



КАТЕДРА ЗА ЕНЕРГЕТСКЕ ПРЕТВАРАЧЕ И ПОГОНЕ
ЛАБОРАТОРИЈА ЗА ЕНЕРГЕТСКЕ ПРЕТВАРАЧЕ
ЕНЕРГЕТСКИ ПРЕТВАРАЧИ 1

Лабораторијска вежба број 3

МОНОФАЗНИ PWM ИНВЕРТОР

У Београду, децембар 2018.

1. 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 монофазног инвертора са N-каналним MOSFET транзисторима, илустровани су основни принципи рада оваквог претварача. Биће анализиран рад инвертора са RL оптерећењем, у режимима када је индекс модулације мањи од 1 (линеарни режим рада инвертора), 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*). Суштина вежбе јесте анализа изобличења излазног напона услед виших хармоника, чији се утицај обично представља одговарајућим факторима (*THD*, *DF* итд.).

2. ТЕОРИЈСКИ УВОД

Принципска шема монофазног 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. Прекидачи 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.

2.1. Импулсно-ширинска модулација (PWM)

На Сл. 2 је приказан принцип генерисања импулса за укључење транзистора, као и таласни облици излазног напона и струје монофазног инвертора. Напон на излазу претварача има облик поворке правоугаоних импулса променљиве ширине. Овакв принцип генерисања импулса за паљење транзистора назива се импулсно-ширинска модулација (*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. 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 укључења горњег и искључења 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 при искључењу горњег и укључењу доњег транзистора исте гране. Мртво време је углавном хардверски реализовано.

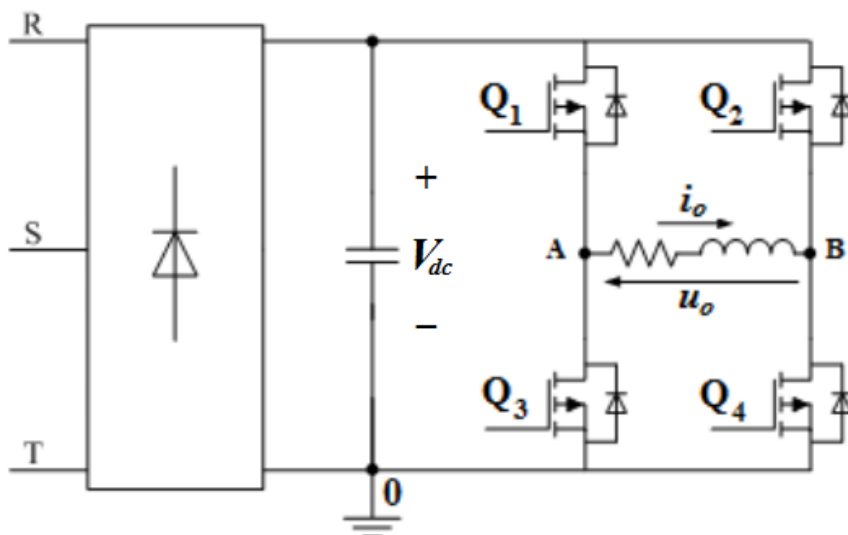
Периода (учестаност) носиоца назива се периода (учестаност) PWM -а T_{PWM} (f_{PWM}). Простопериодични модулишући сигнал (референца) дат је изразом:

$$v_{ref} = m \cdot V_{c,max} \cdot \sin(2\pi f \cdot t + \theta)$$

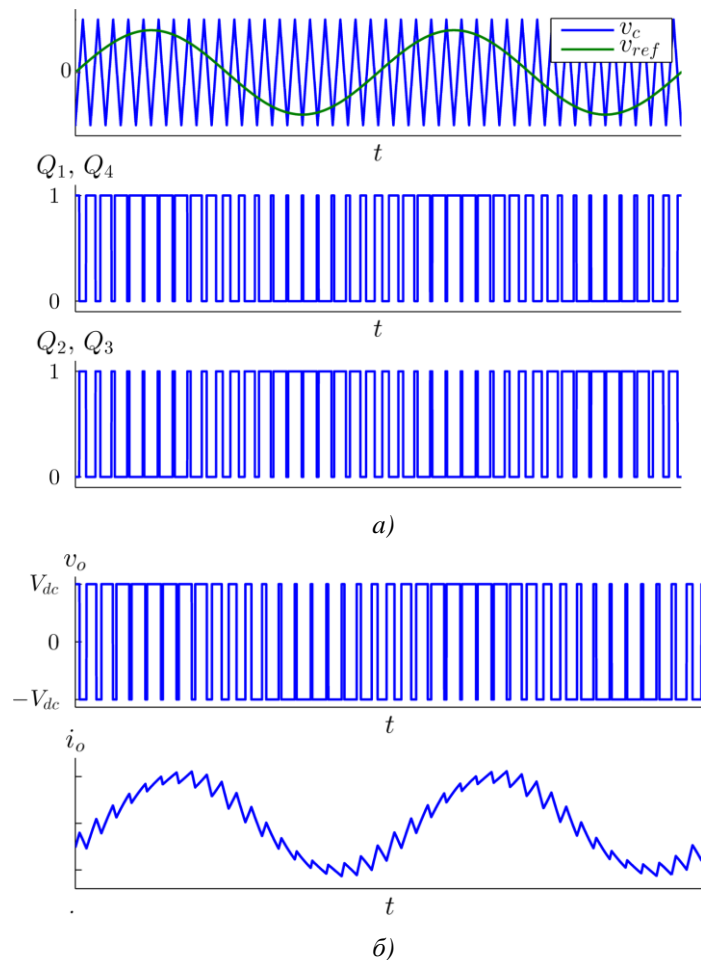
где је m величина која се назива *индекс модулације*. Како је референцу могуће задавати само у дискретним временским тренуцима, претходни израз је прикладније написати у следећој форми:

$$v_{ref} = m \cdot V_{c,max} \cdot \sin(2\pi f \cdot nT_{PWM} + \theta)$$

где је n редни број одбирка. За сл. 2 важи да је фазни угао референтног напона 0.



Сл. 1. Упростиена електрична шема монофазног инвертора



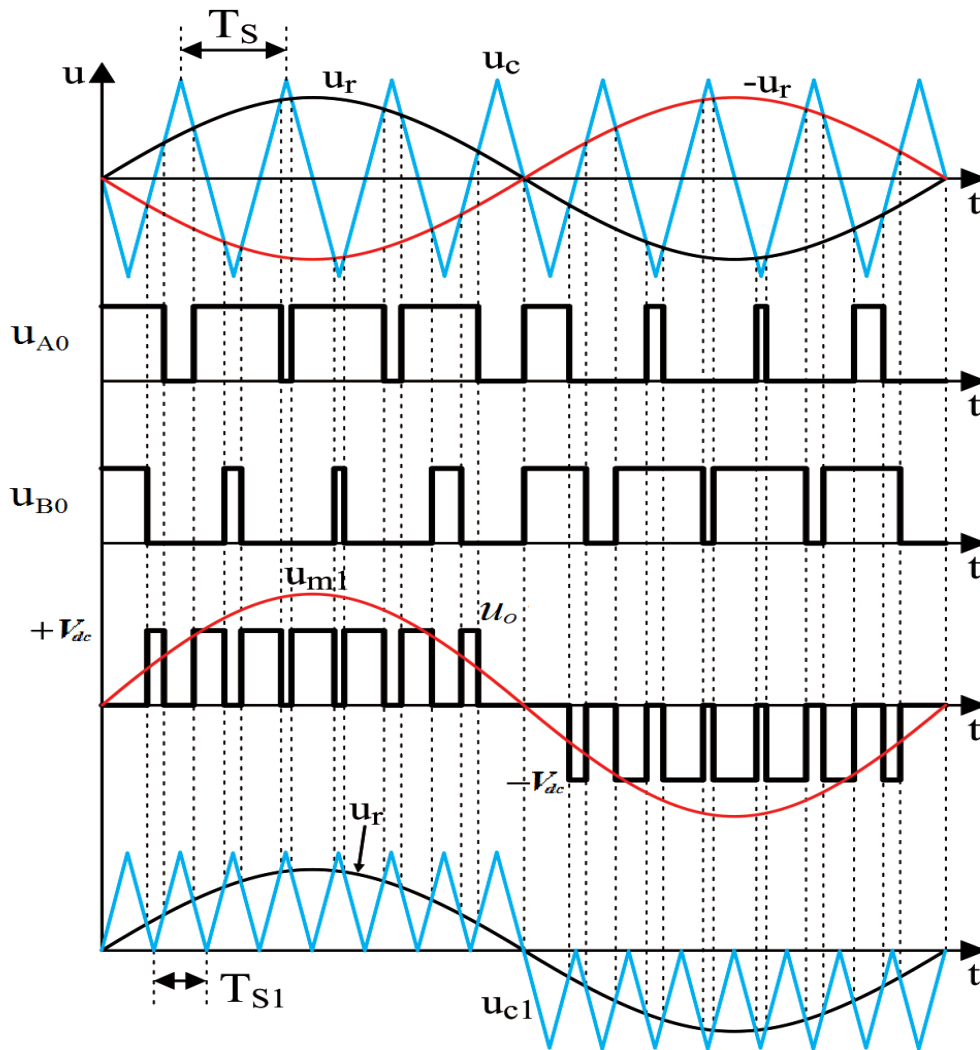
Сл. 2. Карактеристични таласни облици напона и струје монофазог инвертора: а) генерисање PWM импулса; б) излазни напон и струја

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 импулсно-ширинске модулације.

Важно је напоменути да осим *биполарне* модулације, која је приказана на сл. 2, код монофазног мостног инвертора могуће је спровести и *униполарну* модулацију.

Код биполарне модулације имамо истовремено укључење/искључење парова транзистора $Q_1 - Q_4$, односно $Q_2 - Q_3$, па се овакав начин управљања назива још и *спрегнуто управљање*. Услед биполарне модулације излазни напон инвертора узима једну од две могућих вредности $\{-V_{DC}, +V_{DC}\}$ што се може и видети на сл. 2 под б).

Униполарна модулација представља појединачно управљање сваком од две гране инверторског моста, због чега се излазни напон може посматрати као разлика излазних напона два независна полумосна инвертора ($u_o = u_{A0} - u_{B0}$). Тада се за једну грану инвертора користи модулишући напон u_r , док се за другу грану користи напон $-u_r$, што је приказано на слици 3.



Сл. 3. Принцип генерисања PWM импулса код униполарне модулације

Са сл. 3 види се да се излазни напон инвертора, у току једне полупериоде мења од 0 до $+V_{dc}$, а у другој полупериоди од 0 до $-V_{dc}$, и то је управо разлог зашто се овај начин модулације трајања импулса назива *униполарна модулација*. Осим тога, види се да је модулисани излазни напон инвертора истог облика као да је вршена биполарна модулација носиоцем u_{c1} двоструко веће учестаности од учестаности носиоца u_c ($\omega_{s1}=2\omega_s$), услед чега се виши хармоници појављују груписани око учестаности $n\omega_{s1} = 2n\omega_s$ ($n = 1, 2, 3..$). Предност овог начина модулације је и то што су промене излазног напона инвертора двоструко мање него код биполарне модулације. Због појединачног управљања сваком од грана инвертора (*inverter leg*), у литератури је присутан и термин *раздељено управљање*.

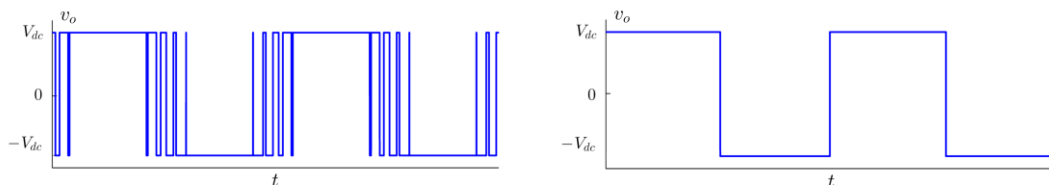
Индекс модулације m дефинисан је у претходним изразима као однос амплитуде референтног напона и напона носиоца. У зависности од вредности индекса модулације, разликују се два случаја:

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

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

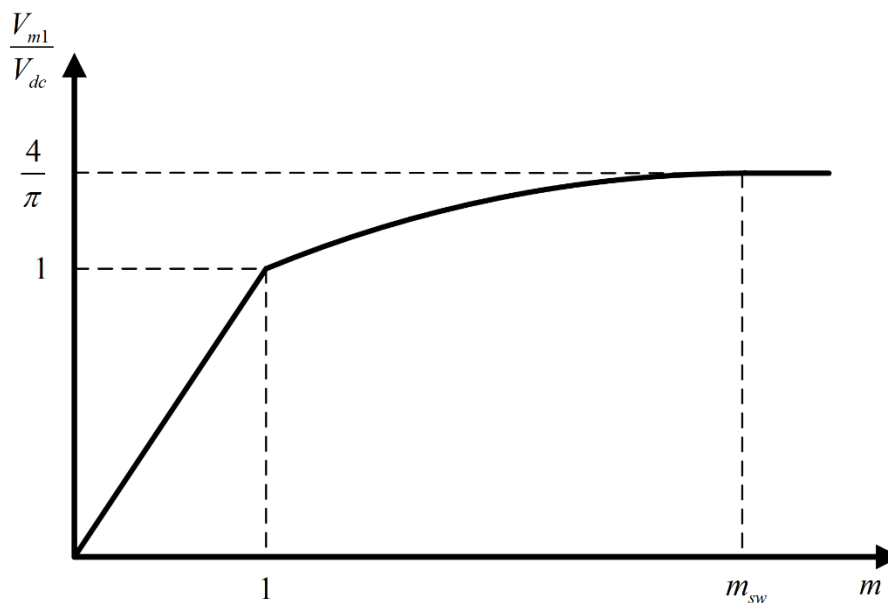
- амплитуда основног хармоника излазног напона нелинеарно расте са повећањем индекса модулације. Овакав режим се назива засићење PWM-а, (*overmodulation*);
- амплитуда основног хармоника излазног напона је константна и износи $\frac{4}{\pi} V_{dc}$.
Излазни напон инвертора поприма форму поворке правоугаоних импулса, трајања једнаког периоди 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. 4. Ако би се посматрао хармонијски спектар излазног напона уочило би се упадљиво повећање удела хармоника нижег реда при индексу модулације већем од 1, нарочито у *square-wave* режиму.



Сл. 4. Таласни облици излазног напона за *overmodulation* и *square-wave mode*, респективно

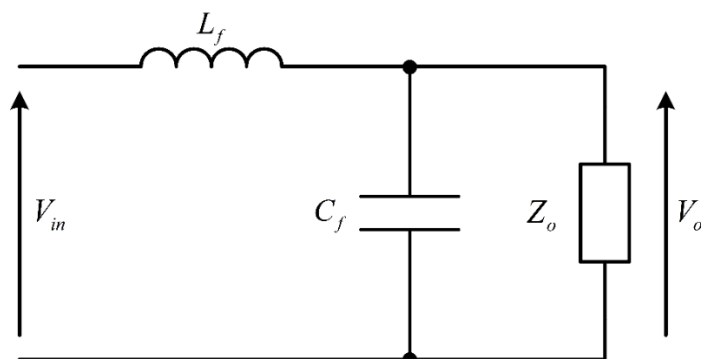
Претходно наведена разматрања сумирана су сликом 5, на којој је приказан график зависности амплитуде основног хармоника излазног напона од индекса модулације. Јасно се уочава разлика у прираштају амплитуде основног хармоника за $m < 1$ (линеаран део криве) и $m > 1$ (нелинеаран део криве).



Сл. 5. Утицај индекса модулације на амплитуду основног хармоника излазног напона инвертора

2.2. LC филтар пропусник ниских учестаности

Да би се унутар спектра излазног напона инвертор редуковао садржај виших хармоника, нарочито оних на учестаностима блиским целобројном умношку прекидачке учестаности (f_{PWM}), користе се филтри пропусници ниских учестаности. Иако су у пракси присутне различите топологије ових филтара, у даљем тексту анализираће се једна од најједноставнијих, а то је LC филтар пропусник ниских учестаности. На шеми са слике 6. занемарене су паразитна капацитивност пригушнице, еквивалентна серијска индуктивност кондензатора, а такође су занемарене и све отпорности присутне на ова два елемента. Оптерећење је представљено импедансом $Z_o(s)$, које у општем случају не мора да буде резистивно (већ може да има угао фазе различит од 0). V_{in} представља излазни напон инвертора, док је V_o напон на оптерећењу.



Сл. 6. Упроићена шема LC филтра пропусника ниских учестаности

Функција преноса излазног филтра је:

$$G(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_e}{sL_f + Z_e},$$

где је

$$Z_e = \frac{Z_o \frac{1}{sC_f}}{Z_o + \frac{1}{sC_f}} = \frac{Z_o}{Z_o sC_f + 1}.$$

Дакле,

$$G(s) = \frac{\frac{Z_o}{Z_o sC_f + 1}}{\frac{Z_o}{Z_o sC_f + 1} + sL_f} = \frac{1}{s^2 L_f C_f + s \frac{L_f}{Z_o} + 1}$$

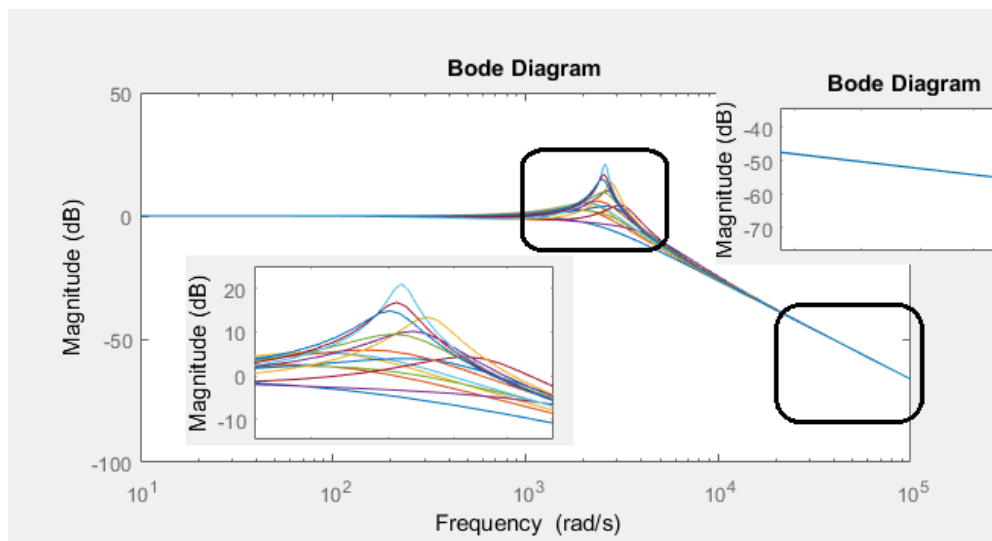
а основу имениоца функције преноса видимо да је реч о филтру другог реда. Да би се израчунало слабљење одређеног хармоника кружне учестаности ω , који је присутан на излазном напону инвертора, потребно је одредити модуо $|G(s = j\omega)|$:

$$|G(s = j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\omega L_f}{Z_o}\right)^2}} \approx \frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2},$$

где је

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$$

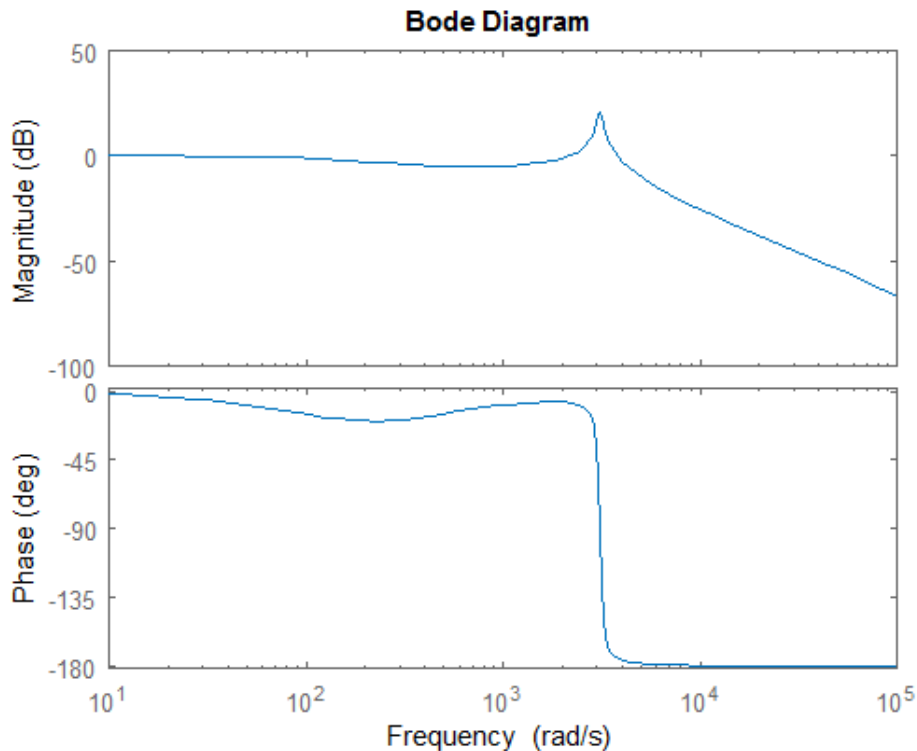
резонантна учестаност филтра. Током претходног извођења претпостављено је да је члан $\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2$ много већи од преосталих који су се нашли под кореном, што је груба апроксимација на нивоу целог спектра учестаности. Међутим, за хармонике који осцилују чија учестаност је већа од резонантне учестаности филтра (ω_o), учињена апроксимација је оправдана. До истог израза би се дошло када се у старту занемари оптерећење (оставивши отворене крајеве), што је у принципу врло приближно ономе што се дешава на високим учестаностима, с обзиром да је услед велике редне импедансе пригушнице и велике оточне адмитансе кондензатора струја кроз оптерећење веома мала (и све више опада с повећањем учестаности).



Сл. 7. Утицај оптерећења на функцију преноса филтра

Претходно излагање најбоље се осликава на Бодевим дијаграмима, који су приказани на сл. 7. На истом графику снимљено је више различитих криви, у зависности од прикљученог оптерећења. Може се приметити да резонантне учестаности (учестаности при којима долази до појаве напонске резонанције у колу, тј. појачања хармоника који се осцилује том учестаности), као и слабљења (односно појачања) при резонантним учестаностима разликују за различита оптерећења, док су слабљења при врло високим учестаностима практично иста и готово никако не зависе од оптерећења.

На сл 8. дат је пример Бодевих дијаграма (амплитудског и фазног) $R-L$ оптерећења. Осим амплитудског слабљења, филтар уноси и фазни померај хармоника, који се за различите учестаности хармоника може очитати са фазног дијаграма.



Сл. 8. Пример Бодевих дијаграма за LC филтар пропусник ниских учестаности

Параметре филтра, L_f и C_f , и прекидачку фреквенцију инвертора (f_{PWM}) потребно је изабрати тако да се прекидачка фреквенција буде већа од резонантне фреквенције филтра (чиме се постиже слабљење хармоника који осцилују прекидачком, али и већим фреквенцијама), а да утицај филтра (по амплитуди и фазном померају) на основни хармоник (хармоник који осцилује фреквенцијом 50 Hz) буде минималан.

2.3. THD и DF фактор

Параметри који могу бити од користи при анализи хармонијског састава напона или струје су THD (*Total Harmonic Distortion*) и DF (*Distortion Factor*) фактор. THD фактор напона V рачуна се по формули:

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{k \neq 1} V_k^2}}{V_1} = \frac{\sqrt{V^2 - V_1^2}}{V_1},$$

где су V , V_1 и V_k ефективна вредност, ефективна вредност основног хармоника и ефективна вредност k -ог хармоника посматраног напона. DF фактор напона V рачуна се по формули:

$$DF_V = \frac{\sqrt{\sum_{k \neq 1} \left(\frac{V_k}{k^2} \right)^2}}{V_1},$$

Што је веће присуство хармоника чији је фреквенција раличита од основне фреквенције инвертора (50 Hz), то ће *THD* и *DF* фактори имати веће вредности, из чега се може закључити да ће *THD* и *DF* фактори напона на улазу филтра пропусника ниских учестаности бити већи од *THD* и *DF* фактора напона на излазу из филтра, тј, напона на оптерећењу.

3. ОПИС ЕКСПЕРИМЕНТАЛНЕ ПОСТАВКЕ

Монофазни инвертор који се користи у лабораторијској вежби у потпуности је дизајниран и реализован 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 алгорита за управљање претварачем.

3.1. Основне компоненте система

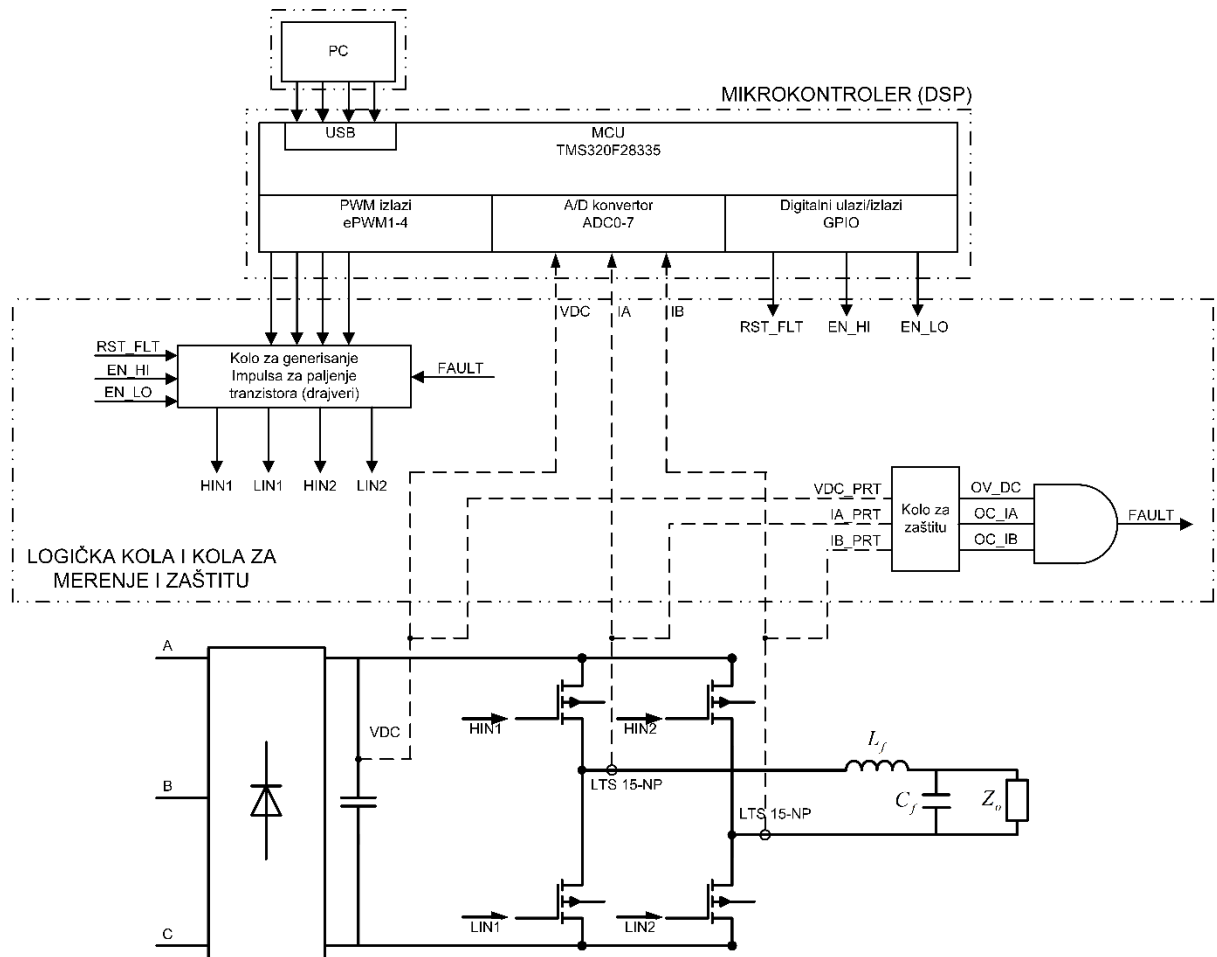
Блок дијаграм експерименталне поставке дат је на **Error! Reference source not found.** На слици су јасно назначене главне целине (оивичене дебелим тачка-црта линијама). Токови дигиталних сигнала означени су танким пуним линијама, а токови аналогних сигнала (мерене вредности струја и напона са одговарајућих 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 напајају једносмерним напоном од 15 V, 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. Проверити да ли светли зелена LE диода за ознаком 5V_ok. Такође би требало да светле црвене LE диоде са ознакама IA_ос, IB_ос, IC_ос, Vdc_ov, које служе као индикација одговарајућих кварова. Ово је нормално, јер је заштита подешена тако да превентивно буде активна при укључењу.

- 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.
- укључити напајање микроконтролера помоћу прекидача на прилагодној картици.



Сл. 9. Блок дијаграм експерименталне поставке

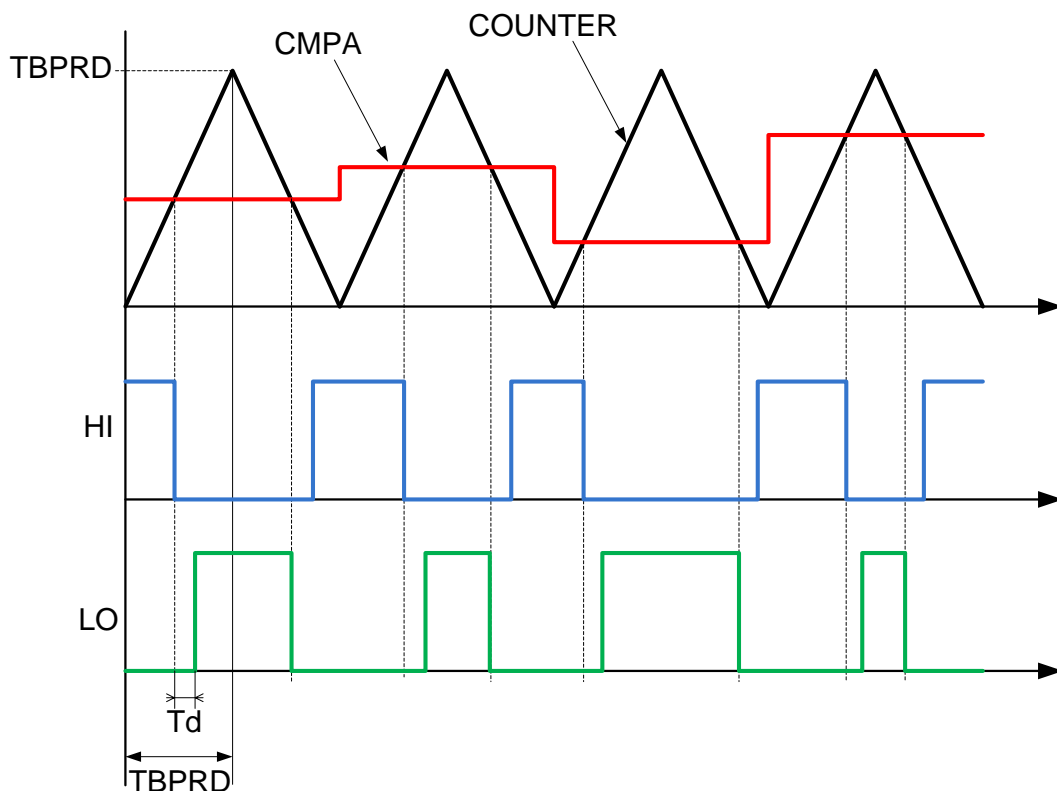
Редослед тачака 2 и 3 се може обрнути, али се микроконтролер често ресетује при укључењу аутотрансформатора, због великих електромагнетских сметњи које изазива полазна струја аутотрансформатора, тако да се препоручује да се укључење врши према датом редоследу.

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. 9. Микроконтролер који се користи у овој вежби има 48 пинова, од чега 13 12-битних А/D канала, као и 22 дигитална пина 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 GPIO пинови 0-7 конфигуришу као PWM канали. На Сл. 2 и 3 је илустрован принцип генерисања ширински модулисаних импулса. Практична реализација PWM канала базира се на том принципу, и илустрована на Сл. . 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 60 MHz, тако да је за прекидачку учестаност (учестаност PWM-а) од 10 kHz, $TBPRD = 60 \cdot 10^6 / 2 / 10^4 = 3000$. 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. За вредност $TBPRD = 3000$, и $CMPA = 1500$, 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, која се назива мртво време, и



Сл. 10. Принцип генерисања излазних сигнала PWM канала микроконтролера

означена је на Сл. као T_d . Мртво време је могуће задати софтверски, и у случају који ће овде бити анализиран је подешено на 500 ns, тј. 30 периода процесорског сата. Импулси се затим воде у појачаваче (драјвере) који се налазе на претварачкој плочи. Излазни напони драјвера се доводе на гејтове транзистора.

Као што је речено, микроконтролер TMS320F28335 располаже са 7 12-битних А/D канала, који се користе за мерење напона и струја претварача. Опсег улазног напона А/D конвертора је 0-3.3 Vdc. 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.

4. ЗАДАТАК

Параметри LC филтра су $L_f = 1.1$ mH и $C_f = 6.8$ μ F. На излазне прикључке филтра је прикључено чисто омско оптерећење $R = 120$ Ω . Подесити напон једносмерног међукола на $V_{dc} = 70$ V, као и прекидачку фреквенцију на $f_{PWM} = 10$ kHz.

- Покренути пројекат који садржи алгоритам спрегнуте модулације. Подесити основну фреквенцију инвертора на $f = 50$ Hz. Мењати индекс модулације од 0.2 до 1 у корацима од 0.2 (линеарни режим), а потом и од 2 до 4, са кораком 1 (*overmodulation*). Анализирати таласне облике напона пре и после филтра и струју пригушнице. Снимити податке са осцилоскопа у .csv фајлове за вредности индекса модулације 0.8 и 3. Попунити Табелу 1.1. Генерисати фреквентни спектар мерених напона и струје у Matlab-у. Одредити THD и DF факторе мерених напона и струје за вредности индекса модулације 0.8 и 3, и попунити Табелу 1.2.

Индекс модулације	0.2	0.4	0.6	0.8	1	2	3	4
V_{out}^{RMS}								
V_{AB}^{RMS}								
I_L^{RMS}								

Табела 1.1

Индекс модулације	$THD(V_{out})$	$DF(V_{out})$	$THD(V_{AB})$	$DF(V_{AB})$	$THD(I_L)$	$DF(I_L)$
0.8						
3						

Табела 1.2

- Покренути пројекат који садржи алгоритам распрегнуте модулације. Подесити основну фреквенцију инвертора на $f = 50$ Hz. Мењати индекс модулације од 0.2 до 1 у корацима од 0.2 (линеарни режим), а потом и од 2 до 4, са кораком 1 (*overmodulation*). Анализирати таласне облике напона пре и после филтра и струју пригушнице. Снимити податке са осцилоскопа у .csv фајлове за вредности индекса модулације 0.8 и 3. Попунити Табелу 2.1. Генерисати фреквентни

спектар мерених напона и струје у Matlab-у. Одредити THD и DF факторе мерених напона и струје за вредности индекса модулације 0.8 и 3, и попунити Табелу 2.2.

Индекс модулације	0.2	0.4	0.6	0.8	1	2	3	4
V_{out}^{RMS}								
V_{AB}^{RMS}								
I_L^{RMS}								

Табела 2.1.

Индекс модулације	$THD(V_{out})$	$DF(V_{out})$	$THD(V_{AB})$	$DF(V_{AB})$	$THD(I_L)$	$DF(I_L)$
0.8						
3						

Табела 2.2

- Покренути пројекат који садржи алгоритам DC/DC модулације. Мењати индекс модулације од -1 до 1 у корацама од 0.5. Анализирати таласне облике напона пре и после филтра и струју пригушнице. Снимити податке са осцилоскопа у .csv фајл за вредност индекса модулације 0.5. Попунити Табелу 3. Генерисати фреквентни спектар мерених напона и струје у Matlab-у. Одредити THD и DF факторе мерених напона и струје за вредност индекса модулације 0.5.

Индекс модулације	-1	-0.5	0	0.5	1
V_{out}^{RMS}					
V_{AB}^{RMS}					
I_L^{RMS}					

Табела 3