



КАТЕДРА ЗА ЕНЕРГЕТСКЕ ПРЕТВАРАЧЕ И ПОГОНЕ
ЛАБОРАТОРИЈА ЗА ЕНЕРГЕТСКЕ ПРЕТВАРАЧЕ
ЕНЕРГЕТСКИ ПРЕТВАРАЧИ 2

Лабораторијска вежба број 3

ТРОФАЗНИ ИНВЕРТОР

ЦИЉ ЛАБОРАТОРИЈСКЕ ВЕЖБЕ

Циљ ове лабораторијске вежбе је упознавање студената са савременим DC/AC претварачима, који се користе за:

- напајање погона са променљивом брзином обртања
- прикључење извора напона променљиве учестаности и амплитуде (нпр. ветрогенератори) на мрежни напон константне учестаности и амплитуде
- прикључење извора једносмерног напона (батерије, соларни панели) на мрежни напон константне учестаности и амплитуде
- беспрекидна напајања
- итд.

На примеру трофазног инвертора са N-каналним MOSFET транзисторима, илустровани су основни принципи рада оваквог претварача. Такође, биће анализиран и режим када је индекс модулације већи од 1 (*overmodulation*), укључујући и режим када је индекс модулације много већи од 1, па напон на излазу инвертора има форму правоугаоних импулса (*square-wave mode*). Након тога, биће анализирано управљање инвертором применом SPACE VECTOR модулације.

1. ТЕОРИЈСКИ УВОД

Принципска шеме трофазног инвертора приказана је на Сл. 1. На датој шеми, претпостављено је да је једносмерни улазни напон инвертора добијен из диодног исправљача. У општем случају, V_{dc} може бити напон батерије, напон на излазу соларног панела, тачније MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) уређаја, напон на излазу активног исправљача, итд. Прекидачки елементи моста могу бити MOSFET или IGBT транзистори, GTO (*Gate Turn-off*) тиристори, и сл. Претварачи који се анализирају у овој вежби реализовани су помоћу MOSFET транзистора, као што је и приказано на Сл. 1. Прекидачки моста морају бити бидирекциони, тј. морају имати могућност да проводе струју у оба смера, због чега паралелно транзисторима постоје повратне диоде. Код MOSFET-а је повратна диода инхерентно присутна (*body diode*), али је углавном недовољно брза, због чега се мора екстерно додати антипаралелна диода. Транзистори коришћени у анализираном претварачу имају повратну диоду са кратким временом опоравка (*reverse recovery*), тако да није било неопходно додавање антипаралелне диоде.

1.1. Синусна модулација трајања импулса

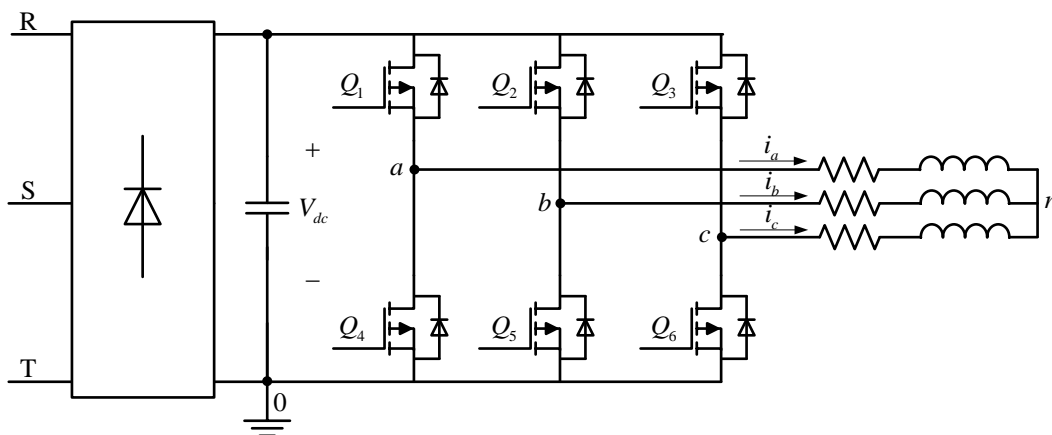
На Сл. 2 је приказан принцип генерисања импулса за укључење транзистора, као и таласни облици излазног напона и струје трофазног инвертора. На Сл. 3 је приказан принцип генерисања импулса за укључење транзистора, као и таласни облици фазног напона, линијске струје и међуфазног напона на излазу трофазног инвертора. Напон на излазу претварача има облик поворке правоугаоних импулса променљивог трајања. Овакав принцип генерисања импулса за паљење транзистора назива се модулација трајања импулса (*PWM – Pulse Width Modulation*). На улаз компаратора доводе се два

сигнала: носилац (*carrier*) који има облик поворке троугаоних импулса и углавном представља излаз бројача, и модулишући сигнал, или референца, који је у овом случају простоперодична функција па овакав начин модулације носи назив синусна модулација трајања импулса. Уколико је вредност модулишућег сигнала већа од вредности носиоца, генерише се импулс за паљење горњег транзистора у одговарајућој грани моста, а доњи транзистор се искључује, и обрнуто. Важно је нагласити да између искључења доњег и укључења доњег транзистора у једној грани моста мора постојати одговарајућа пауза (тзв. „мртво време“), како не би дошло до истовременог провођења оба транзистора, што би практично представљало кратак спој при напону V_{dc} и довело до термичког уништења једног или оба транзистора. Наравно, исто важи и при искључењу горњег и укључењу доњег транзистора. Мртво време је углавном хардверски реализовано.

Периода (учестаност) носиоца назива се периода (учестаност) *PWM*-а T_{PWM} (f_{PWM}). Простоперодични модулишући сигнал (референца) дат је изразом:

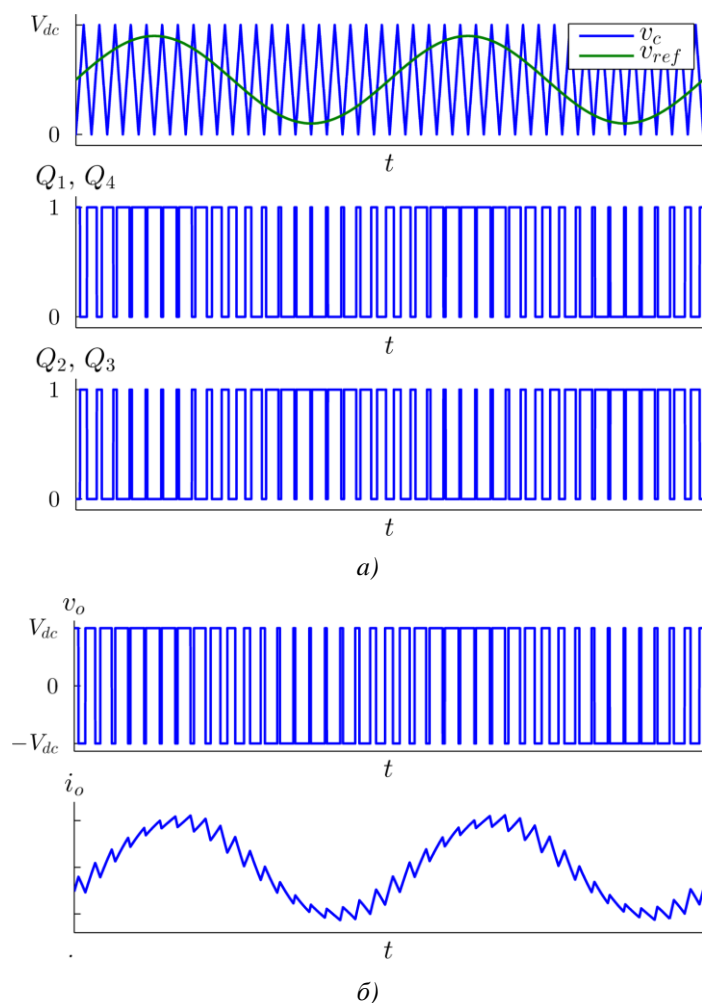
$$v_{aref} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot (1 + m \cdot \sin(2\pi f \cdot t + \theta)).$$

где је m величина која се назива *индекс модулације*. Како је референцу могуће задавати



a)

Сл. 1. Упрошћена електрична шема трофазног инвертора



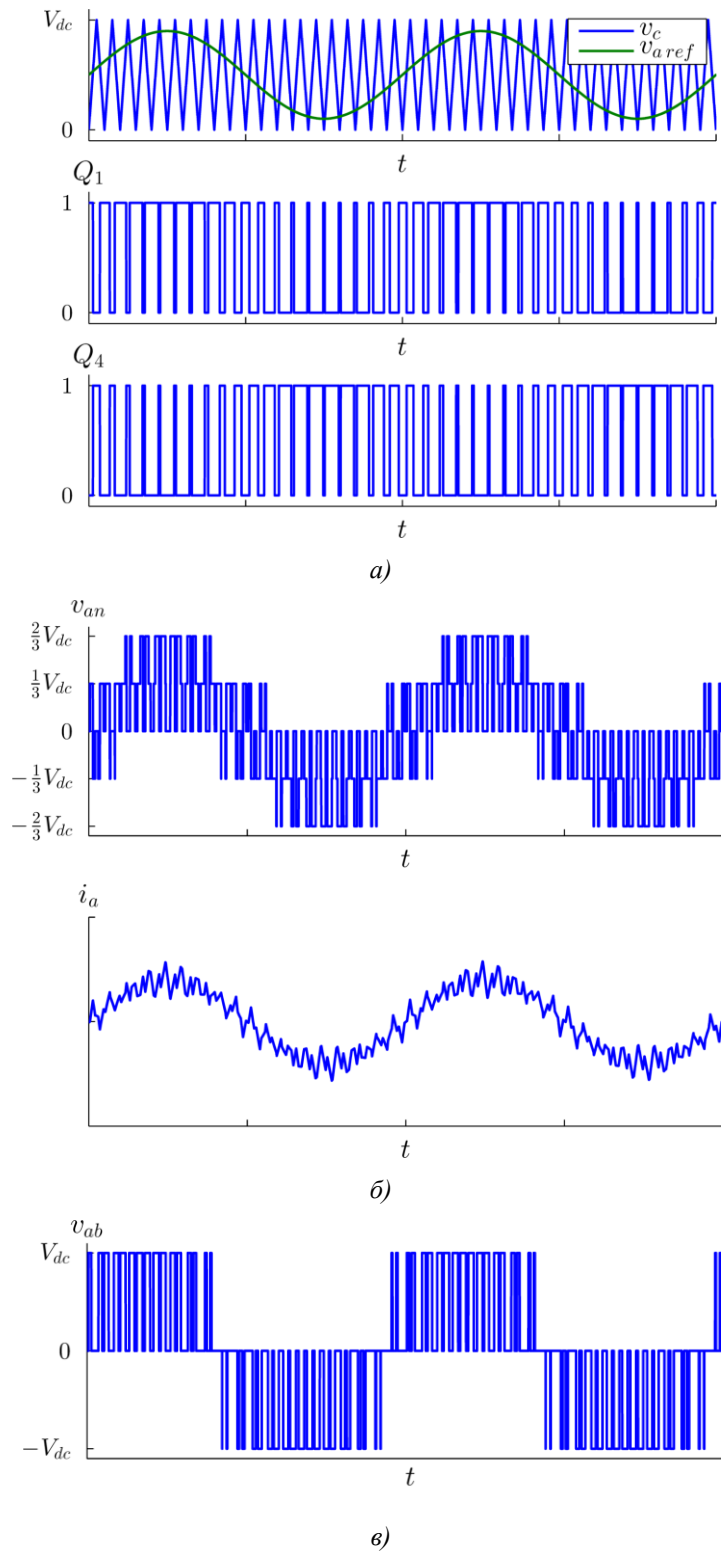
Сл. 2. Карактеристични таласни облици напона и струје једнофазог инвертора: а) генерисање PWM импулса; б) излазни напон и струја

само у дискретним временским тренуцима, претходни израз је прикладније написати у следећој форми:

$$v_{aref} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot (1 + m \cdot \sin(2\pi f \cdot nT_{PWM} + \theta))$$

где је n редни број одбирка, а f учестаност модулишућег сигнала. У реалности, референтни сигнал и носилац су бројеви чије су вредности уписане у одговарајуће регистре, а не напонски сигнали као што је то приказано на Сл. 2, али је оваква представа изабрана ради боље и интуитивније илустрације принципа модулације трајања импулса.

Индекс модулације m дефинисан је у претходним изразима као однос амплитуде референтног напона и половине једносмерног улазног напона V_{dc} . У зависности од вредности индекса модулације, разликују се два случаја:



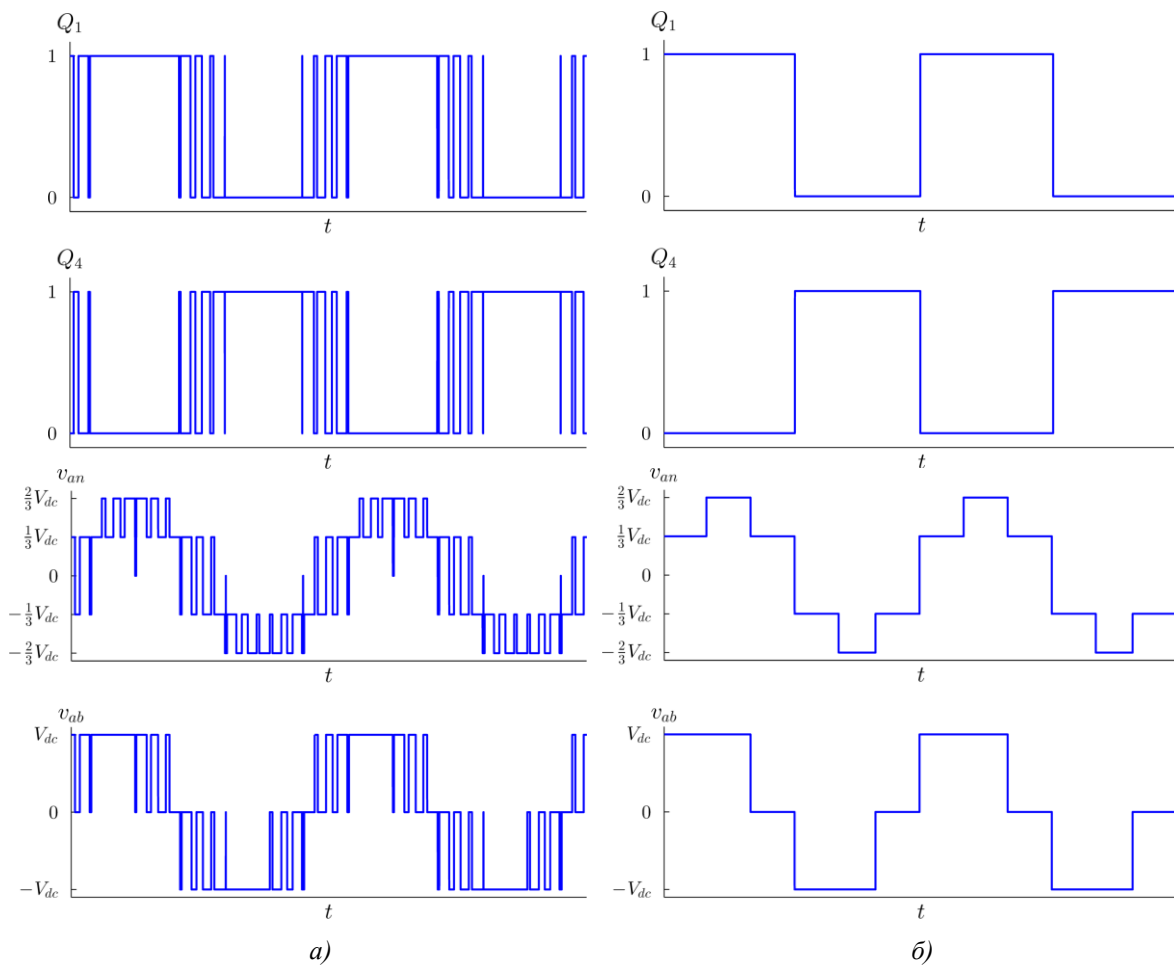
Сл. 3. Карактеристични таласни облици напона и струје трофазног инвертора: а) генерисање PWM импулса; б) напон и струја фазе а; в) међуфазни напон

1. $m < 1 \rightarrow$ линеарни режим рада инвертора; амплитуда основног хармоника излазног напона инвертора (компонента учестаности f , погледати претходни израз) је линеарно сразмерна индексу модулације.

Претходно тврђење изнето је на основу чињенице да су објекти којима управљамо углавном нископропусног карактера. При управљању машинама наизменичне струје индуктивност самих намотаја потискује струје које би биле последице постојања виших хармоника у напонском спектру. Такође, при управљању линијским струјама код инвертора прикључених на мрежу, на излазу из самог инвертора поставља се LCL филтар ради свођења валовитости мрежне струје на захтевани ниво. Дакле, довољно је анализирати само средњу вредност напона на периоди T_{pwm} . Као што је већ речено, када је вредност модулишућег сигнала већа од вредности сигнала носиоца горњи транзистор ће бити укључен што доводи фазу инвертора на потенцијал једносмерног међукола V_{dc} . У супротном фаза инвертора се доводи на потенцијал нулте тачке. Како је учестаност сигнала носиоца много већа од учестаности модулишућег сигнала може се сматрати да током једне периоде T_{pwm} модулишући сигнал има константну вредност. Уколико је са t_{on} означен интервал током кога је укључен горњи транзистор тада се средња вредност фазног напона на интервалу T_{pwm} израчунава као :

$$\langle V_{sr} \rangle = \frac{t_{on}}{T_{pwm}} V_{dc}$$

Анализом горње слике се може показати да је $\frac{t_{on}}{T_{pwm}} = \frac{1}{2} + m \frac{1}{2} \sin(\omega t)$. Уврштавањем вредности $\frac{t_{on}}{T_{pwm}}$ у формулу изнад закључујемо да се средња вредност, која одговара основном хармонику таласног облика, мења по синусоидалном закону уз амплитуду која је m пута мања од половине напона једносмерног међукола.



Сл. 4. Таласни облици PWM импулса, напона фазе a , и напона између фаза a и b у: а) *overmodulation*; б) *square-wave режиму*

$m > 1 \rightarrow$ разликују се два режима:

- амплитуда основног хармоника излазног напона нелинеарно расте са повећањем индекса модулације. Овакав режим се назива засићење PWM-а, (*overmodulation*);
- амплитуда основног хармоника излазног напона је константна. Излазни напон инвертора поприма форму поворке правоугаоних импулса, трајања једнаког периода основног хармоника (*square-wave mode*).

Линеарни режим илустрован је на Сл. 2. Таласни облици напона за *overmodulation* и *square-wave mode* приказани су на Сл. 3. Спектри фазног и међуфазног напона на излазу инвертора за сва три режима приказани су на Сл. 4. Упадљив је повећан удео хармоника нижег реда при индексу модулације већем од 1, нарочито у *square-wave режиму*.

Због присуства хармоника нижег реда у спектру напона, два претходно поменута режима рада нису од интереса. Анализом једначина које описују линеарни режим рада уочавамо да фазни напони на излазу из инвертора имају једносмерну компоненту. Међутим, у случају трофазног потрошача са изолованим звездиштем, средње вредности напона на излазу из инвертора не могу створити једносмерну струју па се на оптерећењу јавља само синусоидална компонента напона. Највећа амплитуда

фазног напона добија се за јединичну вредност индекса модулације и износи $\frac{V_{dc}}{2}$.

Према томе, највећа ефективна вредност линијског напона која се може реализовати синусном модулацијом трајања импулса износи $\frac{V_{dc}}{2} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$. У случају да на оптерећење треба довести линијски напон у вредности од 380V, вредност напона у једносмерном међу колу би износила око 620V што наводи на закључак да је једносмерно међуколо поприлично лоше искорићено.

1.2. SPACE VECTOR модулација

Током претходног излагања приказани су принципи синусне модулације трајања импулса. Највећа амплитуда фазног напона која се може остварити овим типом модулације једнака је половини напона једносмерног међукола. Притом, индекс модулације износи један и врх референтне синусоиде се поклапа са врхом сигнала носиоца. Даље повећање индекса модулације резултовало би уношењем додатних хармоника у фазни напон при чему не би дошло до повећања вредности амплитуде основног хармоника.

Основни циљ при управљању инвертором је генерисање симетричног система напона на оптерећењу. Мана оваквог погледа на инвертор јесте што располажемо са три променљиве (напони или струје) од којих су само две независне (трећа је обично комбинација прве две). Овако нешто компликује и отежава управљање системом.

Познато је да се систем од три симетрична фазна напона или струје може представити ротирајућим вектором константне амплитуде. Трофазни систем који ствара овакав ротирајући вектор може се у потпуности еквивалентирати двофазним, што елимише горе наведени проблем јер сада располажемо са две променљиве при чему су обе независне. Овај принцип познат је под називом Кларкина или $\alpha\beta$ трансформација. Трофазни систем напона или струја потпуно се еквивалентно представља двофазним коришћењем трансформационе матрице :

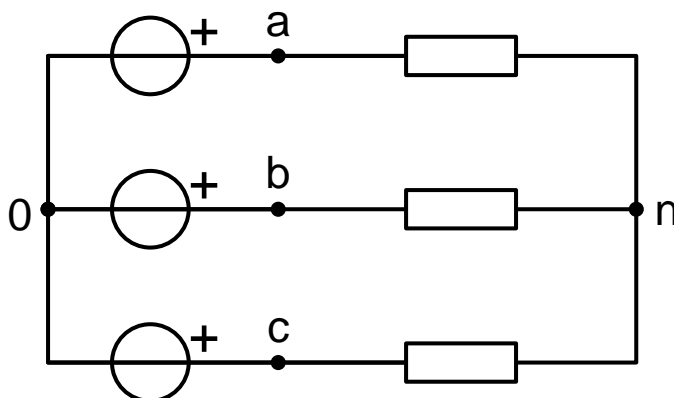
$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Коефицијент $\frac{2}{3}$ је уведен у трансформацију како би се постигла инваријантност система по импеданси што за анализу која следи није од значаја. Трансформација трофазног у двофазни систем врши се на следећи начин :

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$$

Такође, након трансформације изведене на овај начин максималне вредности напона у систему остају једнаке као и пре трансформације.

С обзиром да се трофазни систем напона представља вектором више нема смисла посматрати сваку од фаза инвертора понаособ већ инвертор посматрамо као једну целину. Инвертор поседује три гране (leg) при чему сваки од излаза инвертора може бити прикључен на потенцијал нулте тачке инвертора или потенцијал једносмерног међукола. Дакле, свака грана може имати два стања при чему се стање у коме је излаз прикључен на напон напајања означава логичком јединицом ($S_{a,b,c} = 1$), а стање у коме је излаз прикључен на нулту тачку логичком нулом ($S_{a,b,c} = 0$). Уколико напоне на излазима из инвертора представимо идеалним напонским изворима (који могу имати два стања и то V_{dc} или 0), а оптерећења такође напонским изворима , анализом следећег кола долазимо до вредности фазних напона на оптерећењу.



$$u_{an} = \frac{2u_{a0} - u_{b0} - u_{c0}}{3}$$

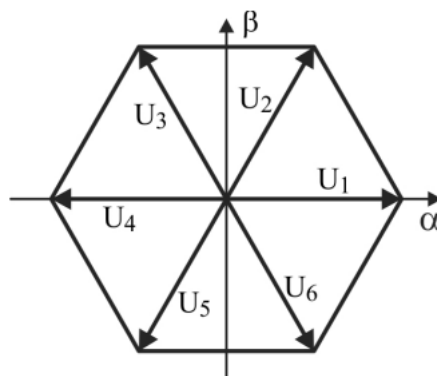
$$u_{bn} = \frac{2u_{b0} - u_{a0} - u_{c0}}{3}$$

$$u_{cn} = \frac{2u_{c0} - u_{b0} - u_{a0}}{3}$$

Пошто имамо три гране са по два могућа стања закључујемо да инвертор поседује осам дискретних стања. Ових осам стања резултују напонима на оптерећењу уписаним у табелу.

Вектор	S_a	S_b	S_c	u_{an}	u_{bn}	u_{cn}	u_α	u_β	$ u_{\alpha\beta} $	Угао
V_1	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0
V_2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{\pi}{3}$
V_3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$
V_4	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	π
V_5	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$
V_6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{5\pi}{3}$
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0

Из горње табеле се види да располажемо са осам стања при чему шест представљају векторе једнаке амплитуде, а различитих фаза и називају се активни вектори ($V_1 \dots V_6$) и два вектора нулте амплитуде који се називају нулти вектори (V_0, V_7). На овај начин настаје шестоугао напонских вектора представљен на слици испод. Простор између два суседна вектора назива се сектор (простор између вектора V_1 и V_2 је сектор 1 итд).



Вектор којим се представља трофазни систем ротира у $\alpha\beta$ равни константном брзином која је одређена фреквенцијом напона који желимо да произведемо. Због тога, кружница коју описује врх референтног вектора мора бити унутар круга уписаног у

шестоугао. Поставља се питање како реализовати вектор који ротира уколико располажемо са свега осам дискретних стања.

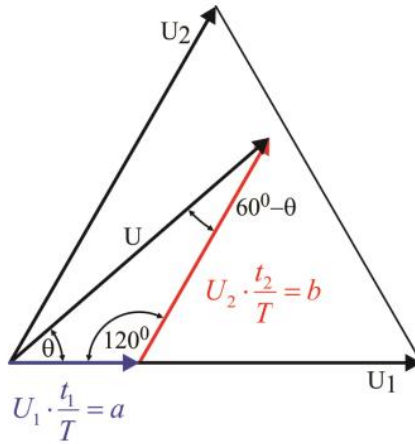
При анализи напона добијених модулацијом трајања импулса довољно је вршити анализу средњих вредности на периоди модулације. Ова тврдња је омогућена с обзиром да основни хармоник напона у спектру одговара управо средњој вредности која се мења из периоде у периоду (eng. moving average), док су виши хармоници ослабљени присуством реактанси у објектима управљања. Сличном анализом можемо увести термин „средња вредност вектора на интервалу PWM”. Дакле, напонско стање у трофазном систему представља се вектором одређене амплитуде и фазе. Уколико такав вектор реализујемо као средњу вредност расположивих стања на интервалу PWM, напони на оптерећењу ће бити синусоидални. Да бисмо, у току једне периоде PWM, реализовали референтни вектор на располагању нам стоје свих осам дискретних инверторских стања. Међутим, коришћење два суседна вектора у комбинацији са нултим вектором се показује као најбоље јер се на тај начин избегавају непотребне комутације уз смањење валовитости излазне струје инвертора. На основу до сада реченог може се записати следећа једначина :

$$\frac{1}{T_{pwm}} \int_{T_{pwm}} \vec{V}_{ref} dt = \frac{t_i}{T_{pwm}} \vec{V}_i + \frac{t_j}{T_{pwm}} \vec{V}_j + \frac{t_0}{T_{pwm}} (\vec{V}_0 + \vec{V}_7)$$

где \vec{V}_i и \vec{V}_j означавају два суседна вектора у шестоуглу између којих се налази референтни вектор, а t_i и t_j времена током којих се ови вектори примењују. Уколико је збир времена t_i и t_j мањи од трајања периоде PWM остатак се попуњава коришћењем нултог вектора што је представљено чланом $\frac{t_0}{T_{pwm}} (\vec{V}_0 + \vec{V}_7)$. Постоји потпуна слобода у одабиру нултог вектора који ће бити коришћен па се горњи члан може записати и само помоћу вектора \vec{V}_0 или \vec{V}_7 . Како су нулти вектори заправо једнаки нули горња једначина постаје :

$$\frac{1}{T_{pwm}} \int_{T_{pwm}} \vec{V}_{ref} dt = \frac{t_i}{T_{pwm}} \vec{V}_i + \frac{t_j}{T_{pwm}} \vec{V}_j$$

Преостаје да се одреди дужина временских интервала током којих се примењују суседни активни вектори. За такву анализу потребно је посматрати слику испод, при чему су као пример коришћени вектори \vec{V}_1 и \vec{V}_2 .



Уочава се да се референтни вектор може реализовати помоћу вектора који су на слици означени са a и b . Уколико би током целе периоде PWM био коришћен само вектор \vec{V}_1 , средње вредности напона на оптерећењу (a уједно и њихов први хармоник) би одговарале вредностима из табеле који одговарају вектору \vec{V}_1 . Међутим, уколико би исти вектор био примењен током краћег временског интервала средња вредност напона на оптерећењу би била помножена фактором $\frac{t_1}{T_{pwm}}$, што заправо одговара вектору означеном са a . Како нам преостаје још времена да испунимо читаву периоду PWM, вектор \vec{V}_2 може бити примењен и истом логиком закључујемо се се вредност напона на оптерећењу која одговара овом вектору скалира фактором $\frac{t_2}{T_{pwm}}$, што одговара вектору означеном са b . Средња вредност збира два вектора одговара збиру појединачних средњих вредности па посматрањем троугла који чине вектори a, b, V_{ref} уз примену синусне теореме долазимо до:

$$\frac{|\vec{V}_{ref}|}{\sin(120^\circ)} = \frac{|\vec{V}_1| \frac{t_1}{T_{pwm}}}{\sin(60^\circ - \theta)}$$

$$\frac{|\vec{V}_{ref}|}{\sin(120^\circ)} = \frac{|\vec{V}_2| \frac{t_2}{T_{pwm}}}{\sin(\theta)}$$

Како вектори \vec{V}_1 и \vec{V}_2 имају дужину $\frac{2V_{dc}}{3}$ долази се до следећих релација :

$$t_1 = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \sin(60^\circ - \theta)$$

$$t_2 = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \sin(\theta)$$

$$t_0 = T_{pwm} - t_1 - t_2$$

У овој анализи посматрају се максималне вредности фазних напона на оптерећењу и може се уочити да је максимална амплитуда вектора уписаног у шестоугао једнака висини једнакостраничног троугла који описују било која два суседна вектора (на пример \vec{V}_1 и \vec{V}_2). Према наведеном, максимална вредност фазног напона на оптерећењу коју можемо реализовати износи $V_{max} = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{\sqrt{3}}{2}$.

Однос максималних вредности фазних напона реализованих SPACE VECTOR модулацијом и класичном синусном модулацијом израчунава се као :

$$\frac{V_{max}^{SVPWM}}{V_{max}^{SPWM}} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}}{\frac{1}{2} V_{dc}} = 1.1574 ,$$

Имплементација алгоритма SVPWM у микроконтролер

Након одређивања дужине интервала током којих се примењују активни вектори потребно је установити редослед њихове примене. Редослед примењивања напонских вектора назива се прекидачком секвенцом. У овој лабораторијској вежби коришћене су симетричне прекидачке секвенце што значи да се у свакој периоди користе оба нулта вектора. Пример једне прекидачке секвенце би био :

$$000 \rightarrow 100 \rightarrow 110 \rightarrow 111 \rightarrow 111 \rightarrow 110 \rightarrow 100 \rightarrow 000$$

Оваква секвенца нам омогућава да се SVPWM у микроконтролеру изводи на идентичан начин као и класична синусна PWM с обзиром да и у овом случају користимо троугаони носилац.

У микроконтролеру постоје посебне PWM јединице које генеришу сигнал носилац уз COMPARE регистре у које се уписује вредност сигнала потребна да се реализује жељена секвенца. На почетку сваке периоде у COMPARE регистар се уписује НОВА вредност која је током целе периоде КОНСТАНТНА. Вредности које је потребно уписати у COMPARE регистре израчунава алгоритам SVPWM.

Дужине временских интервала током којих су примењени вектори 100 (\vec{V}_1) и 110 (\vec{V}_2) износе t_1 и t_2 , респективно. Како се користе оба нулта вектора 111 (\vec{V}_7) и 000 (\vec{V}_0), свакоме од њих се додељује половина прорачунатог нултог времена $\frac{t_0}{2}$. Из

примера прекидачке секвенце се види да је грана инвертора „А“ у стању означеним логичком јединицом у трајњу од $t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$ и ово време означавамо са *LONG*. Грана инвертора „В“ налази се у стању означеним логичком јединицом у трајњу од $t_2 + \frac{t_0}{2}$ и ово време се означава са *MIDDLE*. На крају, грана „С“ налази се у стању означеним логичком јединицом у трајању од $\frac{t_0}{2}$ и ово време се означава са *SHORT*. Бројеви сразмерни овим временима се уписују у *COMPARE* регистре на почетку сваке периоде при чему се у *PWM* јединицама укључење транзистора дешава онда када носилац постане већи од вредности у *COMPARE* регистру (ово је обрнуто од начина на који се вршила синусна модулација).

Уколико је вршна вредност носиоца означена као *TBPRD* вредности које се уписују у *COMPARE* регистре израчунавају се као :

$$CMPA = TBPRD \left(1 - \frac{LONG}{T_{pwm}} \right)$$

$$CMPB = TBPRD \left(1 - \frac{MIDDLE}{T_{pwm}} \right)$$

$$CMPC = TBPRD \left(1 - \frac{SHORT}{T_{pwm}} \right)$$

Треба имати у виду да овако израчунате вредности важе само у случају да се референтни вектор налази у првом сектору. У неком од следећих сектора времена *LONG*, *SHORT* и *MIDDLE* се прорачунавају другом комбинацијом времена t_i, t_j и t_0 .

2. ОПИС ЕКСПЕРИМЕНТАЛНЕ ПОСТАВКЕ

Трофазни и монофазни инвертор који се користе у лабораторијској вежби у потпуности су дизајнирани и реализовани од стране студената мастер и докторских студија, у оквиру лабораторије за Енергетске претвараче. Захваљујући томе, сви детаљи у вези са топологијом претварача, логичким колима за управљање, мерење и заштиту итд. су познати, што није случај са комерцијалним претварачима. Поред тога, постоји пуна слобода у избору и програмирању алгоритма за управљање претварачем.

2.1. Основне компоненте система

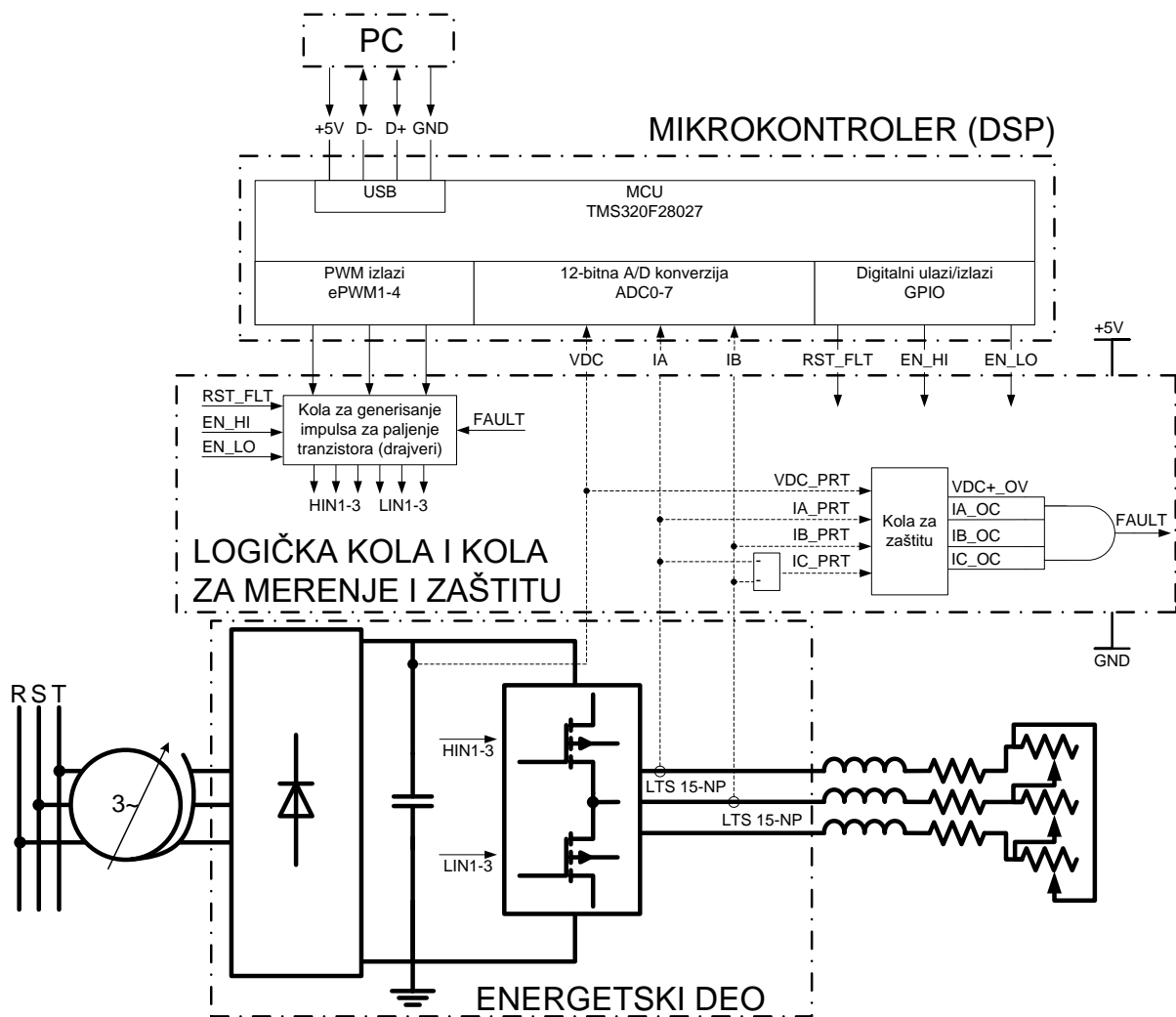
Блок дијаграм експерименталне поставке дат је на Сл. 8. На слици су јасно назначене главне целине (оивичене дебелим тачка-црта линијама). Токови дигиталних сигнала означени су танким пуним линијама, а токови аналогних сигнала (мерене вредности струја и напона са одговарајућих сензора) танким испрекиданим линијама. Дебелим линијама су означена струјна кола у енергетском делу претварача. Микроконтролер се напаја једносмерним напоном од 5 V преко серијске везе (*USB* –

Universal Serial Bus). Логичка кола и кола за мерење и заштиту (у даљем тексту „логичка кола“) се такође напајају једносмерним напоном од 5 V, али из засебног извора. Једносмерни напон DC кола (DC линк, једносмерно међуколо) инвертора добија се из трофазног диодног исправљача, и може се подешавати помоћу трофазног аутотрансформатора.

ВАЖНА НАПОМЕНА: Енергетски део претварача, логичка кола и микроконтролер имају заједничку масу! Напајање једносмерног међукола је галвански одвојено од мреже!

При укључењу инвертора треба испоштовати следећи редослед:

1. најпре укључити напајање логичких кола инвертора (+5 Vdc). Проверити да ли светли зелена LE диода за ознаком 5V_ок. Такође би требало да светле црвене LE диоде са ознакама IA_ос, IB_ос, IC_ос, Vdc_ов, које служе као индикација одговарајућих кварова. Ово је нормално, јер је заштита подешена тако да превентивно буде активна при укључењу.
2. уколико су сви услови из корака 1 задовољени, може се прикључити напајање енергетског дела, укључењем аутотрансформатора. Препоручљиво је да излазни напон аутотрансформатора буде подешен на нулу при укључењу.
3. укључити напајање микроконтролера помоћу прекидача на прилагодној картици.



Сл. 5. Блок дијаграм експерименталне поставке

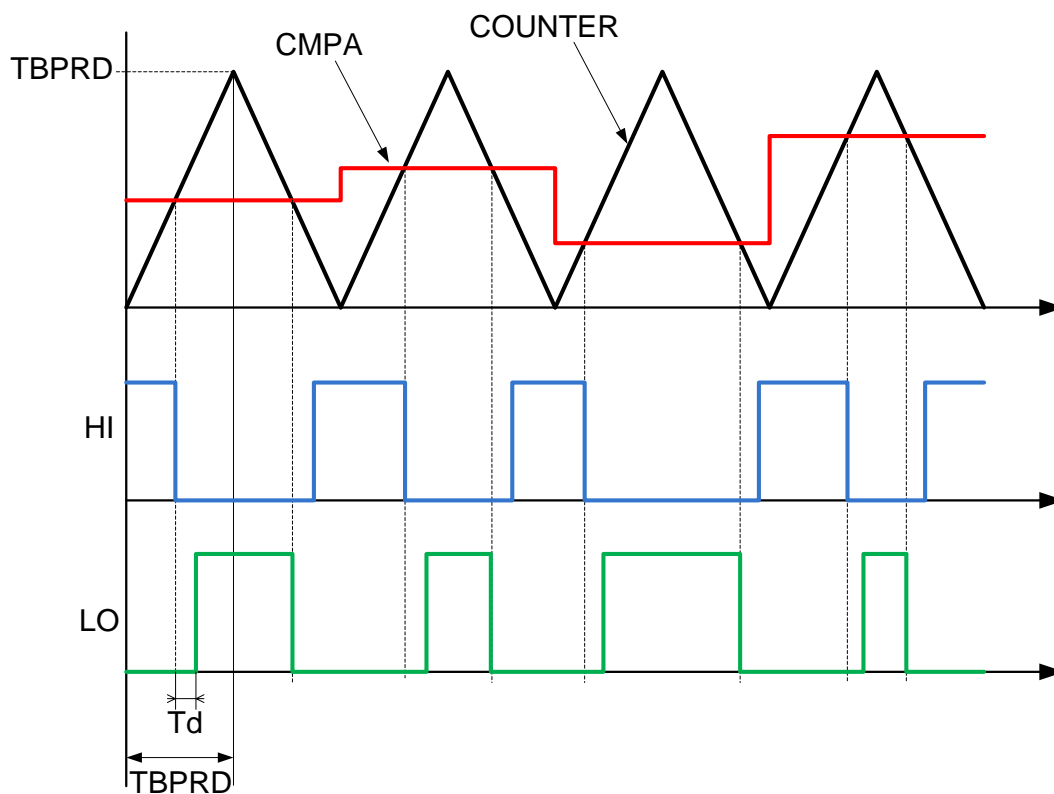
Редослед тачака 2 и 3 се може обрнути, али се микроконтролер често ресетује при укључењу аутотрансформатора, због великих електромагнетских сметњи које изазива полазна струја аутотрансформатора, тако да се препоручује да се укључење врши према датом редоследу.

НЕ УКЉУЧИВАТИ напајање једносмерног међукола пре укључења напајања логичких кола! Уколико логичка кола нису активна, може доћи до случајног трајног укључења транзистора, чак и оних у истој грани моста, услед чега би дошло до њиховог уништења!

За управљање претварачем и аквизицију мерених сигнала изабран је микроконтролер TMS320F28335, произвођача Texas Instruments. Микроконтролер ради са процесором из C28x фамилије. Битно је нагласити разлику између микроконтролера и процесора. Дигитални процесор сигнала (DSP) је централни део микроконтролера, у коме се врше сви прорачуни везани за извршавање конкретног програма. Микроконтролер представља наменски систем са уграђеним (*embedded*) процесором као централном јединицом. Међутим, за разлику од самог процесора, микроконтролер располаже посебним меморијским јединицама (RAM меморија, у новије време и

FLASH), као и улазно/излазним пиновима за комуникацију са објектом управљања, или са надређеним контролером. Ови пинови се називају *периферије*, и неки од њих су означени на Сл. 8. Микроконтролер који се користи у овој вежби има 124 пина, од чега 16 12-битних A/D канала, као и 48 дигиталних пинова који се могу конфигурисати као улазно/излазни (GPIO – *General Purpose Input-Output*), или као PWM канали. Остали пинови (за тестирање, ресет, екстерне интерапте итд) нису нарочито значајни за ову вежбу, тако да неће бити посебно спомињани.

Значајна погодност за управљање енергетским претварачима је могућност да се одређени GPIO пинови конфигуришу као PWM канали. На Сл. 2 и 3 је илустрован принцип генерисања импулса модулисаног трајања. Практична реализација PWM канала базира се на том принципу, и илустрована на Сл. 9. Периода PWM-а једнака је периоди троугаоног носиоца (COUNTER), који представља излаз UP/DOWN бројача. Половина периоде, изражена као број тактова процесорског сата, означена је са TBPRD. Такт процесора (*clock frequency*) је 150 MHz, тако да је за прекидачку учестаност (учестаност PWM-а) од 10 kHz, $TBPRD = 150 \cdot 10^6 / 2 / 10^4 = 7500$. Референтна вредност (CMPA) се уписује се у тзв. *compare* регистар процесора, и пореди се са вредношћу носиоца (COUNTER). Када је $CMPA > COUNTER$, PWM канал даје логичку јединицу на HI излазу, а логичку нулу на LO излазу, тј. даје команду за укључење горњег и искључење доњег транзистора. Када је $CMPA < COUNTER$, важи обрнуто. На пример, за вредност $TBPRD = 7500$, и $CMPA = 3750$, оба транзистора ће проводити по половину периоде. Као што је и раније напоменуто, између импулса за искључење једног и укључење другог транзистора у истој грани мора постојати одређена пауза,

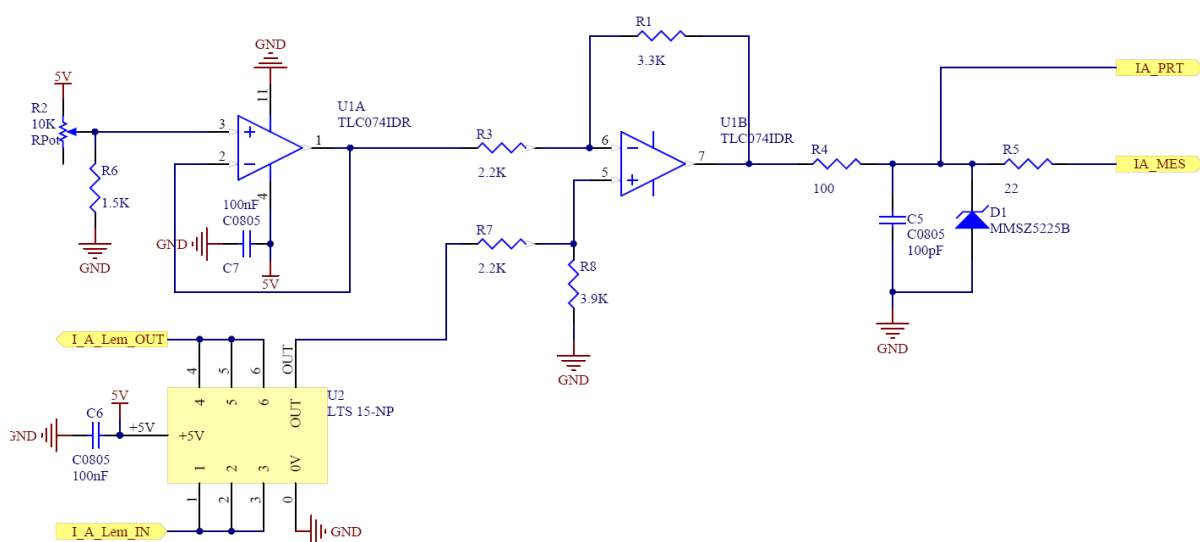


Сл. 6. Принцип генерисања излазних сигнала PWM канала микроконтролера

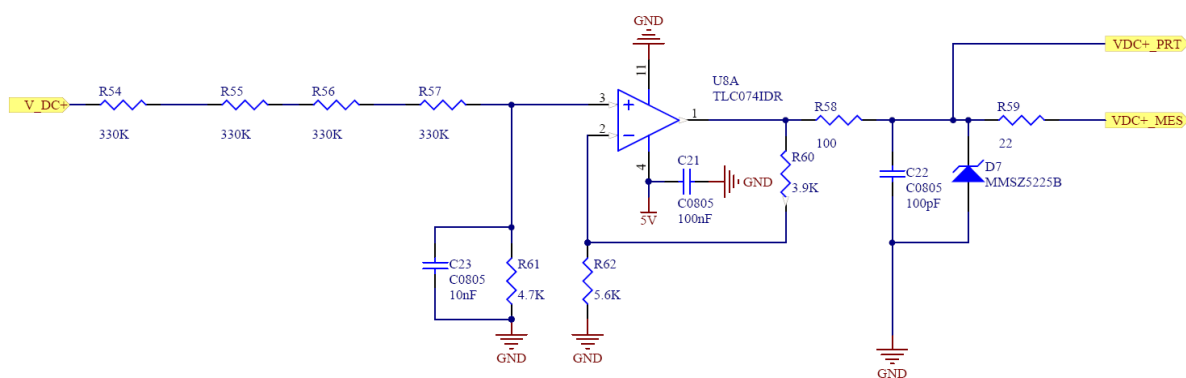
која се назива мртво време, и означена је на Сл. 9 као T_d . Мртво време је могуће задати софтверски. PWM импулси се на описани начин генеришу за све три гране трофазног моста. Импулси се затим воде у појачаваче (драјвере) који се налазе на претварачкој плочи. Излазни напони драјвера (сигнали HIN и LIN, Сл. 8) се доводе на гејтове транзистора.

Опсег улазног напона A/D конвертора је 0-3.3V (у питању су једносмерни напони) . Како је у питању 12-битни конвертор, он сигнале из овог опсега претвара у целобројне вредности у опсегу 0-4095. Сигнале који се желе мерити неопходно је довести у дати напонски опсег. Кола за мерење напона једносмерног међукола и струје фазе А приказана су на Сл. 10.

За мерење струје користи се LEM сензор типа LTS 15-NP, за номиналну струју од 15 A. Излазни напон сензора на OUT пину је 2.5 ± 0.625 V за струју од ± 15 A. Максимална струја коју сензор може да мери је ± 48 A. Очигледно, излазни напон је позитиван за све дозвољене вредности струја, међутим, и даље није у опсегу потребном за A/D конверзију. Приказано коло врши промену опсега излазног напона. Сигнали IA_MES и IA_PRT добијени на излазу кола за мерење струје имају вредност 1.65 V при струји од



a)



б)

Сл. 7. Кола за мерење: а) струје фазе А, б) напона једносмерног међукола

0 A, тј. 1.65 ± 1 V за струје у опсегу ± 15 A. За вредности струја веће/мање од ± 24.75 A достиже се лимит улазног напона A/D конвертора. Опсег излазног напона, тј. преносни однос, струјног мерног кола, могуће је подешавати помоћу потенциометра R2.

Напон једносмерног међукола је све време позитиван, тако да се он може мерити директно, без посебних сензора. Једино је потребно прилагодити напон опсегу A/D конвертора. Преносни однос који је остварен помоћу кола на Сл. 10 је $V_{DC+_MES}/V_{DC+} = 6$ mV/V, тј. максималној вредности улазног напона конвертора од 3.3 V одговара напон једносмерног међукола од 548 V. Занимљиво је приметити да су на улазу четири отпорника од 330 k Ω повезана на ред. Наравно, иста еквивалентна отпорност могла се постићи и са једним отпорником, али један отпорник не би могао сам да издржи велики напон једносмерног међукола. Редним везивањем се напонско напрезање равномерно распоређује на четири отпорника, чиме се смањује опасност од пробоја.

Кола за прекострујну и пренапонску заштиту, коло за напајање и драјверска кола неће бити детаљно анализирана овде, али су њихове шеме дате у прилогу. Само треба напоменути да су излази драјвера неактивни све док истовремено не буду испуњени следећи услови: EN_HI = 1, EN_LO = 0, FAULT = 0. Сваки драјвер даје импулсе за паљење два транзистора у истој грани.