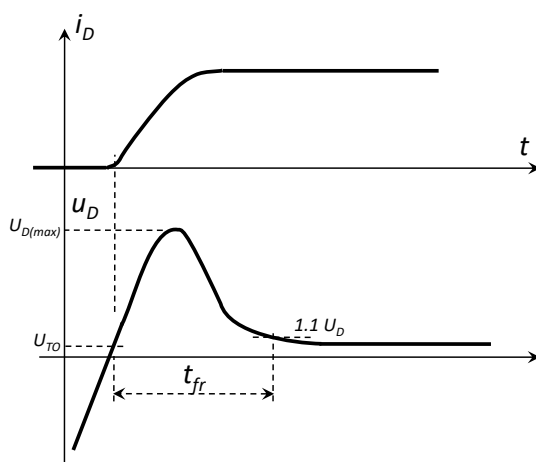
- укључење: $u_D > U_{TO}$,
- искључење: $i_D < 0$.

Задатак 2.1:

Полазећи од карактеристике диоде дате на слици 2.6 нацртати статичку карактеристику диоде у u - i равни замишљајући да је она савршена.

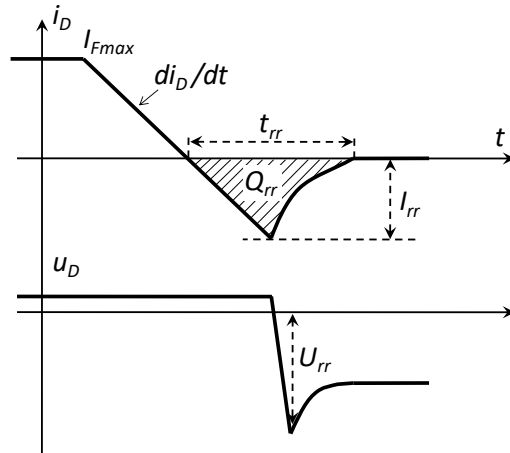
Прекидачка карактеристика диоде [2]:

Код брзих прекидачких диода је значајно познавати њихове прекидачке карактеристике. Оне се представљају у виду временских одзива напона и струје диоде током прелазног периода. На сликама 2.8 и 2.9 су приказани одзиви током укључења и искључења, по реду. На самом почетку провођења, напон диоде расте до вршне вредности $U_{D(max)}$ која може достићи и неколико стотина Волти. Тек када својствена област постане преплављена слободним носиоцима, напон провођења опада на вредност која одговара устаљеном стању. Време укључења, t_{fr} , је реда величине 100 ns, а биће веће при бржем успостављању струје, тј. већем di_D/dt .



Слика 2.8. Прелазни процес током укључења диоде

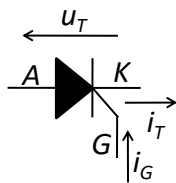
Током искључења (слика 2.9), опадање струје диоде i_D се не зауставља на нултој вредности већ наставља да расте у негативну страну до вредности I_{rr} , тзв. струје опоравка (*eng. reverse recovery current*). Њено постојање је везано за појаву везивања слободних носилаца, а затим и успостављање просторног товара који трпи негативан напон на прикључцима. Вредност I_{rr} сразмерно зависи од претходно затечене вредности струје провођења, I_{Fmax} , брзине опадања струје, di_D/dt , и температуре, а може порастати чак до нивоа који одговара негативној вредности I_{Fmax} . Пошто се придодаје струји кроз остале полупроводничке компоненте у колу, она за њих представља значајно додатно оптерећење и мора се узети у обзир приликом њиховог избора. Често је погодно у овим прорачунима користити податак о укупну количину протеклог наелектрисања, Q_{rr} , током времена опоравка, t_{rr} . Диоде са релативно ниским вредностима t_{rr} , I_{rr} и Q_{rr} се називају брзе диоде.



Слика 2.9. Прелазни процес током искључења диоде

6. Тиристор

Ознака:



Поред аноде, A , и катоде, K , тиристор садржи и управљачки крај: G – гејт.

Изглед:



а) кућиште са навојем



б) сендвич кућиште са изгледом Si плочице

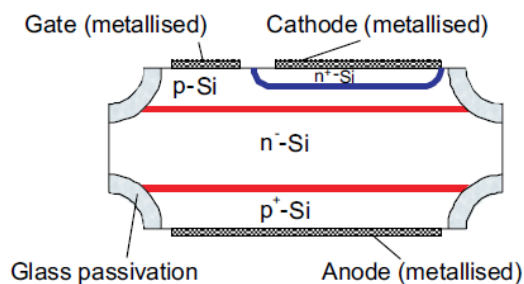


в) кућиште у облику модула

Слика 2.10. Изглед неколико уобичајених кућишта снажних тиристора

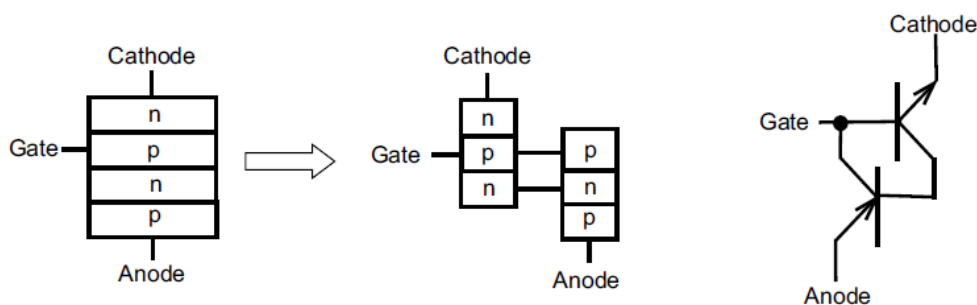
Поставка тиристора:

Тиристор се састоји од четири полупроводничка слоја (слика 2.11).



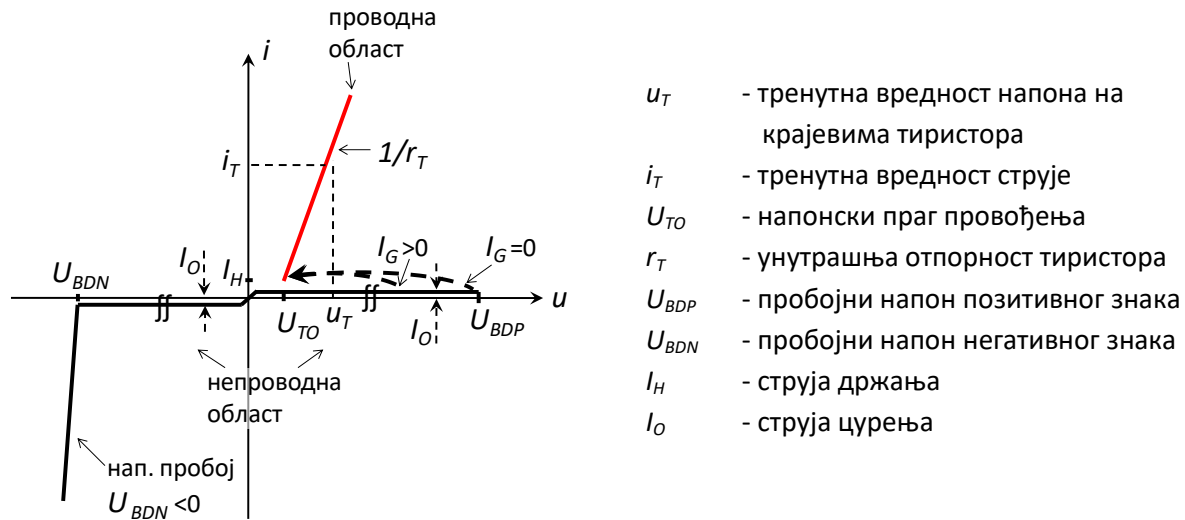
Слика 2.11. Поставка тиристора [2]

У сврху разумевања рада, поставка тиристора се може разложити у два биполарна транзистора, *NPN* и *PNP*, као што је приказано на слици 2.12. Тиристор је позитивно поларисан када је $u_T > 0$. За укључење тиристора је потребно довести струју гејта, i_G , која се затвара ка катоди. Она у датој представи одговара струји базе *NPN* транзистора. Под утицајем напона u_T ова струја ће бити појачана струјним појачањем *NPN* транзистора, а добијена струја колектора истовремено чини струју базе *PNP* транзистора. Појачана појачањем *PNP* транзистора добијена је струја која се сабира са почетном струјом i_G и тако редом. Примећује се да тиристор унутар себе крије механизам позитивне повратне спреге за побудну струју i_G . Према томе, довољан је краткотрајан импулс струје i_G да би се тиристор довео у проводно стање – амплитуда и трајање тог импулса треба да осигурају да се успостави ток главне струје i_T већи од вредности струје држања, I_H (видети слику 2.13). Када је тиристор обрнуто поларисан, $u_T < 0$, тиристор не може бити окинут иструјом i_G . Као што се има у поставци диоде, средишњи *N* слој је задужен да трпи спољашњи напон у стању непровођења.



Слика 2.12. Престава тиристора у виду два спрегнута транзистора, *NPN* и *PNP* [2]

Статичка радна карактеристика у u - i равни:



Слика 2.13. Карактеристика тиристора у u - i равни

Тиристор прелази у проводно стање на управљив начин када се успостави краткотрајни позитиван струјни ток између гејта и каторе, $i_G > I_{Gmin}$, уз истовремено постојање позитивног напона на крајевима тиристора, u_T . (I_{Gmin} је најмања потребна вредност струје i_G у трајању које ће довести до сигурног укључења тиристора). Понашање тиристора у проводној области одговара понашању диоде и може се описати изразом попут (2.1) или заменским колом са слике 2.5. Тиристор прелази у неководно стање када струја i_T опадне испод нивоа струје држања I_H . Пошто је укључење овог полупроводничког прекидача управљиво, а искључење није, он спада у полууправљиве компоненте.

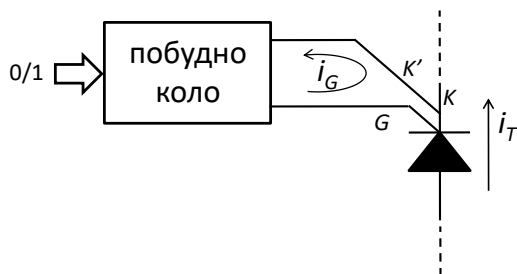
Тиристор ће прећи у проводно стање и када u_T премаши вредност пробојног напона U_{BDP} иако није стигла наредба са стране гејта, $i_G = 0$. Ово је увек нежељени вид укључења, а тиристор је потребно одабрати тако да његов U_{BDP} буде довољно већи од највећег очекиваног напона у колу. Исто важи и за пробојни негативни напон U_{BDN} .

У складу са датом катактеристиком могу се извући услови за укључење, односно искључење тиристора:

- укључење: $u_T > U_{TO} + i_G > I_{Gmin}$
- искључење: $i_T < I_H$.

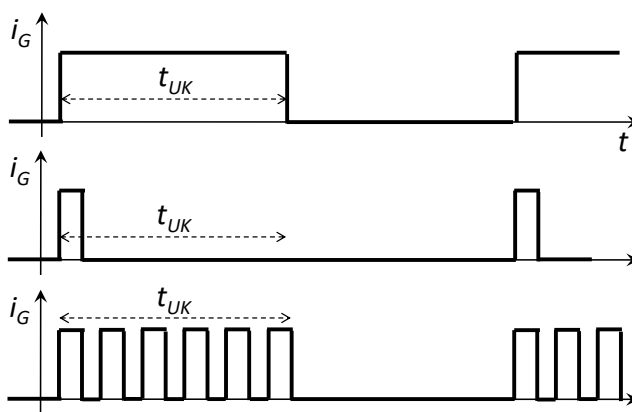
Побудно коло тиристора:

Начин повезивања побудног кола тиристора је приказан сликом 2.14. Са K' је означен сигнални прикључак катоде који се код тиристора великих снага често изводи као посебан прикључак на самом кућишту (слика 12.10.а и 12.10.в). Пример поставке побудног кола је дат на крају одељка о тиристорима (слика 2.16).



Слика 2.14. Повезивање побудног кола тиристора

На слици 2.15 су приказани могући облици струје i_G . Тиристор може бити побуђен константно током периода провођења (горњи график), импулсом на почетку периода (средњи график) или чешљем импулса (доњи график). Избор зависи од могућих услова рада у главном колу, пре свега од облика струје i_T (погледати поглавља III.1 и IV.1 – континуалан и дисконтинуалан рад исправљача) и од одабране поставке управљачког кола.



Слика 2.15. Облици струје i_G

Задатак 2.2:

Попут задатка 2.1, нацртати статичку карактеристику савршеног тиристора у $u-i$ равни полазећи од карактеристике дате на слици 2.13.

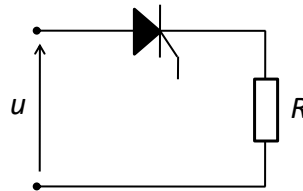
Задатак 2.3:

У колу полуталасног претварача прорачунати губитке снаге на тиристор.

Подаци о колу: $u = \sqrt{2} \cdot U \cdot \sin(\omega t)$, $U = 220 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$, $R = 1 \Omega$.

Подаци о тиристору SKT250: $U_{T(TO)} = 1,35 \text{ V}$, $r_T = 0,7 \text{ m}\Omega$.

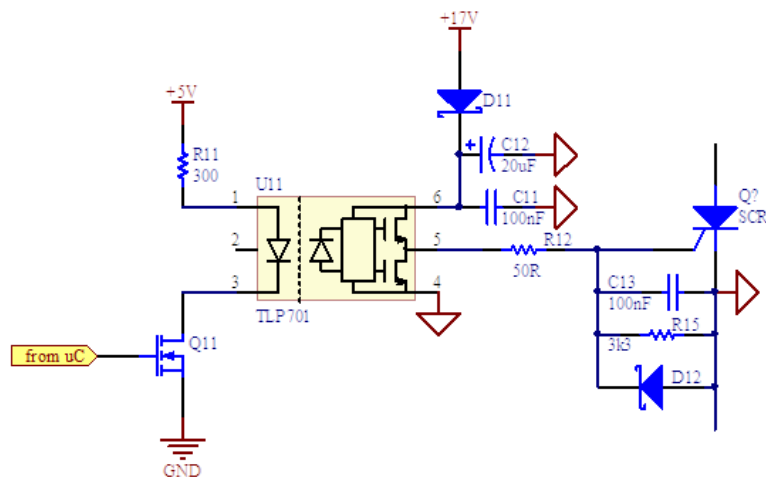
Коло полуталасног претварача:



Прекидачка карактеристика тиристора:

Тиристор се махом користе у колима непосредно повезаним на електричну мрежу где је мрежа та која одређује учестаност прекидања полупроводничких прекидача. У таквим условима прелазне појаве при њиховом укључењу и искључењу имају занемарљив утицај. Ипак, постоје одређена кола заснована на тиристорима која раде на већим учестаностима прекидања. Тада је пажњу протребно посветити пре свега процесу искључења током којег се тиристор понаша попут снажне диоде (слика 2.9).

Пример поставке побудног кола тиристора:



Слика 2.16. Пример побудног кола тиристора

в. Снажни транзистори

Изглед:



а) кућиште у облику модула



б) кућиште за постављање на штампану плочу

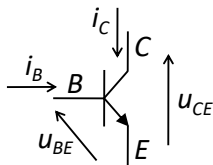
Слика 2.17. Изглед кућишта снажних тиристора

У групу транзистора спадају три основне снажне полупроводничке компоненте: биполарни транзистор, *MOSFET* и *IGBT*. У наставку ће бити описана засебно свака од њих, с тим да ће већа пажња бити посвећена *MOSFET* и *IGBT* транзисторима пошто је биполарни потиснут из употреба.

в.1. Биполарни транзистор

Биполарни транзистор је био прва пуноуправљива прекидачка компонента и дуго времена коришћена у колима енергетске електронике. Међутим, због битних недостатака, које ни дугогодишњи развој није могао да превазиђе, они су данас готово потпуно потиснути од стране *IGBT* транзистора. О овим недостацима нешто касније.

Ознака *NPN* транзистора:



Прекидачки крајеви биполарног транзистора су колектор, *C* (енг. *collector*), и емитер, *E* (енг. *emitor*), док је управљачки крај база, *B* (енг. *base*). Дата ознака се односи на *NPN* врсту транзистора, где се колектор и емитер израђују као *N* слој, а база као *P* слој у споју. Постоји и *PNP* врста транзистора, али се снажни прекидачи мног ређе израђују у тој изведби.

Начин рада:

Све три врсте транзистора, биполарни, *MOSFET* и *IGBT*, захтевају позитивну вредност напона између прекидачких крајева; код биполарног $u_{CE} > 0$ ¹. Стањем биполарног транзистора се управља преко базе и то струјним током између базе и емитера, i_B . Да би се између прекидачких крајева имало проводно стање потребно је пропусним поларисањем споја база емитер, $u_{BE} > 0$, постићи позитиван ток струје i_B . Све време провођења се i_B мора држати на потребном нивоу. Када се прекине ток i_B биполарни транзистор прелази у непроводно стање.

¹ Већ при врло ниским негативним вредностима u_{CE} транзистор ће прећи у проводно стање. У таквим условима ће доћи до његовог прегоревана. Стога се паралелно са транзистором израђује и заштитна диода везана анодом за емитер, катодом за колектор. Она на себе преузима провођење при појави негативног u_{CE} чиме штити транзистор.

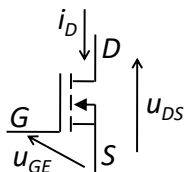
Струјно управљање је један од битних недостатака биполарног транзистора, пре свега гледано из угла побудног кола; оно подразумева да снага побудног кола мора бити значајна. Најбитинији недостатак је међутим појава секундарног прибоја. Због изразитог негативног температурног коефицијента зависности напона u_{CE} у стању провођења (тзв. напона засићења) биполарни транзистор је склон појави „термичког бежања“. Почетну искру за ову појаву представљају нагли скокови у тренутној снази губитака током промене стања прекидача (погледати задатак 2.5).

Међутим, биполарни транзистор има једну повољну особину: упоредиво мали пад напона u_{CE} у стању провођења, самим тиме и мале губитке током провођења.

в.2. MOSFET

На малим снагама *MOSFET* је најраспрострањенија полупроводничка компонента у електроници уопште. Он је основна јединица дигиталних кола (логичких кола, процесора и сл.). Ово је захваљујући великој брзини прекидања и малим размерама. Такође, као полупроводнички прекидач велике снаге, *MOSFET* представља пуноуправљиву компоненту са највећом брзином прекидања, чад изнад 100 kHz. Међутим, производи се за рад на упоредиво мањим напонима (до 700 V) и мањим струјама (неколико десетина ампера).

Ознака *MOSFET* транзистора:

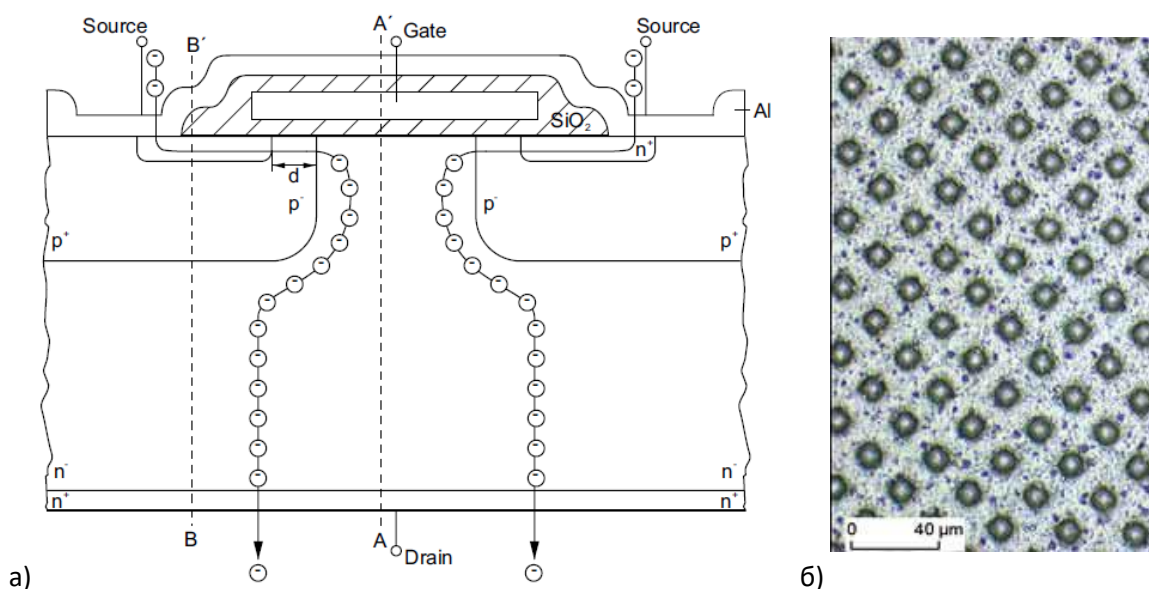


Прекидачки крајеви *MOSFET* транзистора су дрејн, *D* (енг. *drain*) и сорс, *S* (енг. *source*), док је управљачки крај гејт, *G* (енг. *gate*).

Поставка *MOSFET*:

Скраћеница *MOSFET* потиче од енг. *Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*, а осликава његов унутрашњи пресек. Слика 2.18.а приказује основну поставку једне ћелије; *MOSFET* велике снаге се израђује као мрежа ћелија повезаних паралелно, где број ћелија иде до неколико стотина хиљада по mm^2 (нпр. 250000/ mm^2 за *MOSFET* пробојног напона од 50V, слика 2.18.б). Гејт је изолован од остатка полупроводничке структуре слојем оксида, SiO_2 , сорс и дрејн се израђују као N^+ области, између њих се налазе *P* слој и својствена област *N'*. При нултом напону u_{GS} транзистор не проводи, а својствена област преузима на себе област просторног товара, односно електрично поље проузровано напоном u_{DS} . Позитиван напона на u_{GS} ће у *P* слоју испод њега привући слободне електроне и створити проводни канал за ток електрона између сорса, својствене

области и дрејна, као што је приказано сликом 2.18.а. Значи, као што само име каже, управљање радом ове компоненте се заснива на електростатичком деловању поља посредством напона u_{GS} .



Слика 2.18. а) Основна поставка елементарне *MOSFET* ћелије и ток већинских носилаца (електрона) у стању провођења. б) Мрежа ћелија

Да би се осигурало проводно стање транзистора, без обзира на тренутну вредност напона на његовим крајевима непосредно пре укључења и вредност струје кроз њега током рада, u_{GS} мора бити у опсегу од 12 V до 15 V. Непроводно стање се остварује нултим напоном или негативним напоном до -15 V.

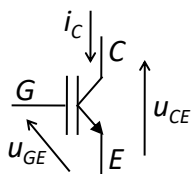
За разлику од биполарног транзистора, *MOSFET* има негативан температурни коефицијент зависности напона u_{GS} и струје кроз прекидачке крајеве, i_D . Ова особина омогућује једноставно паралелно повезивање више компоненти у сврху постизања већих струјних могућности.

Један од битних недостатака *MOSFET* транзистора је знатно већа отпорност у стању провођења у односу на биполарни транзистор.

в.3. *IGBT*

IGBT транзистор је незамењива прекидачка компонента на средњим снагама. Израђују се за рад на напонима до 10 kV (додуше у примени се за сада могу наћу углавном до 6,6 kV) и струјама до приближно 100 A. Одликује их брзина прекидања средње величине од неколико десетина kHz.

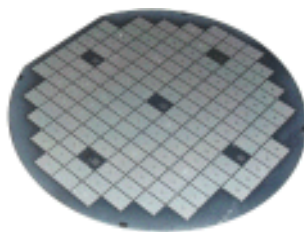
Ознака *IGBT* транзистора:



Прекидачки крајеви *IGBT* транзистора су колектор, *C* (енг. *colector*) и емитер, *E* (енг. *emitor*), док је управљачки крај гејт, *G* (енг. *gate*).

Начин рада:

Већ по ознаци компоненте и називу приступних крајева може се исправно закључити да *IGBT* у свом склопу крије својеврсан спој биполарног и *MOSFET* транзистора: са улазне, управљачке стране он се понаша као *MOSFET*, док се гледано са стране прекидачких крајева понаша попут биполарног транзистора. Ово говоре и речи које се крију у скраћеници по којој је назван: *Isolated Gate Bipolar Transistor* (биполарни транзистор са изолованим гејтом). Према томе, овом компонентом се управља напонски; за довођење у проводно стање потребно напон између гејта и емитера, u_{GE} , поставити у опсег од 12 V до 15 V, док се за довођење у непроводно стање u_{GE} поставља на нулти ниво или на негативан ниво до -15 V. На слици 2.11 је приказан изглед силицијумске плочице на којој је израђено више *IGBT* транзистора. Сваки појединачно, квадратног облика, се издваја исецањем.



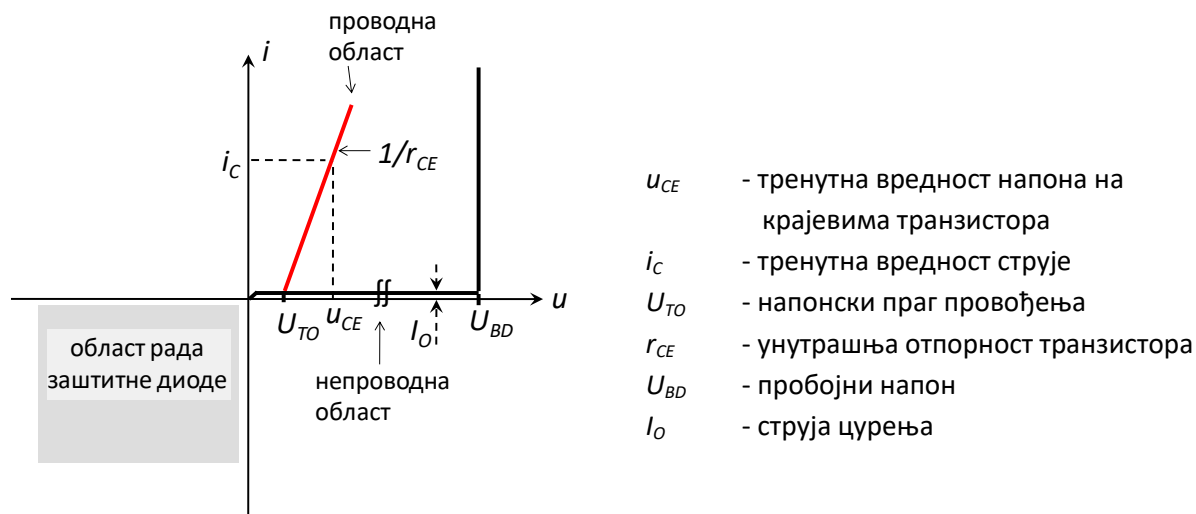
Слика 2.11. Силицијумска плочица на којој је израђено више *IGBT* транзистора

Особина *IGBT* транзистора да се између својих прекидачких крајева понаша попут биполарног транзистора доприноси малом паду напона током времена његовог провођења. Исто тако, она повлачи за собом и лошу особину – позитиван температурни коефицијент зависности напона u_{GS} и струје кроз прекидачке крајеве, i_C . Ипак, секундарни пробој овде не представља честу појаву. Али, више *IGBT* транзистора није могуће повезати паралелно на једноставан начин, тј. без додавања додатних пасивних елемената, у сврху постизања већих струјних могућности.

Статичка радна карактеристика транзистора у u - i равни:

Када се узме претходно речено о особинама транзистора у стању провођења и стању непровођења, радна карактеристика се може приказати у облику датом на слици 2.12. На самој слици индекси напона, струје и унутрашње отпорности носе ознаке које се односе на биполарни

транзистор или *IGBT*, али истоветан облик карактеристике применљив је и код *MOSFET* транзистора.



Слика 2.12. Карактеристика транзистора у u - i равни

Прекидачка карактеристика транзистора:

Понашање транзистора при преласку између неководног и проводног стања најсврхисходније је посматрати у оквиру електричних кола особених за транзисторе. У наредна два задатка је потанко посматран рад таквих кола. Као полупроводничка прекидачка компонента је узет *IGBT* транзистор, међутим, истородни одзиви би се добили и применом биполарног и *MOSFET* транзистора.

Задатак 2.4:

У колу отпорно оптерећеног *IGBT* транзистора (*SKM50GB123D*, произвођач *Semikron*):

а) нацртати кретање радне тачке

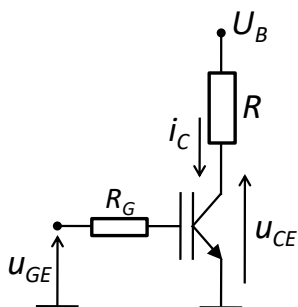
б) прорачунати губитке снаге у транзистору.

Подаци о колу: напон напајања $U_B=200\text{ V}$, отпор потрошача $R=5\ \Omega$.

Управљање транзистором: учестаност прекидања $f=5\text{ kHz}$, фактор испуне $a=0,5$.

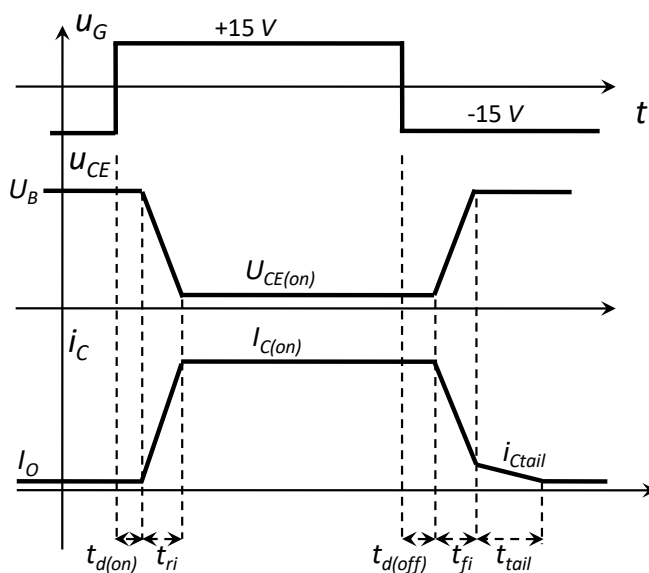
Подаци о *IGBT* транзистору: $U_{TO}=1,5\text{ V}$, $r_{CE}=0,02\ \Omega$, $I_O=1\text{ mA}$, остале податке је потребно прочитати из упутства произвођача за дату компоненту за отпор у колу гејта $R_G=24\ \Omega$.

Коло:



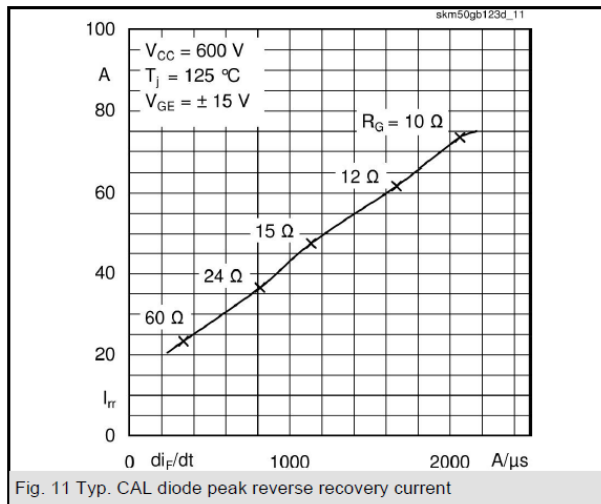
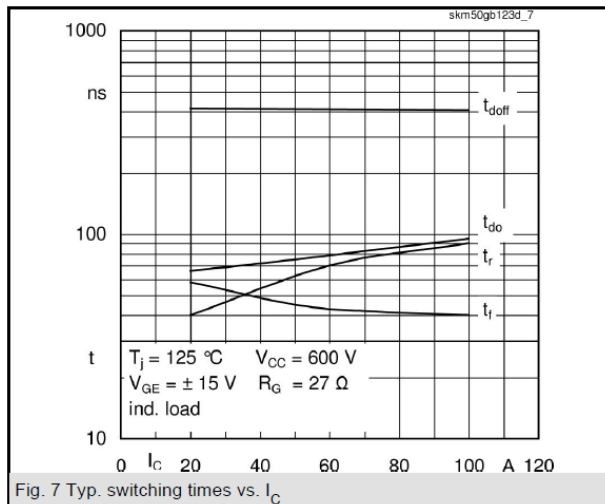
2.13. Коло отпорно оптерећеног *IGBT* транзистора

Као полазна тачка у поступку прорачуна губитака на слици дати су временски одзиви напона u_{CE} и струје i_C за отпорно оптерећен *IGBT*.



Слика 2.14. Одзиви напона и струје на прекидачким крајевима отпорно оптерећеног *IGBT* транзистора

Подаци о прекидачком понашању *IGBT* транзистора од стране произвођача:



Задатак 2.5:

IGBT транзистор из претходног задатка је оптерећен отпорно – индуктивним оптерећењем.

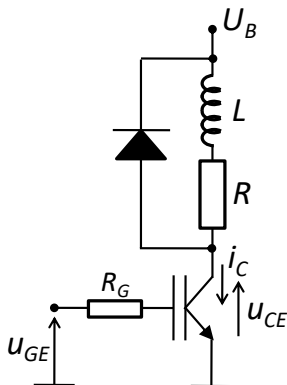
а) Нацртати кретање радне тачке.

б) Прорачунати губитке снаге у транзистору.

Подаци о колу: напон напајања $U_B=300\text{ V}$, временска константа потрошача $\tau=5\text{ ms}$, отпор потрошача $R=5\text{ }\Omega$.

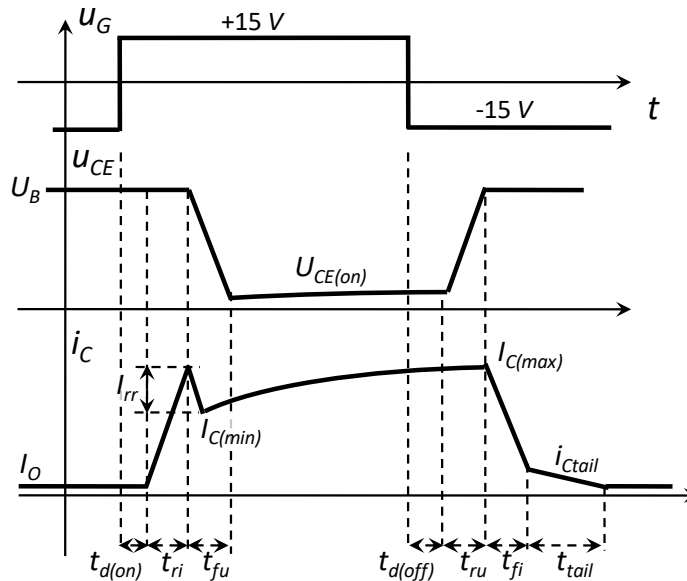
Управљање транзистором: учестаност прекидања $f=5\text{ kHz}$, фактор испуне $a=0,5$.

Коло:



Слика 2.15. Коло индуктивно оптерећеног *IGBT* транзистора

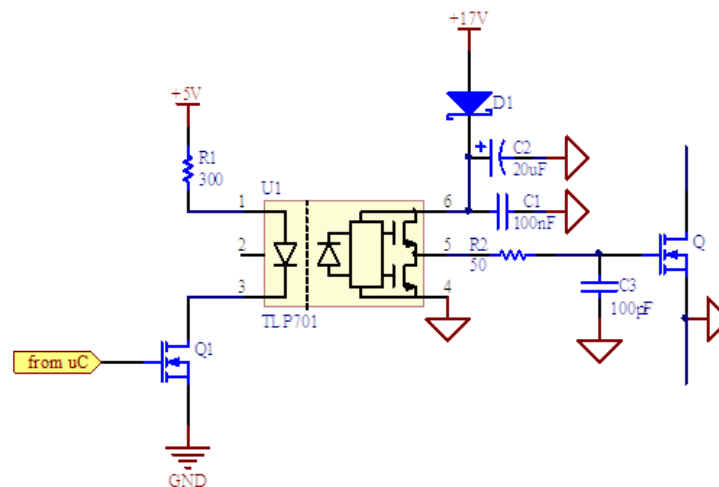
Као полазна тачка у поступку прорачуна губитака на слици дати су временски одзиви напона u_{CE} и струје i_C за отпорно оптерећен *IGBT*.



Слика 2.16. Одзиви напона и струје на прекидачким крајевима индуктивно оптерећеног IGBT транзистора

Поред већ посматраних величина које одликују прелазне појаве у транзистору, треба указати и на струју репа, i_{Ctail} , која се јавља при преласку у искључено стање. Наиме, тек по истеку периода постојања те струје, t_{tail} , може се рећи да је транзистор прешао у непроводно стање. Са једне стране, ово време ограничава највећу могућу учестаност прекидања. Са друге стране, код претварача са више пуноуправљивих компоненти, ово време одређује усклађеност рада њихових побудних кола. На пример, ако у споју два транзистора није дозвољено да оба истовремено проводе потребно је пре укључења једног од њих сачекати да други потпуно пређе у искључено стање; ова временска задршка се назива мртво време (енг. *dead time*).

Побуда транзистора:

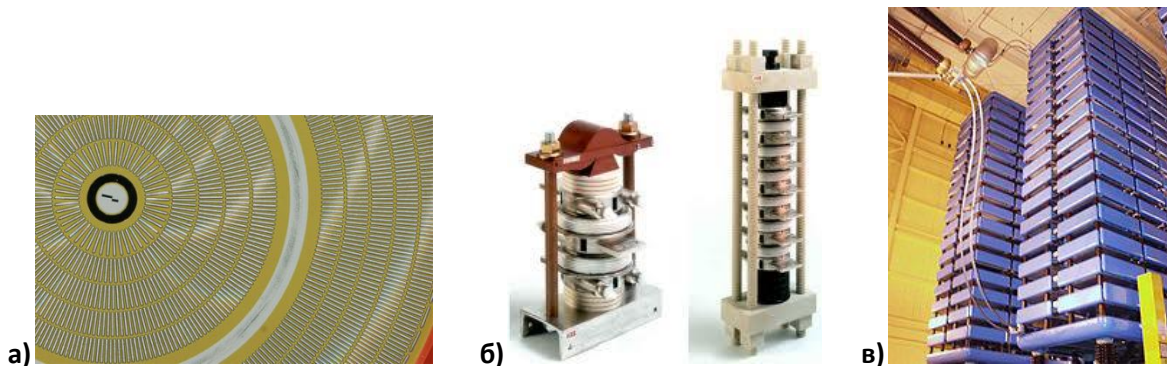


Слика 2.17. Пример побудног кола транзистора

г. Пуноуправљиви тиристори

Пуноуправљиви тиристори, као и остале пуноуправљиве компоненте, имају могућност да буду доведени у проводно и непроводно стање на управљин начин независно од вредности величина у колу. Прекид провођења се остварује успостављањем краткотрајног негативног тока струје између гејта и катодe. У ову групу компоненти спадају *GTO* и *IGCT* тиристор. Оне имају доста тога заједничког, ипак, брзи развој технологије их је учинио засебним компонентама. Обе су способне су да раде на напону од 10 kV и прекидају струју од 1 kA.

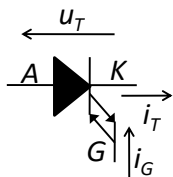
На слици 2.18.а) је приказан изглед силицијумске плочице на којој је израђен један *IGCT* тиристор.



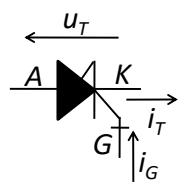
Слика 2.18. а) Силицијумска плочица која чини *IGCT* тиристор; б) Повезивање више компоненти у сендвич кућишту у коло; в) Грана претварача (енг. *valve*) на HVDC мрежи сачињена од низа тиристора

г.1. *GTO* тиристор

Ознака *GTO* тиристора:



г.1. *IGCT* тиристор

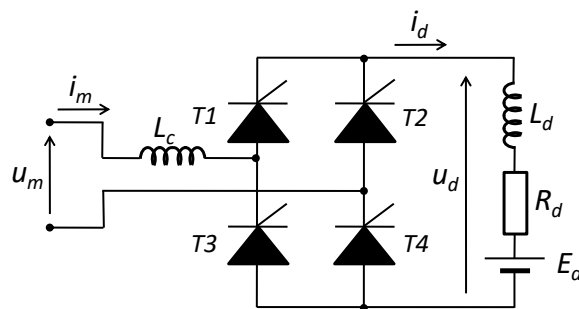


III. Једнофазни исправљачи

У уводном делу овог приручника је речено да су исправљачи претварачи енергије наизменичне струје у енергију једносмерне струје, или *AC/DC* претварачи. У овом поглављу ће бити описане најшире примењиване поставке једнофазних исправљача: једнофазни пуноуправљиви тиристорски исправљач и једнофазни диодни исправљач.

а. Једнофазни пуноуправљиви тиристорски исправљач са индуктивним оптерећењем

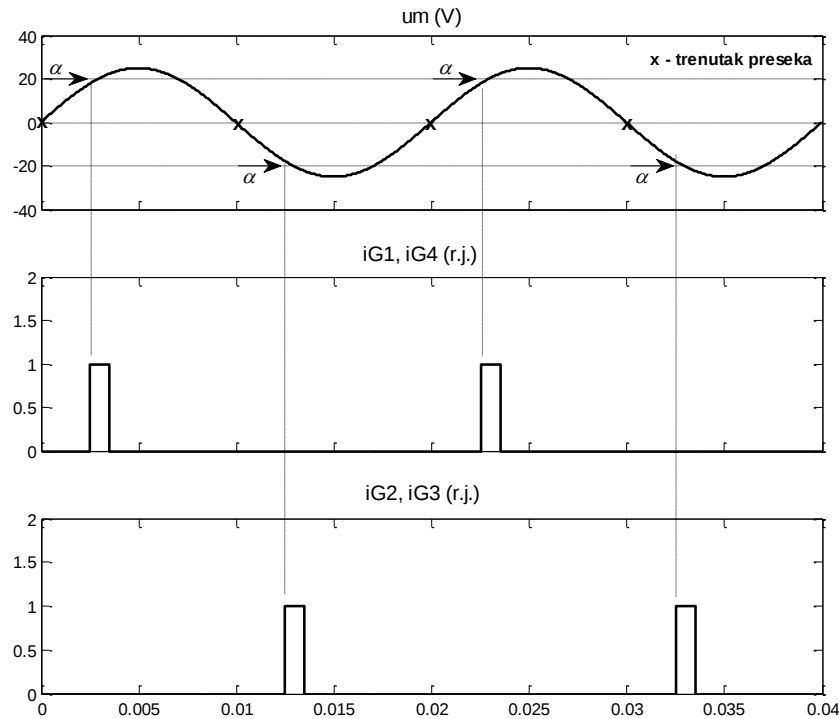
Коло једнофазног тиристорског исправљача је приказано на слици 3.1. Потрошач је представљен *RLE* колом с обзиром да овај склоп налази примену претежно у погонима машина једносмерне струје, где се поставља у коло ротора и/или коло статора, и у погонима синхроних машина за напајање побудног намотаја. С обзиром на присуство индуктивности у колу потрошача каже се да је овај исправљач оптерећен индуктивним оптерећењем.



Слика 3.1. Коло једнофазног пуноуправљивог тиристорског исправљача

Да одмах на почетку нагласимо да се у наслову овог одељка није поткрала грешка, иако су тиристори полууправљиве компоненте они, у мостној вези, чине пуноуправљиви исправљач. Како?

Управљање радом кола се остварује одговарајућом побудом тиристора, $T1 - T4$. Оно мора бити усаглашено са напонем мреже, u_m (попут управљања тиристором у задатку 2.3). Посматрањем кола се види да ће тиристори $T1$ и $T4$ бити пропусно поларисани током позитивне полупериоде напона мреже, док ће $T2$ и $T3$ бити пропусно поларисани током негативне полупериоде. Према томе, као што је приказано на слици 3.2, побудне импулсе слате ка гејтовима тиристора је потребно временски усагласити спрам пролазака мрежног напона кроз нулте вредности, тзв. тренутке пресека. Својство управљивости радом кола се добија задавањем угла укључења тристора, α , односно временским кашњењем импулса у односу на тренутке пресека.



Слика 3.2. Временска усаглашеност гејт сигнала, $i_{G1} - i_{G4}$, спрам напона мреже, u_m , за угао укључења $\alpha = \pi/4 \text{ rad}$ (или $\alpha = 2,5 \text{ ms}$)

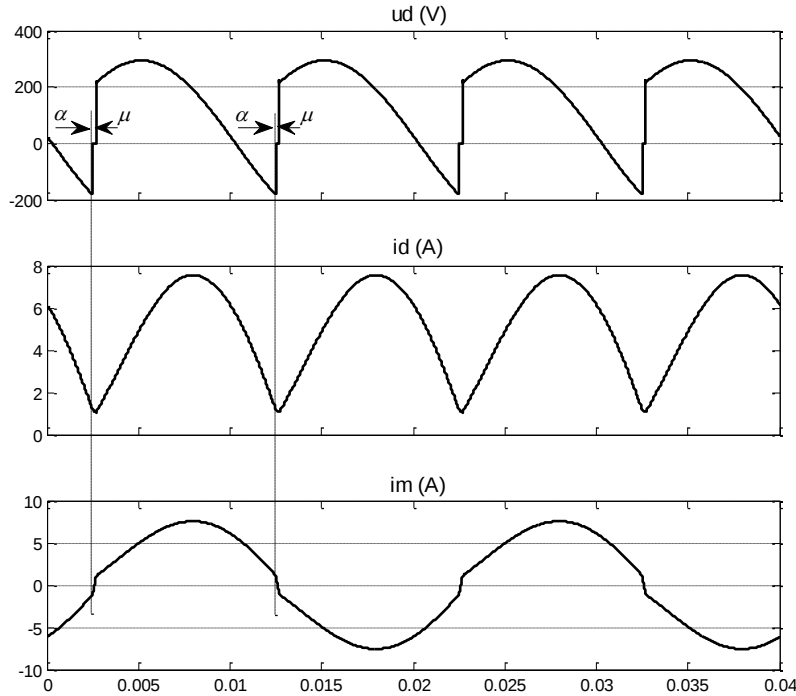
Улога мреже у оваквој мостној поставци кола је још значајнија: поред тога што припрема одговарајуће тиристоре за провођење, тиме што их пропусно поларише, она им даје и моћ да у тренутку када проведу искључе свог парљака у колу. Тако се заправо добија учинак који одговара пуноуправљивим компонентама – укључење једне компоненте проузрокује гашење друге. Ова појава се назива комутација. Ето одговора на првобитно питање.

Индуктивност на мрежном прикључку исправљача, L_c , се назива комутациона индуктивност. Она се често додаје у коло као засебна компонента или представља редну индуктивност трансформатора преко кога је исправљач повезан на мрежу. Само њено име упућује на закључак да своју основну улогу испољава управо током периода комутација. Више појединости о тој улози ће бити дато на крају овог одељка.

Континуални рад кола:

На слици 3.3 је приказан временски одзив величина у колу једнофазног тиристорског исправљача који је побуђен сигнаlima на гејтовима као на слици 3.2. Остали подаци о колу су:

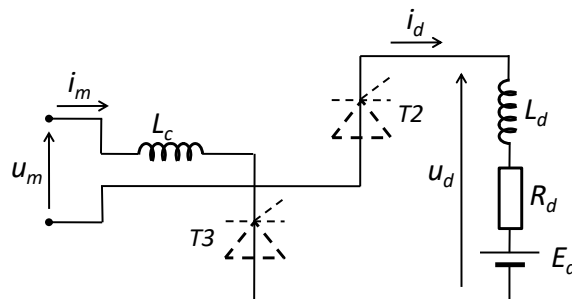
$$u_m = \sqrt{2} \cdot 230 \cdot \sin(\omega t), L_c = 20 \text{ mH}, L_d = 100 \text{ mH}, R_d = 20 \Omega, E_d = 40 \text{ V}, \alpha = \pi/4 \text{ rad}.$$



Слика 3.3. Временски облик напона на излазним прикључцима исправљача, u_d , струје потрошача, i_d и струје мреже i_m када исправљач ради у континуалном режиму

Пошто струје потрошача i_d не пада на нулту вредност, односно непрекидно постоји, каже се да коло ради у континуалном режиму. Посматрањем добијених одзива може се са више појединости описати рад исправљача. Кренуће се од тренутка када напон мреже започиње позитивну полупериоду ($t=0$ s на слици 3.3).

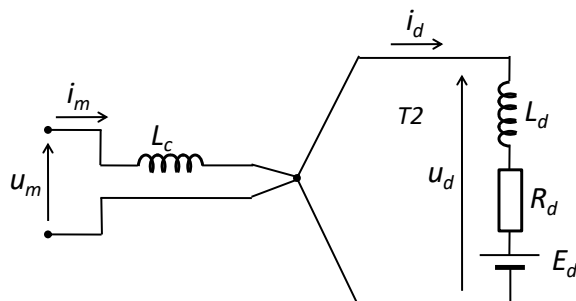
Почев од $t=0$ s, или $\omega t=0$ rad, тиристори $T1$ и $T4$ су позитивно поларисани. Од тог тренутка се мери угао њиховог укључења α . У међувремену, континуални ток струје потрошача, i_d , одржава пар $T2$ и $T3$ у стању провођења. Заменско коло за овај период рада је приказано на слици 3.4. Под условом да се пад напона на комутационој индуктивности L_c може занемарити, јер се обично она бира тако да је $L_c \ll L_d$, следи да је $u_d \approx -u_m$. Такође је $i_m = -i_d$.



Слика 3.4. Заменско коло исправљача током провођења пара тиристора $T2$ и $T3$

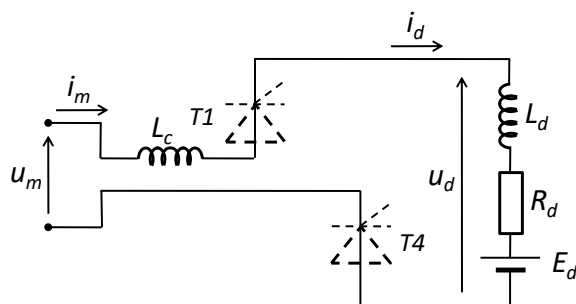
Када у $\omega t=\alpha$ тиристори $T1$ и $T4$ буду побуђени управљачким импулсима, позитивна вредност напона u_m представља довољан услов за почетак њиховог провођења. Ипак, тиристори

$T2$ и $T3$ се неће истовремено искључити - потребно је одговарајуће време да струја мреже i_m промени смер свога тока у складу са новом поставком кола. Овај период на слици 3.3 обухвата опсег $\alpha < \omega t < \alpha + \mu$. Тада проводе сва четири тиристора па заменско коло исправљача у овом периоду изгледа као што је дато сликом 3.5. Угао μ представља његово трајање и назива се угао комутације. Излазни напон u_d је раван нули.



Слика 3.5. Заменско коло исправљача током трајања комутације, $\alpha < \omega t < \alpha + \mu$

Након завршетка процеса комутације, мерено од $\omega t = \alpha + \mu$, тиристори $T2$ и $T3$ се гасе, а $T1$ и $T4$ настављају да проводе. Одговарајуће заменско коло је дато на слици 3.6. За излазни напон и струју мреже важи: $u_d \approx u_m$, $i_m = i_d$. Од тачке пресека $\omega t = \pi$ мери се угао укључења за тиристоре $T2$ и $T3$, а све до тог тренутка, који настаје у $\omega t = \alpha + \pi$, континуални ток струје потрошача настављају да воде тиристори $T1$ и $T4$.



Слика 3.6. Заменско коло исправљача током провођења пара тиристора $T1$ и $T4$

Појаву комутације од $\omega t = \alpha + \pi$ до $\omega t = \alpha + \pi + \mu$ описује заменско коло са слике 3.5. Струја мреже током тог периода мења смер тока. У $\omega t = \alpha + \pi + \mu$ ће i_m достићи вредност $i_m = i_d$ па тиристори $T2$ и $T3$ преузимају даље вођење струје потрошача. Заменско коло је дато сликом 3.4. Тиме је описан један пун период промена стања у колу, који наравно одговара једној периоди напона мреже.

Прорачун средње вредности напона u_d :

Остваривање средње вредности напона на излазним прикључцима је основни смисао примене исправљача. На слици 3.3 се лако запажа да је ова средња вредност праћена израженом

таласношћу. Ова пропратна појава је последица прекидачког рада претварача енергетске електронике.

Поступак прорачуна средње вредности напона на излазу исправљача, U_d , се ослања на тренутни облик одзива, u_d , приказан на слици 3.3. Када не би постојали периоди комутације, $\mu=0$, за U_d би се имало:

$$U_{d(\mu=0)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} \cdot U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_m}{\pi} \cdot \cos \alpha \quad (3.1)$$

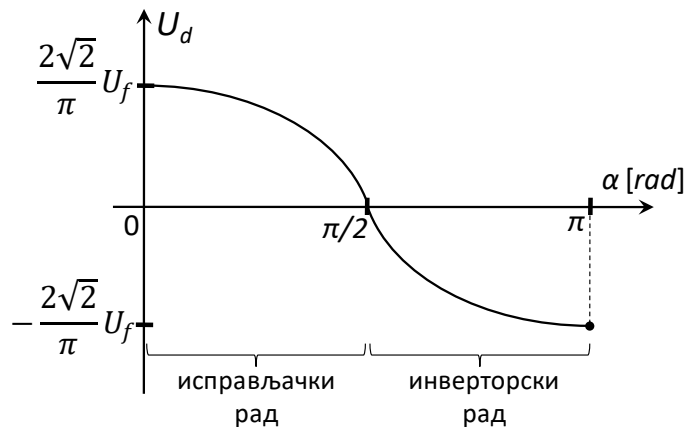
Од $U_{d(\mu=0)}$ је потребно одузети средњу вредност напона који се губи услед комутације, U_{Lc} . Напон на потрошачу је тада једнак нули, а недостајући напонски периоди трајања μ остају на комутационој индуктивности L_c , тј. у напону u_{Lc} . Како постоје таква два истоветна периода, од α до $\alpha + \mu$ и од $\pi + \alpha$ до $\pi + \alpha + \mu$, средња вредност напона u_{Lc} се може изразити на начин:

$$U_{Lc} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} u_{Lc}(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} L_c \cdot \frac{di_m}{dt} \cdot d(\omega t) = \frac{L_c \omega}{\pi} \int_{-I_d}^{I_d} di_m = \frac{2 \cdot L_c \omega \cdot I_d}{\pi} \quad (3.2)$$

где је $i_m(\omega t = \alpha) = -I_d$, а $i_m(\omega t = \alpha + \mu) = I_d$. Коначно следи да је тражена средња вредност напона на излазу исправљача једнака:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_m}{\pi} \cdot \cos \alpha - \frac{2 \cdot L_c \omega \cdot I_d}{\pi} \quad (3.3)$$

Први члан у изразу 3.3 преовладава у односу на други па се приказ зависности U_d од угла α током континуалног рада исправљача може приближно дати у графичком облику на слици 3.7. Битно је уочити да се у опсегу вредности α од 0 до $\pi/2$ добија позитивна средња вредност U_d , а од $\pi/2$ до π негативна вредност U_d . С обзиром да излазна струја i_d може бити само позитивног знака, при раду у првој половини опсега има се позитивна активна снага која одговара току енергије из мреже, преко исправљача, ка потрошачу. На слици 3.7 овај део радне области је означен као исправљачки рад. Када се радна тачка нађе у другој половини радног опсега, негативна активна снага указује на промену смера тока енергије. Може се рећи да овакав рад одговара инверторском раду пошто се једносмерна енергија, која сада потиче од потрошача, преко претварача претвара у наизменичну и шаље у мрежу. Пример када тиристорски исправљач ради у инверторском раду се може наћи у поглављу о трофазним испављачима у задатку 4.1. За α једнако $\pi/2$ средња вредност u_d ће бити једнака нули, али са изразитом таласношћу око $U_d=0$. Тренутни облик напона u_d за $\alpha = \pi/2$ или $\alpha > \pi/2$ се може назрети из слике 3.3.



Слика 3.7. Зависност средње вредности излазног напона U_d од угла α

Задатак 3.1:

Једнофазни тиристорски исправљач повезан на међуфазни мрежни напон погони машину једносмерне струје са независном побудом. Индуктивност роторског намотаја L_a се може сматрати великом, односно струја ротора континуалном при промени угла укључења α у пуном опсегу.

а) Објаснити начин рада кола сматрајући да је комутациона индуктивност L_c равна нули. Извести израз за средњу вредност једносмерног напона на излазу исправљача у зависности од α за $L_c = 0$. Одредити напрезање полупроводничких компоненти.

б) Нацртати таласне облике битних величина у колу када је $L_c = 10 \text{ mH}$. Извести израз за средњу вредност једносмерног напона у овом случају. Израчунати потребну вредност за α ако се ротор машине обрће са 60% називне брзине и машина оптерећена називним моментом.

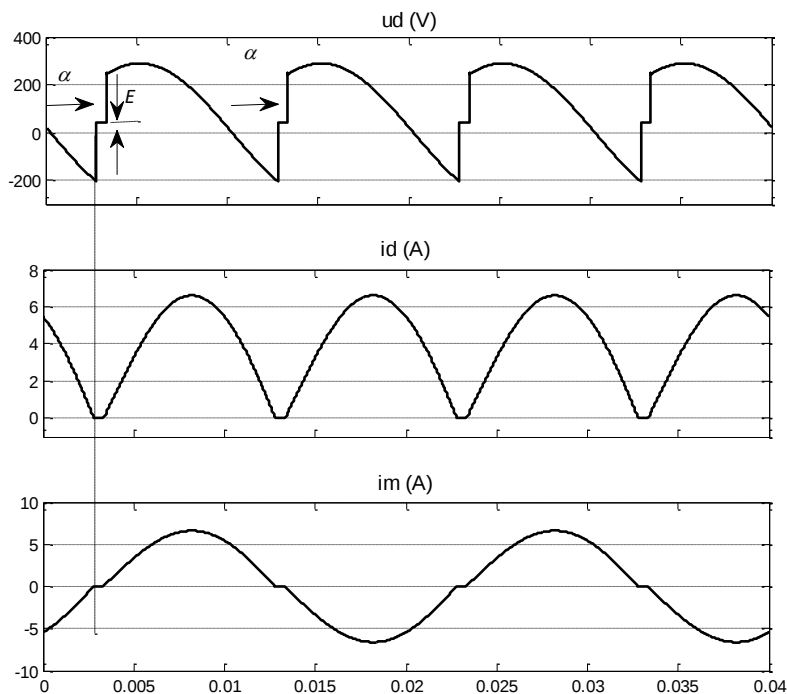
Подаци о машини: $U_{an} = 260 \text{ V}$, $I_{an} = 17,6 \text{ A}$, $\omega_n = 353 \text{ rad/s}$, $\psi_n = 0,7 \text{ Wb}$, $R_a = 0,75 \Omega$, $L_a \gg$.

Дисконтинуални рад кола:

Коло ће бити у дисконтинуалном раду ако струја потрошача достигне нулту вредност пре укључења новог пара тиристора. Тиристори који су проводили до датог тренутка прелазе у искључено стање, па се коло налази у стању где су крајеви потрошача и мреже одспојени и не постоји ток струје кроз обе од страна: $i_m = 0$, $i_d = 0$, $u_d = E$. Комутација између парова тиристора овде не постоји.

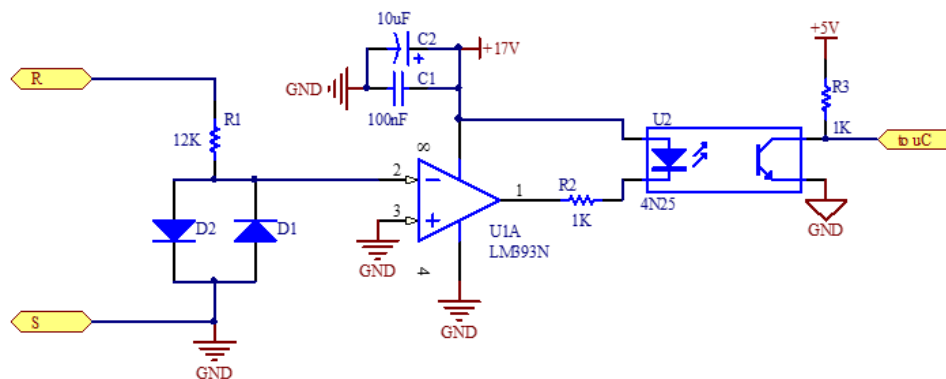
Слика 3.8 приказује такав случај. У односу на услове рада који одговарају слици 3.3, овде је угао укључења повећан на вредност $\alpha = \pi/3 \text{ rad}$, што је представљало довољно повећање кашњења при укључењу новог пара тиристора да се енергија ускладиштена у индуктивности потрошача стигне испразнити.

У дисконтинуалном раду средња вредност напона u_d је на сложен и нелинеаран начин зависна од вредности елемената у колу и угла укључења α . Та чињеница ипак не представља ограничење за рад погона у овом режиму.



Слика 3.8. Временски облик величина у колу једнофазног тиристорског исправљача у дисконтинуалном раду

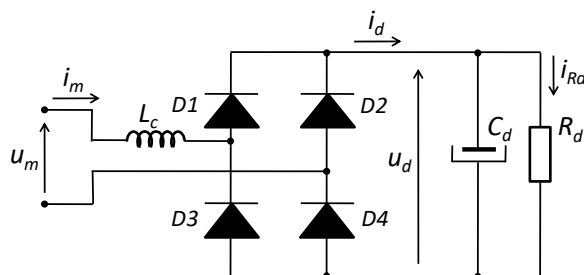
Коло за синхронизацију управљачке структуре исправљача са електричном мрежом:



6. Једнофазни диодни исправљач са капацитивним оптерећењем

Коло диодног исправљача са капацитивношћу повезаном на излазне прикључке (слика 3.9) има улогу да оствари једносмерни напон са довољно малом таласношћу. Овако добијен једносмерни напон се најчешће даље обрађује: путем једносмерног претварача, једнофазног или трофазног фреквентног претварача. С обзиром на примену диода, овим исправљачем није могуће постићи управљање вредношћу једносмерног напона па се он назива и неуправљив.

Индуктивност на мержном прикључку, L_c , се врло ретко додаје као засебан део кола, њоме се заправо моделује редна индуктивност мрежног вода и/или редна индуктивност трансформатора преко кога се исправљач повезује на мрежу. Њено присуство је неопходно уважити у поступку анализе рада кола, прорачуна делова и моделовања рада кола. Она је спрежни елемент између електричне мреже и капацитивности C_d , где оба дела представљају напонске изворе, мрежа крути напонски извор, а кондензатор акумулатор енергије која се огледа у напону на његовим крајевима.



Слика 3.9. Коло једнофазног диодног исправљача са капацитивним оптерећењем

Слика 3.10 приказује одзиве напона у једносмерном колу, u_d , струје на излазу исправљача, i_d , и струје мреже, i_m , када су подаци о колу: $u_m = 25 \cdot \sin(\omega t)$, $L_c = 10 \text{ mH}$, $C_d = 330 \mu\text{F}$, $R_d = 100 \Omega$.

Посматрњем рада кола могу се препознати три стања кроз која оно пролази. Током трајања првог и другог стања капацитивност се допуњава струјом из мреже и напон u_d расте. Тада мостни спој диода остварује позитивну струју i_d како током позитивне тако и током негативне полупериоде напона мреже: пар диода $D1$ и $D4$ проводи у делу позитивне полупериоде и тада је $i_m = i_d$ (прво стање), а пар диода $D2$ и $D3$ у делу негативне полупериоде када је $i_m = -i_d$ (друго стање). Ако се занемари утицај индуктивности L_c , што је најчешће оправдано с обзиром на њену малу вредност, следи да се током провођења пара $D1$ и $D4$ има $u_d \approx u_m$, а током провођења пара $D2$ и $D3$ $u_d \approx -u_m$. Мрежа напаја потрошач R_d и истовремено набија капацитивност енергијом.

У међупериодима диоде у исправљачу не проводе. Када се коло налази у овом трећем стању капацитивност сама напаја потрошач па је $i_m = i_d = 0$. Напон u_d опада по експоненцијалном закону са временском константом $\tau = R \cdot C$.

Прелаз из првог или другог стања у треће се дешава непосредно пошто напон мреже почне опадати са своје вршне вредности. Опадање напона мреже тежи да проузрокује ток ускладиштене енергије у капацитивности ка мрежи, а тиме и негативну вредност струје i_d . То доводи до прекида провођења одговарајућег пара диода.

Са друге стране, коло ће прећи из трећег стања у прво, односно друго, када напон мреже, односно пресликана негативна вредност напона мреже, постане већа од напона на капацитивности, u_d , за износ збира прага провођења две диоде које чине један пар.

Како је основни циљ примене овог кола добити једносмерни напон са довољно потиснутом таласношћу, у наставку ће бити изведен израз којим се она, ΔU_d , може одредити на приближан начин. Поступак извођења подразумева следећа поједностављења:

1. занемарује се време допуњавања капацитивности, односно сматра да време пражњења траје колико период између две вршне вредности напона мреже, 10 ms ;

2. занемарује се таласност у струји пражњења кондензатора, тј. усваја $i_{Rd} \approx I_{Rd}$.

Оба поједностављења се могу оправдати полазним захтевом да је ΔU_d значајно мање од U_d .

Таласност напона на кондензатору, ΔU , настала током одређеног временског периода, T , се дефинише као количник протекле количине наелектрисања кроз кондензатор за дато време, $Q(T)$, и његове капацитивности, C :

$$\Delta U = \frac{Q(T)}{C}. \quad (3.4)$$

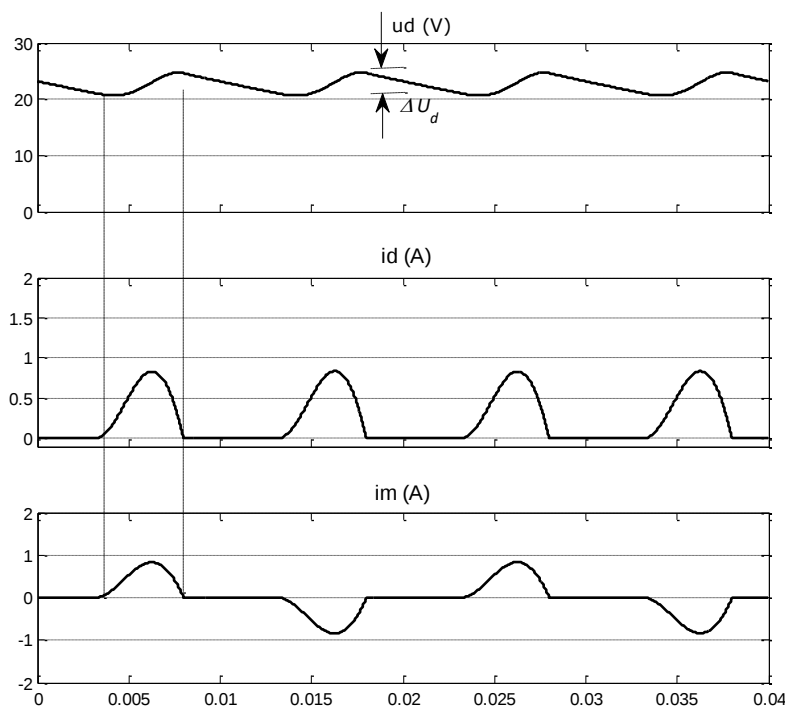
Да би се одредио износ протекле количине наелектрисања $Q(T)$ потребно је наћи временски интеграл тока струје кроз капацитивност, i_c :

$$Q(T) = \int_t^{t+T} i_c \cdot dt \quad (3.5)$$

Ако се ΔU_d и $Q(T)$ посматрају током пражњења и уваже поменута поједностављења, следи да је $i_c \approx I_{Rd}$ и $T \approx 10\text{ ms}$, па једначина 3.5 постаје $Q(T) = I_{Rd} \cdot T$. Заменом у 3.4 добија се за приближну вредност ΔU_d :

$$\Delta U_d = \frac{I_{Rd} \cdot 10\text{ms}}{C}. \quad (3.6)$$

Израз 3.6 даје вредност таласности напона ΔU_d на излазу диодног исправљача при одређеном струјном оптерећењу I_{Rd} и одабраној капацитивности C . Исто тако може се применити у сврху прорачуна капацитивности C тако да за одговарајуће оптерећење I_{Rd} таласност напона не премаши задату вредност ΔU_d .



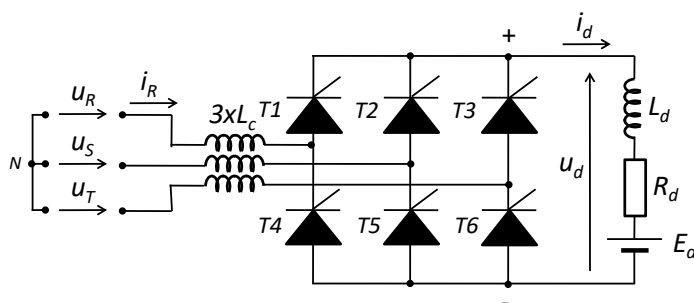
Слика 3.10. Облици величина у колу једнофазног диодног исправљача са капацитивним оптерећењем;

IV. Трофазни исправљачи

У односу на једнофазне исправљаче, трофазни исправљачи се примењују у уређајима већих снага и тамо где је потребно остварити бољи квалитет једносмерног напона у смислу мање таласности. Најшире примењиване поставке су сличне: трофазни пуноуправљиви тиристорски исправљач и трофазни диодни исправљач.

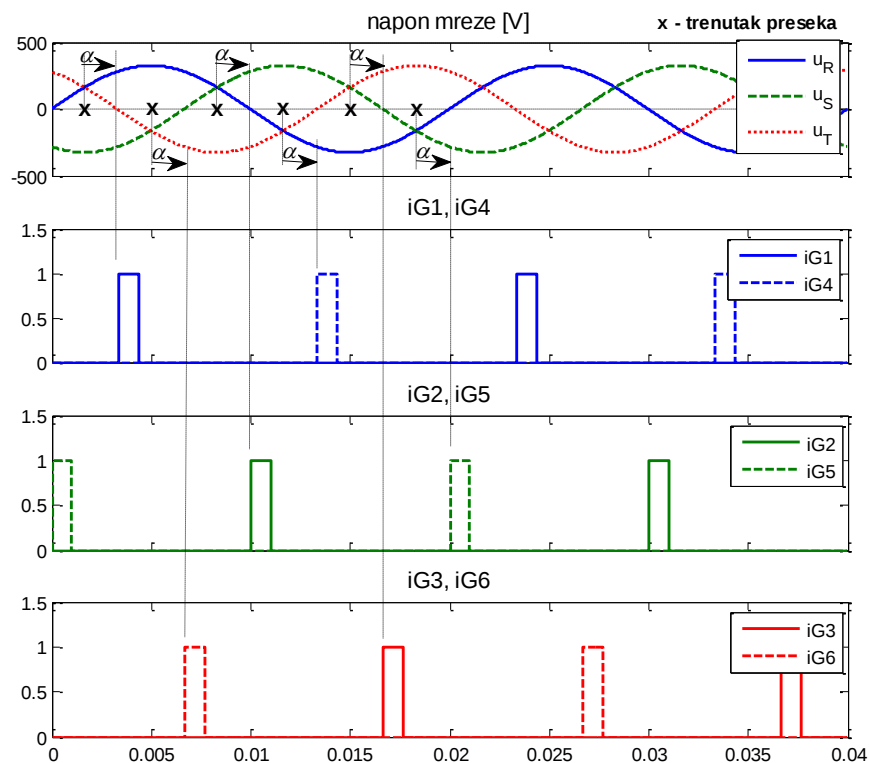
а. Трофазни пуноуправљиви тиристорски исправљач са индуктивним оптерећењем

Поставка трофазног тиристорског исправљача је приказана на слици 4.1. Као и код једнофазног тиристорског исправљача придев пуноуправљив осликава могућност кола да произведе ток снаге у обе стране, од мреже ка једносмерном колу и супротно. Садејство полууправљивости тиристора и утицаја мрежног напона доводе до појаве комутације, где укључење једног тиристора доводи до искључења оног који је претходно проводио, стварајући тиме учинак њихове пуноуправљивости.



Слика 4.1. Коло једнофазног пуноуправљивог тиристорског исправљача

У складу са тиме управљање тиристорима мора бити усаглашено са напонам мреже. Начин на који се то остварује је приказан на слици 4.2. Угао укључења α за сваки од тиристора се мери у односу на одговарајући тернутак пресека почев од кога тај тиристор постаје најповољније поларисан у односу на остале тиристоре у колу. Тренуци пресека (x) се налазе у пресецима два фазна напона: за тиристор у горњој половини моста, спојен катодом у тачку “+”, тада фазни напон на чији је прикључак повезан анодом, постаје најпозитивнији; за тиристор у доњој половини моста, спојен анодом у тачку “-”, одговарајући фазни напон постаје најнегативнији. Да би се у устаљеном стању добио правилан облик једносмерног напона потребно је да угао укључења α буде једнак за све тиристоре. Опсег промене α покрива распон од 0 до $\pi \text{ rad}$.

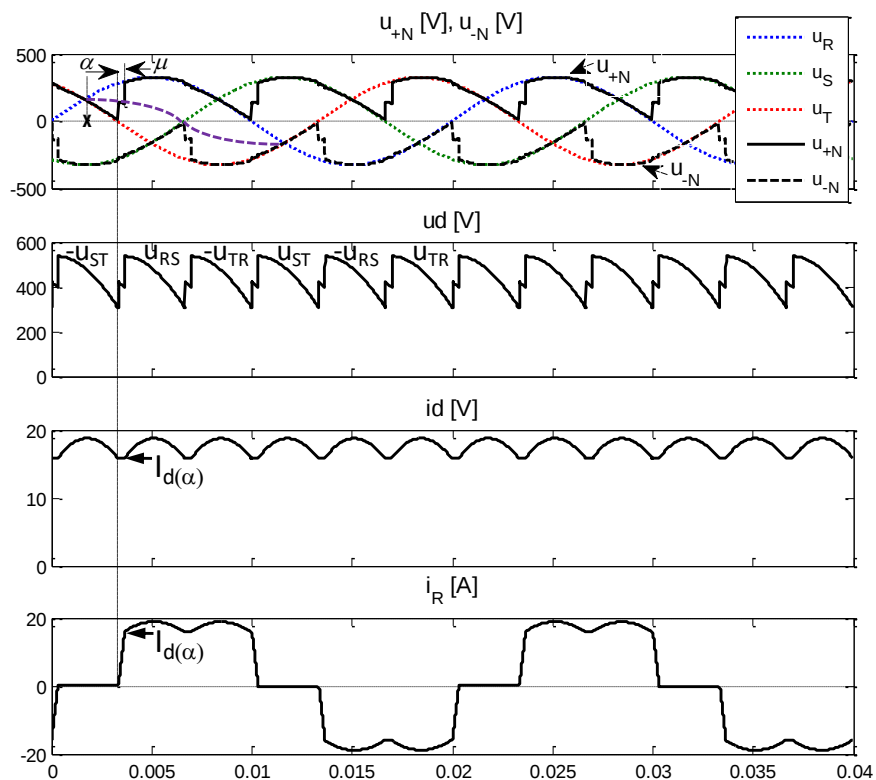


Слика 4.2. Временска усаглашеност гејт сигнала, $iG1 - iG6$, спрам скупа трофазних напона мреже u_R, u_S и u_T , за угао укључења $\alpha = \pi/6 \text{ rad}$ (или $\alpha = 1,67 \text{ ms}$)

Применом датог управљања, за $\alpha = \pi/6 \text{ rad}$ и податке о колу: $R_d = 20 \Omega$, $L_d = 30 \text{ mH}$, $E_d = 100 \text{ V}$, повезано на трофазни напон мреже $3 \times 400 \text{ V}$ преко три комутационе индуктивности $L_c = 3 \text{ mH}$, добија се одзив дат на слици 4.3. Коло ради у континуалном режиму – струја потрошача не достиже нулту вредност. Међу приказаним величинама дати су и напони између позитивног (+) и негативног (–) излазног краја у односу на потенцијал нултог вода, u_{+N} , и u_{-N} . Њиховим посматрањем може се лакше пратити рад кола. Наравно важи и да је:

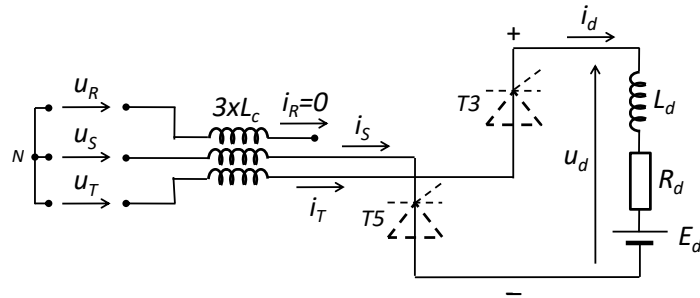
$$u_{+N} - u_{-N} = u_d. \quad (4.1)$$

И овде ће бити коришћен приступ примењен код једнофазног тиристорског исправљача – свако стање је представљено својим заменским колом.



Слика 4.3. Временски облици напона на излазним прикључцима исправљача у односу на нулти вод, u_{+N} и u_{-N} , излазног напона, u_d , струје потрошача, i_d , и струје једне фазе мреже, i_R , када исправљач ради у континуалном режиму

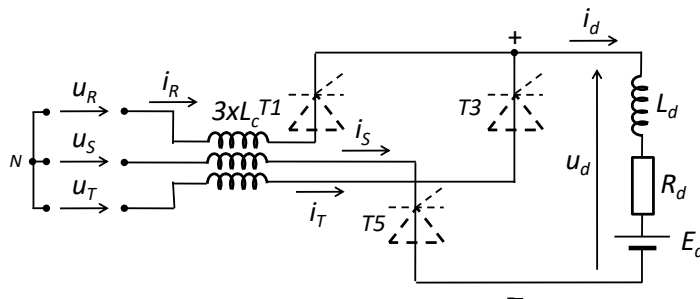
Као почетни тренутак у праћењу рада је одабран тренутак пресека за тиристор $T1$, означен са x на слици 4.3. У горњој половини моста до тренутка побуде $T1$ ток струје потрошача, i_d , држи претходно побуђен тиристор, $T3$ (види слику 4.2), проводним. У доњој половини моста проводи $T5$; он је побуђен непосредно пре тренутка x током периода када је напон u_S најнегативнији. Према томе заменско коло за ово стање изгледа као на слици 4.4. Ако се занемаре падови напона на комутационим индуктивностима L_c у T и S фази, с обзиром да су оне по правилу много мање у односу на индуктивност потрошача L_d , напон u_{+N} је тада приближно једнак напону u_T , а u_{-N} напону u_S . Излазни напон u_d прати међуфазни напон $u_T - u_S = -u_{ST}$. Струја кроз R фазу мреже, i_R , је једнака нули, кроз S фазу је $-i_d$, а T фазу i_d .



Слика 4.4. Заменско коло када у исправљачу проводи пар тиристора $T3$ и $T5$

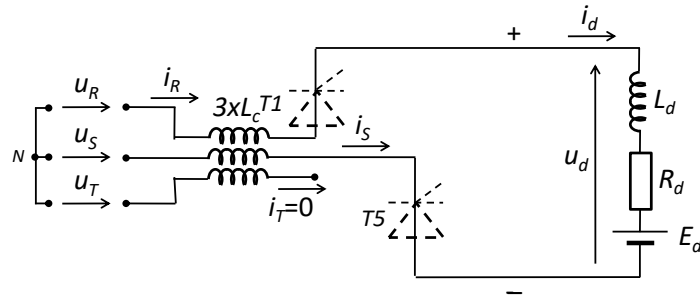
Од тренутка пресека x тиристор $T1$ је позитивно поларисан. По истеку угла укључења α , појавом побуде, тиристор $T1$ прелази у проводно стање. Заменско коло је приказано сликом 4.5. Тиристори $T1$ и $T3$ улазе у комутацију која се окончава потпуним преузимањем вођења струје потрошача од стране тиристора $T1$ и гашењем $T2$. Трајање комутације је одређено прелазним процесом у струјама комутационих индуктивности, L_c , фазе R и T . Како изгледа прелазни процес у струји i_R види се на слици 4.3, она расте од нулте вредности до тренутне вредности струје i_d . Струја i_T опада за износ пораста у i_R , тако да је задовољено: $i_R + i_T = i_d$. Начин на који се мењају струје i_R и i_T одређују напони на комутационим индуктивностима кроз које теку: на њима се размеђује међуфазни напон мреже $u_R - u_T$ тако да је напон на L_c фазе R једнак $(u_R - u_T)/2$, а на L_c фазе T напон је $-(u_R - u_T)/2$. Струја фазе S је једнака: $i_S = -i_d$.

Напон u_{+N} се може изразити као разлика напона u_R и напона на L_c фазе R или као разлика напона u_T и напона на L_c фазе T . Према томе, током трајања комутације тиристора $T1$ и $T3$ напон u_{+N} прати међувредност између напона u_R и u_T означену испрекиданом линијом на слици 4.3. Утицај комутације на напон u_{-N} је ограничен тиме што је $L_d \gg L_c$ тако да он задржава вредност u_S .



Слика 4.5. Заменско коло током комутације тиристора $T1$ и $T3$

У тренутку када струја i_R достигне тренутну вредност излазне струје, i_d , струја i_T постаје једнака нули. Тиристор $T3$ престаје да проводи и на даље целокупна струја i_d тече кроз $T1$. Заменско коло сада изгледа као на слици 4.6. Напон u_{+N} је приближно једнак напону u_R , а напон u_{-N} напону u_S . На излазу u_d има вредност међуфазног напона $u_R - u_S = u_{RS}$. Што се тиче струје мреже, i_R је једнака i_d , i_S је једнака $-i_d$, а i_T има нулту вредност.

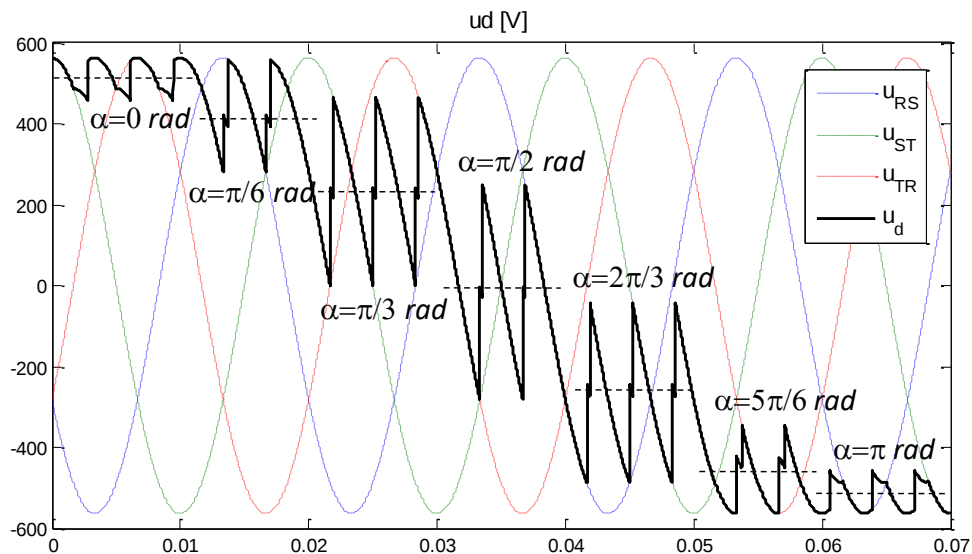


Слика 4.6. Заменско коло када проводи пар тиристора $T1$ и $T5$

Следеће прекидање у низу је укључење тиристора $T6$ (слика 4.2). Оно ће произвести комутацију између $T6$ и $T5$, након чега ће $T6$ преузети провођење. И тако даље.

Постоје значи две врсте заменских кола, она која одговарају стању у којем проводе два тиристора и она при комутацији када проводе три тиристора. Мостна поставка претварача чини да сва стања одређене врсте дају исти учинак на излазним прикључцима. Тако током провођења два тиристора излазни напон u_d прати одговарајући међуфазни напон или његову негативну вредност, док ће током сваке од комутација излазни напон бити умањен за половину међуфазног напона и то оног на чије прикључке су повезани тиристор који се комутују (слика 4.3).

Задатом углу укључења α одговара одређена средња вредност излазног напона u_d . На слици 4.7 је приказан облик излазног напона и означена његова средња вредност за неколико вредности α у опсегу од 0 до π rad. Задат у том распону, мерен од тренутка пресека, угао α осигурава да дати тиристор има услове да преузме вођење од свог предходника у истој половини моста, горњој или доњој.



Слика 4.7. Промена излазног напона u_d у зависности од угла укључења α у континуалном раду

До израза за зависност средње вредности излазног напона, U_d , од угла α је могуће доћи усредњавањем једног од шест пулсева у тренутном облику u_d . У поставци за извођење (4.2) пулс u_d

је разложен на део са пуним међуфазним напонам и део који је производ комутације. Ако се у рачуну за први део узме да је међуфазни напон присутан пуних $\pi/3$, односно да је угао комутације једнак нули, $\mu=0$, добија се члан $U_{d(\mu=0)}$. Од њега је потребно одузети површину уреза произведене комутацијом, U_{Lc} .

$$U_d = U_{d(\mu=0)} - U_{Lc} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha+2\pi/3} \sqrt{2} \cdot U_l \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha+\pi/3+\mu} u_{Lc}(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (4.2)$$

Решавањем првог члана у изразу добија се за $U_{d(\mu=0)}$:

$$U_{d(\mu=0)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_l \cdot \cos \alpha \quad (4.3)$$

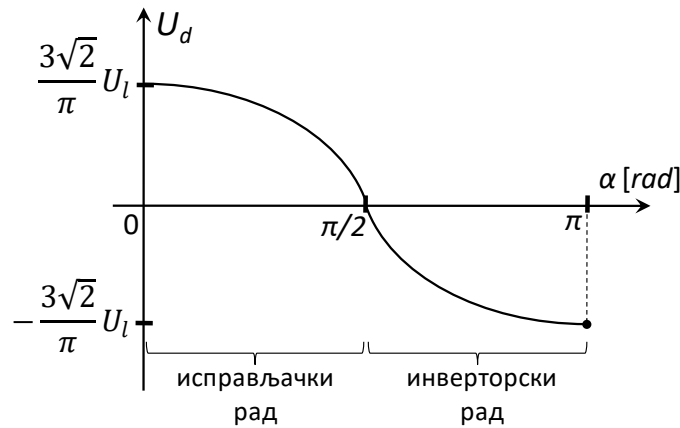
где је U_l ефективна вредност међуфазног напона мреже. Вредност уреза у u_d представља напон који остаје на L_c током комутације. Применом математичког описа напона на индуктивности у зависности од струје кроз њу, i_R , добија се вредност за U_{Lc} према (4.4). Границе интеграла по прираштају ове струје, di_R , одговарају њеним вредностима на почетку поступка комутације, 0, и крају, $I_{d(\alpha)}$.

$$U_{Lc} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha+\pi/3+\mu} L_c \cdot \frac{di_R}{dt} \cdot d(\omega t) = \frac{3 \cdot L_c \cdot \omega}{\pi} \int_0^{I_{d(\alpha)}} di_R = \frac{3 \cdot L_c \cdot \omega \cdot I_{d(\alpha)}}{\pi} \quad (4.4)$$

Коначно се добија израз за средњу вредност изазног напона, U_d , у облику:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_l \cdot \cos \alpha - \frac{3 \cdot L_c \cdot \omega \cdot I_{d(\alpha)}}{\pi} \quad (4.5)$$

Графички приказ зависности U_d од α је приказан на слици 4.8 с тим да је занемарен други члан у 4.5 који потиче од комутације. Као и код једнофазног тиристорског исправљача оптерећеног индуктивном врстом потрошача, трофазни исправљач испољава исправљачки рад, т.ј. ток снаге од мреже ка потрошачу у једносмерном колу, у опсегу α од 0 rad до $\pi/2$ rad. Исправљач прелази у инверторски рад за α у опсегу од $\pi/2$ rad до π rad. Тада енергију предаје потрошач, а усмерена је посредством иправљача ка мрежи. Задатак 4.1 управо има циљ да дочара услове који омогућују рад у ове две области.



Слика 4.8. Зависност средње вредности излазног напона U_d од угла α

Задатак 4.1:

Погонску машину у дизалици која подиже / спушта терет представља машина једносмерне струје са независном побудом. Највећи дозвољени момент оптерећења ограничен је на $2/3$ називног момента машине. Највећа брзина подизања / спуштања терета је 1 m/s . Ротор машине напаја трофазни тиристорски исправљач повезан на мрежу $3 \times 380 \text{ V}$ преко комутационих индуктивности $L_c = 0,1 \text{ mH}$.

а) Прорачунати преносни однос механичког преносника између вратила машине и калема на који се намотава уже, ако је калем пречника 1 m и брзина ротора машине ограничена на називну.

б) Одредити вредности угла укључења тиристора када дизалица подиже, држи и спушта највећи терет при чему је брзина највећа дозвољена у 1. и 3. случају.

г) Нацртати временски облик сртује једне фазе мреже за 1. и 3. случај.

д) Израчунати фактор снаге, λ , при подизању највећег терета. У овом прорачуну занемарити утицај L_c , узимајући да је угао комутације $\mu = 0$.

Подаци о машини: $U_{an} = 220 \text{ V}$, $I_{an} = 113 \text{ A}$, $n_n = 2500 \text{ 1/min}$, $R_a = 0,2 \Omega$, $L_a \gg$.

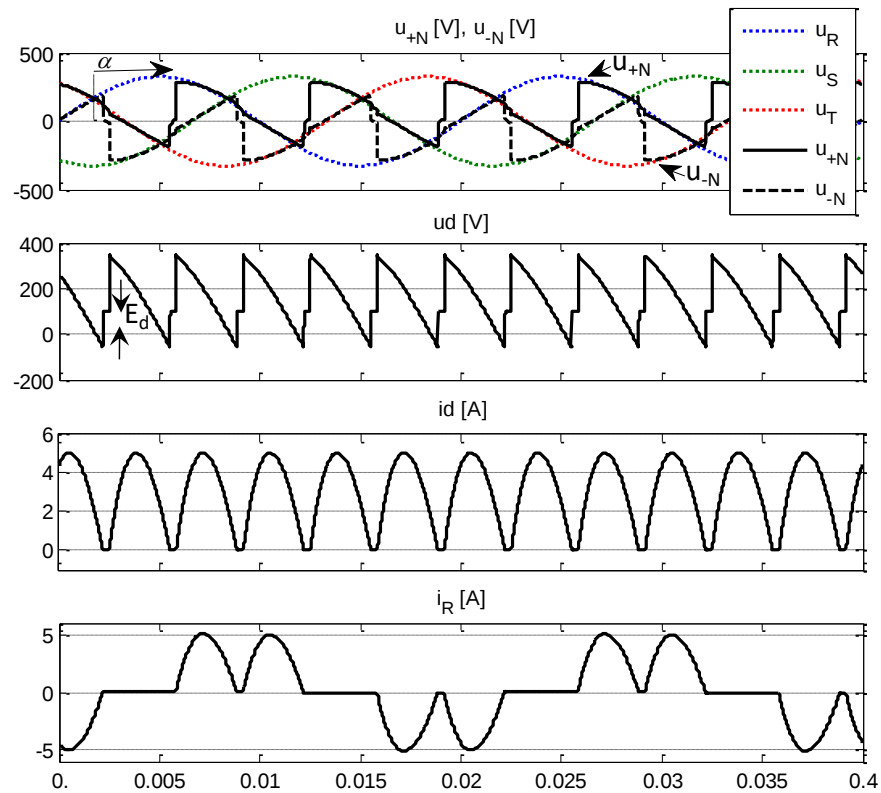
Дисконтинуални рад кола:

Услови у колу могу бити такви да оно током прелазних периода или у устаљеном стању ради у дисконтинуалном раду. Ово подразумева да струја потрошача достиже нулту вредност пре укључења наредног тиристора у низу. На пример, када се у огледу са слике 4.3 угао укључења повећа на вредност $\alpha = 5\pi/6 \text{ rad}$, а остали подаци задрже непромењени, добијају се одзиви који одликују дисконтинуални рад (слика 4.9).

Задатак 4.2:

Током периода са нултом струјом потрошача сви тиристори у мосту су искључени. То би значило да је у наредном кораку потребно побудити одговарајући пар тиристора. Следи да управљање приказано сликом 4.2 не би могло бити примењено у дисконтинуалном раду исправљача. Како остварити правилно управљање без обзира на радне услове?

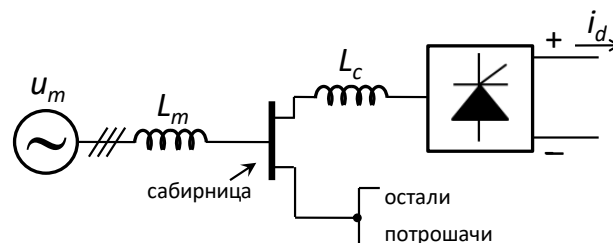
Такође, треба приметити да се током дисконтинуалног рада не јавља комутација међу тиристорима, јер ће, пре побуде наредног тиристора, гашење пара који тренутно проводи проузроковати пад струје потрошача на нулту вредност. Иако се члан који уважава утицај комутације неће појавити у изразу за средњу вредност излазног напона U_d , тј. изостаје други члан у 4.5, вредност U_d у дисконтинуалном раду постаје сложена зависност угла α и особина кола.



Слика 4.9. Временски одзив величина у колу у дисконтинуалном раду

Сврха примене комутационих индуктивност:

Комутационе индуктивности имају за циљ смањење утицаја комутација међу тиристорима на изобличење напона електричне мреже. Једнополном шемом са слике 4.10 може се описати утицај тиристорског исправљача на електричну мрежу: мрежа је представљена трофазним напонским извором u_m и укупном редном индуктивношћу L_m , на улазу у исправљач су повезане три комутационе индуктивности L_c , а очекује се да на исту мрежну сабирницу буду спојени и други потрошачи.

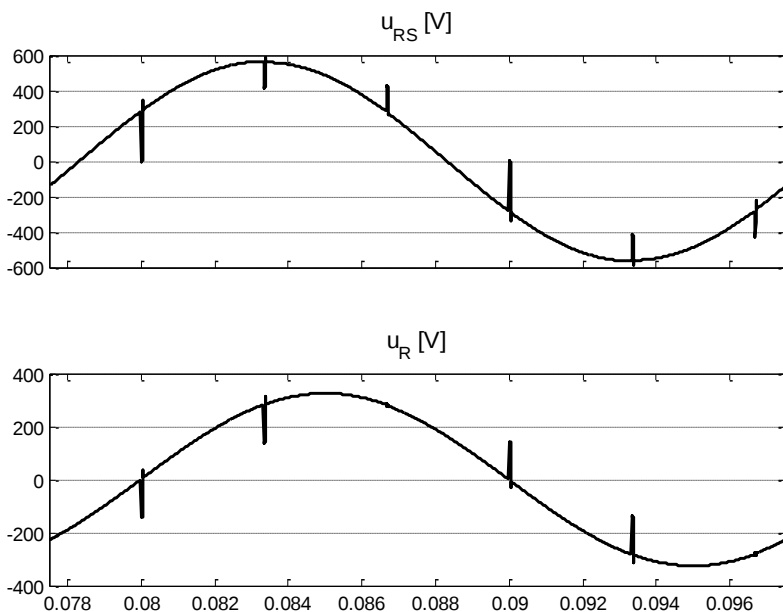


Слика 4.10. Једнополна шема везе тиристорског исправљача на електричну мрежу

Улога коју имају комутационе индуктивности може се лако уочити поређењем слика 4.11 и 4.12. Оне приказују један од међуфазних напона, u_{RS} , и један од фазних напона, u_R , на мрежној сабирници на коју је повезан исправљач и то, у првом случају, када не постоје комутационе индуктивности, тј. $L_c=0$ H, односно, у другом случају, када су повезане комутационе индуктивности L_c десет пута веће од редне индуктивности мрежног вода L_m .

Претходно је показано (слика 4.5) да комутација између два тиристора производи својеврстан кратак спој између два мрежна прикључка исправљача. Са друге стране, ако комутационе индуктивност нису додате у коло, увек присутна индуктивност мрежног вода L_m ће остварити истоветан утицај. Како су тада крајеви сабирнице истовремено и улазни прикључци исправљача комутација ће у међуфазном напону на сабирници произвести урезе и то: урезе до нулте вредности, када се комутација одиграва између тиристора повезаних управо на те две фазе, и урезе или скокове двоструко мање промене, када је један од тиристора повезан на трећу фазу. Значи, у међуфазним напонима ће свака од комутација оставити трага. У фазним напонима се читавају изобличења само при променама стања тиристора повезаних на ту фазу: четири уреза имају исту амплитуду која је једнака дубини уреза у напонима u_{+N} и u_{-N} (слика 4.3), односно разлици тог фазног напона и половине међуфазног напона фазе укључених у комутацију, односно једнака напону на одговарајућој индуктивности L_m .

Јасно је да овако изобличен мрежни напон може проузроковати неправилности у раду, а понекад и кварове на уређајима повезаним на исту сабирницу. То се пре свега односи на осетљиве потрошаче, оне који регулишу одређене процесе, саме претвараче који могу бити електрични, механички, хемијски и други, осетљиву мерну опрему, рачунарске центре и слично. Чак шта више, изобличавајући улазни напон својим радом исправљач може изазвати неправилан рад своје управљачке јединице, а тиме и целог склопа.

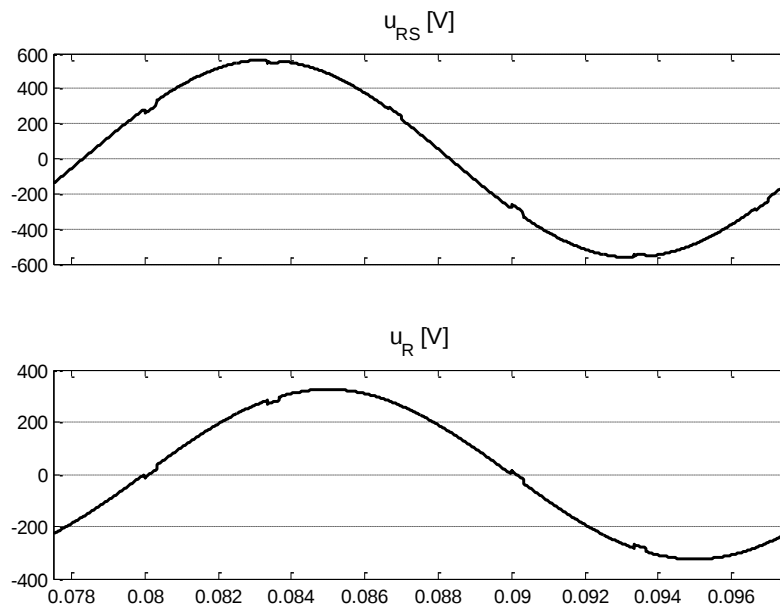


Слика 4.11. Облик међуфазног напона u_{RS} и фазног напона u_R на мрежној сабирници када је исправљач непосредно повезан на мрежне прикључке, тј. без комутационих индуктивности ($L_c=0$ H), и $\alpha=\pi/6$ rad и $L_m=0,3$ mH

Додавањем комутационих индуктивности L_c , напон који одговара дубини уреза у фазном напону појавиће се на редној вези индуктивности L_c и L_m . Прикључци сабирнице постају средишња тачка индуктивног разделника који чине ове индуктивности. Висина уреза мерена на улазним прикључцима исправљача ће остати непромењена у односу на случај без L_c , али ће урез мерен на сабирници сада износити:

$$\Delta U_m = \frac{L_m}{L_m + L_c} \cdot U_L \quad (4.6)$$

где U_L представља висину уреза мерену на прикључцима исправљача. Следи да ако је, на пример, додато L_c десет пута веће од L_m , дубина уреза у напону на сабирници износи десетину вредности уреза када L_c не постоји (слика 4.12). На овај начин се изобличење мрежног напона настало радом исправљача може свести на прихватљиву меру.

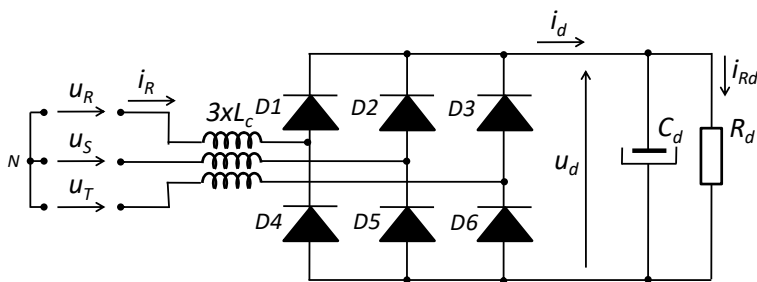


Слика 4.12. Облици напона на мрежној сабирници када је исправљач повезан на њу преко $L_c=3$ mH ($L_c=10 \cdot L_m$)

6. Трофазни диодни исправљач са капацитивним оптерећењем

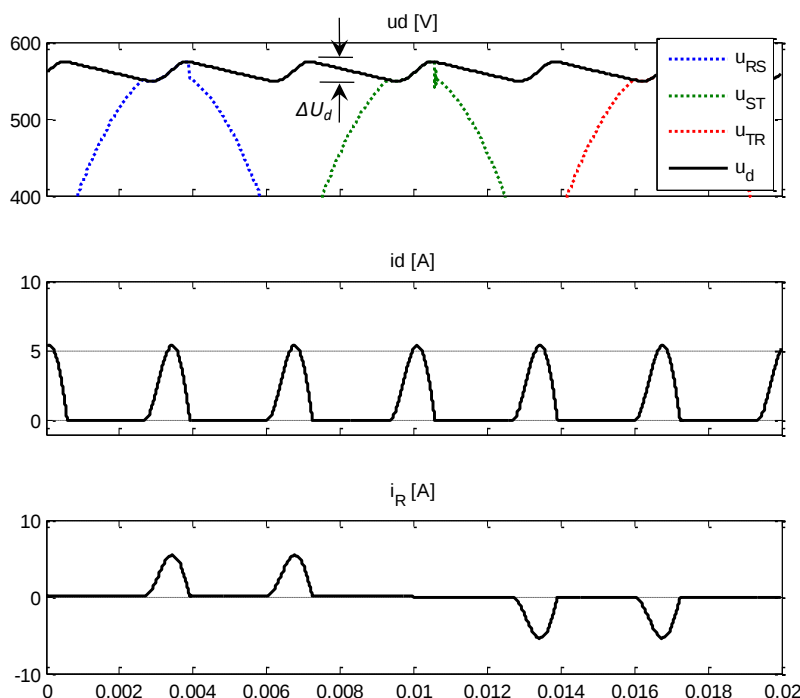
Сврха примене трофазног диодног исправљача са додатом капацитивношћу (слика 4.13) је да оствари једносмеран напон са довољно малом таласношћу на излазним крајевима, значи потпуно истоветно са срхом примене једносмерног диодног исправљача (одељак 3.6). Ипак,

радом на трофазном мрежном прикључку овде је омогућен биљи квалитет рада на већим снагама. Ово потврђују одзиви излазног напона u_d и струје једне фазе мреже i_R дати на слици 4.13.



Слика 4.12. Трофазни диодни исправљач са капацитивним оптерећењем

У напону u_d код трофазног исправљача се јавља шест пулсева у једној периоди мрежног напона, за разлику од једнофазног исправљача где постоји два. Шест пулсева настаје током циклуса пуњења капацитивности из мреже и пражњења нагомилане енергије кондензатора преко потрошача. Пуњење започиње када један од међуфазних напона мреже постане по апсолутној вредности већи од напона на капацитивности. Испуњењем овог услова одговарајући пар диода ће провести: једна из горње половине моста ($D1, D2, D3$), друга из доње половине моста ($D4, D5, D6$), и то оне које су повезане на мрежне прикључке између којих се јавља тај међуфазни напон. Распоред провођења диода биће истоветан распореду побуде тиристора датом на слици 4.2, али се може одредити и на основу одзива датих на слици 4.3.



Слика 4.13. Одзиви напона и струје на излазним прикључцима исправљача, u_d и i_d , и струје једне фазе мреже i_R . Подаци о колу: мрежа $3 \times 400 \text{ V}$, $L_c = 0,5 \text{ mH}$, $C = 100 \text{ } \mu\text{F}$, $R = 500 \text{ } \Omega$.

Допуњавање траје док је струја на излазним крајевима, i_d , позитивна. Попут једнофазног диодног исправљача и овде је облик ове струје импулсан. Она се пресликава на мрежне прикључке (нпр. струја i_R) тако да се јављаја по пар импулса позитивног и негативног знака – позитиван пар када је напон на тој фази позитиван и негативан пар када ја напон фазе негативан.

Пратећи поступак дат у одељку 3.6 и изразе од 3.4 до 3.6 може се доћи до једначине за приближно израчунавање таласности напона u_d :

$$\Delta U_d = \frac{I_{Rd} \cdot 3,3ms}{C}. \quad (4.7)$$

где 3,3 ms представља време трајања сваког од пулса у напону.

У чему се огледа способност да трофазни диодни исправљач напаја порошаче знатно већих снага од једнофазног исправљача? Прво, периоди допуњавања и пражњења капацитивности су чешћи, тако да се према (4.7) за исту вредност капацитивности добија троструко мања таласност излазног напона. Друго, струја мреже је боље временски распоређена, где се енергија за допуњавање повлачи два пута у свакој полупериоди напона мреже. И треће, оно што важи за сва трофазна кола, она је правилно распоређена на све три фазе.

V. Једносмерни претварачи - чопери

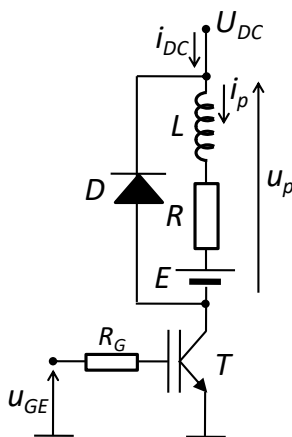
Једносмерни претварачи претварају енергију једносмерне струје једног облика у енергију једносмерне струје другог облика. Улазна енергија је дата у таквом облику да је улазни напон непроменљив или споро променљив, када се претварач назива напонски, или у облику са непроменљивом или споропроменљивом улазном струјом, када се он назива струјни. Напонски једносмерни претварачи су далеко заступљенији тако да ће се овде искључиво они разматрати. Иза улазног извора једносмерног напона у највећем броју случаја стоји или значајан напонски извор енергије (најчешће акумулатор) или капацитивност као значајано складиште енергије.

Поред тога, у оквиру групе напонских једносмерних претварача често се издвајају и у енергетској електроници посебно проучавају кола чији је основни циљ остваривање управљаног једносмерног излазног напона са што мањом таласношћу. Она се називају једносмерни напајачи (енг. *SMPS = switch mode power supplies*). И у овом раду њима ће бити посвећено засебно поглавље.

Ако се изузму једносмерни напајачи, међу преосталим поставкама напонских претварача најширу примену налазе једноквандрантни и четвороквандрантни претварач. Стога ће у наставку пажња бити усмерена на опис рада ових кола и начинима њиховог управљања.

а. Једноквандрантни једносмерни претварач

Коло једноквандрантног претварача је приказано на слици 5.1. Чини га пуноуправљиви полупроводнички прекидач (на слици - *IGBT*) и замајна диода. Потрошач је представљен у *RLE* облику. Енергија се црпи из извора U_{DC} .



Слика 5.1. Једноквандрантни једносмерни претварач

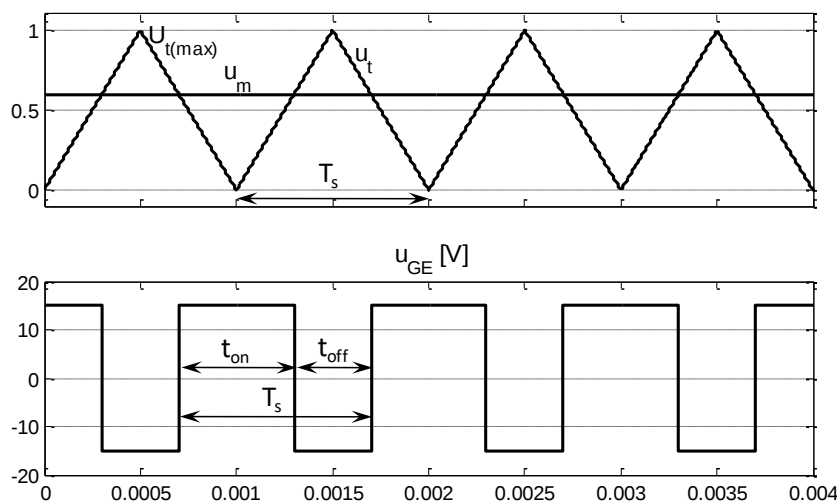
Управљање колом се остварује применом импулсно – ширинске модулације (енг. *pulse – width modulation*, скр. *PWM*). Начин добијања је приказан дијаграмом на слици 5.2 и електронским колом са слике 5.3. На улазе компаратора (слика 5.3) доводе се модулишући сигнал u_m и носећи сигнал u_t (слика 5.2). Код једносмерних напајача модулишући сигнал, u_m , је

непроменљив ако се жели остварити устаљено стање у колу. Носећи сигнал, u_t , може бити троугаоног облика, као што је дато на слици 5.2, или тестерастог облика. Када је u_m веће од u_t напон на излазу компаратора, u_{GE} , ће бити једнак позитивном напону напајања (+15 V), а када је u_m мање од u_t излаз u_{GE} ће бити једнак негативном напону напајања (-15 V).

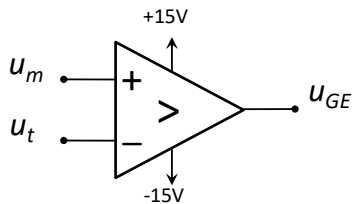
Тако добијеним напонам u_{GE} побуђује се транзистор у претварачу, где ће за $u_{GE} = +15 \text{ V}$ транзистор бити у проводном стању, $t \in t_{on}$, а за $u_{GE} = -15 \text{ V}$ у непроводном стању, $t \in t_{off}$, (слике 2.13 и 2.15). Види се да периоду прекидања, T_s , тј. укупно време током једног провођења и непровођења транзистора ($T_s = t_{on} + t_{off}$), одрерђује периода носећег сигнала u_t . Однос u_m и амплитуде u_t одређује однос времена провођења t_{on} и периоде T_s , односно фактор испуне a :

$$a = \frac{u_m}{U_{t(max)}} = \frac{t_{on}}{T_s}. \quad (5.1)$$

Сагласно томе a може да се креће у границама од 0 до 1; у крајњим тачкама: за $a=0$ транзистор је стално непроводан, а за $a=1$ транзистор је стално проводан. Такође, зависност између a и u_m је линеарна.



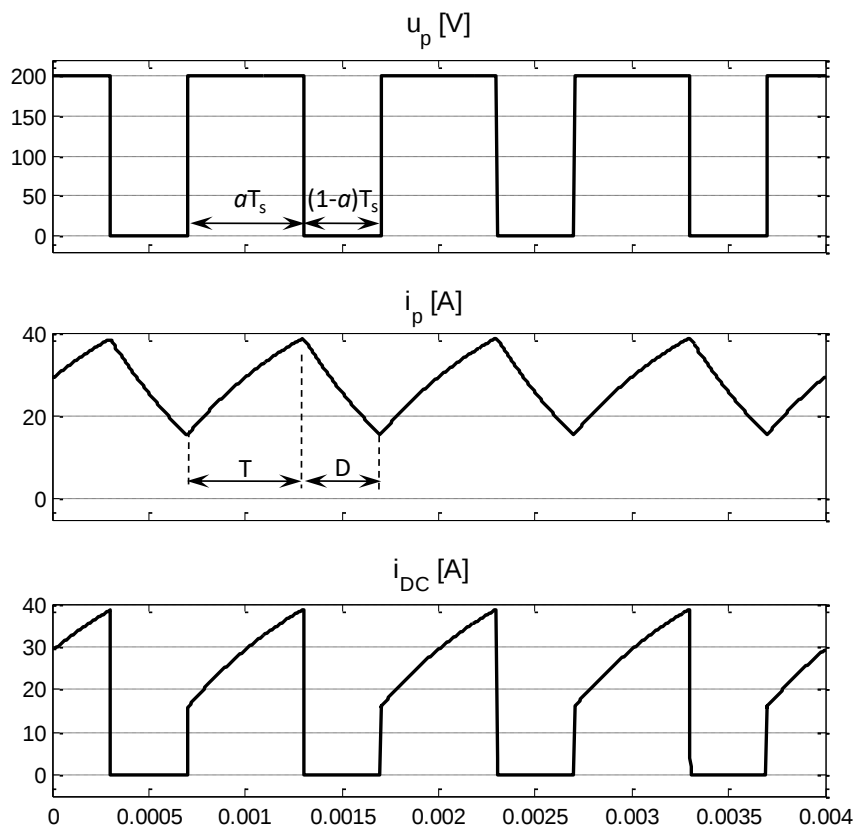
Слика 5.2. Начин остваривања импулсно – ширинске модулације за једноквадрантни претварач



Слика 5.3. Коло модулатора за једноквадрантни претварач

Назив једноквадрантни потиче од могућности претварача да оствари напон и струју потрошача искључиво позитивног знака. Ово условљава да коло пређе у дисконтинуалан рад када струја потрошача падне на нулту вредност. На слици 5.4 приказани су одзиви напона на

потрошачу, u_p , струје потрошача, i_p , и струје кроз напонски извор, i_{DC} , у колу у континуалном раду, а на слици 5.5 одзиви истих величина у дисконтинуалном раду.



Слика 5.4. Одзиви величина у колу ($U_{DC}=200$ V, $L=2$ mH, $R=2,5$ Ω , $E=50$ V, $T_s=1$ ms, $a=0,6$) у континуалном раду

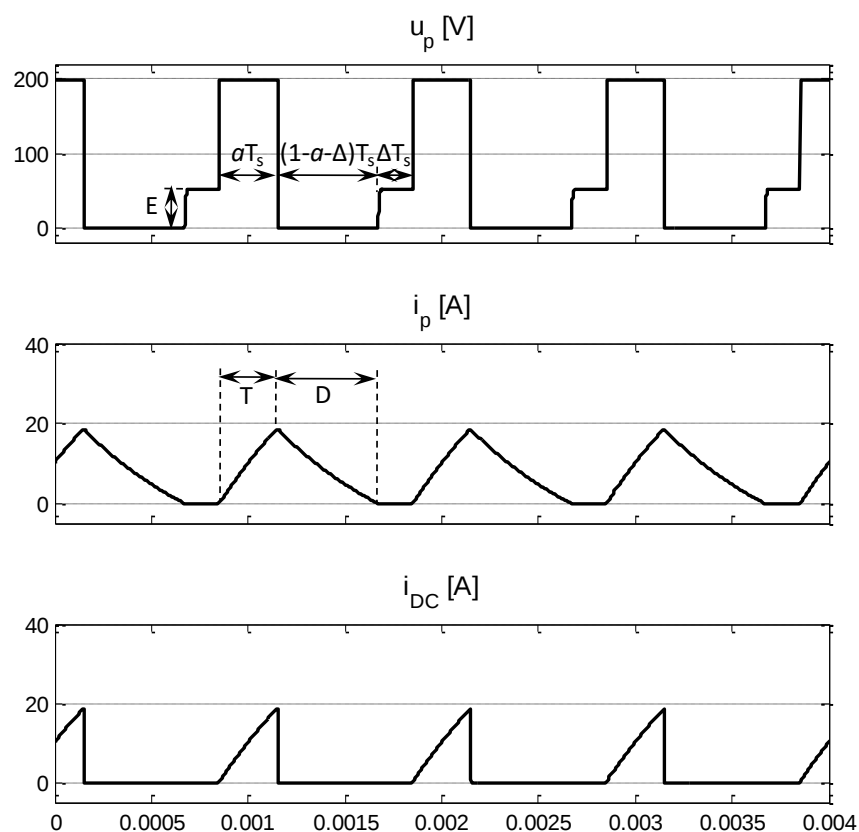
Основна улога напонског једносмерног претварача је да обезбеди потребну средњу вредност у излазном напону. (Код струјног претварача исто се односи на средњу вредност излазне струје). На основу облика напона на потрошачу, u_p , на слици 5.4, једноставно се долази до ове вредности у континуалном раду:

$$U_p = a \cdot U_{DC}. \quad (5.2)$$

При дисконтинуалном раду кола средња вредност u_p износи:

$$U_p = a \cdot U_{DC} + \Delta \cdot E. \quad (5.3)$$

где је Δ сведено трајање периода нулте струје према периоди прекидања T_s . За разлику од континуалног рада, када је U_p одређено фактором испуне a , тј. управљачким сигналом на транзистору, појава члана Δ у дисконтинуалном раду доводи да вредност U_p постане зависна и од података потрошача, тј. R , L и E вредности.



Слика 5.5. Одзиви величина у колу у дисконтинуалном раду. У односу на услове у континуалном раду (слика 5.4) овде је фактор испуне смањен на $a=0,3$.

Прекидачки рад напонских претварача доводи до појаве изражене таласности у излазном напону, u_p , око његове средње вредности. Међутим, у енергетској електроници се најчешће можемо ослонити на тромост потрошача која доводи до тога да регулисана величина има смањену таласност до прихватљивог нивоа. Како то изгледа код једносмерних претварача? Они се претежно примењују за побуду главних намотаја машина једносмерне струје, побудних намотаја машина једносмерне струје и синхроних машина, калемова релеа и сл. Сви ови потрошачи се могу подвести под RL или RLE врсту. Регулисана величина у овим колима је струја. Са једне стране, таласност те струје је одређена временском константом потрошача, $\tau=L/R$, што представља меру тромости потрошача, а са друге стране, оређена је и периодом прекидања, T_s . Одабиром T_s тако да буде довољно мало за дато τ може се остварити прихватљив ниво таласности струје.

Задатак 5.1:

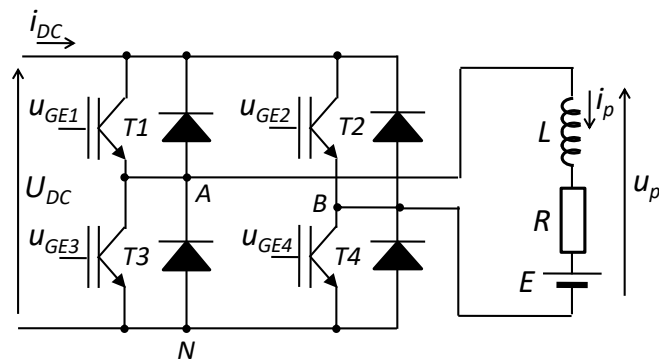
Једноквадрантни једносмерни претварач напаја RLE потрошач ($R=2,5 \Omega$, $L=2 \text{ mH}$, $E=50 \text{ V}$). Улазни једносмерни напон је $U_{DC}=200 \text{ V}$, а транзистор ради са фактором испуне $a=0,3$ при учестаности прекидања од $f_s=2 \text{ kHz}$.

а) Одредити вршне вредности струје потрошача.

- б) Одредити средњу вредност напона и струје потрошача.
в) Израчунати напонско и струјно напрезање транзистора и диоде.

6. Четвороквадрантни једносмерни претварач

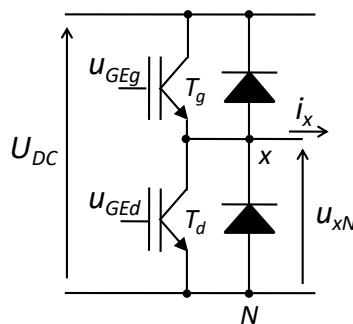
Коло четвороквадрантног једносмерног претварача је приказано на слици 5.6. Чини га мостна веза четири пара транзистор - супротно усмерена диода. Парови $T1/D1$ и $T3/D3$ чине једну грану моста, а парови $T2/D2$ и $T4/D4$ другу грану. На крајње тачке грана доводи се једносмерни напон ограничене таласности, U_{DC} , а средње тачке грана, A и B , представљају излазне прикључке на које се везује потрошач. Рад у четири квадранта значи да се на излазу претварача може остварити задата средња вредност излазног напона u_p која може бити позитивног или негативног знака, а да при томе ток струје потрошача i_p такође може мењати смер.



Слика 5.6. Коло четвороквадрантног једносменог претварача оптерећеног RLE потрошачем

Да би се остварило правилно управљање овим полупроводничким мостом потребно је размотрити његова својства и ограничења:

1. није дозвољено истовремено побудити транзисторе у истој грани (T_g и T_d на слици 5.7). Транзистори би тада произвели кратак спој између крајева једносмерног кола што би довело до њиховог уништења.



Слика 5.7. Једна грана моста

2. тежи се да се транзистори у истој грани наизменично побуђују управљачким напонима; нпр. да се у грани x побуђује или T_g или T_d . На овај начин је стање гране непосредно одрђено управљачким напонима, u_{GEg} и u_{GEd} :

- за $u_{GEg}=15\text{ V}$, $u_{GEd}=-15\text{ V}$ и $i_x > 0$ проводиће T_g и $u_{xN}=U_{DC}$

- за $u_{GEg}=15\text{ V}$, $u_{GEd}=-15\text{ V}$ и $i_x < 0$ проводиће D_g и $u_{xN}=U_{DC}$

- слично се за $u_{Ggd}=15\text{ V}$, $u_{GEg}=-15\text{ V}$ и $i_x < 0$ добија да је $u_{xN}=0\text{ V}$

3. потребно је остварити одговарајућу временску задршку између тренутка искључења једног и укључења другог транзистора у истој грани, тзв. мртво време (енг.: *dead - time*). Мртво време, t_{DT} , мора бити веће од збира времена искључења, t_{fi} , и струје репа транзистора, t_{tail} (слике 2.13 и 2.15). Ово обезбеђује да ће се поступак искључења транзистора завршити пре него што други транзистор започне провођење. Време t_{DT} се креће од приближно 500 ns , за транзисторе малих снага, до неколико μs , за транзисторе већих снага. Нарушавање услова ће довести до кратког споја између крајева једносмерног кола. Захтев 3 представља ограничење у примени тачке 2: током t_{DT} , када је $u_{GEg}=-15\text{ V}$ и $u_{GEd}=-15\text{ V}$, стање те гране одређује смер излазне струје i_x (за $i_x > 0$ проводи диода D_d и $u_{xN}=0\text{ V}$; за $i_x < 0$ проводи диода D_g и $u_{xN}=U_{DC}$). Више појединости о утицају мртвог времена на излазни напон ће бити дато на крају овог поглавља.

4. гледано са стране крајева једносмерног кола, међусобни утицај грана моста се може занемарити. Наиме, промена стања у једној грани занемарљиво ће се одразити на напон U_{DC} (с обзиром да иза U_{DC} стоји значајан извор енергије), а тиме и на суседну грану моста. Следи да излазни напон сваке од грана зависи од стања управљачких сигнала само те гране према претходно наведеним тачкама.

Из наведених особина моста следи да вредност излазног напона u_p припада скупу вредности $\{ U_{DC}, 0\text{ V}, -U_{DC} \}$:

$$u_p = \begin{cases} U_{DC} & \Rightarrow T1/D1 + T4/D4 \\ 0\text{ V} & \Rightarrow \text{или } T1/D1 + T2/D2 \\ & T3/D3 + T4/D4 \\ -U_{DC} & \Rightarrow T2/D2 + T3/D3 \end{cases} \quad (6.1)$$

Основни видови управљања четвороквадрантним претварачем су биполарна и униполарна импулсно - ширинска модулација. Начин остваривања биполарне модулације је представљен сликом 5.8, која приказује сигнале унутар модулятора, и сликом 5.9, којом је описан поступак њихове обраде. Улазни сигнал у модулатор је модулишући сигнал u_m . Унутар самог модулятора постоји извор носећег сигнала u_t који може бити тестерастог облика или троугаоног облика, што је случај на слици 5.8. Ови сигнали, u_m и u_t , се доводе на улазе кола за поређење

(слика 5.8) да би се на одговарајућим излазима добили управљачки напони за транзисторе на начине²:

$$u_{GE1} = u_{GE4} = \begin{cases} +15V & \text{за } u_m > u_t \\ -15V & \text{за } u_m < u_t \end{cases} \quad (6.2)$$

$$u_{GE2} = u_{GE3} = \begin{cases} +15V & \text{за } u_m < u_t \\ -15V & \text{за } u_m > u_t \end{cases} \quad (6.3)$$

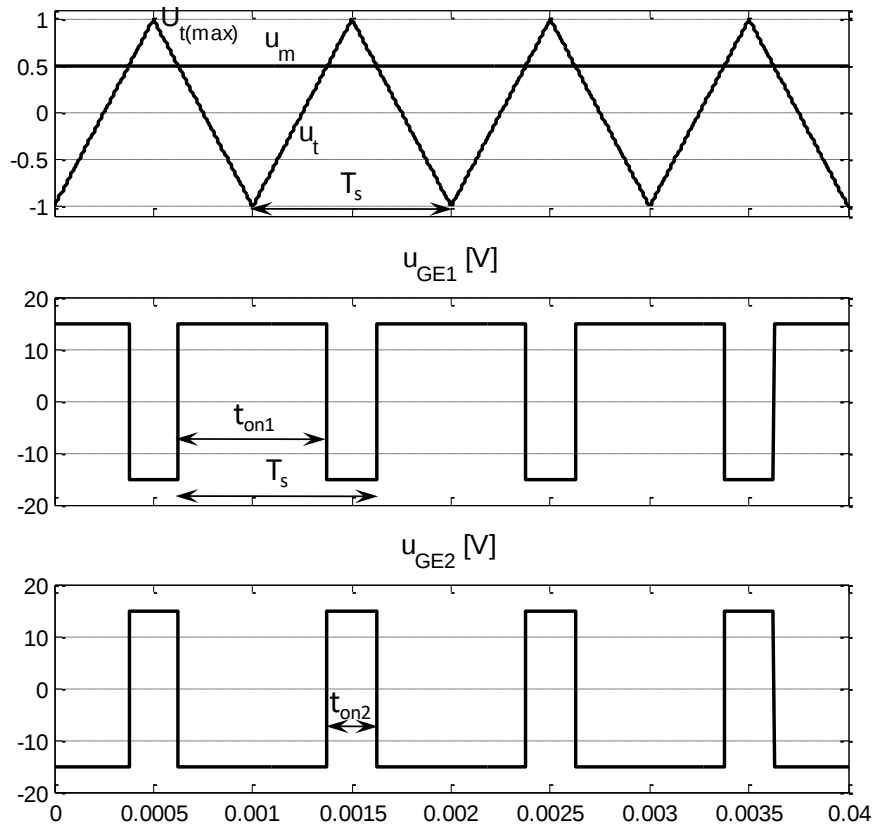
Значи, истовремено се побуђује један унакрсни пар танзистора у мосту или дрги унакрсни пар.

Добијени управљачки напони за транзисторе $T1$ и $T2$, u_{GE1} и u_{GE2} , су приказани на слици 5.8. Код свих техника ИШМ, па и овде (погледати и слику 5.2), периоду прекидања T_s одређује носећи сигнал u_t , а фактор испуне за сваки од транзистора однос модулишућег сигнала, u_m , и вршне вредности носећег, $U_{t(max)}$. Тако на пример фактор испуне транзистора $T1$ износи:

$$a_{T1} = 0,5 + \frac{1}{2} \frac{u_m}{U_{t(max)}}, \quad (6.4)$$

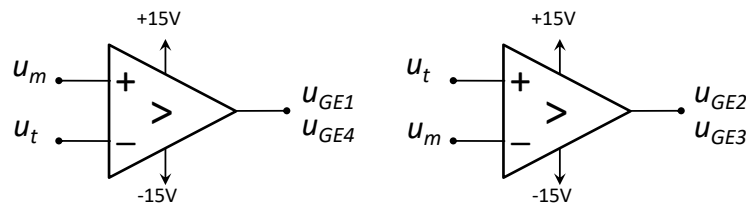
а за транзистор $T2$:

$$a_{T2} = 1 - a_{T1} = 0,5 - \frac{1}{2} \frac{u_m}{U_{t(max)}}. \quad (6.5)$$



² напомена: овде није разматрано додавање мртвог времена у управљачке сигнале.

Слика 5.8. Сигнали унутар биполарног модулятора који управљања четвороквадрантним претвараčem



Слика 5.9. Поступак обраде сигнала применом биполарне модулације

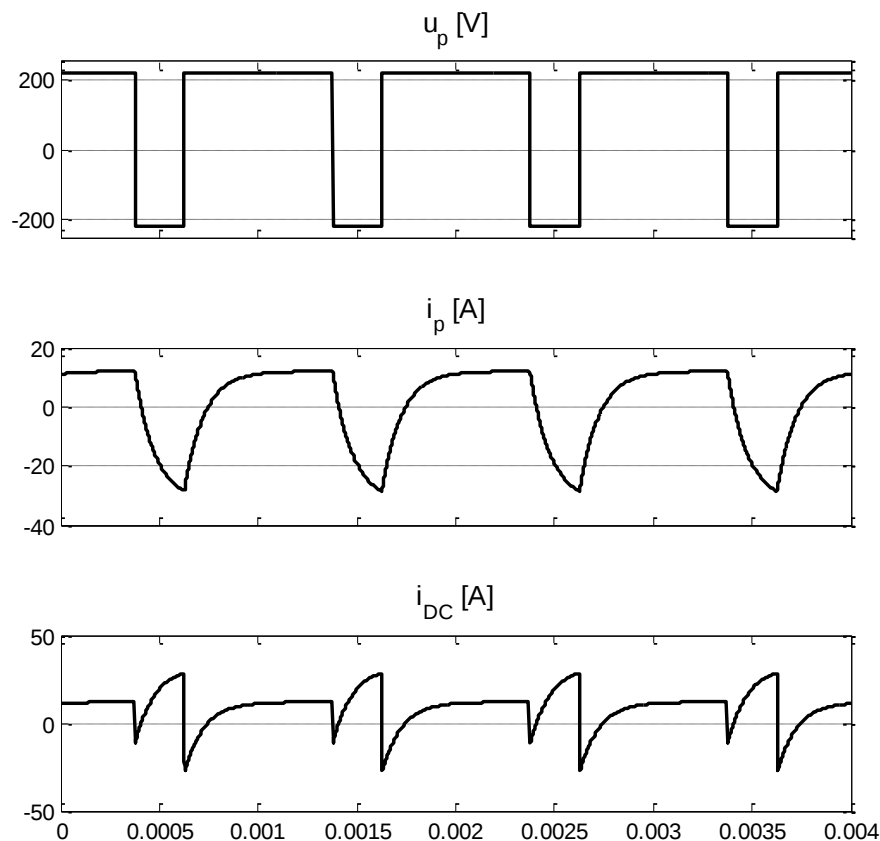
За наведену поставку управљачких сигнала ($u_m(t)=0,5$, $T_s=1\text{ ms}$) остварених биполарном модулацијом, у колу на слици 5.6, са подацима $U_{DC}=220\text{ V}$, $R=10\ \Omega$, $L=1\text{ mH}$, $E=100\text{ V}$, добијену су одзиви напона потрошача, u_p , струје потрошача, i_p , и струје кроз напонски извор, i_{DC} , као што је дато сликом 5.10.

Средња вредност напона потрошача уз примену биполарне модулације износи³:

$$U_p = a_{T1} \cdot U_{DC} - a_{T2} \cdot U_{DC} = U_{DC} \cdot \frac{u_m}{U_{t(max)}}. \quad (6.6)$$

При промени u_m у опсегу од $-U_{t(max)}$ до $U_{t(max)}$ добиће се U_p у границама од $-U_{DC}$ до U_{DC} . Вредност излазне струје не утиче на остварено U_p .

³ напомена: утицај мртивног времена није узет у обзир



Слика 5.10. Одзиви величина при биполарном ИШМ управљању претвараčem

Други основни вид управљања транзисторима у мосту се заснива на униполарној модулацији. Потавка модулятора је дата на слици 5.12, а сигнали унутар њега на слици 5.11. Препознају се одговарајућа подударења у односу на биполарну модулацију: поређењем модулишућег сигнала u_m и носећег сигнала u_t добијају се побудни напони за транзисторе у грани А моста:

$$u_{GE1} = \begin{cases} +15V & \text{за } u_m > u_t \\ -15V & \text{за } u_m < u_t \end{cases} \quad (6.7)$$

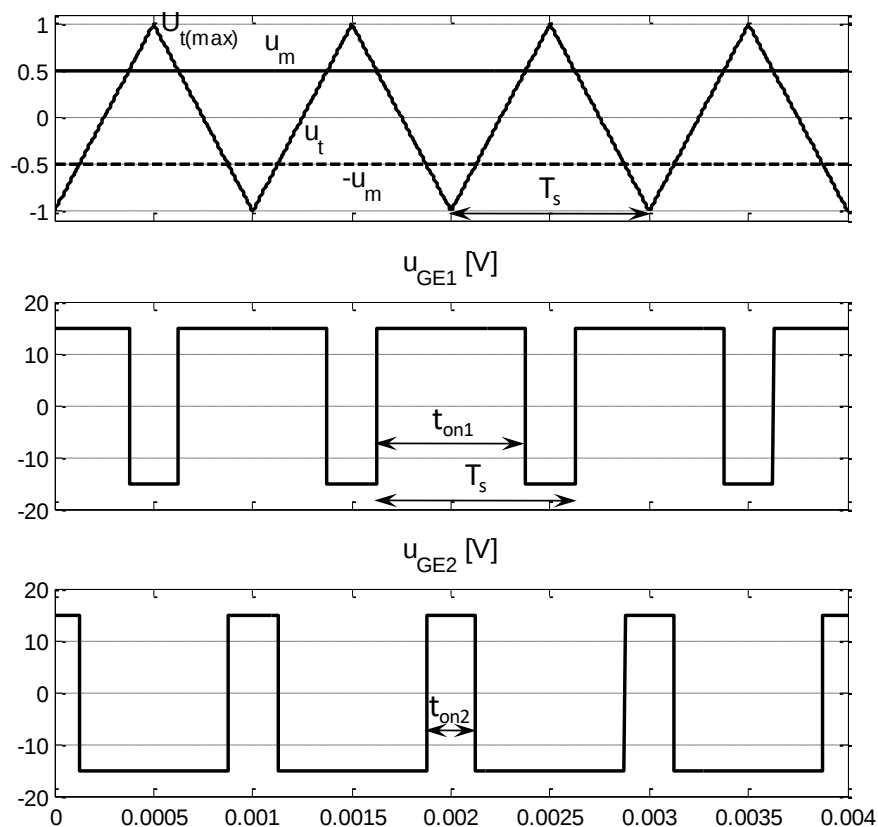
$$u_{GE3} = \begin{cases} +15V & \text{за } u_m < u_t \\ -15V & \text{за } u_m > u_t \end{cases} \quad (6.8)$$

Разлика потиче од управљања граном В моста: пореде се негативна вредност модулишућег сигнала, $-u_m$, и носећег сигнала u_t да би се добили управљачки напони:

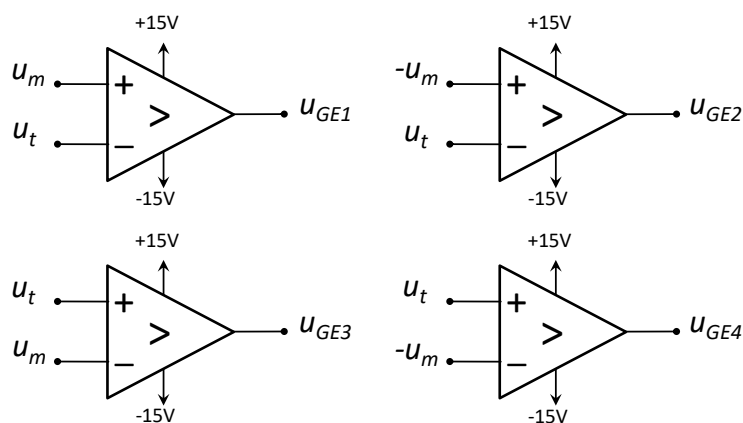
$$u_{GE2} = \begin{cases} +15V & \text{за } -u_m > u_t \\ -15V & \text{за } -u_m < u_t \end{cases} \quad (6.9)$$

$$u_{GE4} = \begin{cases} +15V & \text{за } -u_m < u_t \\ -15V & \text{за } -u_m > u_t \end{cases} \quad (6.10)$$

Добијени управљачки напони за транзисторе $T1$ и $T2$, u_{GE1} и u_{GE2} , су приказани на слици 5.11. Фактори испуне за транзисторе $T1$ и $T2$ су непромењени у односу на изразе (6.4) и (6.5); у односу на биполарну модулацију променио се временски положај u_{GE1} и u_{GE2} .



Слика 5.11. Сигнали унутар униполарног модулатора који управљања четвороквадрантним претварачем



Слика 5.12. Поступак обраде сигнала применом униполарне модулације

Учинак поменутих разлика у поступку модулације види се у одзивима величина у колу (слика 5.13). Прво, излазни напон u_p се састоји од импулса истог знака и нулте вредности (одатле потиче назив - униполарна):

$$\text{- за } u_m > 0 \Rightarrow u_p \in \{U_{DC}, 0 V\}$$

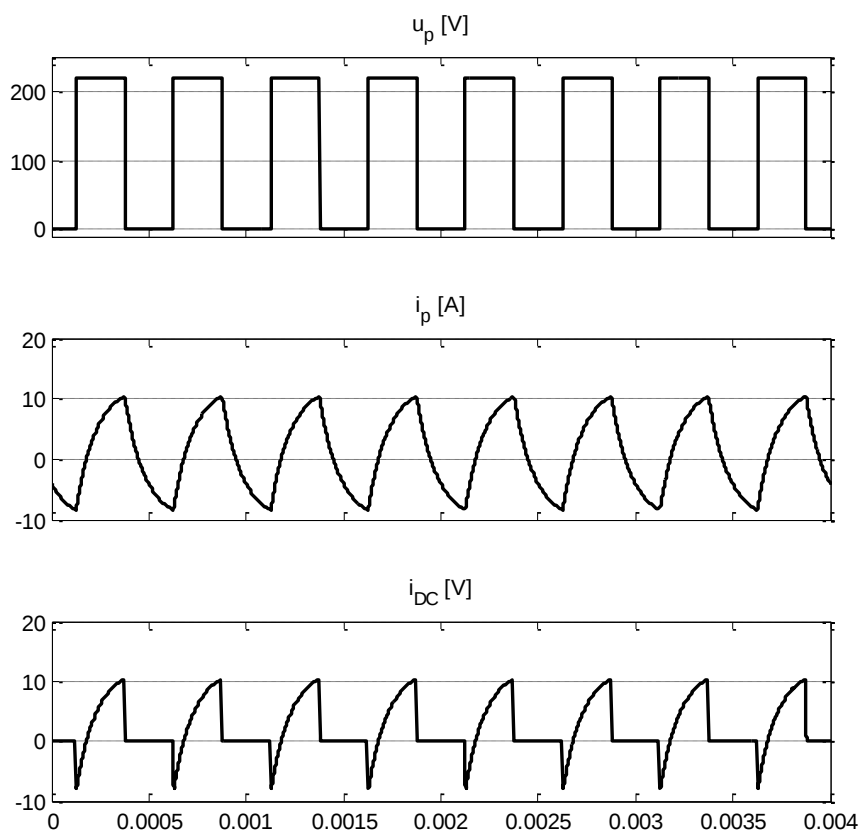
$$\text{- за } u_m < 0 \Rightarrow u_p \in \{0 V, -U_{DC}\}$$

$$\text{- за } u_m = 0 \Rightarrow u_p = 0 V.$$

Да подсетимо, применом биполарне модулације u_p мења стање између нивоа U_{DC} и $-U_{DC}$ (одатле потиче назив - биполарна).

Друго, у свакој периоди T_s јављају се два временски смакнута прекидања у мосту те u_p садржи два импулса (применом биполарне модулације јавља се једна промена у u_p - слика 5.10).

Обе поменуте особине, двоструко мањи скокови у напону и двоструко већи број импулса у њему, доводе до тога да таласност струје потрошача, i_p , буде значајно мања у односу на биполарно управљан претварач. Према томе, униполарни приступ у модулацији је пожељнији, али, са друге стране, и захтевнији јер је потребно у модулатору остварити два модулишућа сигнала који се независно пореде са носећим.



Слика 5.13. Одзиви величина при униполарном ИШМ управљању претвараčem

У наредном поглављу ћемо видети да транзисторски мост са слике 5.6 може обављати и улогу једнофазног претварача учестаности. Разлика у виду претварања енергије, DC/DC односно DC/AC , потиче од одговарајућег управљања. Ако додамо овоме да се код обе врсте претварача управљање заснива на импулсно-ширинској модулацији, поставља се питање: шта је то особено управљању код једносмерног претварача?

Да би одговорили на питање најпре ћемо подсетити да је основна сврха једносмерног претварача да оствари задату средњу вредност излазног напона, U_p . Према (6.6) излази да је за задато U_p потребно имати одговарајућу вредност модулишућег сигнала, u_m . Значи: u_m прави разлику.

Ево како би изгледала промена u_m када би једносмерни претварач погонио машину једносмерне струје као потрошач. У устаљеном стању, када машина ради са жељеном брзином обраћа u_m производи тачно потребну вредност U_p и током трајања тог стања U_p ће остати непроменљиво на датом нивоу (као на слици 5.8 или 5.11). Током прелазних периода, насталих променом жељене брзине обртања или променом механичког оптерећења на вратилу машине, u_m ће такође проћи кроз прелазни период тако што ће својом променом тежити да динамички прати промене у електромagnetном и механичком подсклопу машине до успостављања новог устаљеног стања. Задатак 5.2.а) има управо за циљ да поткрепи претходно излагање на примеру погона електромобила.

Код претварача учестаности захтеви у остаривању излазног напона су по све другачији: у устаљеном стању u_p мора бити периодичан са нултом средњом вредношћу током једне периоде ($U_p=0$). Какав облик има u_m тада, можете открити већ у наредном поглављу.

Задатак 5.2:

У електромобилу погонску машину представља машина једносмерне струје.

а) Прорачунати вредност модулишућег сигнала, u_m , код униполарно управљаног четвороквадрантног претварача за две радне тачке: 1) електромобил се креће у напред називном брзином и оптерећен је половином називног оптерећења; 2) електромобил се креће у назад са 20% од називне брзине и 50% оптерећења.

б) Прорачунати вршне вредности струје за прву радну тачку. Нацртати облике временског одзива напона и струје машине и означити када која полупроводничка компонента проводи.

Подаци о машини: $U_n=220\text{ V}$, $I_n=113\text{ A}$, $n_n=2500\text{ 1/min}$, $R_a=0,2\ \Omega$, $L_a=0,5\text{ mH}$.

Подаци о претварачу: $U_{DC}=220\text{ V}$, $f_s=1\text{ kHz}$

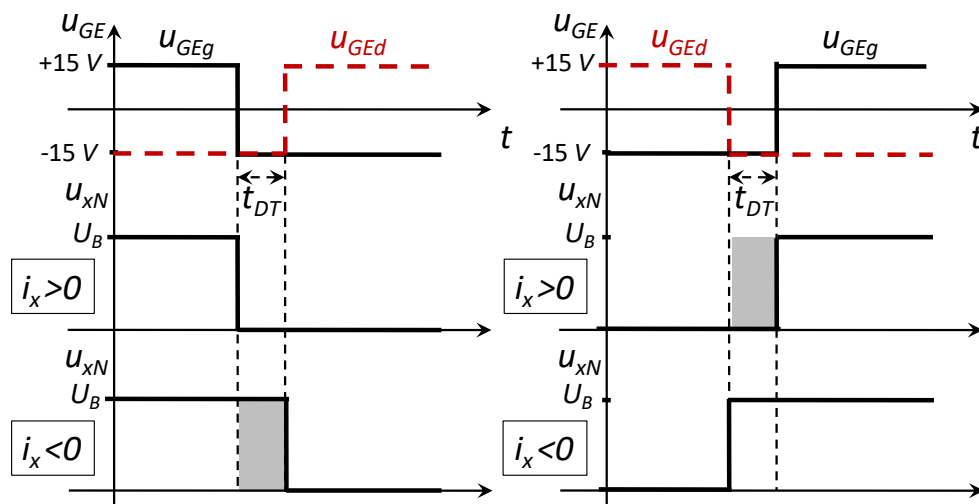
Четвороквадрантни рад претварача је заправо друго име за двосмерни ток енергије: када су средња вредност излазног напона, U_p , и излазне струје i_p истог знака ток енергије је позитиван, односно усмерен од извора U_{DC} ка потрошачу; када су различитог знака енергија има супротан ток, од потрошача ка извору U_{DC} . Негативан ток енергије захтева да извор U_{DC} прими приспелу енергију. Међутим, неки од могућих извора једносмерног напона то нису у стању. Најчешће примењивани - диодни исправљач (једнофазни или трофазни) са капацитивношћу повезаном на

једносмерне крајеве (слика 3.9 и 4.12, по реду) нема способност да енергију из једносмерног кола проследи ка мрежи (спада у једноквадрантне претвараче). Такође, капацитивност, иако акумулатор енергије, обично је мала да прихвати толику количину енергије. Решење представља кочиони претварач, коло које се повезује на крајеве U_{DC} - паралелно извору U_{DC} . Оно сав вишак енергије претвара у топлоту. Више појединости о раду кочионог претварача је дато у поглављу које обрађује трофазни фреквентни претварач (још један доказ о сродности DC/DC и DC/AC видова претварања енергије).

Анализа утицаја мртвог времена:

Од тренутка у коме је задата промена стања у грани моста (слика 5.7) временска поворка побудних напона транзистора пролази кроз два стања (слика 5.14): 1. тренутно се прекида побуда транзистора који је проводио, тј. $u_{GEg}=u_{GEd}=-15\text{ V}$; 2. после истека мртвог времена, t_{DT} , побуђује се други транзистор у грани. Посматраћемо утицај мртвог времена, t_{DT} , тј. 1. стања, на излазни напон те гране, u_{xN} . Током периода t_{DT} вредност u_{xN} зависи од знака излазне струје, i_x , на раније описан начин (3. својство мостне везе транзистора): када је $i_x > 0$ има се $u_{xN}=U_B$; када је $i_x < 0$ има се $u_{xN}=0\text{ V}$. На слици 5.14 приказана је временска поворка побудних напона транзистора при укључењу доњег транзистора у грани (график лево-горе), временска поворка при укључењу горњег транзистора у грани (десно-горе) и одговарајући одзиви излазног напона, u_{xN} , за позитиван и негативан смер излазне струје, i_x .

У теорији управљања претварачима енергетске електронике утицај мртвог времена се мери грешком коју оно уноси у напон u_{xN} у односу на задату вредност. Задата вредност u_{xN} одговара нултом мртвом времену - на слици 5.14 побудном напону који се тренутно мења на почетку 1. стања. Грешка је означена сивим пољима. Лако се може проникнути да ће се при струји одређеног знака (нпр. $i_x > 0$) јавити један напонски одсечак грешке (нпр. $-\Delta U_B \times t_{DT}$) у свакој периоди прекидања T_S . Јасно је да ће њен утицај бити израженији за мале вредности индекса модулације u_m . У стварном погону ова се појава испољава кроз изобличење струје потрошача.



Слика 5.14. Временска поворка побудних напона за транзисторе у грани моста, u_{GEg} и u_{GEd} , и одговарајући облик излазног напона u_{xN} у случају када је излазна струја позитивна, $i_x > 0$, и негативна, $i_x < 0$.

VI. Претварачи учестаности - инвертори

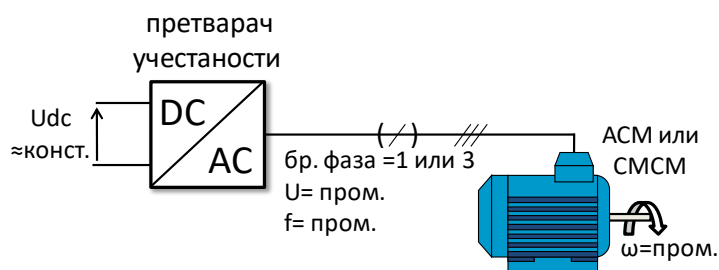
Претварачи учестаности претварају енергију једносмерне струје у енергију наизменичне струје. У зависности од тога да ли се са једносмерне стране располаже са напонским или струјним извором енергије примењује се напонска, односно струјна поставка претварача учестаности. Већ ова подела указује да претварачи учестаности имају пуно тога заједничког са једносмерним претварачима: поставке и напонских и струјних врста претварача су истородне и начини њиховог управљања су такође истородни. Стога ће се разматрања спроведена у овом поглављу у значајној мери ослањати на она изложена у поглављу посвећеном једносмерним претварачима.

У првом делу овог поглавља биће изложени основни примери употребе претварача учестаности. Циљ је да се прикаже разноликост примене и препознају захтеви који се могу поставити пред рад ових кола. Разматране су искључиво поставке напонских претварача пошто су оне далеко више заступљене од струјних поставки. У остатку поглавља је потанко описан рад једнофазних и трофазних претварача учестаности и изложени су основни начини њиховог управљања.

а. Примери примене претварача учестаности

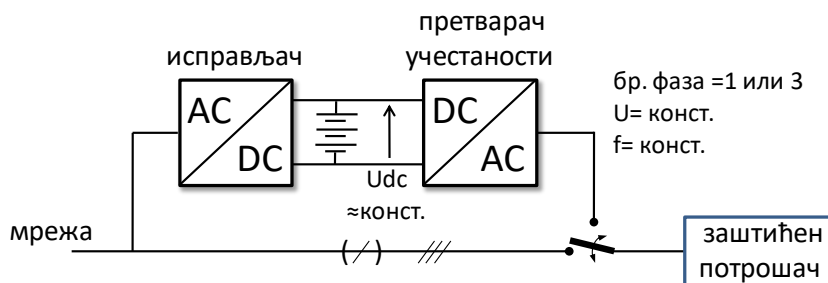
Претварачи учестаности налазе примену у оквиру три основне врсте уређаја: у погонима машина наизменичне струје (слика 6.1), непрекидним изворима напајања наизменичном електричном енергијом (слика 6.2) и уређајима који остварују управљив ток електричне енергије према електричној мрежи (слика 6.3). У погону машине наизменичне струје, асинхроне или

синхроне, претварач остварује управљање брзином и / или моментом машине. Машина може остваривати моторски рад, када се потребна енергија повлачи из једносмерног кола и улаже у кинетичку енергију обртања ротора, или генераторски рад, када је ток енергије супротног смера. За ове погоне постоји подугачак низ разноврсних закона управљања. Сви они деле општу особину да је на прикључцима машине потребно остварити наизменичан напон чији основни хармоник има променљиву учестаност ($f=\text{пром.}$) и, сагласно са њом, променљиву ефективну вредности ($U=\text{пром.}$).



Слика 6.1. Погон машине наизменичне струје управљан претварачем учестаности

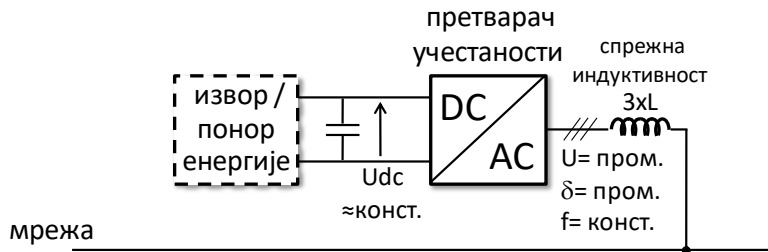
Код уређаја за непрекидно напајање електричном енергијом (слика 6.2) претварач учестаности преузима улогу извора за “заштићени” потрошач ($f=\text{конст.}$, $U=\text{конст.}$) када ефективна вредност и / или учестаност напона мреже излађу ван називног опсега. Потребна енергија се обезбеђује из складишта енергије, обично батерије. Управљачки алгоритам одржава ефективну вредност напона и учестаност његовог основног хармоника у називном опсегу (нпр. $380\text{ V} \pm 10\%$, $50\text{ Hz} \pm 1\%$) при промени оптерећења од нултог до називног.



Слика 6.2. Беспрекидни извор напајања

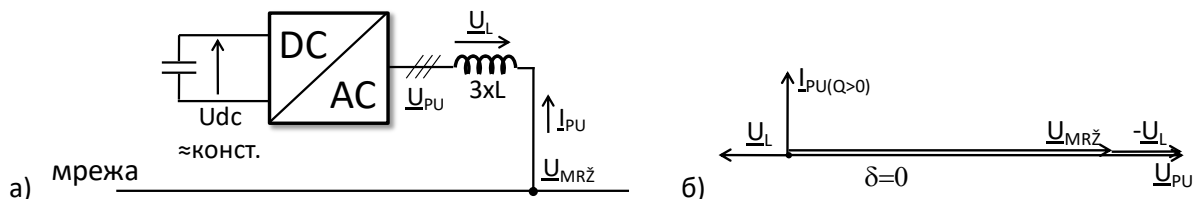
Постоји низ начина на које се може претварач учестаности спрегнути на електричну мрежу у циљу остваривања управљивог тока електричне енергије према мрежи. Овде ће бити издвојена оточна спрега (слика 6.3). Њоме се остварује једна или више улога из следећег низа:

- размена реактивне снаге између уређаја и мреже - тзв. статички VAr компензатор,
- размена активне снаге између уређаја и мреже,
- понор за више хармонике струје које у мрежу одашиљу нелинеани и / или уређаји енергетске електронике (погледати задатак 4.1) - тзв. активни филтар.



Слика 6.3. Претварач учестаности оточно повезан на електричну мрежу

VAr компензатор је уређаја којим се успоставља одговарајући ток реактивне енергије ка мрежи. Његова поставка је приказана на слици 6.4(а). Ако кроз назменичне крајеве претварача не тече активна снага, тада је и ток снаге кроз једносмерно коло раван нили (по Закону одржања активне снаге). Стога, VAr компензатор не захтева извор / понор активне снаге у једносмерном колу, поребна је само капацитивност као привремено складиште једносмерне енергије које подржава сталност напона, $U_{DC} \approx \text{конст.}$ На слици 6.4(б) приказан је фазорски дијаграм величина у колу VAr компензатора у условима када он предаје реактивну енергију мрежи ($Q > 0$): на основу модула струје претварача, I_{PU} , и њеног задатог фазног става у односу на став напона мреже, $\underline{U}_{MR\check{z}}$, може се одредити полифазор напона на спрежној индуктивности, $\underline{U}_L$, а затим и потребан напон на излазу претварача: $\underline{U}_{PU} = \underline{U}_{MR\check{z}} - \underline{U}_L$.

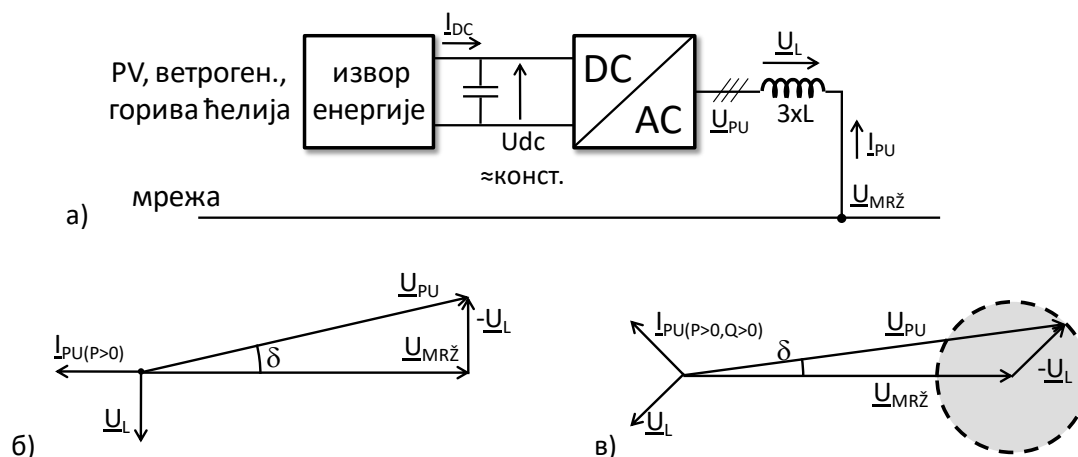


Слика 6.4. а) Поставка статичког VAr компензатора. б) Фазорски дијаграм струја и напона у колу када VAr компензатор предаје реактивну снагу мрежи ($Q > 0$).

Сличним управљањем се остварује и размена активне снаге са мрежом (слика 6.5). Слика 6.5(а) приказује поставку кола, а слика 6.5(б) фазорски дијаграм за случај када се мрежи предаје активна снага ($P > 0$). За разлику од VAr компензатора у једносмерном колу постоји извор/понор електричне енергије. Извори енергије могу бити, на пример, обновљиви извор енергије попут фотонапонског модула или ветрогенератора. Примери складишта енергије, које истовремено представљају извор и понор су горивна ћелија и акумулаторска батерија. Уређај овде представља посредника у преносу дате енергије према електричној мрежи. Он обликује енергију која пристиже у једносмерно коло у енергију наизменичне струје или супротно.

Променом модула излазног напона $\underline{U}_{PU}$ и његовог угла у односу на напон мреже, означеног као δ , претварач је способан да оствари истовремени ток активне и реактивне снаге, позитивног или негативног знака ($P < > 0$, $Q < > 0$). Наравно, ток активне снаге мора подржан одговарајућим током енергије кроз извор / понор једносмерне енергије у једносмерном колу. Да

би модуо струје I_{PU} био ограничен, напон претварача, $\underline{U}_{PU}$, се мора кретати унутар кружнице одговарајућег полупречника (слика 6.5(в)) са средиштем у врху полифазора напона мреже, $\underline{U}_{MR\check{Z}}$.



Слика 6.5. а) Поставка кола које размењује активну и / или реактивну енергију са мрежом.

б) Фазорски дијаграм струја и напона у колу када уређај предаје активну снагу мрежи ($P > 0$).

в) Фазорски дијаграм за случај када уређај остварује ток активне и реактивне снаге ($P > 0, Q > 0$).

Поред ова три основна вида примене, занимљиво је поменути и поставку двоструког претварача учестаности. Чине га два претварача учестаности повезаних заједничким једносмерним међуколом (слика 6.6). Гледано са стране наизменичних прикључака оба претварача, овакав спој остварује претварање енергије наизменичне струје једног облика у енергију наизменичне струје другог облика, попут АС / АС претварача. При томе ток активне енергије између два наизменична кола може мењати смер. Без присуства извора / понора енергије у једносмерном колу врелности активне снаге кроз два наизменична кола мора бити приближно једнак и супротног знака. Његово присуство чини ове токове снага до одређене мере распрегнутим. Такође, током реактивне енергије према обема наизменичним колима се може управљати независно.

Овај спој обједињује могућности поменутих основних поставки. Оне ће бити размотрене кроз кратак преглед рада уређаја у оквиру три основне области примене (слика 6.6):

1. Погон машине наизменичне струје, асинхроне или синхроне, у моторском и генераторском раду.

Двоструки претварач обезбеђује двосмерни ток снаге између мреже и машине: у моторском раду енергија се црпи из мреже и улаже у покретање ротора и механичког оптерећења, док се у генераторском раду из механичког подскопа извлачи део кинетичке енергије и предаје мрежи. У индустријским погонима, где машина покреће одређено механичко оптерећење, ово омогућује да се при смањењу брзине део уложене енергије врати у мрежу. Тиме се повећава енергетска искористивост погона. Ако је на ротор машине повезана нека врста турбине, нпр. ветротурбина, гасна турбина и сл., тада се склоп претежно налази у генераторском раду. Моторски рад је потребан само током залетања погона.

2. Беспрекидно и заштићено напајање потрошача.

Двоструки претварач са акумulatorском батеријом у једносмерном колу потпуно одваја потрошач од електричне мреже из које се напаја све док у акумulatorима има ускладиштене енергије. Претварач омогућује да се ни најмањи поремећај као ни присуство виших хармоника у мрежи не пренесе на потрошач. Отуда и уврежен назив за ову поставку - *eng. smart UPS*. За разлику од ње, код поставке извора непрекиног напајања са слике 6.2 потребно је да се поремећај у напону испољи на потрошачу да би тек потом преклопник преусмерио напајање са мреже на излаз претварача учестаности.

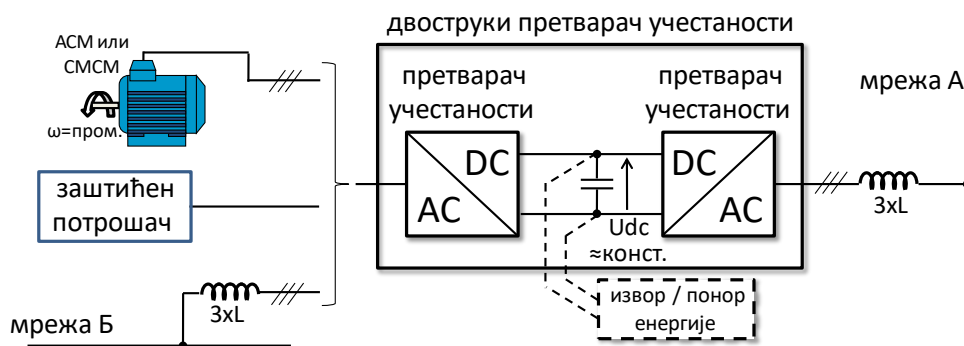
3. Пренос енергије између две преносне или дистрибутивне мреже

Повезивањем две преносне или дистрибутивне мреже повећава се, између осталог, већа управљивост, стабилност, остварује боље искориштење производних могућности сваке од њих. Ако су мреже одвојене воденом површином најсврсисходнији начин је примена двоструког претварача код кога је једносмерно коло развучено дуж кабла једносмерне струје. При преносу веће снаге једносмерни напон на каблу је висок (износи више десетина или неколико стотина kV) па се цео склоп назива *eng. HVDC*. ...

1.1. пренос енергије између две преносне или дистрибутивне мреже.

а) мреже одвојене воденом површином, нпр. морем. Пренос енергије се остварује једносмерним каблом на високом напону (). (Пренос енергије на велике даљине каблом за наизменичну струју је несврсисходан. Због велике капацитивности кабла он би подразумевао велике капацитивне струје и губитке).

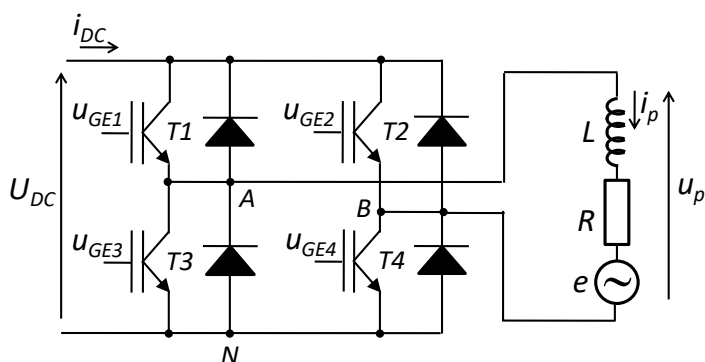
б) спрега острвске мреже са преносном или дистрибутивном мрежом. Поље ветрењача постављено у плитко море може радити у сопственој острвској наизменичној мрежи. , *eng. HVDC light (ABB®)*



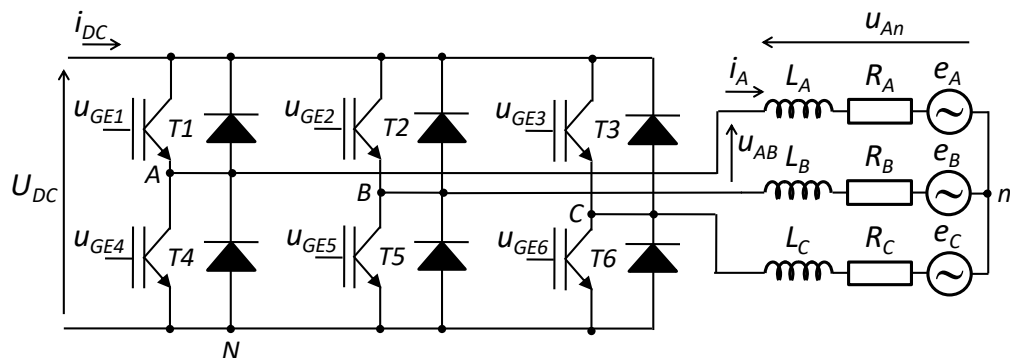
Слика 6.6. Двоструки претварач учестаности као део електромоторног погона или спрежни склоп између водова две преносне мреже

Напонски претварач учестаности не може произвести простопериодични облик напона на својим наизменичним прикључцима, нити струјни претварач може произвести простопериодични облик струје. Оно што могу то је да подешеним радом својих снажних полипроводничких прекидачких компоненти произведу напон, односно струју, чија средња вредност, рачуната у одређеним кратким периодима времена, прати у деловима простопериодичан облик промене. На слици 6.1 је приказан пример напона на крајевима једнофазног напонског претварача који би одговарао претходном исказу

6. Једнофазни претварачи учестаности



в. Трофазни претварачи учестаности



Литература

- [1] F. Iannuzzo, C. Abbate, G. Busatto: "Instabilities in silicon power devices", *IEEE Industrial electronics magazine*, September 2014, pp. 28 – 39.
- [2] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann: "Application Manual – Power Semiconductors", Semikron International GmbH, 2nd edition, 2015.

Прилог

П.1. Средња и ефективна вредност величине

- а. Израз за средњу вредност када је величина изражана преко времена као независне променљиве

$$X = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot dt \quad (\text{П.1})$$

T је периода величине $x(t)$.

- б. Облик израза када је величина изражена преко угла као независне променљиве

$$X = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} x(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (\text{П.2})$$

ω је кружна учестаност величине $x(\omega t)$; $\omega = 2\pi/T$.

П.2. Развој у Фуријеов ред неке периодичне величине

Представа дате величине Фуријеовим редом:

$$x(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} A_h \cdot \cos(h\omega t) + \sum_{h=1}^{\infty} B_h \cdot \sin(h\omega t) \quad (\text{П.3})$$

где је ω кружна учестаност величине. Коефицијенти A_h и B_h се добијају на следећи начин:

$$A_h = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) \cdot \cos(h\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (\text{П.4})$$

$$B_h = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) \cdot \sin(h\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (\text{П.5})$$