

Primerjava regulacijskih metod aktivnih usmernikov

Marko Antešić

E-pošta: marko@tavija.si

Povzetek. V delu predstavimo regulacijo aktivnega trifaznega usmernika, ki temelji na pretvorniku navzgor. Cilj dela je primerjati dve različni metodi regulacije in dva različna načina ene metode. Rezultate simulacij primerjamo s klasičnim usmernikom. Različne regulacijske načine ovrednotimo predvsem glede na popačenje vhodnega toka, manj natančno pa še glede na ceno, robustnost regulacije itd. Oglejmo si tudi, ali pretvorniki ustrezajo trenutni zakonodaji.

Ključne besede: aktivni trifazni usmernik, regulacija napetosti trifaznega usmernika, stacionarni koordinatni sistem, rotirajoči koordinatni sistem, višje harmonske komponente, THD-faktor, EN 61000-3-2

Comparison of control methods of active rectifiers

This work presents the control of active three-phase rectifiers based on boost topology. The goal of this work is to compare two different control methods with two variants of one method. The work compares simulation results with a classic rectifier. We evaluated the different control methods with regard to quality of the input current, and less so with regard to price and control robustness etc. The converter has also been checked to ensure it meets the current legislative regulation.

Keywords: active three-phase rectifier, three-phase rectifier voltage control, stationary reference frame, rotary reference frame, high frequency components, THD factor, EN 61000-3-2

1 UVOD

Klasični šestpulzni trifazni diodni usmernik je najpogostejša vhodna stopnja v različnih močnostnih pretvornikih. Prednost klasičnega usmernika je njegova preprostost, robustnost in nizka cena, njegova slabost pa popačenje vhodnega toka. V toku so še posebej izrazite 5., 7., 11. in 13. komponenta. Zaradi tega popačenega toka pride do padca napetosti na vzdolžnih impedancah omrežja med togim virom in mestom priklopa, posledica pa je popačitev omrežne napetosti.

Posledice popačitve toka in napetosti se lahko kažejo v več oblikah, kot so: zmanjšanje faktorja moči, pregrevanje faznih vodnikov in predvsem ničelnega vodnika, nepravilno delovanje zaščit, povečanje izgub v jedru omrežnih transformatorjev, povečanje obremenitev omrežnih filtrskih kondenzatorjev (skrajševanje življenjske dobe) itd [1].

Omenjene probleme klasično odpravimo z dodatkom dušilk pred usmernik, z dodatkom dušilk v enosmerni tokokrog in povečanjem števila pulzov usmernika [2]. Prednost takšnega načina je enostavnost in robustnost,

težave pa se začnejo s povečevanjem števila pulzov usmernika, saj je potreben poseben transformator, ki ima svojo ceno, težo in velikost. Prav tako takšna rešitev ne more biti del širše kompenzacije jalove moči v omrežju in ne more vzdrževati enosmerne napetostnega nivoja ob npr. udoru, nesimetriji in fluktuaciji napajalne napetosti. Te nepravilnosti so velikokrat ravno posledica klasičnih usmernikov.

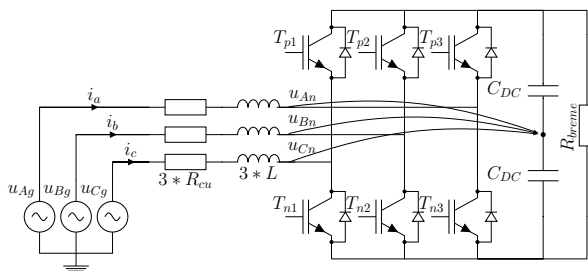
Drugi način reševanja problema popačenja toka je uporaba aktivnega usmernika, ki zagotavlja sinusni potek vhodnega toka. Takšen usmernik nam omogoča faktor delavnosti ($\cos(\phi)$) enak ena, reguliranje izhodne enosmerne napetosti in dvosmerni pretok energije. Usmernik deluje kot pretvornik navzgor, zato je nivo enosmerne napetost veliko bolj odporen proti raznim udorom, nesimetriji ali fluktuaciji napajalne napetosti. Slabosti aktivnega usmernika pa sta večja kompleksnost in potreba po vhodnem filtru EMI (Electromagnetic interference).

2 PREGLED OBRAVNAVANIH USMERNIKOV

2.1 Gradnja simulacijskega modela in obdelava podatkov

Simulacije sem izvedel v Simulinku, s pretvornikom zgrajenim v okolju SimScape. Prednost takega pristopa je, da modeliranje poteka v fizikalni domeni. Slabost pa je, da tak model ni primeren za zahtevnejše simulacije. Npr. iz tako sestavljenega modela ne moremo dobiti verodostojnega podatka o električnih izgubah na tranzistorjih. Model bi bilo mogoče sestaviti tudi iz nadomestne sheme pretvornika [3], vendar tako izgubimo povezavo z realnim modelom pretvornika.

Model sem ločil na dva glavna bloka. Na blok, ki ponazarja močnostni del pretvornika, in blok, ki ponazarja mikrokrmilnik. Pri vseh modelih je močnostni del enak, njegova topologija je prikazana na sliki 1.



Slika 1: Shema simulirane topologije usmernika

Najpomembnejši rezultat simulacije je fazni tok v usmernik. Tok je izmeničen, zato ga je najbolj smiselno obravnavati v frekvenčni domeni. Za obdelavo toka sem uporabil FFT (fast Fourier transform). Iz frekvenčnega spektra lahko tudi izračunamo THD (total harmonic distortion) signala. THD nam pove, koliko drugih harmonskih komponent, poleg osnovne, vsebuje naš signal, in je definiran po enačbi (1)

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^k I_n^2}}{I_1}, \quad (1)$$

kjer je k najvišja višjeharmonška komponenta, ki še ustreza Nyquistovemu kriteriju. V svojem primeru sem pri simulaciji usmernika tok zajemal 10 period omrežne frekvence z vzorčno frekvenco, ki je 20-kratnik stikalne frekvence.

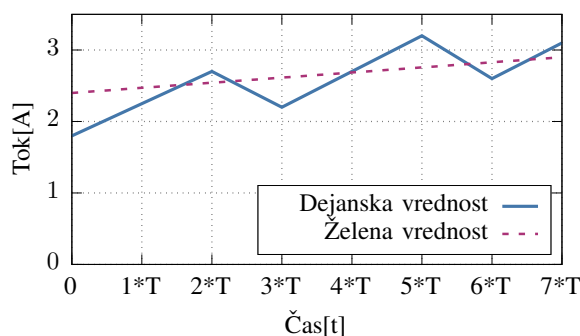
2.2 Klasični šestpulzni trifazni diodni usmernik

Za lažjo primerjavo rezultatov si bomo ogledali tudi fazni tok pri klasičnem šestpulznem trifaznem diodnem usmerniku. V simulaciji bodo vsi tranzistorji na sliki 1 zaprti, tako da bomo uporabili samo njihove prostotečne diode. L skupaj z R_{cu} predstavlja usmerniške dušilke. V klasičnem usmerniku sicer dušilke niso obvezne, v aktivnem usmerniku so pa nujne, zato sem jih dodal tudi tukaj, da so rezultati bolj primerljivi med seboj.

2.3 Časovno diskretno regulirani aktivni usmernik

Od zdaj naprej bomo imeli opravka z aktivnimi usmerniki, kar pomeni, da bomo tranzistorje na sliki 1 krmilili. Krmilimo jih lahko na več načinov – najprej si bomo ogledali časovno diskretno regulacijo, ki je podrobneje opisana v delu [4].

Grobo gledano regulator primerja želena vrednost toka z dejanskim tokom. Časovna perioda primerjave je označena s T in nam poda $f_{takt} = 1/T$. Želeni tok je sinusne oblike, amplitudo pa določa napetostni regulator, ki skrbi za konstantni enosmerni napetostni nivo. Želeni tok je prav tako sinhroniziran na pripadajočo fazo omrežja. Delovanje regulatorja za eno fazo prikazuje slika 2.

Slika 2: Potek dejanskega toka i_a v primerjavi z želim tokom

V časovnem intervalu $0 < t < 2*T$ regulator povečuje tok skozi dušilko tako, da vklopi tranzistor T_{n3} . Glede na razmere v omrežju se tok zaključuje skozi eno od prostotečnih diod v tranzistorjih T_{n1} ali T_{n2} . V časovnem intervalu $0 < t < 2*T$ ni prenosa energije iz omrežja v breme, breme črpa energijo iz kondenzatorjev C_{DC} . V trenutku izklopa tranzistorja T_{n3} , $t = 2*T$ zaradi magnetne vztrajnosti dušilke tok ne spremeni smeri. Tok komutira in teče skozi prostotečno diodo v tranzistorju T_{p3} in se zaključuje skozi eno od prostotečnih diod v tranzistorjih T_{n1} ali T_{n2} . V časovnem intervalu $2*T < t < 3*T$ se nakopičena energija v dušilki prenese v kondenzatorje C_{DC} in v breme. Tako se zmanjšuje tok skozi dušilko, kar prej ali slej vodi v ponovni vklop tranzistorja T_{n3} ($t = 3*T$) in cikel se ponovi. Iz opisanega je razvidno, da ni konstante stikalne frekvence, največja mogoča stikalna frekvence ($f_{sw,max}$) je polovica f_{takt} .

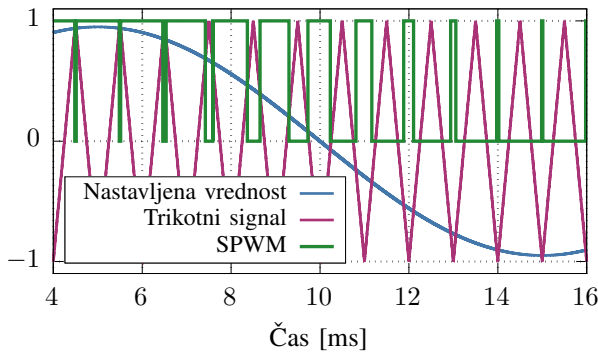
Za izboljšanje oblike toka v temenu sem regulacijo nadgradil z blokirnim modulom. Ta blokira preklope na stikalu, ko je sinusna napetost priključena na to stikalo v območju temena $\pm \pi/6$ radianov. Takrat preostali dve fazi prek svoje regulacije skrbita za tretjo fazo.

Simulacijo sem nadgradil tudi tako, da sem fazno zamaknil vzorčni signal f_{takt} dveh faz za $2\pi/3$ radianov in $4\pi/3$ radianov. Tako sem navidezno podvojil maksimalno stikalno frekvenco, medtem ko stikala še vedno obratujejo pri maksimalno 30 kHz.

2.4 Aktivni usmernik, reguliran v dvoosnem sistemu

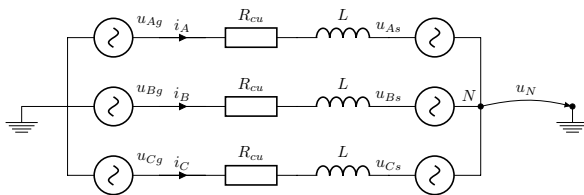
Sodobni mikrokrmilniki so primerni, da krmilijo tranzistorje z metodo SPWM (Sinusoidal Pulse-Width Modulation). SPWM nam omogoča boljše kontrolo nad obliko toka (v primerjavi s časovno diskretno regulacijo) in konstantno stikalno frekvenco. SPWM tvori krmilni signal za tranzistorje tako, da želena vrednost primerja s trikotnikom, katerega frekvenca definira frekvenco preklonov tranzistorjev (f_{sw}). Ko je želena vrednost večja od trikotnika, je izhod SPWM 1, drugače je 0. Želena vrednost je v našem primeru sinus. Opisani princip modulacije prikazuje slika 3.

Če želimo izbrati pravilne metode regulacije, se moramo najprej bolj poglobiti v delovanje pretvornika.



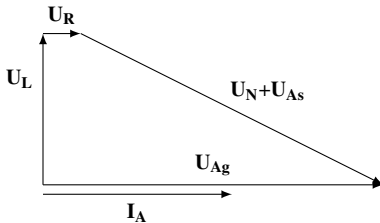
Slika 3: Princip SPWM-modulacije

Problem imamo, ker SPWM (v topologiji pretvornika, kot ga imamo mi) krmili napetostni vir, mi pa želimo nastaviti tok. Vežje iz slike 1 lahko poenostavimo, kot kaže shema na sliki 4. Zdaj lahko s pomočjo slike 4



Slika 4: Poenostavljena shema aktivnega usmernika

narišemo kazalčni diagram na sliki 5.



Slika 5: Kazalčni diagram stanja 1 faze

Iz kazalnega diagrama na sliki 5 vidimo, da če nam uspe na tranzistorjem mostiču (paru tranzistorjev T_{p1} in T_{n1}) ustvariti napetost U_N+U_{As} , bomo imeli želeni tok I_A v fazi z U_{Ag} . Prav tako vemo, da bosta ustvarjena napetost in tok sinusne oblike (drugače jo sploh ne moremo narisati v kazalčni diagram). Za generacijo te sinusne napetosti U_{As} bomo uporabili SPWM, ki nam ponuja ravno enostavno generacijo sinusne napetosti.

Iz kazalnega diagrama na sliki 5 vidimo, da ne moremo enostavno nastavljati U_{As} kot zmanjšano vrednost U_{Ag} , saj imamo še padec napetosti na dušilkah. Ta padec (tako induktiven kot uporovni padec na navitju) se spreminja s temperaturo dušilke in z obremenitvijo pretvornika. Zato vidimo, da bomo potrebovali regulator. Prav tako pa tudi vidimo, da lahko regulatorju

pomagamo z direktno komponento, ki pa bo zmanjšana vrednost U_{Ag} . Imamo opravka s tremi faznimi veličinami, zato je smiselno, da si sistem čim bolj poenostavimo. Prva poenostavitev je, da regulacijo izvedemo v sistemu a/b, kjer 3-fazni sistem reduciramo na 2-fazni (a/b) sistem. Še dodatno lahko poenostavimo regulacijo, da namesto izmeničnih količin reguliramo enosmerne. Da opravimo omenjeno, je treba regulacijo izvesti v koordinatnem sistemu d/q. Oba regulacijska postopka sta široko uporabljena pri regulaciji trifaznih razsmernikov, ki se uporabljajo za regulacijo asinhronskih motorjev [1]. V delu [3], [5] je predstavljena regulacija usmernika v sistemih a/b in d/q.

2.4.1 Regulacija v dvoosnem stacionarnem sistemu: Najprej na vseh izmeničnih veličinah naredimo Clarkino transformacijo po enačbi (2).

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ag}(t) \\ i_{Bg}(t) \\ i_{Cg}(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Iz napetosti izluščimo osnovno harmonsko komponento s pomočjo DFT - iDFT (discrete Fourier transform - inverse discrete Fourier transform) filtra. V filter vstopa omrežna napetost (z vsemi motnjami), iz njega pa izstopa samo osnovni harmonik omrežne napetosti, ki ima amplitudo 1. Ta signal uporabimo kot referenčno vrednost za obliko toka. Amplitudo toka določa napetostni regulator, ki skrbi za konstantni enosmerni nivo. Tokovna regulatorja za komponenti a in b toka pa skrbita, da je dejanski tok sinusne oblike in prave amplitude.

2.4.2 Regulacija v dvoosnem rotirajočem sistemu: Zgoraj opisani sistem lahko še dodatno nadgradimo z regulacijo v koordinatnem sistemu d/q. Za takšno regulacijo potrebujemo kot (podrobneje opisano v [1], [3]), ki ga dobimo iz dodatnega PLL (phase locked loop) vezja. Zdaj po Clarkini transformaciji v sistem a/b (po enačbi (2)) sledi še Parkova transformacija po enačbi (3)

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \\ -\sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

kjer kot ρ dobimo iz PLL vezja. Z dodatno transformacijo v sistem d/q tokovna regulatorja regulirata enosmerne količine, kar odpravi pogrešek PI-regulatorja v stacionarnem stanju.

2.5 Direktna komponenta v regulaciji

Zaradi lažje nastavitve regulatorjev vsi trije regulatorji vsebujejo direktno regulacijsko komponento. Tako sem zagotovil, da so vsi regulatorji dokaj optimalno nastavljeni za poznejše primerjanje rezultatov. Če bi v enem primeru imeli optimalno nastavljene regulatorje, v drugem pa zelo slabo nastavljene regulatorje, potem ne moremo biti prepričani, ali je razlika v rezultatih zaradi boljšega ali slabšega načina regulacije ali zaradi boljše ali slabše parametrizacije regulatorjev.

Direktna komponenta v napetostnem regulatorju izhaja iz enakosti moči na omreži strani in enosmerni strani usmernika ($P_{AC} = P_{DC}$). V tokovnih regulatorjih (samo pri regulatorjih v dvoosnem sistemu) je direktno komponento težje izračunati. Če s pomočjo slike 4 napišemo napetostno enačbo ene faze, dobimo enačbo (4).

$$u_{Ag} = Ri_a + L \frac{di_A}{dt} + u_{As} - \frac{u_{As} + u_{Bs} + u_{Cs}}{3} \quad (4)$$

Vidimo, da nimamo enostavne enačbe, iz katere bi lahko izračunali i_A . Zato sem se problema lotil drugače.

Ko je simulacija že delovala, sem enosmerno napetost nastavil na 700 V. Potem sem spreminjal breme in tabeliral izhod iz regulatorja. Tako sem dobil tabelo, ki kaže "karakteristiko" tokovnega regulatorja. Tabela podaja pri konstantni napetosti in željeni amplitudi toka izhod iz regulatorja. To tabelo z interpolacijo vmesnih točk sem uporabil kot direktno komponento v dveh tokovnih regulatorjih. Rešitev se je izkazala za zelo dobro, saj sam PI-regulator v tokovnem regulatorju prispeva samo nekaj odstotkov celotnega izhoda. Isto rešitev sem uporabil tudi pri regulaciji v prostoru d/q.

3 PRIMERJAVA REZULTATOV

3.1 Primerjava med pretvorniki

Vsi usmerniki so bili analizirani pri istih obratovalnih pogojih. Parametre pretvornika vidimo v tabeli 1.

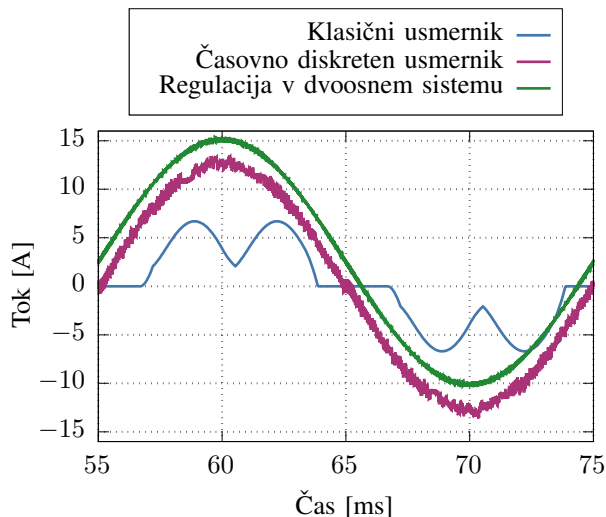
Tabela 1: Parametri pretvornika

U_{rms}	230 V	R_{cu}	50 mΩ
f_{omr}	50 Hz	C_{DC}	100 μF
L	5 mH	R_{breme}	100 Ω
f_{sw}	30 kHz	f_{takt}	60 kHz

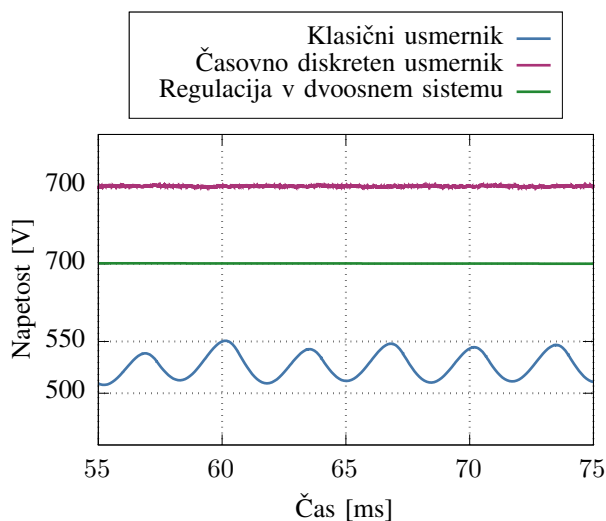
Najprej si oglejmo primerjavo tokov v časovnem prostoru. Primerjavo prikazuje graf na sliki 6.

Kot rezultat regulacije v dvoosnem sistemu je na grafu prikazan samo tok, reguliran v prostoru a/b. Med tokom, reguliranim v prostoru a/b ali d/q, ni razlike, ki bi bila opazna na grafu, ki prikazuje časovni potek toka. Da je graf bolj čitljiv, sem tok zamaknil za 2.5 A.

Če primerjamo klasični usmernik in aktivne usmerenike, takoj vidimo veliko izboljšavo v obliki toka. Če primerjamo oba krmiljena usmernika med seboj, pa opazimo tudi veliko zmanjšanje visokofrekvenčne valovitosti pri regulaciji v dvoosnem sistemu. Prav tako pri aktivnih usmernikih vidimo veliko izboljšavo v enosmerni napetosti, kar je razvidno iz grafa na sliki 7. Zaradi lažje primerjave os Y v grafu ni zvezna. Prav tako sem narisal samo en potek za regulacijo v dvoosnem sistemu, saj se potek enosmerne napetosti med regulacijo a/b in d/q ne razlikuje. Takoj ko imamo regulirani usmernik, valovitost napetosti izgine. Prav tako vidimo,



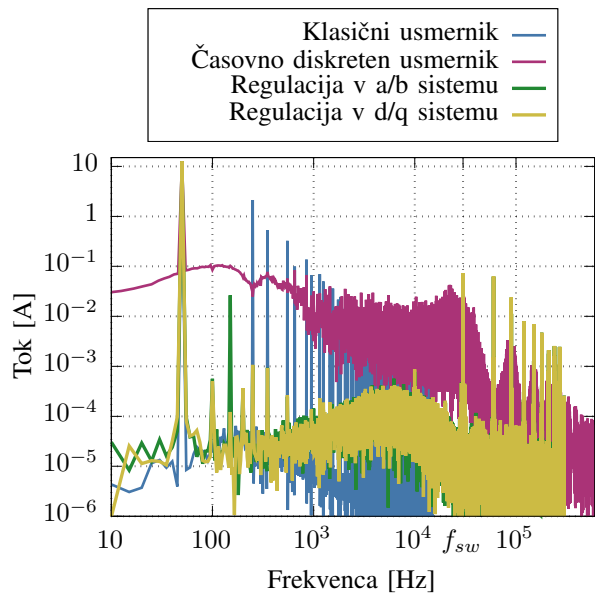
Slika 6: Časovni potek tokov pri različnih pretvornikih



Slika 7: Časovni potek enosmerne napetosti pri različnih pretvornikih

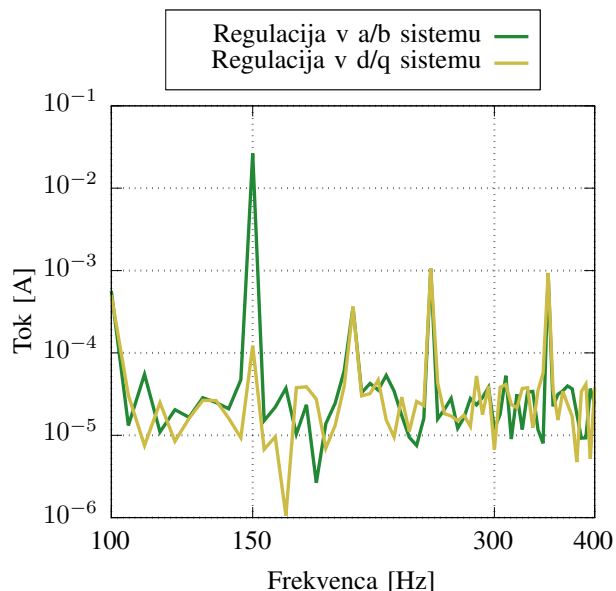
da je regulacija v dvoosnem sistemu najboljša tudi kar se tiče valovitosti enosmerne napetosti.

Razlike postanejo še bolj očitne, če si ogledamo frekvenčni spekter vseh usmernikov, kar prikazuje slika 8. Iz frekvenčnega spektra vidimo, da nižje visokofrekvenčne komponente z vsemi aktivnimi usmerniki zmanjšamo. Vidimo tudi izrazito razliko med regulacijo v sistemu a/b in regulacijo v sistemu d/q pri tretjem harmoniku.



Slika 8: Frekvenčni spekter toka ene faze (i_A) pri različnih pretvornikih

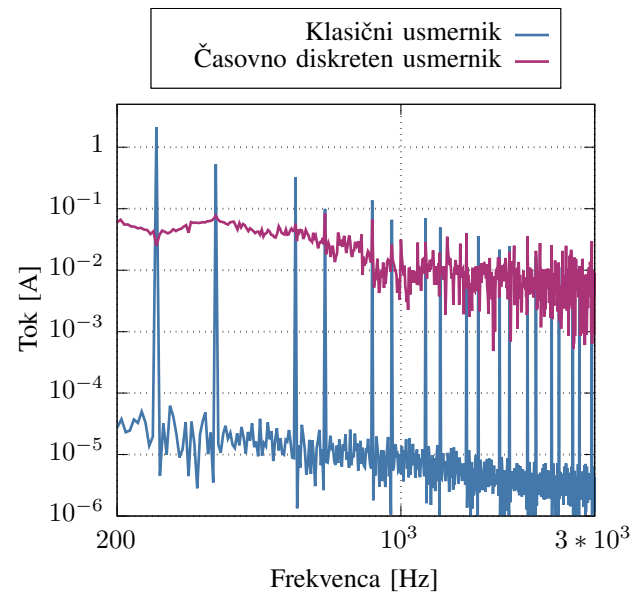
Tretji harmonik je podrobneje prikazan na sliki 9. Regulacija v sistemu d/q veliko bolje odpravlja tretji harmonik, ker PI-regulator, ki je v vseh pretvornikih, ne more odpraviti napake pri sistemu z izmeničnimi veličinami. Pri regulaciji v sistemu d/q pa ima PI-regulator opravka z enosmernimi veličinami, pri katerih pa lahko (v teoriji) PI odpravi ves pogrešek.



Slika 9: Frekvenčni spekter toka ene faze (i_A) pri različnih pretvornikih

Oglejmo si še približani odsek frekvenčnega spektra, kjer sta prikazana samo časovno diskretni regulator in

klasični regulator, kar prikazuje slika 10.



Slika 10: Frekvenčni spekter toka ene faze (i_A) pri različnih pretvornikih

Vidimo več višjih harmonskih komponent zaradi stikalnega delovanja pretvornika. Vrhove v grafu vidimo tudi pri frekvencah, kjer jih prej ni bilo, npr. 1 kHz. To je direktna posledica spremenljive stikalne frekvence, kjer bi lahko rekli, da se motnje zaradi preklopov razlijejo po celotnem frekvenčnem spektru toka.

Tabela 2 podaja vrednosti THD posameznega pretvornika. Prvo veliko izboljšavo vidimo, ko preidemo iz klasičnega usmernika v aktivne usmernike. Drugo veliko izboljšavo vidimo, ko preidemo v regulacijo v dvoosnem sistemu.

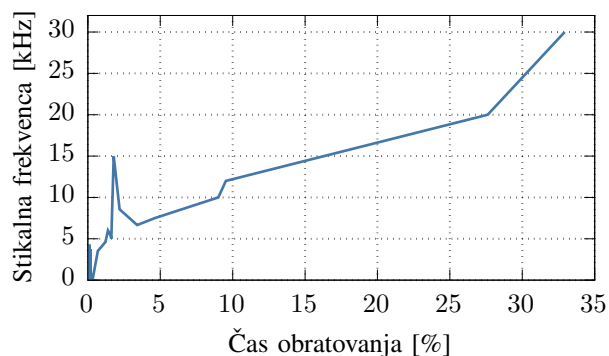
Tabela 2: Primerjava vrednosti THD

Tip pretvornika	THD [%]
Klasični usmernik brez dušilk	47.12
Klasični usmernik z dušilkami	41.31
Časovno diskretna regulacija	7.40
Regulacija v sistemu a/b	1.15
Regulacija v sistemu d/q	1.13

3.2 Spremenljiva stikalna frekvenca

Pri časovno diskretni regulaciji težko sploh govorimo o stikalni frekvenci, saj se preklopi ne izvajajo periodično, ampak takrat, ko je to potrebno. To se spreminja glede na obremenitev pretvornika in na razmere v omrežju. S slike 6 tudi vidimo, da visokofrekvenčno valovanje spreminja "frekvenco" glede na to, kje na sinusu jo opazujemo.

V simulaciji sem opravil dodatno analizo, kjer sem za eno periodo omrežne napetosti shranjeval razmik med preklopi stikala. To sem potem prikazal na sliki 11 kot frekvenco, četudi to ni najbolj primerno. To sem naredil zato, da rezultate lažje uvrstimo v frekvenčno analizo toka. Frekvenco preklpov sem moral močno zaokrožiti, da dobimo neki smiseln rezultat, saj drugače dobimo dolgo vrsto stikalnih frekvenc, ki se razlikujejo za eno vzorčno periodo (označeno s T na sliki 2). Iz tako dobljenih diskretnih točk frekvenc in pogostnosti njihove uporabe lahko interpoliramo graf. Slika 11 prikazuje pogostnost uporabe določene stikalne frekvence ene tranzistorske veje.



Slika 11: Pogostnost preklpov

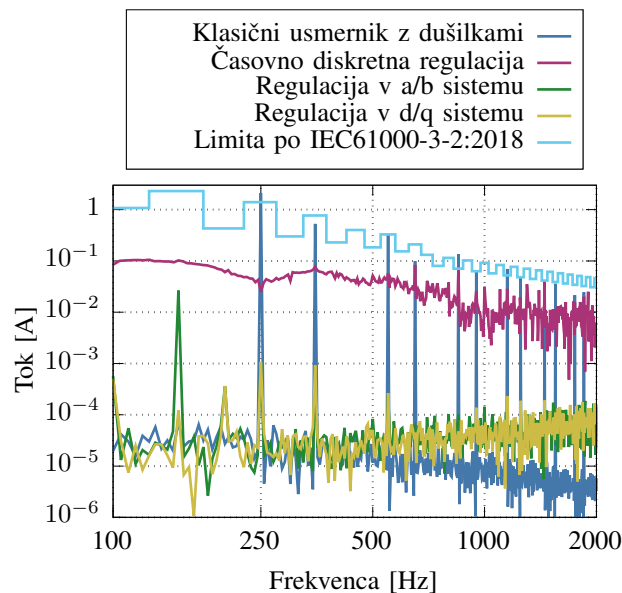
Vidimo, da 30 % časa pretvornik obratuje med 25 in 30 kHz. To lahko tudi potrdimo iz grafa 8, kjer vidimo izrazito povečanje šuma v tem območju. Bolj problematično je, da s slike 11 vidimo tudi, da preklopna frekvenca pade krepko pod 20 kHz, celo pod 2 kHz. Spust pod 20 kHz je za uporabnika problem, saj takšen pretvornik začne proizvajati hrup v slišnem spektru, kar se tudi takoj opazi pri laboratorijskem modelu tega pretvornika. Spust pod 2 kHz je problem za doseganje standarda EN61000-3-2, saj s stikalnim delovanjem povzročamo motnje ravno tam, kjer jih standard omejuje. Ravno zato je ugotavljanje skladnosti takega pretvornika težko, saj se lahko zgodi, da ob spremembi pogojev na omrežju in bremena pretvorniku povprečna stikalna frekvenca še dodatno upade in tako preseže meje standarda.

Prav tako je za takšen pretvornik težko načrtovati EMI-filtra, ki so potrebni za zagotavljanje skladnosti z drugimi standardi. Če bi imeli konstantno stikalno frekvenco, bi lahko načrtovali EMI-filter samo za določeno visoko frekvenco. Pri časovno diskretnem regulatorju bi morali mejno frekvenco filtra postaviti zelo nizko, že na nekaj kHz. To nam poveča gabarite filtra, kar pa pomeni tudi višjo ceno filtra.

3.3 Skladnost z EN61000-3-2:2018

Mednarodni standard EN61000-3-2:2018 omejuje amplitude višje harmonskih komponent toka. Zajema vse višje harmonike omrežne frekvence, od drugega do 40.

harmonika. Slika 12 prikazuje frekvenčni spekter vseh obravnavanih usmernikov v primerjavi z dovoljenimi limitami za razred A, kamor spadajo tri fazne naprave. Vidimo, da klasični usmernik prekorači limito, časovno



Slika 12: Primerjava rezultatov simulacij z limito

diskretno regulirani usmernik se limiti močno približa in da usmernika, regulirana v dvoosnem koordinatnem sistemu, nudita najboljše rezultate in sta precej oddaljena od limite.

4 SKLEP

Klasični diodni usmernik je zelo robustna rešitev, vendar ima velik problem pri kakovosti vhodnega toka. Reševanje teh problemov z dušilkami in z več pulznimi usmerniki postane hitro zelo drago. Edini način, da bi bil klasični usmernik ekonomičen, je nižja cena filtra, kot je cena za potrebno krmilno elektroniko. To je čedalje težje dosegljivo, saj cena polprevodnikov in mikrokrmilnikov pada, medtem ko cena bakra in železa, ki sta v filtru najdražja, ostaja več ali manj konstantna.

Časovno diskretna regulacija je zelo preprosta rešitev. Mogoče jo je realizirati s čistim analognim vezjem, kot je to tudi opravljeno v delu [4]. To sicer vedno manj postaja pozitivna lastnost rešitve, saj cena mikrokrmilnikov pada, z analogno rešitvijo pa izgubimo veliko fleksibilnost nastavljanja pretvornika. Takšna regulacija je prav tako še dokaj robustna, saj če v eni meritvi zajamemo še tako veliko motnjo, bo to pri regulaciji toka vplivalo samo v enem preklpu. Po zmotnem preklpu, če se motnja ne ponovi, pretvornik deluje normalno naprej, kot da motnje ne bi bilo. Slabost časovno diskretne regulacije je v slabši kakovosti toka v primerjavi z regulacijo v dvoosnem sistemu. Prav tako ima veliko dodatno slabost – spremenljivo stikalno frekvenco.

Oba načina regulacije v dvoosnem sistemu prineseta boljše rezultate kot zgoraj opisane rešitve. Regulacija v sistemu d/q omogoča tudi preprosto nastavljanje jalove komponente toka. Tako lahko takšen usmernik sodeluje pri splošni kompenzaciji jalovega toka. Edina slabost takšnega načina regulacije je, da je zelo zahtevna. Prav tako je občutljiva na motnje, saj se posledice ene motnje poznajo dalj časa v vseh regulatorjih v sistemu.

LITERATURA

- [1] V. AMBROŽIČ and P. ZAJEC, Električni servo pogoni, 1. izd. Ljubljana, Slovenija: Slovensko združenje elektroenergetikov CIGRÉ-CIRED, 2016.
- [2] M. Rejc, "Trifazni diodni usmernik," Integrirani pogonski sistemi, no. 2016/2017.
- [3] U. Borovič, "Analysis and Comparison of Different Active Rectifier Topologies for Avionic Specifications," Máster en Electrónica Industrial, Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, Španija, 2014.
- [4] M. Turk, "Trifazni usmernik s sinusnim vhodnim tokom in regulirano izhodno napetostjo 600 V/15 VA z možnostjo dvosmernega pretoka energije," Diplomsko delo univerzitetnega študija, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, Slovenija, 2003.
- [5] S. Vujinović, "Regulacija trifaznega omrežno priključenega pretvornika," Diplomsko delo univerzitetnega študija, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, Slovenija, 2016.

Marko Antešić je diplomiral leta 2015 na Fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani in je študent podiplomskega programa Mehatronika na fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani. Njegovo področje dela je razvoj industrijskih visokofrekvenčnih indukcijskih grelcev.