Miloš R. Nedeljković

Energetski pretvarači 2

Topologije energetskih pretvarača

Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet Akademska misao – Beograd

Beograd, 2016. godine.

Miloš R. Nedeljković

Energetski pretvarači 2 Topologije energetskih pretvarača

> Recenzenti dr Nikola Popov dr Željko Despotović

Lektor "Vaš lektor" – Ana Micić Pavlović

Odlukom Nastavno-naučnog veća Elektrotehničkog fakulteta broj 2366/3 od 21. 12. 4016 godine ova knjiga je odobrena kao udžbenik u elektronskom obliku na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu.

> Izdavač Elektrotehnički fakultet – Beograd Akademska misao – Beograd

> > ISBN 978-86-7466-663-0

Predgovor

Prvenstvena namena ovog udžbenika je da posluži studentima treće godine osnovnih studija Energetskog odseka Elektrotehničkog fakulteta kao osnovna literatura za izučavanje oblasti "Energetski pretvarači". Stoga je sadržaj ovog udžbenika ograničen na teme koje se obrađuju u okviru kursa "Energetski pretvarači 2", po nastavnom programu koji se primenjuje od školske 2015/16. godine. Udžbenik predstavlja i pokušaj da se, iz široke oblasti "Energetski pretvarači", izdvoje i analiziraju topologije pretvarača koje su od interesa za studente osnovnih i master studija. Osim toga, ova knjiga može korisno poslužiti inženjerima i istraživačima u privredi pri rešavanju praktičnih problema. Uvek može da se postavi pitanje pravilnog odmeravanja i usklađivanja obima i odnosa pojedinih, po prirodi često i heterogenih pitanja iz ove oblasti. Autor, međutim, nalazi da su ovde obrađene teme neophodne u procesu formiranja inženjera u oblasti energetike, koji treba da ima sposobnost šireg sagledavanja oblasti koju izučava.

Pri obradi teksta nisu se mogli otkloniti svi nedostaci i greške, pa će autor sa zahvalnošću prihvatiti sve primedbe, ispravke i sugestije. Autor se takođe zahvaljuju recenzentima, čije su sugestije, predlozi i primedbe umnogome doprineli kvalitetu sadržaja ovog udžbenika.

U Beogradu, januara 2016. godine.

Autor

Sadržaj

Predgovor.		. III
Fazni regul	atori	6
1.1.	Monofazni fazni regulatori	6
1.2.	Monofazni fazni regulatori sa otporno-induktivnim opterećenjem u	
	paralelnoj vezi	7
1.3.	Monofazni fazni regulatori sa induktivnim opterećenjem	8
1.4.	Sekvencijalni fazni regulatori	9
1.5.	Trofazni fazni regulatori	. 15
Ispravljači.	-	. 20
2.1.	Spektar izlaznog napona dvofaznog jednostranog ispravljača	. 20
2.2.	Talasnost struje opterećenja i prekidni režim rada dvofaznog	
	jednostranog ispravljača	. 23
2.3.	Dvofazni jednostrani ispravljač sa zamajnom diodom	. 28
	2.3.1. Spektar struje koja se uzima iz mreže	. 30
	2.3.2. Spektar napona na opterećenju	. 31
2.4.	Monofazni mosni ispravljač - razdeljeno upravljanje	. 33
2.5.	Poluupravljivi mosni ispravljač	. 36
2.6.	Trofazni jednostrani ispravljač	. 40
	2.6.1. Spektar napona na opterećenju	. 41
	2.6.2. Talasnost struje opterećenja i prekidni režim rada ispravljača	43
2.7	Trofazni jednostrani ispravljač sa zamajnom djodom	47
	2.7.1 Komutacija u trofaznom jednostranom ispravljaču sa	,
	zamainom diodom	49
	2.7.2 Trofazni jednostrani ispravljač sa smanjenim opsegom	•••
	regulacije	50
	2.7.3 Uticaj sprege trofaznog transformatora	52
2.8	Trofazni mosni ispravljač	57
2.0.	2 8 1 Spektar nanona na onterećenju	58
29	Trofazni mosni noluunravliivi ispravliač	59
2.7.	2.9.1 Komutacija u trofaznom mosnom poluupravljivom ispravljaču	61
	2.9.1. Romaneja a d'orazioni mostroni portagraviji vom ispravijača	65
Čoperi	2.9.2. Spektar straje sekandara transformatora	67
3 1	Ćukov pretvarač	. 07
5.1.	3.1.1 Model transformatora	. 07
	3.1.2 Analiza valovitosti struje prigušnica	. 70
3 2	SEDIC pretvereč	. 72
3.2.	ZETA pretvarač	. 74
э.э. эл	DISH DI I nratvarač	. 77
5.4. 2.5	I USIFI ULL pictivalae	. 17
5.5.	2 5 1 Nanajanje iz dvakvadrantnag čenera	. 03 96
	2.5.2. Napajanje iz invortoro	. 00
	5.5.2. Napajanje iz invertora	. 89

Invertori		
4.1.	Monofazni mosni invertor sa mekom komutacijom	
4.2.	Strujni invertor	
4.3.	Modulacija trajanja impulsa primenom vektora stanja	
4.4.	ZSI	
	4.4.1. Radni režimi ZSI invertora	
4.5.	Sistemi besprekidnog napajanja	109
Literatura		

Poglavlje 1

Fazni regulatori

1.1. Monofazni fazni regulatori

Na slici 1.1. prikazano je nekoliko najčešće korišćenih konfiguracija monofaznih faznih regulatora.



Sl. 1.1. Konfiguracije monofaznih faznih regulatora: a) konfiguracija sa antiparalelnom vezom tiristora b) konfiguracija sa trijakom c) konfiguracija sa jednim tiristorom d) konfiguracija sa antirednom vezom dva tiristora.

Osnovnu konfiguraciju čini fazni regulator sa antiparalelnom vezom tiristora prikazan na slici 1.1.a). Ova konfiguracija se najčešće koristi zato što sadrži najmanji broj prekidačkih elemenata, pa su i gubici najmanji. Mana ove konfiguracije je u tome što su katode tiristora na različitom potencijalu pa je zato neophodna galvanska izolacija upravljačkog kola (upravljačko kolo treba da generiše strujni impuls za uključenje tiristora

između gejta i katode). Zato se, za manje snage, koristi jednostavniji fazni regulator sa trijakom prikazan na slici 1.1.b). Ova konfiguracija je ograničena na manje snage zato što se trijaci ne mogu proizvesti za tako velike struje kao tiristori. Problem galvanske izolacije upravljačkog kola može se rešiti upotrebom samo jednog tiristora, kako je to prikazano na slici 1.1.c). Kod ove konfiguracije faznog regulatora struja opterećenja, bez obzira na smer, protiče kroz tri poluprovodnička elementa (dve diode i tiristor), zbog čega su gubici znatno veći. Još jedan način rešavanja problema galvanske izolacije upravljačkog kola prikazan je na slici 1.1.d), gde se koriste dva tiristora sa zajedničkom katodom i dve diode. Za razliku od konfiguracije prikazane na slici 1.1.c), kod ovog faznog regulatora struja se uspostavlja kroz dva poluprovodnička elementa pa su gubici nešto manji, ali je cena regulatora veća zbog korišćenja dva tiristora.

1.2. Monofazni fazni regulatori sa otporno-induktivnim opterećenjem u paralelnoj vezi

Ekvivalentna šema nekih opterećenja ne može se predstaviti rednom, već paralelnom vezom otpornika i prigušnice (slika 1.2.).



Sl. 1.2. Struje otpornog i induktivnog dela opterećenja.

U tom slučaju, kada se u trenutku $\omega t = \alpha$ dovede impuls za uključenje (paljenje) tiristora, tiristor provede i napon na opterećenju postaje jednak mrežnom naponu. Struja

tiristora jednaka je zbiru struja otpornog i induktivnog dela opterećenja. U trenutku $\omega t = \pi$ mrežni napon, odnosno struja otpornog dela opterećenja, menja smer a struja prigušnice zadržava isti smer i počinje da opada. U trenutku $\omega t = \beta$ izjednačavaju se struja otpornika i prigušnice pa struja tiristora postaje jednaka nuli zbog čega on prestaje da provodi. Od tog trenutka nadalje magnetna energija zatečena u prigušnici troši se na otporniku i struja eksponencijalno opada sve dok se ne uključi sledeći tiristor. Talasni oblici struja otpornog i induktivnog dela opterećenja prikazani su na slici 1.2.

1.3. Monofazni fazni regulatori sa induktivnim opterećenjem

Umesto faznog regulatora sa antiparalelnom vezom tiristora i induktivnim opterećenjem kao osnovna jedinica za realizaciju kompenzatora reaktivne energije može se koristiti i monofazni fazni regulator sa dve prigušnice prikazan na slici 1.3.



Sl. 1.3. Kompenzator sa proširenim opsegom ugla paljenja.



Sl. 1.4. Talasni oblik struje kompenzatora.

Za razliku od faznog regulatora sa antiparalelnom vezom tiristora, kod ove konfiguracije faznog regulatora ugao paljenja tiristora može se menjati u opsegu

 $0^0 < \alpha < 180^0$ a talasni oblik struje koja se uzima iz mreže za $\alpha = 30^0$ prikazan je na slici 1.4.

Efektivna vrednost struje osnovnog harmonika ista je kao i kod faznog regulatora sa antiparalelnom vezom tiristora:

$$I_1 = \frac{|A_1|}{\sqrt{2}} = \frac{2E}{L\omega} \left[1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi} \right]; \quad 0 \le \alpha \le \pi,$$
(1.1)

s tim što je jedina razlika u opsegu promene ugla paljenja.

Upoređenjem ova dva rešenja može se zaključiti da su prednosti rešenja sa dve prigušnice u proširenom opsegu ugla paljenja tiristora. Osim toga, za istu efektivnu vrednost osnovnog harmonika struje potrebna je dvostruko veća induktivnost prigušnice, što za posledicu ima dvostruko manja harmonijska izobličenja struje koja se uzima iz mreže. Nedostatak ovog rešenja je u nedovoljnoj iskorišćenosti prigušnica jer se magnećenje pojedinih prigušnica vrši samo u jednom smeru, pa se opravdano postavlja pitanje da li je poboljšanje performansi kompenzatora dovoljno opravdanje za znatno veći utrošak materijala.

1.4. Sekvencijalni fazni regulatori

Poboljšanje faktora snage faznih regulatora može se postići primenom sekvencijalnih faznih regulatora kod kojih se potreban opseg promene napona na opterećenju deli na dva ili više faznih regulatora. U tom slučaju smanjuje se skok napona na opterećenju u trenutku uključenja tiristora, pa se samim tim smanjuju harmonijska izobličenja struje opterećenja, odnosno struje koja se uzima iz mreže. Dvostepeni monofazni sekvencijalni fazni regulator sa otpornim opterećenjem prikazan je na slici 1.5.



Sl. 1.5. Dvostepeni monofazni sekvencijalni fazni regulator.



Sl. 1.6. Talasni oblik napona (struje) opterećenja.

Podešavanje napona na opterećenju u opsegu $U_R = 0 \dots mE$ vrši se promenom ugla paljenja tiristora T_1 i T_2 u opsegu $\alpha_1 = 180^0$ do 0^0 . Talasni oblik napona (struje) opterećenja prikazan je na slici 1.5. Podešavanje napona u opsegu $U_R = mE \dots E$ vrši se promenom ugla paljenja tiristora T_3 i T_4 u opsegu $\alpha_2 = 180^0$ do 0^0 , dok se ugao paljenja tiristora T_1 i T_2 zadržava na vrednosti $\alpha_1 = 0^0$. Na slici 1.6. prikazan je talasni oblik napona odnosno struje otpornog opterećenja. Efektivna vrednost struje opterećenja je:

$$I_R = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\alpha \left(\frac{\sqrt{2}mE}{R}\right)^2 \sin^2\left(x\right) dx} + \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi \left(\frac{\sqrt{2}E}{R}\right)^2 \sin^2\left(x\right) dx \tag{1.2}$$

$$I_{R} = \frac{E}{R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} \left(1 - m^{2}\right) + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi} \left(1 - m^{2}\right)}, \qquad (1.3)$$

dok je efektivna vrednost struje koja se uzima iz mreže:

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{0}^{\alpha} \left(\frac{\sqrt{2}m^{2}E}{R}\right)^{2} \sin^{2}(x) dx} + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}E}{R}\right)^{2} \sin^{2}(x) dx}$$
(1.4)

$$I = \frac{E}{R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} \left(1 - m^4\right) + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi} \left(1 - m^4\right)}.$$
 (1.5)

Faktor snage regulatora je:

$$\lambda = \frac{P}{E \cdot I} = \frac{R \cdot I_R^2}{E \cdot I} = \frac{1 - \frac{\alpha}{\pi} (1 - m^2) + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi} (1 - m^2)}{\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} (1 - m^4) + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi} (1 - m^4)}} .$$
 (1.6)

Na slici 1.7. prikazana je zavisnost faktora snage od efektivne vrednosti struje opterećenja za razne položaje izvoda sekundara transformatora.



Sl. 1.7. Zavisnost faktora snage od struje opterećenja.

Položaj izvoda sekundara transformatora bira se prema potrebnom opsegu regulacije napona na opterećenju, tako da se u tom opsegu postigne što bolji faktor snage, odnosno što manja harmonijska izobličenja. Ako se želi pun opseg regulacije ($U_R = 0 \dots E$) i ako se ima u vidu da se opterećenje kroz transformator preslikava sa kvadratom prenosnog odnosa (m²), najpogodnije je odabrati m ≈ 0.7 tako da, kada radi fazni regulator sa tiristorima T₁ i T₂ opterećenje se na primar transformatora preslikava kao dvostruko veća otpornost. U tom slučaju su harmonijska izobličenja oba fazna regulatora jednaka, što znači da su harmonijska izobličenja struje koja se uzima iz mreže minimalna.

Talasni oblici napona i struje za otporno-induktivno opterećenje prikazani su na slici 1.8. Pri upravljanju tiristorima kod ovakvog opterećenja treba obratiti pažnju da ne dođe do istovremenog provođenja tiristora T_2 i T_3 odnosno T_1 i T_4 jer bi to predstavljalo kratak spoj gornjeg namotaja sekundara transformatora. U normalnom radu to se ne može dogoditi zato što u pozitivnoj poluperiodi u trenutku paljenja tiristora T_3 provodi tiristor T_1 ili tiristor T_4 , a isključenje (gašenje) tiristora T_3 događa se u negativnoj poluperiodi, pa se ne može dogoditi da tiristori T_2 i T_3 provode istovremeno. Na isti način se može pokazati da tiristori T_1 i T_4 takođe ne mogu provoditi istovremeno.



Sl. 1.8. Talasni oblici napona i struje otporno-induktivnog opterećenja.

Ipak, postoje prelazni režimi u kojima je moguće istovremeno provođenje ovih tiristora. Pretpostavimo, na primer, da tiristori T_1 i T_2 rade sa uglom paljenja $\alpha = 0^0$, dok se tiristori T_3 i T_4 ne uključuju. Ako se, u trenutku t = 0 kada je struja negativna i provodi tiristor T_2 , zahteva naglo povećanje napona na opterećenju na punu vrednost (ugao paljenja tiristora T_3 i T_4 postaje $\alpha = 0^0$), provešće istovremeno tiristori T_2 i T_3 .

Jedno od rešenja ovog problema je da se, umesto naglog smanjenja ugla paljenja tiristora T_3 i T_4 , ugao paljenja smanjuje postepeno. Ako to ne zadovoljava zahteve opterećenja, može se meriti struja opterećenja i dozvoliti paljenje tiristora T_3 samo kada je struja opterećenja pozitivna, odnosno paljenje tiristora T_4 samo kada je struja opterećenja negativna.

Realizacija regulatora prikazanog na slici 1.5. zahteva ugradnju transformatora dimenzionisanog na punu snagu opterećenja što, ako galvanska izolazija opterećenja od mreže nije neophodna, nije ekonomično rešenje. Ekonomično rešenje bilo bi realizacija istog regulatora sa autotransformatorom, prikazana na slici 1.9. Na slici su prikazane dve moguće konfiguracije ovog regulatora. Ako se regulator koristi za povećanje faktora snage pri regulaciji napona na opterećenju u opsegu $u_R = 0 \dots E$, preklopnik je u položaju "2" a ako se regulator koristi za kompenzaciju padova napona kod udaljenih potrošača, preklopnik je u položaju "1" i tada je opseg regulacije $u_R = 0 \dots E + V_2$. Snaga na koju treba dimenzionisati autotransformator je manja od snage kojom se energija prenosi opterećenju. Imajući u vidu da je snaga kojom se energija uzima iz mreže jednaka snazi kojom se energija troši na opterećenju i ako je preklopnik u položaju "2", onda je:



Sl. 1.9. Monofazni sekvencijalni fazni regulator sa autotransformatorom.

$$EI = V_1 I_R = \frac{V_1^2}{R} \quad \Rightarrow \quad I = \frac{V_1^2}{RE} , \qquad (1.7)$$

pa je snaga na koju treba dimenzionisati autotransformator:

$$S_A = V_2 I = \frac{V_2 V_1^2}{RE} = \frac{E^2}{R} (1 - m) m^2.$$
(1.8)

Transformator kod rešenja prikazanog na slici 1.5. treba dimenzionisati na maksimalnu snagu opterećenja:

$$S_T = \frac{E^2}{R} \quad \Rightarrow \quad \frac{S_A}{S_T} = (1 - m)m^2 \,. \tag{1.9}$$

Iz ovog izraza vidi se da je snaga na koju treba dimenzionisati autotransformator manja od snage na koju treba dimenzionisati transformator kod rešenja prikazanog na slici 1.5.

Jedna od primena sekvencijalnih regulatora je višestepeni regulator za regulaciju napona na opterećenju promenom prenosnog odnosa transformatora, prikazan na slici 1.10. Kod ovog rešenja na opterećenje se preko tiristorskih prekidača priključuje proizvoljna kombinacija namotaja sekundara transformatora. Ako naponi pojedinih namotaja sekundara čine binarni niz, tako da je:

$$V_1 = U; \quad V_2 = 2U; \quad V_3 = 4U; \quad \dots \quad V_n = 2^{(n-1)}U,$$
 (1.10)

napon opterećenju može se izraziti kao:

$$U_R = \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k U = A \cdot U , \qquad (1.11)$$

gde koeficijent a_k ima vrednost "1" ili "0", u zavisnosti od toga da li je uključen tiristorski par S_A ili S_B respektivno. U tom slučaju broj "A" predstavlja binarni broj koji predstavlja stanja pojedinih prekidača i može imati vrednost $A = 0 \dots 2^n - 1$.

Dobra osobina ovakvog regulatora je što nema harmonijskih izobličenja struje koja se uzima iz mreže, dok je loša osobina kompleksnost rešenja i činjenica da regulacija nije kontinualna već diskretna.



Sl. 1.10. Višestepeni regulator za promenu prenosnog odnosa transformatora.

1.5. Trofazni fazni regulatori

U okviru kursa "Energetski pretvarači 1" analizirane su topologije 1,2 i 3 prikazane na slici 1.11. U ovom poglavlju biće analizirane još neke topologije koje se mogu koristiti za upravljanje trofaznim opterećenjem (topologije 4, 5 i 6).



Sl. 1.11. Konfiguracije trofaznih faznih regulatora.

Konfiguracija 4

Ova konfiguracija je u svemu ekvivalentna konfiguraciji 2 pa sve što je rečeno o ovoj konfiguraciji ("Energetski pretvarači 1") važi i za konfiguraciju 4. Istom metodom koja je primenjen za analizu talasnog oblika struje opterećenja konfiguracije 2 može se analizirati talasni oblik struje opterećenja konfiguracije 4.

Konfiguracija 5

Analizom konfiguracije 5 pokazuje se da je talasni oblik struje opterećenja, prikazan na slici 1.12. isti kao kod konfiguracije 2, jedino se razlikuju struje tiristora. Važna razlika između ove dve konfiguracije je u tome što se struja opterećenja kod konfiguracije 5 može uspostaviti i ako provede samo jedan od tiristora, tako da je dovoljno tiristorima dovoditi samo po jedan impuls u periodi mrežnog napona (bez potvrdnog impulsa).

Kod ove konfiguracije tiristori se dimenzionišu na istu vrednost napona i struje kao kod konfiguracije 3. Jedan od nedostataka ove konfiguracije, kao i konfiguracija 3 i 6, jeste u tome što se opterećenje vezuje šestožično, odnosno, moraju biti dostupni svi priključci opterećenja zasebno, što nije uvek slučaj.

Konfiguracija 6

Konfiguracija 5 trofaznog faznog regulatora može se realizovati sa samo tri tiristora kako je to prikazano konfiguracijom 6. Na slici 1.13. prikazani su talasni oblici napona, odnosno struja, otpornog opterećenja. Pretpostavimo da ne provodi nijedan tiristor. Tiristor T_R će postati direktno polarisan kada fazni napon e_R postane veći od faznog napona e_T i tada se može uključiti tiristor T_R . Uključenjem ovog tiristora, njegova anoda i katoda dolaze na potencijal jednak srednjoj vrednosti faznih napona e_R i e_T , pa će napon na tiristoru T_S biti:

$$u_{T_S} = e_S - \frac{e_R + e_T}{2} \,. \tag{1.12}$$

Ako se uzme u obzir da je $e_R+e_S+e_T=0$, prethodni izraz postaje:

$$u_{T_S} = e_S + \frac{e_S}{2} = \frac{3e_S}{2}, \qquad (1.13)$$

što znači da će tiristor T_S postati direktno polarisan kada fazni napon e_S postane veći od nule, stoga se ugao paljenja tiristora računa od prolaska faznog napona kroz nulu. Za uglove paljenja u opsegu $\alpha = 0^0 \dots 30^0$ tiristor se može uključiti samo ako prethodni tiristor još uvek provodi pa se stoga, u trenutku paljenja nekog tiristora, prethodnom tiristoru mora dovesti potvrdni impuls za paljenje kako bi se osiguralo njegovo provođenje. Za uglove palenja u opsegu $\alpha = 0^0 \dots 90^0$ u trenutku uključenja tiristora T_R provodi tiristor T_T pa stoga napon na opterećenju postaje jednak faznom naponu e_R .



Sl. 1.12. Talasni oblici napona na opterećenju za $\alpha = 120^{0}$, $\alpha = 60^{0}$ i $\alpha = 30^{0}$. Strelicama je označen period provođenja pojedinih tiristora.



Sl. 1.13. Talasni oblici napona na opterećenju za $\alpha = 60^{0}$, $\alpha = 120^{0}$ i $\alpha = 180^{0}$. Strelicama je označen period provođenja pojedinih tiristora.

Za veće uglove paljenja tiristor T_T se gasi u trenutku $\omega t = \pi/2$ jer tada fazni napon e_S postaje veći od faznog napona e_T i tiristor T_T postaje inverzno polarisan. Ovaj tiristor se može ponovo uključiti za uglove paljenja u opsegu $\alpha = 90^0 \dots 120^0$ zajedno sa tiristorom T_R i provodiće do trenutka $\omega t = 2\pi/3$ kada fazni napon e_S postaje veći od srednje vrednosti faznih napona e_R i e_T pa tiristor T_T postaje inverzno polarisan. Za uglove paljenja u opsegu $\alpha = 120^0 \dots 210^0$ provodi samo po jedan tiristor pa je napon na opterećenju jednak polovini odgovarajućeg linijskog napona.

Analiza pokazuje da se, za promenu efektivne vrednosti napona na opterećenju od efektivne vrednosti faznog napona do nule, ugao paljenja menja u opsegu $\alpha = 0^0 \dots 210^0$. Osim toga, sa slike 1.13. vidi se da poluperiode napona na opterećenju nisu simetrične pa se u struji opterećenja, odnosno struji koja se uzima iz mreže, pojavljuje relativno visok sadržaj parnih harmonika. Iako ova konfiguracija sadrži samo tri tiristora, oni, u zavisnosti od tipa opterećenja, moraju biti dimenzionisani na dva do tri puta veću struju nego kod konfiguracije 5 pa se, s obzirom na brojne nedostatke, ova konfiguracija trofaznog faznog regulatora retko koristi.

Poglavlje 2 Ispravljači

U ovom poglavlju biće data šira analiza topologija ispravljača opisanih u okviru kursa "Energetski pretvarači 1" kao i rad modifikovanih topologija ovih ispravljača.

2.1. Spektar izlaznog napona dvofaznog jednostranog ispravljača¹

Na slici 2.1. prikazan je dvofazni jednostrani ispravljač kao i talasni oblik napona na opterećenju. Sa slike se vidi da talasni oblik napona na izlazu ispravljača, osim željene srednje vrednosti, ima i harmonike počev od učestanosti koja je jednaka dvostrukoj mrežnoj učestanosti. Talasni oblik napona na izlazu ispravljača može se razviti u Furijeov red:



Sl. 2.1. Dvofazni jednostrani ispravljač.

¹ Nastavak analize dvofaznog jednostranog ispravljača izvršene u okviru kursa "Energetski pretvarači 1" – poglavlje 2.2.

$$u_d(t) = U_d + \sum_{k=2}^{\infty} \left[A_k \cos(k\omega t) + B_k \sin(k\omega t) \right],$$
(2.1)

gde su amplitude pojedinih komponenata A_k i B_k date izrazima:

$$A_{k} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{2\pi} u_{d}(\omega t) \cdot \cos(k\omega t) d(\omega t), B_{k} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{2\pi} u_{d}(\omega t) \cdot \sin(k\omega t) d(\omega t). \quad (2.2)$$

Izlazni napon ispravljača opisan je sa:

$$u_d(t) = \sqrt{2}E\sin(\omega t)\Big|_{\alpha}^{\pi+\alpha}.$$
(2.3)

Smenom (2.3) u (2.2) i rešavanjem integrala, rezultat različit od nule dobija se za parne harmonike i to:

$$A_{k} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \left\{ \frac{\cos\left[\left(k+1\right)\alpha\right]}{k+1} - \frac{\cos\left[\left(k-1\right)\alpha\right]}{k-1} \right\},\tag{2.4}$$

$$B_k = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \left\{ \frac{\sin\left[\left(k+1\right)\alpha\right]}{k+1} - \frac{\sin\left[\left(k-1\right)\alpha\right]}{k-1} \right\}.$$
(2.5)

Amplituda k-tog harmonika izlaznog napona ispravljača je:

$$U_{k} = \sqrt{A_{k}^{2} + B_{k}^{2}} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \cdot \frac{2}{k^{2} - 1} \cdot \sqrt{\frac{\left(k^{2} + 1\right) - \left(k^{2} - 1\right)\cos(2\alpha)}{2}},$$
 (2.6)

ili jednostavnije:

$$U_{k} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \cdot \frac{2}{k^{2}-1} \cdot \sqrt{k^{2}\sin^{2}(\alpha) + \cos^{2}(\alpha)} .$$
 (2.7)

Na slici 2.2. prikazane su normalizovane vrednosti amplitude pojedinih harmonika $(U_k/U_{dmax}; U_{dmax} = 2\sqrt{2}E/\pi)$ u funkciji ugla paljenja " α ". Sa slike se vidi da su harmonijska izobličenja najveća za $\alpha = 90^0$ i tada je:

$$A_k = 0; \quad B_k = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \cdot \frac{2k}{k^2 - 1},$$
 (2.8)

odnosno:



Sl. 2.2. Normalizovane vrednosti amplituda harmonika u funkciji ugla paljenja za dvofazni jednostrani ispravljač.

Harmonijska izobličenja su najmanja za $\alpha = 0^0$ i tada je:

$$B_k = 0; \qquad A_k = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \cdot \frac{2}{k^2 - 1},$$
 (2.10)

odnosno:

$$\frac{U_k}{U_{d\max}} = \frac{2}{k^2 - 1}.$$
(2.11)

2.2. Talasnost struje opterećenja i prekidni režim rada dvofaznog jednostranog ispravljača²

U realnim uslovima nije opravdano smatrati da je induktivnost prigušnice u jednosmernom kolu dovoljno velika da se može zanemariti naizmenična komponenta struje opterećenja. U tom slučaju opterećenje se ne može predstaviti strujnim ponorom, već kao redna veza prigušnice i generatora jednosmernog napona. Za naizmeničnu komponentu struje opterećenja generator jednosmernog napona predstavlja kratak spoj, pa se harmonici struje opterećenja mogu odrediti iz izraza za harmonike napona na opterećenju (2.7):

$$I_k = \frac{2\sqrt{2E}}{\pi L(k\omega)} \cdot \frac{2}{k^2 - 1} \cdot \sqrt{k^2 \sin^2(\alpha) + \cos^2(\alpha)} .$$
(2.12)

Na slici 2.3. prikazan je talasni oblik struje opterećenja punjača akumulatorske baterije napona U_b , pri čemu je pretpostavljena srednja vrednost struje dovoljno velika, tako da je struja opterećenja neprekidna, odnosno da je minimalna trenutna vrednost struje još uvek veća od nule. Na slici je šrafiranom površinom označen napon na prigušnici L_d . Pod dejstvom pozitivnog napona na prigušnici (površina S_1) struja opterećenja raste od minimalne do maksimalne vrednosti, a pod dejstvom negativnog napona na prigušnici (površina S_2) struja opterećenja opada od maksimalne do minimalne vrednosti. Prema tome, neposredno pre uključenja sledećeg tiristora struja opterećenja ima minimalnu vrednost, pa će i komutacioni pad napona u izrazu za srednju vrednost napona na opterećenju:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi}\cos(\alpha) - \frac{X_k I_d}{\pi}.$$
(2.13)

biti manji nego kada se opterećenje predstavi strujnim ponorom.

Smanjenjem srednje vrednosti struje opterećenja smanjivaće se i minimalna trenutna vrednost struje i kada ona postane jednaka nuli, struja opterećenja postaje prekidna. Na slici 2.4. prikazan je talasni oblik struje opterećenja punjača akumulatorske baterije napona U_b u prekidnom režimu rada.

U prekidnom režimu rada struja opterećenja opada na nulu u trenutku $\omega t = \beta$ pa napon na izlazu ispravljača od tog trenutka više nije jednak mrežnom naponu već postaje jednak naponu baterije (U_b), tako da srednja vrednost napona na izlazu ispravljača više ne odgovara izrazu:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi}\cos(\alpha) - \frac{X_k I_d}{\pi}.$$
(2.14)

² Nastavak analize dvofaznog jednostranog ispravljača izvršene u okviru kursa "Energetski pretvarači 1" – poglavlje 2.2.

izvedenom za neprekidni režim.



Sl. 2.3. Talasni oblici napona na izlazu ispravljača i struje punjenja baterije.

Ako se koordinatni sistem postavi kao na slici 2.4., napon generatora e_1 opisan je sa:



Sl. 2.4. Talasni oblik napona na izlazu ispravljača i struje punjenja baterije u prekidnom režimu.

Napon na prigušnici jednak je razlici napona napajanja i napona baterije, pa se talasni oblik struje dobija rešavanjem diferencijalne jednačine:

$$\frac{di_d}{dx} = \frac{1}{L\omega} \left[\sqrt{2}E \cos\left(x - \frac{\pi}{2} + \alpha\right) - U_b \right].$$
(2.16)

Početni uslov je $i_d(0) = 0$ pa je rešenje jednačine:

$$i_{d} = \frac{\sqrt{2E}}{L\omega} \left[\cos(\alpha) - \cos(x + \alpha) - \frac{U_{b}}{\sqrt{2E}} x \right].$$
(2.17)

Prekidni režim rada je okarakterisan time da struja ponovo postaje jednaka nuli u trenutku $\omega t = \beta$ pri čemu je $\beta < \pi$:

$$i_d(\beta) = 0 \implies U_b \beta = \sqrt{2}E\left[\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \beta)\right].$$
 (2.18)

Srednja vrednost struje opterećenja je:

$$I_d = \frac{\sqrt{2}E}{\pi L\omega} \left[\cos(\alpha) \int_0^\beta dx - \int_0^\beta \cos(x+\alpha) dx - \frac{U_b}{\sqrt{2}E} \int_0^\beta x \, dx \right], \tag{2.19}$$

odnosno:

$$I_d = \frac{\sqrt{2}E}{\pi L\omega} \left[\beta \cos(\alpha) - \sin(\beta + \alpha) + \sin(\alpha) - \frac{U_b}{\sqrt{2}E} \frac{\beta^2}{2} \right].$$
(2.20)

Zamenom (2.18) u (2.20) izraz za srednju vrednost struje postaje:

$$I_{d} = \frac{\sqrt{2E}}{\pi L\omega} \left\{ \frac{\beta}{2} \left[\cos(\alpha) + \cos(\alpha + \beta) \right] + \sin(\alpha) - \sin(\alpha + \beta) \right\}.$$
 (2.21)

Na granici prekidnog režima rada je $\beta = \pi$ i tada je srednja vrednost struje opterećenja:

$$I_{disc} = \frac{2\sqrt{2E}}{\pi L\omega} \sin(\alpha).$$
(2.22)

Osim toga, na granici prekidnog režima još uvek važi izraz za srednju vrednost napona na izlazu ispravljača:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi}\cos(\alpha) - \frac{X_k I_d}{\pi}, \qquad (2.23)$$

s tim da je komutacioni pad napona jednak nuli jer je, u trenutku paljenja tiristora, struja opterećenja jednaka nuli:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2E}}{\pi} \cos\left(\alpha\right) = U_b \,. \tag{2.24}$$

S obzirom na to da je struja opterećenja jednaka nuli u trenutku paljenja tiristora očigledno je da prethodna analiza važi za uglove paljenja počev od najmanjeg ugla za koji je mrežni napon veći od napona baterije u trenutku paljenja tiristora:

$$\frac{2\sqrt{2E}}{\pi}\cos(\alpha_{\min}) = \sqrt{2E}\sin(\alpha_{\min}) \implies \operatorname{tg}(\alpha_{\min}) = \frac{2}{\pi}, \qquad (2.25)$$

$$\alpha_{\min} = 32, 5^0$$
, (2.26)

jer je za manje uglove paljenja tiristor inverzno polarisan u trenutku $\omega t = \alpha$.

Ako se sa I_{disc90} označi srednja vrednost struje opterećenja na granici prekidnog režima rada za ugao paljenja $\alpha = 90^{\circ}$, kada je naizmenična komponenta napona na izlazu ispravljača najveća, onda je:

$$\frac{I_{disc}}{I_{disc90}} = \sin(\alpha).$$
(2.27)

Maksimalna srednja vrednost napona na izlazu ispravljača je:

$$U_{d\max} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi},\tag{2.28}$$

pa je:

$$\frac{U_b}{U_{d\max}} = \cos(\alpha). \tag{2.29}$$

Iz izraza (2.50) i (2.29) sledi da je:

$$\left(\frac{I_{disc}}{I_{disc90}}\right)^2 + \left(\frac{U_b}{U_{d\max}}\right)^2 = 1, \qquad (2.30)$$

što je jednačina jediničnog kruga koji predstavlja granicu prekidnog režima rada.



Sl. 2.5. Oblast prekidnog režima rada za dvofazni jednostrani ispravljač.

Izlazne karakteristike ispravljača u prekidnom i neprekidnom režimu rada prikazane su na slici 2.5. Struja opterećenja postaje jednaka nuli kada napon baterije postane jednak maksimalnoj trenutnoj vrednosti izlaznog napona ispravljača. Odatle sledi da se sve krive sustiču na vertikalnoj osi u tački:

$$\frac{U_b}{U_d \max} \Big|_{I_d=0} = \frac{\sqrt{2E}}{\frac{2\sqrt{2E}}{\pi}} = \frac{\pi}{2} \quad \text{za} \quad 0 \le \alpha \le \frac{\pi}{2}$$

$$\frac{U_b}{U_d \max} \Big|_{I_d=0} = \frac{\sqrt{2E}\sin(\alpha)}{\frac{2\sqrt{2E}}{\pi}} = \frac{\pi}{2}\sin(\alpha) \quad \text{za} \quad \frac{\pi}{2} \le \alpha \le \pi$$
(2.31)

2.3. Dvofazni jednostrani ispravljač sa zamajnom diodom

Dvofazni jednostrani ispravljač je dvokvadrantni pretvarač, što znači da može prenositi energiju u dva smera: od mreže ka opterećenju i obratno, s tim da se promena smera prenosa energije vrši promenom polariteta napona na izlazu ispravljača, dok se smer struje opterećenja ne može menjati, jer tiristori i diode mogu provoditi struju samo u smeru od anode ka katodi. Za primene gde nije potrebno vršiti vraćanje energije iz opterećenja u mrežu paralelno sa opterećenjem može se postaviti dioda (zamajna dioda) koja sprečava da trenutna vrednost napona na izlazu ispravljača ima negativnu vrednost. Time se u velikoj meri smanjuje neželjena naizmenična komponenta napona na izlazu ispravljača, pa se sa istom induktivnošću prigušnice u jednosmernom kolu postiže manja talasnost struje opterećenja.

Na slici 2.6. prikazani su talasni oblici napona na opterećenju i struja pojedinih poluprovodničkih elemenata dvofaznog jednostranog ispravljača sa zamajnom diodom. Koordinatni sistem je postavljen tako da u trenutku $\omega t = 0$ napon generatora e_2 postaje negativan, a napon generatora e_1 pozitivan. S obzirom na to da je do trenutka $\omega t = 0$ provodio tiristor T₂, promenom polariteta napona generatora e_2 u trenutku $\omega t = 0$ zamajna dioda postaje direktno polarisana, pa zbog toga započinje komutacija između tiristora T₂ i zamajne diode. Komutacija će se obaviti u periodu μ_0 , posle čega će struja opterećenja proticati kroz zamajnu diodu, dok će tiristor T₂ biti inverzno polarisan naponom generatora e_2 . U trenutku $\omega t = \alpha$ dovodi se impuls za paljenje tiristora T₁. Tiristor T₁ se uključuje, čime započinje proces komutacije između zamajne diode i tiristora T₁. Po isteku komutacionog intervala "µ" struju opterećenja provodi tiristor T₁ dok je zamajna dioda inverzno polarisana naponom generatora e_1 . Sve vreme dok provodi zamajna dioda (od 0⁰ do $\alpha + \mu$), napon na opterećenju je jednak nuli. Zanemarujući proces komutacije, srednja vrednost napona na opterećenju je:

$$U_{di} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}E\sin(x) \, dx = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \cos(x) \Big|_{\pi}^{\alpha} = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \Big[1 + \cos(\alpha) \Big]$$
(2.32)

Ako se u obzir uzme i uticaj procesa komutacije, površina napona na opterećenju se u svakoj poluperiodi umanjuje za jednu komutacionu površinu $S_k = L_k I_d$, pa je srednja vrednost napona na opterećenju:



Sl. 2.6. Dvofazni jednostrani ispravljač sa zamajnom diodom.

2.3.1. Spektar struje koja se uzima iz mreže

Na slici 2.7. prikazani su talasni oblici napona na izlazu ispravljača, struje koja se uzima iz mreže, kao i njen osnovni harmonik (i₁). Koordinatni sistem je postavljen tako da talasni oblik struje mreže predstavlja neparnu funkciju (f(-x) = -f(x)), tako da se ova funkcija može predstaviti Furijeovim redom u najjednostavnijem obliku:



Sl. 2.7. Talasni oblik struje mreže kod dvofaznog jednostranog ispravljača.

Efektivna vrednost k-tog harmonika struje je:

$$I_k = \frac{B_k}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\pi\sqrt{2}} \int_0^{2\pi} i(x) \sin(kx) \, dx \,, \tag{2.35}$$

$$I_{k} = \frac{\sqrt{2}I_{d}}{m\pi} \int_{\frac{\pi-\beta}{2}}^{\frac{\pi+\beta}{2}} \sin\left(kx\right) dx = \frac{\sqrt{2}I_{d}}{km\pi} \left[\cos\left(k\frac{\pi-\beta}{2}\right) - \cos\left(k\frac{\pi+\beta}{2}\right)\right], \quad (2.36)$$

gde je sa "m" označen odnos brojeva navojaka primarnog namotaja i jedne sekcije sekundarnog namotaja transformatora. Prethodni izraz se može napisati u obliku:

$$I_k = \frac{\sqrt{2}I_d}{km\pi} \cdot 2 \cdot \sin\left(k\frac{\beta}{2}\right). \tag{2.37}$$

Smenom $\beta = \pi - \alpha$ dobija se:

$$I_{k} = \frac{2\sqrt{2}I_{d}}{km\pi} \cos\left(k\frac{\alpha}{2}\right) \qquad k = 1, 3, 5, 7, \dots$$
(2.38)

Sa slike 2.7. vidi se da osnovni harmonik struje kasni u odnosu na mrežni napon za ugao:

$$\varphi_1 = \frac{\alpha}{2} , \qquad (2.39)$$

pa se snaga kojom se energija iz mreže prenosi ka opterećenju može izraziti kao:

$$P = U \cdot I_1 \cdot \cos(\varphi_1) = U \cdot \frac{2\sqrt{2}I_d}{m\pi} \cdot \cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right).$$
(2.40)

Ako se ima u vidu da je:

$$2 \cdot \cos^2(x) = \cos^2(x) + \left[1 - \sin^2(x)\right] = 1 + \cos(2x), \qquad (2.41)$$

i da je efektivna vrednost napona na jednom namotaju sekundara transformatora E = U/m, izraz za snagu postaje:

$$P = I_d \cdot \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \cdot \left[1 + \cos(\alpha)\right], \qquad (2.42)$$

što odgovara prethodno izvedenom izrazu za srednju vrednost napona na izlazu ispravljača (2.33).

2.3.2. Spektar napona na opterećenju

Za upoređenje talasnosti izlaznog napona dvofaznog jednostranog ispravljača sa i bez zamajne diode, izlazni napon ispravljača sa zamajnom diodom može se razviti u Furijeov red:

$$u_d(t) = U_d + \sum_{k=2}^{\infty} \left[A_k \cos(k\omega t) + B_k \sin(k\omega t) \right], \qquad (2.43)$$

gde su amplitude pojedinih komponenata A_k i B_k date izrazima:

$$A_{k} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{2\pi} u_{d}(\omega t) \cdot \cos(k\omega t) d(\omega t), \quad B_{k} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{2\pi} u_{d}(\omega t) \cdot \sin(k\omega t) d(\omega t). \quad (2.44)$$

Izlazni napon ispravljača je opisan sa:

$$u_d(t) = \sqrt{2}E\sin\left(\omega t\right)\Big|_{\alpha}^{\pi}.$$
(2.45)

Smenom (2.45) u (2.44) i rešavanjem integrala rezultat različit od nule se dobija za parne harmonike i to:

$$A_{k} = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \left\{ \frac{\cos\left[(k+1)\alpha\right]}{k+1} - \frac{\cos\left[(k-1)\alpha\right]}{k-1} - \frac{2}{k^{2}-1} \right\},$$
(2.46)

$$B_k = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \left\{ \frac{\sin\left[\left(k+1\right)\alpha\right]}{k+1} - \frac{\sin\left[\left(k-1\right)\alpha\right]}{k-1} \right\}.$$
(2.47)

Efektivna vrednost k-tog harmonika je:

$$U_k = \sqrt{\frac{A_k^2}{2} + \frac{B_k^2}{2}} . \tag{2.48}$$

Na slici 2.8. prikazane su normalizovane efektivne vrednosti napona pojedinih harmonika (U_k/U_{dmax}) u funkciji relativne vrednosti napona na opterećenju ($U_{d\alpha}/U_{d0}$). Na slici se vidi da, za istu srednju vrednost napona na opterećenju, ispravljač sa zamajnom diodom ima značajno manju naizmeničnu komponentu napona.



SI. 2.8. Normalizovane vrednosti amplituda harmonika u funkciji ugla paljenja za dvofazni jednostrani ispravljač sa i bez zamajne diode.

2.4. Monofazni mosni ispravljač - razdeljeno upravljanje³

Prethodno je pokazano da se mosni ispravljač sastoji od dva redno vezana dvofazna jednostrana ispravljača. U opštem slučaju upravljanje dvofaznim jednostranim ispravljačima od kojih se sastoji mosni ispravljač može biti nezavisno, odnosno uglovi paljenja ova dva ispravljača ne moraju biti jednaki. Ovakav način upravljanja mosnim ispravljačem naziva se razdeljeno upravljanje.

Na slici 2.9. prikazan je talasni oblik napona na opterećenju i talasni oblici struja pojedinih tiristora, pri čemu je uzeto da je ugao paljenja tiristora T_1 i $T_2(\alpha_1)$ veći od ugla paljenja tiristora T_3 i $T_4(\alpha_2)$. Ako se zanemari komutacija, srednja vrednost napona na opterećenju napajanog iz mosnog ispravljača sa razdeljenim upravljanjem je:

$$U_{d} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_{1}}^{\pi+\alpha_{2}} \sqrt{2}E\sin(x)dx = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \left[\cos(\alpha_{1}) + \cos(\alpha_{2})\right],$$
 (2.49)

jer izlazni napon ispravljača prati napon sekundara transformatora u periodu $\alpha_1 < \omega t < \pi + \alpha_2$. Ako se u obzir uzme i komutacija izlazni napon ispravljača prati napon sekundara transformatora u periodu $\alpha_1 + \mu_1 < \omega t < \pi + \alpha_2$, pa je srednja vrednost napona na opterećenju:

$$U_d = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \left[\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) \right] - \frac{X_k I_d}{\pi}.$$
 (2.50)

Razdeljeno upravljanje se najčešće koristi pri upravljanju elektromotornim pogonima sa motorima za jednosmernu struju i to na taj način što se, u motornom režimu, napon na opterećenju podešava uglom paljenja jednog para tiristora npr. tiristori T₁ i T₂ (α_1), dok se ugao paljenja drugog para tiristora T₃ i T₄ (α_2) ne menja i iznosi $\alpha_2 = 0^0$. Pri rekuperativnom kočenju napon na opterećenju se podešava uglom paljenja drugog para tiristora (T₃ i T₄ (α_2)), dok se ugao paljenja prvog para tiristora (T₁ i T₂ (α_1)) ne menja i iznosi $\alpha_1 = \alpha_{max}$ (α_{max} je maksimalno dozvoljeni ugao paljenja s obzirom na invertorski limit). Primenom ovakvog upravljanja postiže se smanjena talasnost napona na opterećenju, jer trenutna vrednost napona na opterećenju ne menja smer.

Zavisnost napona na opterećenju odstupa od izraza (2.50.), ukoliko se paljenje tiristora jednog ispravljača vrši u periodu komutacije drugog. Ovo odstupanje je prikazano na slici 2.10. i može se objasniti na sledeći način:

³ Nastavak analize monofaznog mosnog ispravljača izvršene u okviru kursa "Energetski pretvarači 1" – poglavlje 2.3.



Sl. 2.9. Razdeljeno upravljanje monofaznim mosnim ispravljačem.

Pretpostavimo da se ugao paljenja α_1 (tiristori T_1 i T_2) menja u opsegu od 0^0 do 180^0 , dok se ugao paljenja α_2 (tiristori T_3 i T_4) ne menja. Kada se ugao paljenja α_1 menja u opsegu $0^0 \le \alpha_1 \le \alpha_2 - \mu_1$ gde je sa μ_1 ugao komutacije ispravljača čiji je ugao paljenja α_1 . U periodu komutacije tiristora T_1 i T_2 provodi tiristor T_3 ili T_4 , pa se u tom periodu struja kroz komutacionu prigušnicu menja za iznos $\Delta i_k = I_d$ (I_d do 0 ili 0 do I_d). Ugao komutacije μ_1 je određen uslovom da je promena struje kroz prigušnicu srazmerna površini napona na prigušnici:

$$L_k I_d = \int_{\alpha_1/\omega}^{\alpha_1+\mu_1/\omega} \sqrt{2} E \sin\left(\omega t\right) dt , \qquad (2.51)$$



Sl. 2.10. Izlazna karakteristika mosnog ispravljača sa razdeljenim upravljanjem.

odakle sledi da je:

$$\mu_{1} = \cos^{-1} \left[\cos\left(\alpha_{1}\right) - \frac{X_{k}I_{d}}{\sqrt{2}E} \right] - \alpha_{1}.$$

$$(2.52)$$

U ovom opsegu ugla paljenja α_1 važi izvedeni izraz za srednju vrednost napona na opterećenju (2.50.).

Kada se ugao paljenja α_1 menja u opsegu $\alpha_2 - \mu_1 \le \alpha_1 \le \alpha_2$, tiristori T_3 i T_4 se uključuju u toku komutacije tiristora T_1 i T_2 , što je isto kao da se tiristori T_3 i T_4 uključuju u trenutku α_1 ($\alpha_2 = \alpha_1$), pa je srednja vrednost napona na opterećenju data izrazom:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi}\cos(\alpha) - \frac{2X_k I_d}{\pi}.$$
(2.53)

Isti proces se događa i kada se ugao paljenja α_1 menja u opsegu $\alpha_2 \le \alpha_1 \le \alpha_2 + \mu_2$, sa tom razlikom što se sada tiristori T_1 i T_2 uključuju u toku komutacije tiristora T_3 i T_4 , što je isto kao da se tiristori T_1 i T_2 uključuju u trenutku α_2 ($\alpha_1 = \alpha_2$), pa se srednja vrednost napona na opterećenju ne menja, iako se ugao paljenja α_1 menja.

2.5. Poluupravljivi mosni ispravljač

Specijalan slučaj razdeljenog upravljanja predstavlja mosni ispravljač kod koga se dva tiristora zamene diodama. Iako se diodama mogu zameniti tiristori iz bilo kog dvofaznog jednostranog ispravljača ili iz bilo koje grane mosta, uobičajeno je da to budu tiristori T_3 i T_4 jer tako ostaju dva tiristora sa zajedničkom katodom (T_1 i T_2), što olakšava konstrukciju upravljačkog kola. Poluupravljive mosne sprege se koriste u slučaju da primena ne zahteva invertorski režim rada ispravljača, jer kod ove sprege trenutna vrednost napona na opterećenju, pa samim tim i srednja vrednost napona na opterećenju, ne može biti negativna, zato što tiristor koji provodi zajedno sa diodom iz iste grane mosta ima ulogu zamajne diode vezane paralelno sa opterećenjem. Prema izrazu (2.50.) srednja vrednost napona na opterećenju iznosi:

$$U_d = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \left[1 + \cos\left(\alpha\right) \right] - \frac{X_k I_d}{\pi} , \qquad (2.54)$$

jer je diodni dvofazni jednostrani ispravljač isto što i tiristorski ispravljač koji ima ugao paljenja $\alpha = 0^0$. Osim toga, komutacioni pad napona je dvostruko manji, jer komutacija diodnog ispravljača ne utiče na talasni oblik napona na opterećenju. Kao što je to objašnjeno u prethodnom poglavlju, odstupanje srednje vrednosti napona na opterećenju od izraza (2.54) zapaža se za uglove paljenja $\alpha < \mu_0$, gde je μ_0 ugao komutacije diodnog ispravljača. Komutacija mosta za ovaj opseg uglova paljenja ($\alpha < \mu_0$) prikazana je na slici 2.11. Pretpostavimo da je uspostavljeno stanje u kome struju opterećenja provode tiristor T₂ i dioda D₁, pa zatim, u trenutku t = 0, započinje komutacija diodnog mosta što je prikazano na slici 2.11.a). Struja kroz komutacionu prigušnicu, odnosno struja diode D₁, počinje da opada po funkciji:

$$i'' = i_{D1} = I_d - \frac{\sqrt{2E}}{\omega L_k} [1 - \cos(\omega t)], \qquad (2.55)$$

dok struja diode D₂ raste po funkciji:

$$i_{D2} = I_d - i'' = \frac{\sqrt{2}E}{\omega L_k} \Big[1 - \cos(\omega t) \Big] .$$
(2.56)

Kada se u trenutku $\omega t = \alpha$ uključi tiristor T₁, struja koja je proticala kroz granu mosta koju čine dioda D₂ i tiristor T₂ deli se na dva jednaka dela između ove grane mosta i grane koju čine dioda D₁ i tiristor T₁ (slika 2.11.b). Komutacija se dalje nastavlja tako što provode sva četiri poluprovodnička prekidačka elementa:

$$i_{1} = i_{2} = i_{T1} = i_{D2} = \frac{1}{2} \left(I_{d} - i'' \right) = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2E}}{\omega L_{k}} \left[1 - \cos\left(\omega t\right) \right],$$
(2.57)


Sl. 2.11. Komutacija puluupravljivog mosnog ispravljača.

$$i_{D1} = i_{T2} = \frac{1}{2} \left(I_d + i'' \right) = \frac{1}{2} \left[2I_d - \frac{\sqrt{2}E}{\omega L_k} \left[1 - \cos(\omega t) \right] \right],$$
(2.58)

odnosno:

$$i_{D1} = i_{T2} = I_d - \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2}E}{\omega L_k} \left[1 - \cos(\omega t) \right],$$
(2.59)

sve dok struja komutacione prigušnice ne dostigne vrednost struje opterećenja u suprotnom smeru, kada je, prema (2.55) :

$$i'' = -I_d = I_d - \frac{\sqrt{2}E}{X_k} \left[1 - \cos(\mu_0) \right],$$
(2.60)

odnosno:

$$\cos(\mu_0) = 1 - \frac{2X_k I_d}{\sqrt{2E}}, \qquad (2.61)$$

što je ugao komutacije mosnog ispravljača za $\alpha = 0^0$.

Iz prethodne analize se vidi da se, kod poluupravljivog mosnog ispravljača, srednja vrednost napona na opterećenju ne menja kada se ugao paljenja menja u opsegu $0^0 < \alpha < \mu_0$ i u tom opsegu uglova paljenja iznosi:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} - \frac{2X_k I_d}{\pi} , \qquad (2.62)$$

što odgovara punoupravljivom mosnom ispraljaču za ugao paljenja $\alpha = 0^0$. Izlazna karakteristika poluupravljivog mosnog ispravljača prikazana je na slici 2.12.



Sl. 2.12. Izlazna karakteristika poluupravljivog mosnog ispravljača.

Osim toga, može se uočiti da u trenutku paljenja tiristora T_1 struja ovog tiristora trenutno poraste na vrednost:

$$i_{T1}(\alpha) = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2E}}{\omega L_k} \left[1 - \cos(\alpha) \right], \qquad (2.63)$$

što može izazvati oštećenje ovog tiristora zbog prevelike brzine uspostavljanja struje. Zato se kod poluupravljivog mosnog ispravljača ugao paljenja ograničava na vrednost $\alpha > \mu_0$, pogotovu što se za manje uglove paljenja srednja vrednost napona na opterećenju ionako ne menja, pa se ovim ograničenjem ne menja opseg regulacije.

2.6. Trofazni jednostrani ispravljač⁴

Na slici 2.13. prikazan je trofazni jednostrani ispravljač kao i talasni oblici napona na opterećenju i struja pojedinih tiristora.



Sl. 2.13. Trofazni jednostrani ispravljač, napon na opterećenju i struje tiristora.

⁴ Nastavak analize trofaznog jednostranog ispravljača izvršene u okviru kursa "Energetski pretvarači 1" – poglavlje 2.4.

2.6.1. Spektar napona na opterećenju

Sa slike 2.13. vidi se da talasni oblik napona na izlazu ispravljača, osim željene srednje vrednosti, ima i harmonike počev od učestanosti koja je jednaka trostrukoj mrežnoj učestanosti. Talasni oblik napona na izlazu ispravljača može se razviti u Furijeov red:

$$u_d(t) = U_d + \sum_{k=3}^{\infty} \left[A_k \cos(k\omega t) + B_k \sin(k\omega t) \right], \qquad (2.64)$$

gde je k = 3, 6, 9, ... Amplitude pojedinih komponenata reda su:

$$U_d = \frac{3\sqrt{6E}}{2\pi} \cos(\alpha), \qquad (2.65)$$

$$A_{k} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sqrt{2}E\sin(\omega t) \cdot \cos(k\omega t) d(\omega t), \qquad (2.66)$$

$$B_{k} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sqrt{2}E\sin(\omega t) \cdot \sin(k\omega t) d(\omega t).$$
(2.67)

Rešavanjem integrala u (2.66) i (2.67) dobija se:

$$A_{k} = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi} \left\{ \frac{\cos\left[\frac{k\pi}{6} + (k+1)\alpha\right]}{k+1} - \frac{\cos\left[\frac{k\pi}{6} + (k-1)\alpha\right]}{k-1} \right\},$$
 (2.68)

$$B_{k} = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi} \left\{ \frac{\sin\left[\frac{k\pi}{6} + (k+1)\alpha\right]}{k+1} - \frac{\sin\left[\frac{k\pi}{6} + (k-1)\alpha\right]}{k-1} \right\}.$$
 (2.69)

Amplituda k-tog harmonika izlaznog napona ispravljača je:

$$U_{k} = \sqrt{A_{k}^{2} + B_{k}^{2}} = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi} \cdot \frac{2}{k^{2} - 1} \cdot \sqrt{\frac{\left(k^{2} + 1\right) - \left(k^{2} - 1\right)\cos(2\alpha)}{2}},$$
 (2.70)

ili jednostavnije:

$$U_{k} = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi} \cdot \frac{2}{k^{2}-1} \cdot \sqrt{k^{2} \sin^{2}(\alpha) + \cos^{2}(\alpha)}.$$
(2.71)

1.5

1.2

0.9

0.6

0.3

0.3

0.3

0.3

0.3

0.3

0.4

0.5

0.5

0.5

0.5

0.5

0.5

0.6

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0.7

0

Sl. 2.14. Normalizovane vrednosti amplituda harmonika u funkciji ugla paljenja za trofazni jednostrani ispravljač.

Na slici 2.14. prikazane su normalizovane amplitude pojedinih harmonika $(U_k/U_{dmax}; U_{dmax} = 3\sqrt{6}E/2\pi)$ u funkciji ugla paljenja " α ". Sa slike se vidi da su harmonijska izobličenja najveća za $\alpha = 90^0$ i tada je:

$$U_k = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi} \cdot \frac{2k}{k^2 - 1},$$
(2.72)

odnosno:

$$\frac{U_k}{U_{d\max}} = \frac{2k}{k^2 - 1}.$$
(2.73)

Harmonijska izobličenja su najmanja za $\alpha = 0^0$ i tada je:

$$U_k = \frac{3\sqrt{6E}}{2\pi} \cdot \frac{2}{k^2 - 1},$$
(2.74)

odnosno:

$$\frac{U_k}{U_{d\max}} = \frac{2}{k^2 - 1}.$$
(2.75)

2.6.2. Talasnost struje opterećenja i prekidni režim rada ispravljača

U realnim uslovima nije opravdano smatrati da je induktivnost prigušnice u jednosmernom kolu dovoljno velika da se može zanemariti naizmenična komponenta struje opterećenja. U tom slučaju opterećenje se može predstaviti rednom vezom prigušnice i generatora jednosmernog napona, a struja opterećenja će imati značajnu talasnost koja zavisi od veličine induktivnosti prigušnice vezane na red sa opterećenjem. Smanjenjem struje opterećenja smanjivaće se i minimalna trenutna vrednost struje i kada ona postane jednaka nuli, struja opterećenja postaje prekidna. Na slici 2.15. prikazan je talasni oblik struje opterećenja punjača akumulatorske baterije napona U_b na granici prekidnog režima rada. U prekidnom režimu rada struja opterećenja opada na nulu u trenutku $\omega t = \beta \le \pi/3$ pa napon na izlazu ispravljača od tog trenutka više nije jednak mrežnom naponu već postaje jednak naponu jednosmernog generatora (U_b), tako da srednja vrednost napona na izlazu ispravljača više ne odgovara izrazu izvedenom za neprekidni režim.

Dok provodi neki od tiristora, ravnoteža napona u jednosmernom kolu opisana je sa:

$$L\frac{di}{dt} = \sqrt{2}E\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \alpha\right) - U_b .$$
(2.76)

Uz početni uslov i(0) = 0, rešenje za struju je:

$$i = \frac{\sqrt{2}E}{L\omega} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] - \frac{U_b}{L}t .$$
 (2.77)

Struja će opasti na nulu u trenutku $\omega t = \beta$, kada je prema prethodnoj jednačini:

$$\sqrt{2}E\left[\sin\left(\beta - \frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)\right] = U_b\beta .$$
(2.78)



Sl. 2.15. Napon i struja trofaznog jednostranog ispravljača na granici prekidnog režima rada.

Srednja vrednost jednosmerne struje je:

$$I = \frac{3}{2\pi} \left\{ \frac{\sqrt{2}E}{L\omega} \int_{0}^{\beta} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{U_b}{\sqrt{2}E} t \right] dt \right\},$$
(2.79)

odnosno:

$$I = \frac{3\sqrt{2}E}{2\pi L\omega} \left[\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\beta - \frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \beta \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{U_b}{\sqrt{2}E} \cdot \frac{\beta^2}{2} \right].$$
(2.80)

Iz jednačine (2.78) ima se:

$$\frac{U_b}{\sqrt{2}E} \cdot \frac{\beta^2}{2} = \frac{\beta}{2} \cdot \left[\sin\left(\beta - \frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right].$$
(2.81)

Zamenom ovog izraza u izraz za srednju vrednost struje dobija se:

$$I = \frac{3\sqrt{2}E}{2\pi L\omega} \left\{ \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\beta - \frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \frac{\beta}{2} \cdot \left[\sin\left(\beta - \frac{\pi}{3} + \alpha\right) + \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)\right] \right\}.$$
 (2.82)

Na granici prekidnog režima rada $\beta = 2\pi/3$, pa se, zamenom u prethodni izraz i sređivanjem, za srednju vrednost struje na granici prekidnog režima rada dobija:

$$I_{disc} = \frac{3\sqrt{2}E}{2\pi L\omega} \left(\sqrt{3} - \frac{\pi}{3}\right) \sin\left(\alpha\right).$$
(2.83)

Osim toga, na granici prekidnog režima još uvek važi izraz za srednju vrednost napona na izlazu ispravljača izveden za neprekidni režim, s tim da je komutacioni pad napona jednak nuli, jer je u trenutku paljenja tiristora struja opterećenja jednaka nuli:

$$U_d = \frac{2\sqrt{6E}}{2\pi} \cos\left(\alpha\right) = U_b \,. \tag{2.84}$$

S obzirom na to da je struja opterećenja jednaka nuli u trenutku paljenja tiristora očigledno je da prethodna analiza važi za uglove paljenja počev od najmanjeg ugla za koji je mrežni napon veći od napona baterije u trenutku paljenja tiristora:

$$\frac{2\sqrt{6}E}{2\pi}\cos(\alpha_{\min}) = \sqrt{2}E\sin\left(\alpha_{\min} + \frac{\pi}{6}\right) \Rightarrow \operatorname{tg}(\alpha_{\min}) = \frac{3\sqrt{3} - \pi}{\pi\sqrt{3}}, \quad (2.85)$$

$$\alpha_{\min} = 20, 7^0$$
, (2.86)

jer je za manje uglove paljenja tiristor inverzno polarisan u trenutku $\omega t = \alpha$.

Ako se zahteva da struja bude neprekidna i pri uglu paljenja $\alpha = 90^{\circ}$, kada je naizmenična komponenta jednosmernog napona najveća, onda je:

$$I_{disc90} = \frac{3\sqrt{2}E}{2\pi L\omega} \left(\sqrt{3} - \frac{\pi}{3}\right). \tag{2.87}$$

Na granici prekidnog režima rada je:

$$\frac{I_{disc}}{I_{disc90}} = \sin(\alpha).$$
(2.88)

Prema jednačini (2.78), uz:

$$U_{di} = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi},\tag{2.89}$$

 $za \beta = 2\pi/3$, ima se:

$$\frac{U_b}{U_{di}} = \cos(\alpha). \tag{2.90}$$



Sl. 2.16. Oblast prekidnog režima rada za trofazni jednostrani ispravljač.

Prema jednačinama (2.88) i (2.90) ima se:

$$\left(\frac{I_{disc}}{I_{disc90}}\right)^2 + \left(\frac{U_b}{U_{di}}\right)^2 = 1, \qquad (2.91)$$

što je jednačina jediničnog kruga koji predstavlja granicu prekidnog režima rada. Na slici 2.16. prikazana je oblast prekidnog režima rada ispravljača. Struja punjenja baterije prestaje da teče kada napon baterije postane jednak maksimalnoj trenutnoj vrednosti izlaznog napona ispravljača. Na osnovu ovoga sledi da se sve krive sustiču na vertikalnoj osi u tački:

$$\frac{U_b}{U_{di}}\Big|_{I_d=0} = \frac{\sqrt{2E}}{\frac{3\sqrt{6E}}{2\pi}} = \frac{2\pi\sqrt{2E}}{3\sqrt{6E}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} = 1,209 \quad \text{za} \quad 0 \le \alpha \le 60^0$$

$$\frac{U_b}{U_{di}}\Big|_{I_d=0} = \frac{\sqrt{2E}\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)}{\frac{3\sqrt{6E}}{2\pi}} = 1,209\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \quad \text{za} \quad 60^0 \le \alpha \le \alpha_{\max}$$
(2.92)

2.7. Trofazni jednostrani ispravljač sa zamajnom diodom

Trofazni jednostrani ispravljač je dvokvadrantni pretvarač, jer napon na opterećenju može menjati polaritet, čime se omogućava promena smera protoka energije. Kao i kod monofaznih ispravljača, za primene gde nije potrebno vršiti vraćanje energije iz opterećenja u mrežu, paralelno sa opterećenjem može se postaviti dioda (zamajna dioda) koja sprečava da trenutna vrednost napona na izlazu ispravljača ima negativnu vrednost. Time se u velikoj meri smanjuje naizmenična komponenta napona na izlazu ispravljača pa se sa istom induktivnošću prigušnice u jednosmernom kolu postiže manja talasnost struje opterećenja.

Na slici 2.17. prikazani su talasni oblici napona na opterećenju i struja pojedinih poluprovodničkih elemenata trofaznog jednostranog ispravljača sa zamajnom diodom, s tim da je proces komutacije zanemaren ($L_k \approx 0$).

Uticaj zamajne diode se zapaža tek za uglove paljenja $\alpha > 30^0$ jer je za manje uglove paljenja trenutna vrednost napona na izlazu trofaznog jednostranog ispravljača uvek pozitivna. Dakle, za uglove paljenja u opsegu $0^0 \le \alpha \le 30^0$, srednja vrednost napona na izlazu ispravljača biće ista kao da nema zamajne diode:

$$U_d = \frac{3\sqrt{6E}}{2\pi} \cos(\alpha) \,. \tag{2.113}$$

a za veće uglove paljenja srednja vrednost napona na opterećenju biće:

$$U_{di} = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\pi} \sqrt{2}E\sin(x) \, dx = \frac{3\sqrt{2}E}{2\pi} \cos(x) \Big|_{\pi}^{\alpha + \frac{\pi}{6}} = \frac{3\sqrt{2}E}{2\pi} \bigg[1 + \cos\bigg(\alpha + \frac{\pi}{6}\bigg) \bigg].$$
(2.114)

Prethodna dva izraza daju istu vrednost za ugao paljenja $\alpha = 30^0$:

$$U_{di}\Big|_{\alpha=\frac{\pi}{6}} = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{3\sqrt{2}E}{2\pi} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3}\right)\right] = \frac{9\sqrt{2}E}{4\pi}$$
(2.115)

a za veće vrednosti ugla paljenja izraz (2.113) ima manju vrednost od izraza (2.114). Pri uglu paljenja $\alpha = 150^0$ napon na izlazu trofaznog jednostranog ispravljača postaje jednak nuli jer će stalno provoditi zamajna dioda pa se tako za uglove paljenja $0^0 \le \alpha \le 150^0$ srednja vrednost napona na opterećenju menja od U_{dimax} do nule.



Sl. 2.17. Trofazni jednostrani ispravljač sa zamajnom diodom.

2.7.1. Komutacija u trofaznom jednostranom ispravljaču sa zamajnom diodom

Na slici 2.18. prikazana su tri moguća načina odvijanja komutacionog procesa u zavisnosti od ugla paljenja.



Sl. 2.18. Proces komutacije trofaznog jednostranog ispravljača sa zamajnom diodom.

Na slici 2.18. a) prikazan je komutacioni proces za manje uglove paljenja. U trenutku $\omega t = \pi/3$ započinje komutacija između tiristora T₃ koji je do tada provodio i zamajne diode. Zatim se, u trenutku $\omega t = \alpha + \pi/6$, uključuje tiristor T₁, tako da sada provode oba tiristora i zamajna dioda pri čemu struja zamajne diode opada jer struja tiristora T₁ raste. Zamajna dioda prestaje da provodi pre nego što prestane da provodi tiristor T₃, tako da od tog trenutka nadalje provode tiristori T₃ i T₁, a napon na opterećenju jednak je srednjoj vrednosti faznih napona e₁ i e₃. Po završetku komutacije tiristor T₃ prestaje da provodi a struju opterećenja provodi samo tiristor T₁, pa je napon na opterećenju jednak faznom naponu e₁. Povećanjem ugla paljenja komutacioni proces će se odvijati kao što je prikazano na slici 2.18. b). Za razliku od prethodno opisanog procesa sada će tiristor T₃ prestati da provodit u toku celog komutacionog procesa, zbog čega će napon na opterećenju u tom periodu biti jednak nuli. Za još veće uglove paljenja odvijaće se dve odvojene komutacije kao što je prikazano na slici 2.18. c). Prvo se vrši komutacija

između zamajne diode i tiristora T₃, posle čega provodi samo zamajna dioda. Kada se uključi tiristor T₁, vrši se komutacija između tog tiristora i zamajne diode, tako da na kraju provodi samo tiristor T₁. Kod sva tri opisana komutaciona procesa komutaciona površina (šrafirana površina) ima istu vrednost S_k = L_kI_d jer je to površina napona potrebna da se kroz granu u kojoj je uključen tiristor uspostavi struja opterećenja. Srednja vrednost napona na opterećenju, uzimajući u obzir komutaciju (za $\alpha \ge 30^0$), je:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}E}{2\pi} \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right] - \frac{3X_k I_d}{2\pi}.$$
 (2.116)

2.7.2. Trofazni jednostrani ispravljač sa smanjenim opsegom regulacije

U prethodnom razmatranju pokazano je da se, za primene gde nije potreban dvokvadrantni režim rada ispravljača, ugradnjom zamajne diode može smanjiti talasnost napona na opterećenju. Dalje smanjenje talasnosti napona na opterećenju može se postići kod ispravljača za primene gde je potreban manji opseg promene napona na opterećenju tako što će se umesto zamajne diode upotrebiti trofazni jednostrani diodni ispravljač vezan na izvode sekundarnih namotaja transformatora, kao što je to prikazano za punjač akumulatorskih baterija na slici 2.19. Kod ove konfiguracije ispravljača trenutna vrednost napona na opterećenju ne može biti manja od trenutne vrednosti napona na izlazu diodnog ispravljača. Pretpostavimo da provodi dioda D₁. Kada se u trenutku $\omega t = \alpha$, uključi tiristor T₁, dioda D₁ prestaje da provodi jer postaje inverzno polarisana naponom na opterećenju je jednak ukupnom faznom naponu (e₁). U trenutku α_{max} dioda D₂ postaje direktno polarisana jer napon na polunamotaju faze 2 koji ima "N" navojaka postaje veći od ukupnog potencijala faze e₁. Od tog trenutka nadalje, provodi dioda D₂ sve dok se ne uključi tiristor T₂.

Zanemarujući efekat komutacije, srednja vrednost napona na opterećenju je:

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\alpha_{\max}} \sqrt{2}E\left(1+k\right) \sin\left(x+\frac{\pi}{6}\right) dx + \int_{\alpha_{\max}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} -\sqrt{2}E\cos\left(x\right) dx \right]. \quad (2.117)$$

Maksimalni ugao paljenja se određuje iz uslova:

$$\sqrt{2}E(1+k)\sin\left(x+\frac{\pi}{6}\right) = -\sqrt{2}E\cos(x), \qquad (2.118)$$

i dat je izrazom:

$$\alpha_{\max} = tg^{-1} \left(-\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{3+k}{1+k} \right).$$
(2.119)

Maksimalni ugao paljenja se nalazi u opsegu $120^0 \le \alpha_{max} \le 150^0,$ jer je:

$$\alpha_{\max}\big|_{k=0} = tg^{-1}\left(-\sqrt{3}\right) \quad \Rightarrow \quad \alpha_{\max} = 120^0, \qquad (2.120)$$

$$\alpha_{\max}|_{k\to\infty} = tg^{-1}\left(-\frac{1}{\sqrt{3}}\right) \implies \alpha_{\max} = 150^0.$$
 (2.121)





Sl. 2.19. Trofazni jednostrani ispravljač sa smanjenim opsegom regulacije.

Kada se ugao paljenja menja u opsegu $0 \le \alpha \le \alpha_{max}$, srednja vrednost napona na opterećenju se menja u opsegu:

$$\frac{3\sqrt{6}(1+k)E}{2\pi} \ge U_d \ge \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi}.$$
(2.122)

2.7.3. Uticaj sprege trofaznog transformatora

Na slici 2.20. prikazan je trofazni jednostrani ispravljač sa transformatorom u sprezi DY. Talasni oblici struja su prikazani za slučaj da je fazni napon sekundara jednak faznom naponu primara (m = $N_1/N_2 = \sqrt{3}$).



Sl. 2.20. Trofazni jednostrani ispravljač sa transformatorom u sprezi DY.

Ukoliko je induktivnost prigušnice u kolu opterećenja dovoljno velika da se opterećenje može smatrati strujnim ponorom, ova sprega je identična kao kada je transformator u sprezi YY i to po snazi na koju se dimenzioniše transformator i spektru struje koja se uzima iz mreže. Za usvojeni koordinatni sistem struja koja se uzima iz mreže može se predstaviti trigonometrijskim redom:

$$i_V(t) = \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin(k\omega t), \qquad (2.123)$$

gde je:

$$B_{k} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{2\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i(x)\sin(kx) \, dx = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{I_{d}}{\sqrt{3}} \cdot \left[\int_{-\frac{2\pi}{3}}^{0} -\sin(kx) \, dx + \int_{0}^{\frac{2\pi}{3}} \sin(kx) \, dx \right], (2.124)$$

odnosno:

$$B_k = \frac{I_d}{k\pi\sqrt{3}} \left[2 + 2\cos\left(k\frac{\pi}{3}\right) \right] = \frac{\sqrt{3}I_d}{k\pi} \,. \tag{2.125}$$

Efektivna vrednost k-tog harmonika struje koja se uzima iz mreže je:

$$I_{k} = \frac{B_{k}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{d}}{k\pi} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} , \qquad (2.126)$$

što je isti rezultat izveden za spregu YY. Dakle, iako se talasni oblici struja koje se uzimaju iz mreže razlikuju za spregu YY i DY, efektivne vrednosti pojedinih harmonika su jednake, jedino se razlikuju njihovi fazni stavovi.

Bitna razlika između ove dve sprege transformatora se uočava kada se uzme u obzir postojanje naizmenične komponente struje opterećenja. Izlazni napon ispravljača ima značajan sadržaj harmonika čija je učestanost jednaka celobrojnom umnošku trostruke mrežne učestanosti, pa iste harmonike ima i struja opterećenja odnosno i struje kroz sekundarne namotaje transformatora. U trofaznom sistemu fazni pomeraj napona iznosi 120⁰, što znači da je fazni pomeraj za harmonike čija je učestanost jednaka celobrojnom umnošku trostruke mrežne učestanosti jednak nuli (k·360⁰). Kada je primar transformatora vezan u zvezdu, postoje dve mogućnosti. Ako nulti provodnik nije priključen, struje ovih harmonika se ne mogu zatvarati kroz namotaje primara pa se fluks koji je posledica ovih struja zatvara kroz granu magnećenja stvarajući dodatne gubitke u gvožđu transformatora, a ako je nulti provodnik priključen, struje ovih harmonika se pojavljuju u struji koja se uzima iz mreže, što takođe nije poželjno. Ako se primar transformatora poveže u trougao, ove struje se zatvaraju u primaru transformatora i nema ih u struji koja se uzima iz mreže. Zbog navedene prednosti, za trofazne ispravljače, primar transformatora se uvek vezuje u trougao.

Problem jednosmernog predmagnećenja transformatora i lošeg iskorišćenja magnetnog kola kod trofaznih jednostranih ispravljača može se rešiti sprezanjem sekundara transformatora u izlomljenu zvezdu, kako je to prikazano na slici 2.21.



Sl. 2.21. Trofazni jednostrani ispravljač sa transformatorom u sprezi DZ.

Kombinovanjem magnetopobudnih sila na pojedinim stubovima transformatora, kod ove sprege transformatora se postiže poništavanje jednosmerne komponente magnetopobudne sile. Magnetopobudne sile na pojedinim stubovima transformatora su:

$$N_{2}(i_{3}''-i_{1}''),$$

$$N_{2}(i_{1}''-i_{2}''),$$

$$N_{2}(i_{2}''-i_{3}'').$$
(2.127)

Efektivna vrednost struje sekundarnih namotaja transformatora:

$$I'' = \frac{I_d}{\sqrt{3}},\tag{2.128}$$

dok je, prema slici 2.21. efektivna vrednost struje kroz primarne namotaje:

$$I' = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{\frac{2T}{3}} \left(\frac{I_d}{m}\right)^2 dt} = \frac{I_d}{m} \sqrt{\frac{2}{3}},$$
(2.129)

gde je prenosni odnos transformatora definisan kao m = N_1/N_2 . Na slici 2.22. prikazan je vektorski dijagram napona sekundara transformatora sa koga se vidi da je efektivna vrednost faznog napona sekundara:

$$E = 2E_S \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{3}E_S . \tag{2.130}$$

gde je Es napon na jednom namotaju sekundara transformatora.



Sl. 2.22. Vektorski dijagram napona sekundar transformatora.

Prividna snaga transformatora sa strane sekundara je:

$$S'' = 6E_S I'' = 6 \cdot \frac{E}{\sqrt{3}} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 2EI_d$$
(2.131)

a prividna snaga transformatora sa strane primara je:

$$S' = 3UI' = 3 \cdot U \cdot \frac{1}{m} \cdot I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 3 \cdot \frac{E}{\sqrt{3}} \cdot I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = \sqrt{2}EI_d .$$
(2.132)

Snaga na koju se dimenzioniše transformator je stoga:

$$S = \frac{1}{2} \left(S' + S'' \right) = \frac{2 + \sqrt{2}}{2} E I_d .$$
(2.133)

Maksimalna snaga kojom se energija prenosi opterećenju prema (2.113) iznosi:

$$P_0 = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot EI_d \,. \tag{2.134}$$

Odnos snage na koju je potrebno dimenzionisati transformator i maksimalne snage kojom se energija može prenositi opterećenju je:

$$\frac{S}{P_0} = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{2+\sqrt{2}}{2} = 1,46.$$
(2.135)

Upoređujući ovaj rezultat sa izrazom za ispravljač sa transformatorom u sprezi YY (S/P₀ = 1.34), vidi se da je snaga dimenzionisanja transformatora nešto veća jer je, za isti fazni napon sekundara, kod ove sprege potrebno više navojaka. Stoga se ova sprega transformatora koristi za ispravljače manjih snaga (do 20 - 30 kW).

2.8. Trofazni mosni ispravljač⁵

U ovom poglavlju biće analiziran spektar izlaznog napona trofaznog mosnog ispravljača prikazanog na slici 2.23.



Sl. 2.23. Trofazni mosni ispravljač.

⁵ Nastavak analize trofaznog mosnog ispravljača izvršene u okviru kursa "Energetski pretvarači 1" – poglavlje 2.5.

2.8.1. Spektar napona na opterećenju

Spektar napona na izlazu trofaznog mosnog ispravljača lako se može odrediti ako se njegov izlazni napon posmatra kao razlika napona dva trofazna jednostrana ispravljača, kao što je to prikazano na slici 2.23.:

$$u_d = u_{d1} + \left(-u_{d2}\right). \tag{2.136}$$

Naponi u_{d1} i $-u_{d2}$ imaju iste talasne oblike, s tim što je napon $-u_{d2}$ vremenski pomeren u odnosu na napon u_{d1} za $(2n+1)\cdot\pi/3\omega$ gde je n = 0,1,2, ... Harmonici ova dva talasna oblika napona, čija je učestanost jednaka neparnom umnošku trostruke mrežne učestanosti, međusobno su pomereni za:

$$(2m+1)\cdot 3\cdot (2n+1)\cdot \frac{\pi}{3} = (2m+1)\cdot (2n+1)\cdot \pi$$
 $m = 0, 1, 2, ...$ (2.137)

dakle ovi harmonici su pomereni za π , pa se oni poništavaju u zbiru ova dva napona. Na isti način može se ustanoviti da su harmonici čija je učestanost jednaka parnom umnošku trostruke mrežne učestanosti međusobno u fazi, pa u zbiru napona oni imaju dvostruko veću amplitudu. Stoga amplitude pojedinih komponenata Furijeovog reda (2.64), prema (2.68) i (2.69) imaju vrednost:

$$A_{k} = \frac{3\sqrt{6}E}{\pi} \left\{ \frac{\cos\left[\frac{k\pi}{6} + (k+1)\alpha\right]}{k+1} - \frac{\cos\left[\frac{k\pi}{6} + (k-1)\alpha\right]}{k-1} \right\},$$
 (2.138)

$$B_{k} = \frac{3\sqrt{6}E}{\pi} \left\{ \frac{\sin\left[\frac{k\pi}{6} + (k+1)\alpha\right]}{k+1} - \frac{\sin\left[\frac{k\pi}{6} + (k-1)\alpha\right]}{k-1} \right\}.$$
 (2.139)

Amplituda k-tog harmonika izlaznog napona ispravljača je, prema (2.70):

$$U_{k} = \sqrt{A_{k}^{2} + B_{k}^{2}} = \frac{3\sqrt{6}E}{\pi} \cdot \frac{2}{k^{2} - 1} \cdot \sqrt{\frac{\left(k^{2} + 1\right) - \left(k^{2} - 1\right)\cos(2\alpha)}{2}}, \qquad (2.140)$$

ili jednostavnije:

$$U_{k} = \frac{3\sqrt{6}E}{\pi} \cdot \frac{2}{k^{2} - 1} \cdot \sqrt{k^{2} \sin^{2}(\alpha) + \cos^{2}(\alpha)}, \qquad (2.141)$$

gde je "k" parni umnožak trostruke mrežne učestanosti (k = 6, 12, 18, ...). Harmonijska izobličenja su najveća za $\alpha = 90^0$ i tada je:

$$\frac{U_k}{U_{d\max}} = \frac{2k}{k^2 - 1}.$$
(2.142)

Harmonijska izobličenja su najmanja za $\alpha = 0^0$ i tada je:

$$\frac{U_k}{U_{d\max}} = \frac{2}{k^2 - 1}.$$
(2.143)

2.9. Trofazni mosni poluupravljivi ispravljač

Kao kod monofaznog mosnog ispravljača i kod trofaznog mosnog ispravljača moguće je vršiti razdelejno upravljanje pojedinim trofaznim jednostranim ispravljačima. Specijalan slučaj razdeljenog upravljanja trofaznim mosnim ispravljačem je trofazni mosni poluupravljivi ispravljač, gde se jedan od trofaznih jednostranih tiristorskih ispravljača zamenjuje diodnim ispravljačem. Uobičajeno je da se, zbog lakšeg upravljanja, diodni ispravljač postavi na mesto ispravljača sa zajedničkom anodom a da tiristorski ispravljač ostane na mestu ispravljača sa zajedničkom katodom, kao što je to prikazano na slici 2.24.

Talasni oblik napona na opterećenju se dobija kao razlika napona tiristorskog i diodnog mosta ($u_d = u_{dT} - u_{dD}$). Na slici 2.25. prikazani su talasni oblici napona pojedinih ispravljača, kao i napona na opterećenju za uglove paljenja $\alpha = 30^0$ i $\alpha = 90^0$. Srednja vrednost napona na opterećenju jednaka je zbiru srednjih vrednosti napona pojedinih ispravljača. Prema izrazu izvedenom za srednju vrednost napona na izlazu trofaznog jednostranog ispravljača sledi:

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi} \Big[1 + \cos\left(\alpha\right) \Big] - \frac{3X_k I_d}{\pi}, \qquad (2.144)$$

jer se diodni ispravljač može posmatrati kao tiristorski ispravljač sa uglom paljenja $\alpha = 0^0$.

Ugao paljenja tiristorskog ispravljača se može menjati u granicama $0 < \alpha < \alpha_{max}$, gde je $\alpha_{max} < 180^0$ i određeno je invertorskim limitom. Zbog toga je minimalna srednja vrednost napona na opterećenju:

$$U_{d\min} = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi} \Big[1 + \cos(\alpha_{\max}) \Big] - \frac{3X_k I_d}{\pi} > 0 .$$
 (2.145)



Sl. 2.24. Trofazni poluupravljivi mosni ispravljač.



Sl. 2.25. Talasni oblici napona pojedinih ispravljača kao i napona na opterećenju za uglove paljenja $\alpha = 30^{0}$ i $\alpha = 90^{0}$.

Proširenje opsega regulacije do $U_{dmin} = 0$ može se postići smanjenjem faznog napona na koji se priključuje diodni ispravljač tako što će se diode priključiti na izvod transformatora kako je to prikazano na slici 2.26. U tom slučaju srednja vrednost napona na opterećenju je:

$$U_d = U_{dT} - U_{dD} = \frac{3\sqrt{6kE}}{2\pi} + \frac{3\sqrt{6E}}{2\pi} \cos(\alpha) - \frac{3X_k I_d}{\pi},$$
 (2.146)



Sl. 2.26. Šema vezivanja trofaznog mosnog poluupravljivog ispravljača sa proširenim opsegom regulacije do $U_{dmin} = 0$.

odnosno:

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}E}{2\pi} \left[k + \cos\left(\alpha\right) \right] - \frac{3X_k I_d}{\pi} , \qquad (2.147)$$

gde je k < 1. Pogodnim izborom koeficijenta "k" može se postići:

$$U_{d\min} = \frac{3\sqrt{6E}}{2\pi} \Big[k + \cos(\alpha_{\max}) \Big] - \frac{3X_k I_d}{\pi} = 0.$$
 (2.148)

2.9.1. Komutacija u trofaznom mosnom poluupravljivom ispravljaču

Prethodno izvedeni izraz za srednju vrednost napona na opterećnju (2.144) važi u slučaju da je ugao paljenja tiristorskog ispravljača takav da ne dolazi do preklapanja komutacionih intervala. Za uglove paljenja kod kojih dolazi do preklapanja komutacionih intervala ($60^0 - \mu_T < \alpha < 60^0 + \mu_D$) proces komutacije se odvija na različite načine, u zavisnosti od ugla paljenja i ugla komutacije pojedinih ispravljača. Za uglove paljenja u opsegu $60^0 - \mu_T < \alpha < 60^0$ redosled događaja u toku komutacije prikazan je na slici 2.28., dok je na slici 2.27. prikazana ekvivalentna šema trofaznog mosnog poluupravljivog ispravljača.



Sl. 2.27. Ekvivalentna šema trofaznog mosnog poluupravljivog ispravljača.

U intervalu [1] provode tiristor T₃ i dioda D₂, a izlazni naponi pojedinih ispravljača su u_{dT} = e₃ i u_{dD} = e₂, pa je napon na opterećenju u_d = e₃ - e₂. Na početku intervala [2] uključuje se tiristor T₁ zbog čega započinje komutacija T₃ \rightarrow T₁. Napon na komutacionoj prigušnici L_{k1} je u_{k1} = (e₁-e₃)/2 > 0, zbog čega struja i₁ raste, a struja tiristora T₃ (i_{T3} = I_d - i₁) opada. Izlazni napon tiristorskog ispravljača je u_{dT} = (e₁+e₃)/2, a napon na diodi D₃ je u_{D3} = e₂ - u_{dT} < 0, dakle dioda D₃ je inverzno polarisana i u ovom intervalu ne može da provede. Na kraju intervala [2] završava se komutacija T₃ \rightarrow T₁. U intervalu [3] u tiristorskom ispravljaču provodi samo tiristor T₁, pa je napon na diodi D₃ i u_{D3} = e₂ - e₃ > 0, dakle dioda D₃ je direktno polarisana, tako da počinje komutacija D₂ \rightarrow D₃. Napon na komutacionoj prigušnici L_{k2} je u_{k2} = (e₂-e₃)/2 > 0, zbog čega struja i₂ opada, a struja diode D₃ (i_{D3} = I_d - i₂) raste. Do kraja intervala [3] završava se komutacija D₂ \rightarrow D₃, tako da u intervalu [4] provode samo tiristor T₁ i dioda D₃.



SI. 2.28. Proces komutacije za uglove paljenja u opsegu $60^{0} - \mu_{T} < \alpha < 60^{0}$.

Na slici 2.29. prikazan je proces komutacije za uglove paljenja malo veće od 60^0 . U intervalu [1] provode tiristor T₃ i dioda D₂, a izlazni naponi pojedinih ispravljača su $u_{dT} = e_3$ i $u_{dD} = e_2$, pa je napon na opterećenju $u_d = e_3 - e_2$. Na početku intervala [2] $(\omega t = 60^{0})$ fazni napon e₂ postaje veći od faznog napona e₃, tako da počinje komutacija $D_2 \rightarrow D_3$. Napon na komutacionoj prigušnici L_{k2} je $u_{k2} = (e_2 - e_3)/2 > 0$, zbog čega struja i_2 opada, a struja diode D_3 ($i_{D3} = I_d - i_2$) raste. Na početku intervala [3] uključuje se tiristor T_1 i započinje komutacija $T_3 \rightarrow T_1$. S obzirom na to da sada provode tiristori T_1 i T_3 , kao i diode D₂ i D₃, potencijali tačaka A, B i C (slika 2.27.) jednaki su i u odnosu na zvezdište su jednaki nuli zbog čega su i izlazni naponi oba ispravljača jednaki nuli $u_{dD} = u_{dT} = 0$. Naponi na komutacionim prigušnicama su $u_{k1} = e_1 > 0$, $u_{k2} = e_2 < 0$ i $u_{k3} = e_3 < 0$, zbog čega struja i_2 raste, a struja diode D_3 ($i_{D3} = I_d - i_2$) opada, tako da se komutacija u diodnom mostu odvija u suprotnom smeru $D_2 \leftarrow D_3$, dok se komutacija u tiristorskom ispravljaču nastavlja jer je $u_{k1} > 0$, pa struja tiristora T_1 raste, a struja tiristora T_3 opada. Do kraja intervala [3] završava se komutacija $D_2 \leftarrow D_3$, tako da se u intervalu [4] nastavlja komutacija $T_3 \rightarrow T_1$, a u diodnom ispravljaču provodi samo dioda D_2 , pa su izlazni naponi pojedinih ispravljača $u_{dT} = (e_1 + e_3)/2$ i $u_{dD} = e_2$. Do kraja intervala [4] završava se komutacija $T_3 \rightarrow T_1$, tako da u intervalu [5] ponovo počinje komutacija $D_2 \rightarrow D_3$ koja se završava do kraja ovog intervala, pa u intervalu [6] provode samo tiristor T₁ i dioda D₃.



Sl. 2.29. Proces komutacije za uglove paljenja malo veće od 60⁰.

Na slici 2.30. prikazan je proces komutacije trofaznog poluupravljivog mosnog ispravljača sa uglom paljenja nešto većim nego što je to prikazano na slici 2.29. Zbog povećanja ugla paljenja u intervalu [2] struja diode D_3 poraste na nešto veću vrednost, tako da u intervalu [3] u periodu komutacije $T_3 \rightarrow T_1$ dioda D_3 ne prestaje da provodi. U

intervalu [4] nastavlja se komutacija $D_2 \rightarrow D_3$ koja se završava do kraja ovog intervala, pa u intervalu [5] provode samo tiristor T_1 i dioda D_3 .



Sl. 2.30. Proces komutacije za uglove paljenja malo veće od 60° .

Na slici 2.31. prikazan je proces komutacije trofaznog poluupravljivog mosnog ispravljača sa uglom paljenja $\alpha \ge 90^0$ pri čemu je još $\mu_D > 30^0$. U ovom slučaju razlika u odvijanju komutacionog procesa nastupa u intervalu [3], jer je sada u ovom intervalu fazni napon e_2 veći od nule, pa se komutacioni proces $D_2 \rightarrow D_3$ ne prekida. Ovaj komutacioni proces se završava do kraja intervala [3], a u intervalu [4] dovršava se komutacioni proces $T_3 \rightarrow T_1$, pa u intervalu [5] provode samo tiristor T_1 i dioda D_3 .



Sl. 2.31. Proces komutacije za uglove paljenja $\alpha \ge 90^{0}$ pri čemu je još $\mu_{D} > 30^{0}$.

Konačno na slici 2.32. prikazan je proces komutacije trofaznog poluupravljivog mosnog ispravljača sa uglom paljenja $\alpha > 60^0 + \mu_D$, gde ne dolazi do preklapanja komutacionih intervala diodnog i tiristorskog ispravljača.



Sl. 2.32. Proces komutacije za uglove paljenja $\alpha > 60^0 + \mu_D$.

2.9.2. Spektar struje sekundara transformatora

Analizom trofaznog mosnog poluupravljivog ispravljača kao redne veze diodnog i tiristorskog trofaznog jednostranog ispravljača može se smatrati da je struja sekundara transformatora jednaka zbiru struja ova dva ispravljača. Struja tiristorskog ispravljača je vremenski pomerena u odnosu na struju diodnog ispravljača za $\Delta t = (\alpha - \pi)/\omega$, ima suprotan znak i istu amplitudu. Stoga je k-ti harmonik struje tiristorskog ispravljača fazno pomeren u odnosu na struju diodnog ispravljača za ugao k $\omega\Delta t = \varphi_k = k(\alpha - \pi)$ i ima suprotan znak. Vektor k-tog harmonika struje sekundara transformatora jednak je razlici vektora koji predstavljaju k-te harmonike struja ova dva ispravljača.

Prema vektorskom dijagramu prikazanom na slici 2.33. amplituda k-tog harmonika struje sekundara transformatora je:

$$\left|C_{k}\right| = \left|2A_{k}\cos\left(\frac{\pi - \varphi_{k}}{2}\right)\right| = \left|2A_{k}\sin\left(\frac{\varphi_{k}}{2}\right)\right| = \left|2A_{k}\sin\left(k\frac{\alpha}{2} - k\frac{\pi}{2}\right)\right|.$$
 (2.149)



Sl. 2.33. Vektorski dijagram k-tog harmonika struje sekundara transformatora.

Amplituda k-tog harmonika struje sekundara trofaznog jednostranog ispravljača data je izrazom:

$$A_{k} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_{T1}(x) \cdot \cos(kx) \, dx = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} I_{d} \cdot \cos(kx) \, dx = \frac{2I_{d}}{k\pi} \sin\left(k\frac{\pi}{3}\right), \qquad (2.150)$$

pa je efektivna vrednost k-tog harmonika struje sekundara transformatora poluupravljivog mosnog ispravljača:

$$I_{k} = \frac{|C_{k}|}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}I_{d}}{k\pi} \cdot \left| \sin\left(k\frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(k\frac{\alpha}{2} - k\frac{\pi}{2}\right) \right|.$$
(2.151)

Harmonici, čija je učestanost jednaka celobrojnom umnošku trostruke mrežne učestanosti, jednaki su nuli, jer je član " $\sin\left(k\frac{\pi}{3}\right)$ " jednak nuli. Efektivne vrednosti struja ostalih harmonika su:

$$I_{k} = \frac{2\sqrt{2}I_{d}}{k\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left| \sin\left(k\frac{\alpha}{2} - k\frac{\pi}{2}\right) \right| = \frac{\sqrt{6}I_{d}}{k\pi} \cdot \left| \sin\left(k\frac{\alpha}{2} - k\frac{\pi}{2}\right) \right|.$$
(2.152)

Za parne harmonike ovaj izraz postaje:

$$I_k = \frac{\sqrt{6}I_d}{k\pi} \cdot \left| \sin\left(k\frac{\alpha}{2}\right) \right|, \qquad (2.153)$$

a za neparne harmonike:

$$I_k = \frac{\sqrt{6}I_d}{k\pi} \cdot \left| \cos\left(k\frac{\alpha}{2}\right) \right|. \tag{2.154}$$

Poglavlje 3 Čoperi

3.1. Ćukov pretvarač

Sve prethodno opisane konfiguracije čopera (Energetski pretvarači 1) imaju zajednički nedostatak koji se ogleda u tome da su ulazna struja čopera ili izlazna struja čopera ili obe struje prekidne. Pregled je dat u tabeli 1.

Tabe	la	1	
Inoc	iu	-	•

Konfiguracija čopera	Ulazna struja čopera	Izlazna struja čopera
Spuštač napona	Prekidna	Neprekidna
Podizač napona	Neprekidna	Prekidna
Spuštač i podizač napona	Prekidna	Prekidna

Jedan od načina da se ulazna i izlazna struja učine neprekidnim, a da se pritom zadrži funkcija čopera spuštača i podizača napona, jeste redna veza čopera podizača napona i čopera spuštača napona, prikazana na slici 3.1. Funkcija prenosa ovog pretvarača jednaka je proizvodu funkcija prenosa redno vezanih pretvarača:

$$U = E \cdot \frac{T}{t_{OFF}} \cdot \frac{t_{ON}}{T} = E \frac{t_{ON}}{t_{OFF}}, \qquad (3.1.)$$



Slika 3.1. Redna veza čopera podizača napona i čopera spuštača napona.

pri čemu je usvojeno da se prekidačima upravlja sinhrono što znači da su oba prekidača uključena u periodu t_{ON} i da su oba prekidača isključena u periodu t_{OFF} . Glavni nedostatak ove konfiguracije pretvarača je upotreba četiri prekidačka elementa (S₁, S₂, D₁ i D₂) što dovodi do povećanja gubitaka odnosno smanjenja koeficijenta korisnog dejstva. Osim toga nedostatak je i to što je velika naizmenična komponenta struje kondenzatora C₁.

Konfiguraciju pretvarača sa istim osobinama ali sa manjim brojem prekidačkih elemenata (slika 3.2.) predložio je dr Slobodan Ćuk pa se ova konfiguracija naziva Ćukov pretvarač. Za analizu rada ovog pretvarača može se pretpostaviti da su kapacitivnosti kondenzatora C_1 i C_2 dovoljno velike da se može zanemariti naizmenična komponenta napona na njima.



Slika 3.2. Ćukov pretvarač.

Kod ovog pretvarača, u intervalu t_{ON} (slika 3.3.) prekidač je uključen čime je prigušnica L₁ priključena na izvor jednosmernog napajanja E dok je dioda inverzno polarisana naponom na kondenzatoru C₁. U ustaljenom stanju srednja vrednost napona na prigušnicama je jednaka nuli pa je srednja vrednost napona na kondenzatoru C₁ $U_{C1} = U + E$. Pod dejstvom napona E struja prigušnice L₁ linearno raste od minimalne do maksimalne vrednosti. Istovremeno je prigušnica L₂ priključena na napon koji je jednak razlici napona na opterećenju i napona na kondenzatoru C₁ pa i njena struja linearno raste od minimalne do maksimalne vrednosti.



Slika 3.3. Ćukov pretvarač - interval ton.

U periodu t_{OFF} (slika 3.4.), kada je prekidač isključen, struja prigušnice L₂ se zatvara kroz diodu čime je prigušnica L₂ priključena na napon na opterećenju pa njena struja linearno opada od maksimalne do minimalne vrednosti. Istovremeno je prigušnica L₁ priključena na napon koji je jednak razlici napona na kondenzatoru C₁ i napona izvora jednosmernog napajanja E, zbog čega njena struja opada od maksimalne do minimalne vrednosti.



Slika 3.4. Ćukov pretvarač - interval toFF.

U ustaljenom stanju srednja vrednost napona na prigušnicama jednaka je nuli pa je srednja vrednost napona na kondenzatoru C₁:

$$U_{C1} = U + E$$
. (3.2.)

Promena struje prigušnice u toku periode srazmerna je površini napona na prigušnici:

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \implies \Delta I_L = \frac{1}{L} \int_0^T u_L dt \,. \tag{3.3.}$$

U ustaljenom stanju ukupna promena struje prigušnice jednaka je nuli jer je srednja vrednost napona na prigušnici jednaka nuli:

$$\Delta I_{L1}\big|_{t_{ON}} = \frac{E}{L_1} DT = \Delta I_{L1}\big|_{t_{OFF}} = \frac{U_{C1} - E}{L_1} (1 - D)T .$$
(3.4.)

Eliminacijom U_{C1} iz (3.2.) i (3.4.) dobija se da je:

$$U = \frac{D}{1 - D}E = E\frac{t_{ON}}{t_{OFF}},$$
(3.5.)

što je funkcija prenosa čopera spuštača i podizača napona. Uzimajući u obzi (3.2.) naponi na prigušnicama u intervalu t_{ON} su:

$$U_{L1} = E$$
, (3.6.)

$$U_{L2} = U_{C1} - U = E, (3.7.)$$

a u intervalu toFF su:

$$U_{L1} = E - U_{C1} = -U, (3.8.)$$

$$U_{L2} = -U$$
, (3.9.)

odakle se vidi da su naponi na prigušnicama jednaki. Ako su prigušnice jednake (imaju isti broj navojaka u namotajima), onda je jednaka i brzina promene fluksa u oba magnetna jezgra odakle sledi zaključak da se obe prigušnice mogu namotati na zajedničkom jezgru. Tako se dobija modifikovani Ćukov pretvarač sa magnetno spregnutim prigušnicama koji je prikazan na slici 3.5.



Slika 3.5. Ćukov pretvarač sa magnetno spregnutim prigušnicama.

Za analizu rada ovog pretvarača, dve magnetno spregnute prigušnice jednakih induktivnosti i jednakih napona mogu se posmatrati kao transformator čiji je prenosni odnos jednak jedinici, kod koga su primar i sekundar priključeni na dva jednaka naponska generatora. Stoga će se prvo odrediti elementi ekvivalentne šeme transformatora.

3.1.1. Model transformatora

Model transformatora koga čine induktivnost rasipanja primara L_P , induktivnost rasipanja sekundara L_S , induktivnost magnećenja L_M i idealni transformator sa prenosnim odnosom jednakim jedinici, prikazan je na slici 3.6.



Slika 3.6. Ekvivalentna šema transformatora.

U cilju analize rada Ćukovog pretvarača sa magnetno spregnutim prigušnicama potrebno je parametre ekvivalentne šeme transformatora (L_P , L_S i L_M) izraziti preko efektivnog prenosnog odnosa transformatora (n) i koeficijenta sprege transformatora (k). Ako struja protiče samo kroz primarni namotaj transformatora, ukupni fluks primara je:

$$N_1 \phi_{01} = N_1 \frac{N_1 I_{L1}}{R_m} = \frac{N_1^2}{R_m} I_{L1} = L_1 I_{L1}, \qquad (3.10.)$$

gde je R_m magnetni otpor magnetnog kola transformatora. Ako struja protiče samo kroz sekundarni namotaj transformatora, ukupni fluks sekundara je:

$$N_2 \phi_{02} = L_2 I_{L2} \,. \tag{3.11.}$$

Kada struje protiču kroz oba namotaja, ukupni fluksevi primara i sekundara su:

$$N_{1}\phi_{1} = L_{1}I_{L1} + k_{21}L_{2}I_{L2}, \qquad (3.12.)$$

$$N_2\phi_2 = L_2I_{L2} + k_{12}L_1I_{L1}, \qquad (3.13.)$$

gde su k_{12} i k_{21} koeficijenti sprege između primarnog i sekundarnog namotaja. Ako se u izrazu (3.12.) doda i oduzme $k_{21}L_2I_{L1}$ a u izrazu (3.13.) doda i oduzme $k_{12}L_1I_{L2}$, dobija se:

$$N_{1}\phi_{1} = (L_{1} - k_{21}L_{2})I_{L1} + k_{21}L_{2}(I_{L1} + I_{L2}), \qquad (3.14.)$$

$$N_2\phi_2 = (L_2 - k_{12}L_1)I_{L2} + k_{12}L_1(I_{L1} + I_{L2}).$$
(3.15.)

Zajednički deo fluksa (fluks koji potiče od struja primara i sekundara) jeste fluks obuhvaćen prigušnicom koja predstavlja induktivnost magnećanja:

$$k_{21}L_2(I_{L1}+I_{L2}) = k_{12}L_1(I_{L1}+I_{L2}) \implies k_{21}L_2 = k_{12}L_1 = L_M.$$
 (3.16.)

Koeficijent sprege transformatora je:

$$k^{2} \triangleq k_{12}k_{21} = \frac{L_{M}^{2}}{L_{1}L_{2}} \implies k = \frac{L_{M}}{\sqrt{L_{1}L_{2}}}.$$
 (3.17.)

Efektivni prenosni odnos transformatora je:

$$n \triangleq \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad \Rightarrow \quad L_1 = n^2 L_2 \,. \tag{3.18.}$$

Elementi ekvivalentne šeme transformatora izraženi preko n, k i L₂ su:

$$L_M = k\sqrt{L_1 L_2} = knL_2 = \frac{k}{n}L_1, \qquad (3.19.)$$

$$L_{S} = L_{2} - L_{M} = L_{2} - k\sqrt{L_{1}L_{2}} = L_{2} - knL_{2} = (1 - kn)L_{2}, \qquad (3.20.)$$

$$L_P = L_1 - L_M = n^2 L_2 - k \sqrt{L_1 L_2} = n^2 L_2 - knL_2 = n(n-k)L_2.$$
(3.21.)

Ekvivalentna šema transformatora prikazana je na slici 3.7.



Slika 3.7. Vrednosti elemenata ekvivalentne šeme transformatora.

3.1.2. Analiza valovitosti struje prigušnica

Ako su prigušnice L_1 i L_2 jednakih induktivnosti, efektivni prenosni odnos transformatora je n=1. Napon na prigušnici L_1 je:

$$U_{L1} = L_{P}i'_{L1} + L_{M}(i_{L1} + i_{L2})'.$$
(3.22.)

Naponi na prigušnicama su jednaki pa su stoga i prvi izvodi njihovih struja jednaki:

$$U_{L1} = U_{L2} \implies i'_{L1} = i'_{L2} = i', \qquad (3.23.)$$

tako da je napon na prigušnici L₁:

$$U_{L1} = (L_P + 2L_M)i' = (L_2 - kL_2 + 2kL_2)i' = (1+k)L_2i'.$$
(3.24.)

Promena struje kroz prigušnicu L_1 u intervalu t_{ON} je:

$$\Delta I_{L1}\big|_{t_{ON}} = \frac{E}{L_2(1+k)} DT \,. \tag{3.25.}$$

Kada prigušnice nisu magnetno spregnute (k=0), izraz (3.25.) ekvivalentan je izrazu (3.4.); a kada su prigušnice u čvrstoj magnetnoj sprezi (k=1), promena struje kroz prigušnicu L_1 dvostruko je manja što je prikazano na slici 3.8. Razlog za smanjenje
naizmenične komponente struja pojedinih prigušnica leži u tome što, kada prigušnice nisu magnetno spregnute, svaka od njih mora da obezbedi potrebnu brzinu promene fluksa kako bi indukovani napon bio jednak priključenom naponu; a kada su prigušnice magnetno spregnute, svaka od njih treba da obezbedi polovinu potrebne brzine promene fluksa kako bi indukovani napon bio jednak priključenom naponu.



Slika 3.8. Struje prigušnica L_1 i L_2 .

Kod realnog transformatora koeficijent sprege je uvek manji od jedan (induktivnost rasipanja je različita od nule), tako da ako se menja efektivni prenosni odnos transformatora, menjaju se i vrednosti induktivnosti rasipanja primara i sekundara transformatora. U jednom graničnom slučaju kada je n=1/k, induktivnost rasipanja sekundara jednaka je nuli (slika 3.9.) pa je napon na induktivnosti magnećenja L_M jednak U_{L2} što znači da će napon na induktivnosti rasipanja primara L_P biti jednak nuli ($U_{L1}=U_{L2}$) zbog čega će naizmenična komponenta struje i_{L1} takođe biti jednaka nuli a svu naizmeničnu komponentu struje magnećenja će davati generator U_{L2} . Odakle sledi da struja prigušnice L_1 neće imati naizmeničnu komponentu, dok će naizmenična komponenta struje prigušnice L_2 biti ista kao kada prigušnice nisu magnetno spregnute.



Slika 3.9. Struje prigušnica L_1 i L_2 za n=1/k.

U drugom graničnom slučaju, kada je n=k, induktivnost rasipanja primara jednaka je nuli (slika 3.10.), pa je napon na induktivnosti magnećenja L_M jednak U_{L1} , što znači da će napon na induktivnosti rasipanja sekundara L_S biti jednak nuli ($U_{L1}=U_{L2}$), zbog čega će

naizmenična komponenta struje i_{L2} takođe biti jednaka nuli, a svu naizmeničnu komponentu struje magnećenja će davati generator U_{L1} . Odakle sledi da struja prigušnice L_2 neće imati naizmeničnu komponentu, dok će naizmenična komponenta struje prigušnice L_1 biti ista kao kada prigušnice nisu magnetno spregnute.

Predstavljeni model transformatora se može koristiti samo ako je efektivni prenosni odnos transformatora u opsegu $\frac{1}{k} > n > k$, jer van tog opsega induktivnosti rasipanja dobijaju negativne vrednosti što fizički nije moguće.



Slika 3.10. Struje prigušnica L_1 i L_2 za n=k.

3.2. SEPIC pretvarač

Zamenom mesta diode "D" i prigušnice " L_2 " u Ćukovom pretvaraču dobija se SEPIC (*Single Ended Primary Inductance Converter*) topologija pretvarača prikazana na slici 3.11. Na taj način je obezbeđeno da su u zajedničku tačku pretvarača vezani negativan pol izvora napajanja i negativan pol napona na opterećenju.



Slika 3.11. SEPIC pretvarač.

U ustaljenom stanju srednja vrednost napona na prigušnicama jednaka je nuli pa je srednja vrednost napona na kondenzatoru jednaka naponu jednosmernog napajanja. Kapacitivnost kondenzatora može se smatrati dovoljno velikom da se može zanemariti naizmenična komponenta napona na njemu. Na slici 3.12. prikazana je ekvivalentna šema SEPIC pretvarača u periodu t_{ON}. U ovom periodu naponi na prigušnicama L₁ i L₂ su:

$$V_{L1} = -E; \quad V_{L2} = -V_C = -E,$$
 (3.26.)

tako da njihove struje linearno rastu a opterećenje se snabdeva energijom iz kondenzatora C_{f}



Slika 3.12. Ekvivalentna šema SEPIC pretvarača u periodu ton.

Na slici 3.13. prikazana je ekvivalentna šema SEPIC pretvarača u periodu t_{OFF} . U ovom periodu naponi na prigušnicama L_1 i L_2 su:

$$V_{L2} = U; \quad V_{L1} = U + V_C - E = U,$$
 (3.27.)

tako da njihove struje linearno opadaju i njihov zbir teče kroz diodu ka opterećenju gde se deo energije troši na opterećenju a deo energije se skladišti u kondenzatoru C_f.



Slika 3.13. Ekvivalentna šema SEPIC pretvarača u periodu t_{OFF}.

U ustaljenom stanju srednja vrednost napona na prigušnici jednaka je nuli, tako da sa slike 3.14. sledi:

$$EDT = U(1-D)T$$
, (3.28.)

odnosno:

$$U = E \frac{D}{1 - D}, \qquad (3.29.)$$

što znači da ovaj pretvarač radi kao čoper spuštač i podizač napona.



Slika 3.14. Napon na prigušnicama L_1 i L_2 .

Pri analizi Ćukovog pretvarača pokazano je da se prigušnice jednakih induktivnosti mogu magnetno spregnuti ako su naponi na njima jednaki. Iz izraza (3.26.) i (3.27.) vidi se da su naponi na prigušnicama SEPIC pretvarača jednaki (slika 3.14.) pa se ove prigušnice mogu magnetno spregnuti ako se odaberu prigušnice jednakih induktivnosti. Ova modifikacija prikazana je na slici 3.15. Magnetnom spregom dve prigušnice postiže se smanjenje naizmenične komponente struje pojedinih prigušnica kao i mogućnost da iz ulazne struje pretvarača, u potpunosti, odstrani naizmenična komponenta struje. Nedostatak SEPIC pretvarača u odnosu na Ćukov pretvarač je to što je izlazna struja (struja diode) prekidna.



Slika 3.15. SEPIC pretvarač sa magnetno spregnutim prigušnicama.

Na slici 3.16. prikazani su vremenski dijagrami struja pojedinih elemenata kola.



Slika 3.16. Struje u SEPIC pretvaraču.

3.3. ZETA pretvarač

Na slici 3.17. prikazana je još jedna modifikacija Ćukovog pretvarača dobijena zamenom mesta tranzistora i prigušnice " L_1 ". Ova topologija pretvarača je slična SEPIC topologiji pa se naziva još i *"inverse SEPIC*".



Slika 3.17. ZETA pretvarač.

U ustaljenom stanju srednja vrednost napona na prigušnicama jednaka je nuli pa je srednja vrednost napona na kondenzatoru jednaka naponu na opterećenju. Kapacitivnost kondenzatora se može smatrati dovoljno velikom da se može zanemariti naizmenična komponenta napona na njemu. Na slici 3.18. prikazana je ekvivalentna šema ZETA pretvarača u periodu t_{on}. U ovom periodu naponi na prigušnicama L₁ i L₂ su:

 $U_{L1} = E; \qquad U_{L2} = U_{L1} + U_{C1} - U = E, \qquad (3.30.)$

tako da njihove struje linearno rastu.



Slika 3.18. Ekvivalentna šema ZETA pretvarača u periodu t_{on}.

Na slici 3.19. prikazana je ekvivalentna šema SEPIC pretvarača u periodu t_{OFF} . U ovom periodu naponi na prigušnicama L_1 i L_2 su:

$$U_{L1} = -U_{C1} = -U; \quad U_{L2} = -U, \tag{3.31.}$$

tako da njihove struje linearno opadaju. Za razliku od SEPIC pretvarača, kod ZETA pretvarača ulazna struja je prekidna dok je izlazna struja neprekidna. Kao i kod SEPIC pretvarača i kod ZETA pretvarača prigušnice se mogu magnetno spregnuti ako se odaberu prigušnice jednakih induktivnosti. Time se smanjuje naizmenična komponenta struje pojedinih prigušnica.



Slika 3.19. Ekvivalentna šema ZETA pretvarača u periodu t_{OFF}.

U ustaljenom stanju srednja vrednost napona na prigušnici jednaka je nuli:

$$EDT = U(1-D)T$$
, (3.32.)

odnosno:

$$U = E \frac{D}{1 - D}, \qquad (3.33.)$$

što znači da ovaj pretvarač radi kao čoper spuštač i podizač napona.

Kondenzator C_1 obezbeđuje da srednja vrednost napona na prigušnicama bude jednaka nuli pa se stoga prigušnica L_1 može razdvojiti u dve magnetno spregnute prigušnice. Na taj način se dobija ZETA pretvarač sa galvanskom izolacijom između izvora napajanja i opterećenja prikazan na slici 3.20.



Slika 3.20. ZETA pretvarač sa galvanskom izolacijom.

3.4. PUSH-PULL pretvarač

Ovaj pretvarač se sastoji od dva tranzistora koji se koriste za priključenje transformatora na jednosmerni izvor napajanja proizvodeći visokofrekventni dvofazni naizmenični napon na njegovom sekundaru. Napon sekundara transformatora ispravlja se dvofaznim jednostranim ispravljačem čime se dobija povorka jednosmernih impulsa promenljivog trajanja kao kod čopera spuštača napona. Električna šema ovog pretvarača prikazana je na slici 3.21.



Slika 3.21. PUSH-PULL pretvarač.

Prednosti ove topologije su:

- 1. Obezbeđena je galvanska izolacija izvora napajanja i opterećenja.
- 2. Fluks transformatora menja smer, tako da se magnetni materijal koristi u potpunosti.
- 3. Upravljanje tranzistorima vrši se u odnosu na zajedničku tačku (SOURCE) što pojednostavljuje upravljačko kolo.

Mane ove topologije su:

- 1. Naponsko naprezanje tranzistora jednako je dvostrukoj vrednosti jednosmernog napona napajanja.
- 2. Zbog nesimetrije u kolu primara transformatora može doći do pojave jednosmerne komponente napona i zasićenja transformatora.

Analiza rada PUSH-PULL pretvarača biće izvršena u četiri vremenska intervala koji čine jednu periodu rada pretvarača (slika 3.26.), pod sledećim pretpostavkama:

- 1. Diode i tranzistori su idealni prekidači.
- 2. Vremena provođenja tranzistora su identična.
- 3. Transformator je idealan a induktivnost magnećenja je jako velika.
- 4. Struja magnećenja je pozitivna kada ulazi u tačku a negativna kada izlazi iz tačke.
- 5. Primarno i sekundarno kolo je simetrično.
- 6. Pretvarač radi u ustaljenom stanju.
- 7. Struja prigušnice je kontinualna.
- 8. Kapacitivnost kondenzatora u izlaznom filtru je dovoljno velika da se može zanemariti naizmenična komponenta napona na opterećenju.

Vremenski interval 1 započinje isključenjem tranzistora Q_2 . U trenutku isključenja tranzistora Q_2 struja magnećenja je pozitivna i dostiže maksimalnu vrednost kao i struja prigušnice. Isključenjem tranzistora Q_2 struja kroz primarne namotaje transformatora postaje jednaka nuli. Zbir magnetopobudnih sila polunamotaja sekundara jednak je magnetopobudnoj sili koja stvara fluks u magnetnom kolu transformatora:

$$N_2 i_{D2} - N_2 i_{D1} = N_2 i_m \,. \tag{3.34.}$$

Osim toga zbir struja polunamotaja sekundara jednak je struji prigušnice:

$$i_{D2} + i_{D1} = i_L . ag{3.35.}$$

Rešavanjem prethodne dve jednačine dobija se:

$$i_{D1} = \frac{i_L}{2} - \frac{1}{m} \frac{i_m}{2} \,. \tag{3.36.}$$

$$i_{D2} = \frac{i_L}{2} + \frac{1}{m} \frac{i_m}{2}, \qquad (3.37.)$$

gde je m= N_2/N_1 prenosni odnos transformatora. Na osnovu prethodnih izraza mogu se izvesti sledeći zaključci:

- 1. Struja paigušnice se deli na dva jednaka dela koji protiču kroz polunamotaje sekundara stvarajući magnetopobudne sile suprotnog smera koje se poništavaju.
- 2. Obe diode provode $(i_L \gg i_m)$ pa je napon na sekundaru transformatora jednak nuli.
- 3. Struja magnećenja protiče kroz dva namotaja sekundara i jednaka je polovini preslikane vrednosti.
- 4. Struja magnećenja je konstantna jer je napon na sekundaru transformatora jednak nuli.
- Napon na prigušnici jednak je naponu na opterećenju zbog čega struja prigušnice linearno opada.

Stanje u kolu prikazano je na slici 3.22.



Slika 3.22. PUSH-PULL pretvarač – vremenski interval 1.

Vremenski period 2 započinje uključenjem tranzistora Q_1 . Napon na polunamotajima primara transformatora postaje jednak jednosmernom naponu napajanja "E" a na polunamotajima sekundara U=mE što je prikazano na slici 3.23. Dioda D_1 prestaje da provodi jer postaje inverzno polarisana naponom "2U" a struja prigušnice se zatvara kroz diodu D_2 . Kroz namotaj primara i tranzistor Q_1 protiče zbir preslikane struje sekundara i struje magnećenja koja opada i raste u suprotnom smeru. Napon na neprovodnom tranzistoru Q_2 je "2E". Napon na prigušnici je:

$$U_L = U - U_0 = mE - U_0, (3.38.)$$

usled čega struja prigušnice linearno raste.



Slika 3.23. PUSH-PULL pretvarač – vremenski interval 2.

Isključenjem tranzistora Q_1 počinje vremenski interval 3 u kome se događa isto što i u itervalu 1. Jedina razlika je u tome što je struja magnećenja transformatora suprotnog smera (slika 3.24.).



Slika 3.24. PUSH-PULL pretvarač – vremenski interval 3.

Vremenski period 4 započinje uključenjem tranzistora Q_2 . Napon na polunamotajima primara transformatora postaje jednak jednosmernom naponu napajanja "E" a na polunamotajima sekundara U=mE što je prikazano na slici 3.25. Dioda D_2 prestaje da provodi jer postaje inverzno polarisana naponom "2U" a struja prigušnice se zatvara kroz diodu D_1 . Kroz namotaj primara i tranzistor Q_2 protiče zbir preslikane struje sekundara i struje magnećenja koja opada i raste u suprotnom smeru. Napon na neprovodnom tranzistoru Q_1 je "2E". Napon na prigušnici je:

$$U_L = U - U_0 = mE - U_0, (3.39.)$$

usled čega struja prigušnice linearno raste.



Slika 3.25. PUSH-PULL pretvarač – vremenski interval 4.

U ustaljenom stanju srednja vrednost napona na prigušnici jednaka je nuli:

$$(U - U_0)t_{ON} = (mE - U_0)t_{ON} = U_0 t_{OFF} \implies U_0 = mE \frac{t_{ON}}{T},$$
 (3.40.)

gde je $,t_{ON}$ " vreme provođenja tranzistora Q_1 i Q_2 a ,T" je zbir vremenskih intervala 2 i 3.



Slika 3.26. Vremenski dijagram napona na tranzistorima, struje magnećenja transformatora i struje prigušnice.

Prethodna analiza je sprovedena pod pretpostavkom da je kolo primara transformatora potpuno simetrično. U realnom slučaju postoje male nesimetrije u ovom kolu. Uzroci ovih nesimetrija su:

- 1. Razlika u padu napona na tranzistorima.
- 2. Razlika u broju navojaka polunamotaja transformatora.
- 3. Razlika u vremenu provođenja tranzistora.

Iz ovih razloga površina napona na jednom namotaju transformatora za vreme provođenja jednog tranzistora nije jednaka površini napona za vreme provođenja drugog, tako da se na namotaju pojavljuje jednosmerna komponenta napona. Jednosmerna komponenta napona proizvodi jednosmernu komponentu struje predmagnetizacije:

$$I_{mDC} = \frac{V_{DC}}{R_p} \,. \tag{3.41.}$$

Struja predmagnetizacije može biti značajna i pri maloj jednosmernoj komponenti napona jer je otpornost primarnog namotaja transformatora (R_P) vrlo mala. Jednosmerna komponenta struje proizvodi jednosmernu komponentu magnetopobudne sile odnosno jednosmerni fluks što za posledicu ima pomeranje mirne radne tačke kao što je prikazano na slici 3.27.



Slika 3.27. Histerezisni ciklus transformatora bez jednosmerne komponente magnetopobudne sile i sa jednosmernom komponentom magnetopobudne sile.

Da bi se sprečilo zasićenje transformatora, jedna od mera može biti ograničenje ukupne promene fluksa ΔB . Međutim, ova mera smanjuje iskorišćenje magnetnog materijala transformatora. Time se ujedno degradira osnovna prednost ove topologije pretvarača. Zato se primenjuju druge mere kao što je merenje integrala napona na namotaju transformatora i na osnovu toga vrši se korekcija vremena provođenja tranzistora ili merenje struje tranzistora, detekcija zasićenja transformatora i na osnovu toga vrši se korekcija vremena provođenja tranzistora.

3.5. Indukciono grejanje

Sistemi za indukciono grejanje koriste se u elektrotermiji za zagrevanje predmeta obrade (šarže) u cilju dobijanja željenog oblika i hemijskih i mehaničkih osobina. Indukciono zagrevanje zasniva se na pojavi elektromagnetne indukcije, odnosno indukovanju vrtložnih struja u zagrevanom predmetu kada se on nalazi u promenljivom magnetskom polju induktora. Zbog toga je indukciono zagrevanje ograničeno na obradu metala. Proticanje indukovanih struja kroz šaržu dovodi do generisanja toplotne energije zbog Džulovih gubitaka. Veoma važnu ulogu igra i površinski efekat, odnosno pojava neravnomerne raspodele struja po poprečnom preseku šarže. Usled površinskog efekta, gustina indukovane struje najveća je na površini šarže i opada ka njenoj unutrašnjosti. Brzina opadanja struje zavisi od električnih i magnetnih osobina materijala i od učestanosti magnetnog polja, pri čemu je veća na većim učestanostima. Posledica toga je to što se toplotna energija generiše u sloju određene debljine na površini šarže, pri čemu je ta debljina određena osobinama materijala i učestanošću magnetskog polja.

Za razliku od drugih načina zagrevanja, indukciono zagrevanje omogućava ne samo regulisanje snage zagrevanja, već i podešavanje debljine sloja šarže u kome će se generisati toplota izborom učestanosti magnetnog polja, u zavisnosti od zahteva konkretnog tehnološkog procesa. Takođe, primenom indukcionog zagrevanja mogu se postići velike brzine zagrevanja zato što se toplota generiše u samoj šarži, bez potrebe zagrevanja okolnog prostora (npr. unutrašnjosti komore elektrootporne peći). Pozicijom i dimenzijama induktora može se postići i relativno precizno lokalno zagrevanje dugačkih predmeta obrade.

Magnetno polje promenljive učestanosti dobija se proticanjem struje kroz namotaj induktora unutar koga se postavlja šarža (slika 3.28.). Učestanosti kojima se vrši indukciono zagrevanje zavise od željene dubine prodiranja indukovanih struja u šaržu koja je diktirana tehnološkim procesom, dimenzijama i materijalom šarže i kreću se od mrežne učestanosti (50 Hz) do nekoliko stotina kiloherca. Za učestanosti različite od učestanosti mreže napajanje induktora se vrši iz invertora sa prilagodnim rezonantnim kolom. Invertori omogućavaju napajanje induktora strujom u željenom opsegu učestanosti, uz mogućnost regulisanja snage zagrevanja.



Slika 3.28. Namotaj induktora i šarža.

Indukcione peći mogu biti različitih konstrukcija, npr. lončaste (ukoliko postoji sud u koji se stavlja šarža) ili indukcione peći sa magnetnim jezgrom.

Svojstva i ponašanje metala i legura u proizvodnim procesima i u toku eksploatacije zavise od sastava, strukture, načina prerade i termičke obrade kojoj mogu biti podvrgnuti. Na važna mehanička svojstva kao što su zatezna čvrstoća, napon tečenja, tvrdoća, žilavost i plastičnost može se uticati i promenom strukture i stvaranjem novih faza u procesima termičke obrade. Postupci termičke obrade u kojima se najčešće koristi indukciono grejanje su topljenje različitih metala, kaljenje i otpuštanje čelika, priprema za legiranje ili mehaničku obradu, itd. Jedan od tipičnih primera termičke obrade je proces kaljenja čelika u kome se čelik površinski zagreva do određene temperature, a nakon određenog vremena brzo hladi, najčešće vodom. Time se postiže da površinski sloj dobije povećanu tvrdoću i otpornost na habanje, što je posebno značajno za obrtne delove koji dolaze u međusobni kontakt trenjem, za šta su primer površi zubaca zupčanika, osovine, delovi ležaja itd. Proces otpuštanja se može vršiti lokalno i njime se omogućava otklanjanje mehaničkih naprezanja u materijalu nastalih u drugim tehnološkim procesima. Pripreme materijala za mehaničku obradu takođe uključuju zagrevanje predmeta obrade do odgovarajuće temperature koja omogućava smanjenu tvrdoću i pojavu željenih deformacija u prisustvu spoljašnjih sila.

3.5.1. Napajanje iz dvokvadrantnog čopera

Na slici 3.29. prikazan je dvokvadrantni čoper koji napaja sistem za indukciono grejanje. Induktor sa šaržom je modelovan kao transformator bez rasipanja u praznom hodu.



Slika 3.29. Kolo za indukciono grejanje napajano dvokvadrantnim čoperom.

Za zagrevanje šarže potrebno je ostvariti veliku gustinu brzopromenljivog fluksa. Ako se ima u vidu da se linije fluksa samo malim delom zatvaraju kroz šaržu a većim delom kroz vazduh, proizilazi da je magnetni otpor u magnetnom kolu veliki pa je, za ostvarenje velike gustine fluksa, potrebna velika magnetopobudna sila odnosno struja induktora. Zbog toga je paralelno sa induktorom priključen kondenzator koji sa induktorom formira paralelno L-C oscilatorno kolo. Na taj način je omogućeno da se, u rezonantnom kolu, uspostave oscilacije strujom velikog intenziteta dok se energija utrošena na zagrevanje šarže nadoknađuje iz čopera preko prigušnice za prilagođenje impedanse (L_P).

Izlazni napon čopera sastoji se od unipolarnih pravougaonih impulsa amplitude "E". Na slici 3.30. prikazan je izlazni napon čopera i njegov osnovni harmonik. Izlazni napon čopera, osim željne naizmenične komponente, ima i neželjenu jednosmernu komponentu:

$$U_{DC} = E \cdot \frac{t_{ON}}{T}, \qquad (3.42.)$$

zbog čega je na izlaz čopera postavljen kondenzator C_{DC} koji odvaja jednosmernu komponentu izlaznog napona čopera od LCL rezonantnog kola.



Slika 3.30. Izlazni napon čopera i njegov osnovni harmonik.

Amplituda osnovnog harmonika izlaznog napona čopera je:

$$A_{1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} E \cos(x) \, dx = \frac{1}{\pi} \int_{-\alpha}^{\alpha} E \cos(x) \, dx, \qquad (3.43.)$$

$$A_{\rm l} = \frac{E}{\pi} \sin\left(x\right)\Big|_{-\alpha}^{\alpha} = \frac{2E}{\pi} \sin\left(\alpha\right) = \frac{2E}{\pi} \sin\left(\pi \frac{t_{ON}}{T}\right). \tag{3.44.}$$

Ako se zanemare svi gubici, opterećenje čopera je predstavljeno LCL rezonantnim kolom prikazanim na slici 3.31.



Slika 3.31. LCL rezonantno kolo.

Ekvivalentna impedansa kola prikazanog na slici 3.31. je:

$$Z = j\omega L_P + \frac{j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}, \qquad (3.45.)$$

$$Z = j\omega L_P + \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} , \qquad (3.46.)$$

$$Z = \frac{j\omega(L_P + L) - j\omega^3 L_P LC}{1 - \omega^2 LC} , \qquad (3.47.)$$

$$Z = j\omega \left(L_p + L\right) \cdot \frac{1 - \omega^2 \frac{L_p L}{L_p + L} C}{1 - \omega^2 L C} .$$

$$(3.48.)$$

Iz prethodnog izraza vidi se da ovo kolo ima dve rezonantne učestanosti:

$$\omega_{\text{RES1}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} , \qquad (3.49.)$$

$$\omega_{RES2} = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_P L}{L_P + L}C}} , \qquad (3.50.)$$

pa se impedansa može predstaviti u obliku:

$$Z = j\omega (L_p + L) \cdot \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{RES2}}}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{RES1}}}\right)^2} .$$
(3.51.)

U ovom izrazu ω_{RES1} predstavlja učestanost na kojoj dolazi do antirezonanse (strujna rezonansa) jer je impedansa, na toj učestanosti, beskonačno velika. Na učestanosti ω_{RES2} dolazi do rezonanse jer je impedansa, na toj učestanosti, jednaka nuli. Iz (3.49.) i (3.50.) sledi da je $\omega_{RES2} > \omega_{RES1}$. Za učestanosti $\omega_{RES2} > \omega > \omega_{RES1}$ impedansa "Z" je kapacitivna dok je na ostalim učestanostima induktivna:



U realnom slučaju potrebno je uzeti u obzir još i otpornost prigušnice za prilagođenje impedanse R_P , otpornost induktora R_L i induktivnost rasipanja induktora $L\gamma$ u kojoj je sadržan fluks induktora koji se ne zatvara kroz šaržu (slika 3.32.).



Slika 3.32. Ekvivalentna šema opterećenja čopera.

Na slici 3.33. prikazane su struje LCL rezonantnog kola i snaga kojim se električna energija pretvara u toplotu, u zavisnosti od učestanosti izlaznog napona čopera. Parametri kola su:



Slika 3.33. Struje i snaga u rezonantnom kolu.

3.5.2. Napajanje iz invertora

Za napajanje sistema indukcionog grejanja većih i velikih snaga mogu se koristiti polumosni mosni invertori, kao i paralelna veza više invertora što je prikazano na slikama 3.34., 3.35. i 3.36.



Slika 3.34. Sistem za indukciono grejanje napajan polumosnim invertorom.



Slika 3.35. Sistem za indukciono grejanje napajan mosnim invertorom.



Slika 3.36. Sistem za indukciono grejanje napajan paralelnom vezom invertora.

Poglavlje 4

Invertori

4.1. Monofazni mosni invertor sa mekom komutacijom

Pojam "meka komutacija" opisuje proces uključenja ili isključenja prekidača u trenutku kada je napon na prekidaču jednak nuli (ZVS – Zero voltage switching) ili struja prekidača jednaka nuli (ZCS – Zero current switching). Na taj način se smanjuju komutacioni gubici i povećava koeficijent korisnog dejstva pretvarača. Na slici 4.1. prikazan je monofazni mosni invertor sa mekom komutacijom. U cilju omogućavanja meke komutacije monofazni mosni invertor modifikovan je dodavanjem četiri kondenzatora (C_{s1} ... C_{s4}) i prigušnice L_r koja predstavlja induktivnost rasipanja transformatora i induktivnosti u kolu opterećenja. Radi lakše analize rada ovog pretvarača može se smatrati da je struja prigušnice L_r (struja opterećenja) približno konstantna u toku komutacionog procesa.



Slika 4.1. Monofazni mosni invertor sa mekom komutacijom.

Za trenutak početka analize rada pretvarača može se uzeti trenutak pre koga prekidači S_1 i S_4 provode struju opterećenja slika 4.2.



Slika 4.2. Monofazni mosni invertor sa mekom komutacijom.

Proces isklučenja para prekidača $S_1 - S_4$ i uključenja para prekidača $S_2 - S_3$ započinje tako što se prvo isključi prekidač S_4 (slika 4.3.). Dok je prekidač S_4 bio uključen, napon na kondenzatoru C_{s4} bio je jednak nuli pa je napon na kondenzatoru C_{s3} bio jednak naponu jednosmernog izvora V_{DC} . Isključenjem prekidača S_4 struja opterećenja se grana na struje kondenzatora C_{s3} i C_{s4} usled čega se kondenzator C_{s3} prazni a kondenzator C_{s4} puni.



Slika 4.3. Monofazni mosni invertor sa mekom komutacijom.

Kada napon na kondenzatoru C_{s4} postane jednak V_{DC} , napon na kondenzatoru C_{s3} postaje jednak nuli, tako da povratna dioda prekidača S_3 prestaje da bude inverzno polarisana zbog čega ona preuzima struju opterećenja (slika 4.4.).



Slika 4.4. Monofazni mosni invertor sa mekom komutacijom.

Po isteku ovog procesa isključuje se prekidač S₁ (slika 4.5.). Isključenjem prekidača S₁ struja opterećenja se grana na struje kondenzatora C_{s1} i C_{s2} usled čega se kondenzator C_{s2} prazni a kondenzator C_{s1} puni.



Slika 4.5. Monofazni mosni invertor sa mekom komutacijom.

Kada napon na kondenzatoru C_{s1} postane jednak V_{DC} , napon na kondenzatoru C_{s2} postaje jednak nuli, tako da povratna dioda prekidača S_2 prestaje da bude inverzno polarisana zbog čega ona preuzima struju opterećenja (slika 4.6.).



Slika 4.6. Monofazni mosni invertor sa mekom komutacijom.



Slika 4.7. Monofazni mosni invertor sa mekom komutacijom.

U periodu kada provode povratne diode, napon na prekidačima S_2 i S_3 jednak je nuli, tako da se ovi prekidači mogu uključiti bez gubitaka. Prekidači S_2 i S_3 će preuzeti struju opterećenja kada ona promeni smer (slika 4.7.).

4.2. Strujni invertor

Za razliku od naponskih invertora (VSI – *Voltage source inverter*) izvor napajanja strujnih invertora (CSI – *Current source inverter*) jeste strujni generator koji je na slici 4.8. predstavljen rednom vezom naponskog generatora "E" i prigušnice "L" čija je induktivnost dovoljno velika da se, u kratkim vremenskim intervalima, struja može smatrati konstantnom. Za upravljanje amplitudom, učestanošću i faznim stavom napona na opterećenju koriste se iste metode modulacije trajanja impulsa kao i kod naponskih invertora sa tom razlikom što se kod strujnih invertora vrši modulacija trajanja strujnih impulsa. U većini slučajeva opterećenje je induktivno zbog čega se na izlaz invertora priključuje kapacitivni filter koga čine kondenzatori C_{fl} , C_{f2} i C_{f3} . Uloga ovih kondenzatora

je da na sebe prime struju koja je jednaka razlici trenutnih vrednosti izlaznih struja invertora i struja opterećenja.



Slika 4.8. Trofazni strujni invertor.

Zbog kapacitivnog opterećenja invertora na red sa tranzistorima priključene su zaprečne diode $D_1 \dots D_6$ koje sprečavaju da dođe do kratkog spoja izlaznog filtra kada se uključe dva tranzistora iz gornje (T_1 , T_3 i T_5) ili donje polovine trofaznog mosta (T_2 , T_4 i T_6).

Na isti način može se formirati i monofazni strujni invertor ali od praktičnog značaja su samo trofazni strujni invertori koji se koriste kao srednjenaponski industrijski izvori napajanja.

Za pravilno upravljanje tranzistorima invertora ($T_1 ldots ext{T}_6$) treba imati u vidu da se invertor napaja iz strujnog generatora što znači da se u svakom trenutku mora ostvariti put kojim će se zatvarati struja strujnog generatora (i_i). To znači da, u svakom trenutku, mora biti uključen bar jedan tranzistor iz gornje polovine mosta i jedan tranzistor iz donje polovine mosta. Karakteristična osobina strujnog invertora je njegova mogućnost da radi kao podizač napona. Amplituda napona na opterećenju nije, kao kod naponskih invertora, ograničena naponom jednosmernog generatora jer je moguće vršiti kratko spajanje jednosmernog međukola uključenih parova tranzistora $T_1 - T_4$, $T_3 - T_6$ ili $T_5 - T_2$ čime se povećava struja strujnog generatora pa samim tim i amplituda napona na opterećenju.

4.3. Modulacija trajanja impulsa primenom vektora stanja

Na slici 4.9. prikazan je trofazni naponski invertor sa trofaznim opterećenjem vezanim u zvezdu. Uloga invertora je da, na svom izlazu, proizvede tri fazna napona (u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}) koji čine simetričan trofazni sistem napona. Ako se modulacija trajanja impulsa vrši prirodnim odabiranjem sa tri modulišuće sinusoide koje čine simetričan trofazni sistem, fazni naponi na izlazu invertora biće:

$$U_{a0} = m \cdot \frac{E}{2} \cdot \sin\left(\omega t\right), \tag{4.1.}$$

$$U_{b0} = m \cdot \frac{E}{2} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right),\tag{4.2.}$$

$$U_{c0} = m \cdot \frac{E}{2} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right), \qquad (4.3.)$$

gde je sa "m" označen indeks modulacije. Linijski naponi na izlazu biće:

$$U_{ab} = U_{a0} - U_{b0} = m \cdot \frac{E}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right), \tag{4.4.}$$

$$U_{bc} = U_{b0} - U_{c0} = m \cdot \frac{E}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right), \tag{4.5.}$$

$$U_{ca} = U_{c0} - U_{a0} = m \cdot \frac{E}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{3\pi}{2}\right).$$
 (4.6.)

U linearnom režimu rada maksimalna vrednost linijskog napona ne može biti veća od jednosmernog napona napajanja invertora "E" zbog čega je maksimalna vrednost indeksa modulacije $m_{MAX} = \frac{2}{\sqrt{3}}$.



Slika 4.9. Trofazni naponski invertor.

Primenom Klarkine transformecije (vidi: Slobodan N. Vukosavić "Električne mašine" – elektronski udžbenik) izlazni napon invertora može se predstaviti naponskim vektorom stanja koji rotira u " α , β " ravni ugaonom brzinom " ω " (slika 4.10.):



Slika 4.10. Vektorska interpretacija Klarkine transformacije.

$$\vec{U} = \frac{2}{3} \left(\vec{U}_a + \vec{U}_b + \vec{U}_c \right) \,. \tag{4.7.}$$

Korekcioni faktor 2/3 uveden je kako bi projekcije vektora stanja na fazne ose odgovarale trenutnim vrednostima faznih napona u trenutku $\omega t = \theta$. Komponente vektora stanja u " $\alpha\beta$ " koordinatnom sistemu date su sa:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{a0} \\ u_{b0} \\ u_{c0} \end{bmatrix}.$$
 (4.8.)

Trofazni naponski invertor ima tri grane a izlazni napon svake grane (u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}) može imati dve vrednosti (±E/2), pa je broj stanja invertora $2^3 = 8$. Šest stanja invertora koja se mogu predstaviti nenultim vektorima stanja prikazana su na slici 4.11. Moduli vektora U_a , U_b , U_c imaju vrednost dve trećine modula vektora odgovarajućih faznih napona U_{a0} , U_{b0} , U_{c0} pa je moduo vektora stanja invertora:

$$\left|\vec{U}\right| = \frac{2}{3} \cdot \frac{E}{2} + \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{2} + \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{2} = \frac{2}{3}E \quad .$$
(4.9.)

Preostala dva stanja invertora u kojima su uključena tri gornja ili tri donja tranzistora daju vektore stanja čiji je moduo jednak nuli jer su tada vektori U_a , U_b , U_c jednaki pa je njihov zbir jednak nuli. Dakle, diskretna stanja trofaznog invertora mogu se predstaviti sa šest nenultih vektora stanja ($U_1 \dots U_6$) i dva nulta vektora (U_7 i U_8) što je prikazano na slici 4.12.



Slika 4.11. Diskretna stanja trofaznog naponskog invertora.



Slika 4.12. Naponski vektori stanja trofaznog naponskog invertora.

Modulacija trajanja impulsa primenom vektora stanja invertora predstavlja postupak sinteze vektora stanja trofaznog sistema u nekom trenutku $\omega t = \theta$ upotrebom raspoloživih

diskretnih vektora stanja invertora. S obzirom na to da je raspoloživo osam vektora stanja invertora, vektor stanja trofaznog sistema može se sintetisat na više načina. Ipak, kako bi se smanjio broj komutacija invertora, za sintezu vektora stanja trofaznog sistema koriste se vektori stanja invertora koji ograničavaju sektor u kome se nalazi vektor stanja trofaznog sistema (slika 4.13.).



Slika 4.13. Sinteza naponskog vektora stanja trofaznog naponskog invertora.

Jedna perioda odabiranja (T_S) sastoji se od intervala t_1 u kome je uključen vektor U_1 , intervala t_2 u kome je uključen vektor U_2 i intervala t_0 u kome je uključen jedan od dva nulta vektora:

$$T_S = t_1 + t_2 + t_0 \ . \tag{4.10.}$$

Primenom sinusne teoreme na trougao koga čine vektori U, U1, U2 dobija se:

$$\frac{|U_1|\frac{t_1}{T_s}}{\sin(60^0 - \theta)} = \frac{|U_2|\frac{t_2}{T_s}}{\sin(\theta)} = \frac{|U|}{\sin(120^0)} = \frac{2}{\sqrt{3}}|U|, \qquad (4.11.)$$

odakle slede izrazi za vremenske intervale t1, t2 i t0:

$$t_{1} = T_{S} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|U|}{|U_{1}|} \cdot \sin(60^{\circ} - \theta), \qquad (4.12.)$$

$$t_2 = T_S \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|U|}{|U_2|} \cdot \sin(\theta), \qquad (4.13.)$$

$$t_0 = T_S - t_1 - t_2 \,. \tag{4.14.}$$

Uslov za intervale t_1 i t_2 je:

$$\frac{t_1}{T_S} + \frac{t_2}{T_S} \le 1.$$
(4.15.)

zamenom izraza za intervale t₁ i t₂ uz $|U_1| = |U_2| = \frac{2}{3}E$ dobija se:

$$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|U|}{\frac{2}{3}E} \cdot \sin\left(60^{\circ} - \theta\right) + \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|U|}{\frac{2}{3}E} \cdot \sin\left(\theta\right) \le 1, \qquad (4.16.)$$

odnosno:

$$|U|\cos(30^{\circ}-\theta) \le \frac{1}{\sqrt{3}}E$$
. (4.17.)

Ova nejednakost je uvek ispunjena ako je:

$$\left|U\right| \le \frac{1}{\sqrt{3}} E, \qquad (4.18.)$$

odnosno, ako se vrh vektora stanja trofaznog sistema nalazi unutar kruga upisanog u šestougao koga čine vrhovi vektora stanja invertora (slika 4.14.). Moduo vektora stanja trofaznog sistema jednak je amplitudi faznog napona što je približno 15% veća vrednost od one koja se može ostvariti upotrebom sinusne modulacije trajanja impulsa (E/2). Oblast unutar upisanog kruga je oblast linearnog režima rada dok je oblast unutar prstena ograničenog upisanim i opisanim krugom oblast nelinearnog rada ili oblast premodulacije.



Slika 4.14. Ograničenje vektora stanja trofaznog sistema.

Topologija ZSI (*Impedance source inverter*) nastala je u pokušaju kombinovanja dobrih osobina VSI i CSI uz otklanjanje njihovih nedostataka. Relevantne osobine ovih topologija su:

VSI	Invertor radi kao spuštač napona jer izlazni napon ne može premašiti napon u jednosmernom međukolu (indeks modulacije ≤ 1).
	Ne sme se dozvoliti uključenje oba prekidača u jednoj grani invertora. Potrebno je uvesti mrtvo vreme.
CSI	Invertor radi kao podizač napona jer izlazni napon može biti veći od jednosmernog napona priključenog na prigušnicu u jednosmernom međukolu.
	Uvek moraju biti uključeni bar jedan prekidač u gornjoj i jedan prekidač u donjoj polovini invertora kako bi se omogućio protok struje strujnog generatora.
	Prekidači moraju blokirati inverzni napon zbog čega se, na svaki prekidač, dodaje redna dioda što dovodi do većih gubitaka.
ZSI	Invertor može da radi kao podizač i spuštač napona.
	Invertor može da radi sa tranzistorskim modulom konfigurisanim za strujni ili naponski invertor.
	Prigušnice i kondenzatori u jednosmernom međukolu imaju ulogu prenaponske i prekostrujne zaštite tako da nije neophodno da uvek moraju biti uključeni bar jedan prekidač u gornjoj i jedan prekidač u donjoj polovini invertora a dozvoljeno je uključenje oba prekidača u jednoj grani invertora (nije potrebno mrtvo vreme)

Na slici 4.15. prikazan je ZSI sa tranzistorskim modulom u konfiguraciji strujnog invertora i kapacitivnim filtrom a na slici 4.16. prikazan je ZSI sa tranzistorskim modulom u konfiguraciji naponskog invertora i LC filtrom. U daljem tekstu biće analiziran rad ZSI sa tranzistorskim modulom u konfiguraciji naponskog invertora.



Slika 4.15. ZSI invertor kao strujni invertor.



Slika 4.16. ZSI invertor kao naponski invertor.

Kada je napon jednosmernog napajanja dovoljno visok, upravljanje naponom na opterećenju može se vršiti modulacijom trajanja impulsa prirodnim odabiranjem promenom indeksa modulacije (promenom amplitude modulišućeg signala) što je prikazano na slici 4.17. Stanja tranzistora su predstavljena tako da naponski nivo nula označava isključen tranzistor a naponski nivo veći od nule označava uključen tranzistor.



Slika 4.17. Modulacija trajanja impulsa kada ZSI invertor radi kao naponski invertor spuštač napona.

Kada napon jednosmernog napajanja nije dovoljno visok, potrebno je vršiti kratko spajanje jednosmernog međukola u cilju povećanja jednosmernog napona napajanja invertora. Da se ne bi remetio oblik modulisanog signala, ovo je moguće sprovesti samo u periodima kada su uključena sva tri gornja ili sva tri donaja tranzistora invertora. Ovi intervali su označeni osenčenim površinama na slici 4.18.



Slika 4.18. Modulacija trajanja impulsa kada ZSI invertor radi kao naponski invertor podizač napona.

Kratko spajanje jednosmernog međukola vrši se tako što se isključenje tranzistora T_1 , koje bi trebalo da nastupi u trenutku t_1 , odloži za vremenski interval u kome će jednosmerno međukolo biti kratko spojeno. U sledećem vremenskom intervalu isključenje tranzistora T_2 , koje bi trebalo da nastupi u trenutku t_2 , odlaže se za isti vremenski interval. Na taj način se ne povećava broj komutacija u periodi odabiranja.

Gledano sa strane jednosmernog međukola invertor se može predstaviti kao kratak spoj (slika 4.19.) ili kao strujni generator (slika 4.20.). Pretpostavimo da su iduktivnosti prigušnica L_1 i L_2 jednake i da su kapacitivnosti kondenzatora C_1 i C_2 jednake. Odatle sledi:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C \qquad V_{L1} = V_{L2} = V_L \ . \tag{4.19.}$$

Prema ekvivalentnoj šemi prikazanoj na slici 4.19. za deo periode odabiranja "T" kada je jednosmerno međukolo kratko spojeno (T_0) sledi:

$$V_L = V_C \qquad V_d = 2V_C \qquad V_i = 0$$
 (4.20.)

U preostalom delu periode odabiranja (T₁) ekvivalentno kolo sa slike 4.20. opisano je sa:



Slika 4.19. Ekvivalentna šema za period kada je jednosmerno međukolo kratko spojeno.



Slika 4.20. Ekvivalentna šema za period kada jednosmerno međukolo nije kratko spojeno.

$$V_L = V_d - V_C$$
 $V_d = E$ $V_i = V_C - V_L = 2V_C - V_d$. (4.21.)

U ustaljenom stanju srednja vrednost napona na prigušnici jednaka je nuli:

$$U_{LAVG} = \frac{T_0 V_C + T_1 (E - V_C)}{T} = 0, \qquad (4.22.)$$

$$T_1 E = T_1 V_C - T_0 V_C , \qquad (4.23.)$$

odnosno:

$$V_C = \frac{T_1}{T_1 - T_0} E = \frac{T - T_0}{T - 2T_0} E \quad . \tag{4.24.}$$

Kada se vrši kratko spajanje jednosmernog međukola invertora ($T_0>0$), napon "v_d" postaje $v_d=2V_C$. Ako ne bi postojala dioda vezana na red sa izvorom jednosmernog napona kondenzatori bi se, u periodu " T_0 ", ispraznili do E/2. Dioda omogućava da napon na kondenzatorima bude veći od E/2. Iz (4.21.) i (4.24.) sledi da je jednosmerni napon napajanja invertora:

$$V_i = 2V_C - E = \left(2\frac{T - T_0}{T - 2T_0} - 1\right)E = \frac{T}{T - 2T_0}E = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}}E = BE \quad .$$
(4.25.)

Jednosmerni napon napajanja invertora je veći od napona naponskog generatora "E" a faktor povećanja "B" je:

$$B = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} \ge 1.$$
(4.26.)

Amplituda faznog napona na opterećenju jednaka je proizvodu indeksa modulacije "m" i polovine napona na jednosmernim sabirnicama invertora:

$$e_{AC1} = mB\frac{E}{2}$$
 (4.27.)

Iz prethodnog izraza vidi se da se upravljanje naponom na opterećenju može vršiti promenom indeksa modulacije ili promenom stepena povećanja napona u jednosmernom međukolu što pruža veće mogućnosti ali je algoritam upravljanja znatno složeniji.

4.4.1. Radni režimi ZSI invertora

U ustaljenom stanju srednja vrednost struja kondenzatora jednaka je nuli tako da je srednja vrednost struja prigušnica jednaka struji invertora "i". Zbog konačne induktivnosti prigušnica njihova struja ima izraženu naizmeničnu komponentu. Ako su iduktivnosti prigušnica L₁ i L₂ jednake i kapacitivnosti kondenzatora C₁ i C₂ jednake kolo je simetrično pa su i naponi na kondenzatorima jednaki:

$$v_{C1} = v_{C2} \implies Cv_{C1}' = i_{C1} = Cv_{C2}' = i_{C2} = i_C$$
 (4.28.)

Osim toga:

$$i_i = i_{L1} - i_{C2} = i_{L2} - i_{C1} \implies i_{L1} - i_C = i_{L2} - i_C \implies i_{L1} = i_{L2} = i_L .$$
(4.29.)

Struja diode je:

$$i_D = i_{L1} + i_{C1} = i_L + i_C , \qquad (4.30.)$$

a struja invertora je:

$$i_i = i_{L1} - i_{C2} = i_L - i_C \implies i_C = i_L - i_i$$
 (4.31.)

Iz prethodna dva izraza sledi:

$$i_D = 2i_L - i_i$$
 (4.32.)

Stanje u kolu za $i_L > i_i$ ($i_C > 0$; $i_D > 0$) prikazano je na slici 4.21.



Slika 4.21. Stanje u kolu za $i_L > i_i$.

Stanje u kolu za $i_i/2 < i_L < i_i$ ($i_C < 0$; $i_D > 0$) prikazano je na slici 4.22.



Slika 4.22. Stanje u kolu za $i_i/2 < i_L < i_i$.

Kada struja prigušnice postane manja od "i/2" struja diode postaje negativna što znači da ona prestaje da providi a to znači da se manjak struje invertora "i," mora nadoknaditi uključenjem povratne diode vezane paralelno sa tranzistorom T₆. Stanje u kolu prikazano je na slici 4.23. S obzirom da sada provode tranzistor T₃ i povratna dioda vezana paralelno sa tranzistorom T₆ to predstavlja neželjeni kratak spoj na jednosmernim sabirnicama invertora. Da bi se ovo sprečilo potrebno je omogućiti promenu smera struje kroz jednosmerni izvor napajanja vezivanjem tranzistora paralelno sa diodom kao što je prikazano na slici 4.24.



Slika 4.23. Stanje u kolu za $i_L < i_i/2$.

Upravljanje tranzistorom "T" vrši se na sledeći način:

- 1. Ako je, u cilju povećanja jednosmernog napona napajanja invertora, potrebno kratko spajanje jednosmernih sabirnica invertora tranzistor je isključen.
- 2. Ako kratkospajanje jednosmernih sabirnica nije potrebno tranzistor je uključen.



Slika 4.24. Modifikovani ZSI.

Uključenjem tranzistora "T" omogućeno je da se smanjena struja prigušnica nadoknadi strujom kondenzatora (slika 4.25.)



Slika 4.25. Modifikovani ZSI.
4.5. Sistemi besprekidnog napajanja

Elektrodistributivnu mrežu kao izvor napajanja koristi veliki broj različitih potrošača. Povremeni kraći ili duži prekidi napajanja iz električne mreže mogu bitno uticati na ispravno funkcionisanje nekih uređaja ili odvijanje procesa kojima oni upravljaju. Stoga se za napajanje posebno osetljivih potrošača koriste sistemi besprekidnog napajanja (SBN). Neki od potrošača za koje je potrebno obezbediti besprekidno napajanje su:

- 1. personalni računari,
- 2. cirkulacione pumpe u sistemima centralnog grejanja,
- 3. alarmni sistemi i nužno osvetljenje,
- 4. serveri u lokalnim i javnim računarskim mrežama,
- 5. medicinska oprema u operacionim salama i prostorijama za intenzivnu negu i reanimaciju,
- 6. uređaji koji se koriste za upravljanje tehnološkim procesima u industriji,
- 7. uređaji kablovske i mobilne telefonije,
- 8. računski centri u poštama, bankama, ...

U zavisnosti od željenog nivoa sigurnosti napajanja mogu se koristiti razne topologije sistema besprekidnog napajanja. Najjednostavnija topologija SBN prikazana je na slici 4.26.



Slika 4.26. Jednostruki SBN bez prebacivanja na električnu mrežu.

Na mrežu je priključen monofazni ili trofazni ispravljač čija je uloga punjenje i održavanje akumulatorske baterije i napajanje jednosmernog međukola monofaznog ili trofaznog invertora. Invertor obezbeđuje stabilan napon napajanja potrošača pri čemu učestanost napona na potrošačima ne mora biti jednaka učestanosti napona u električnoj mreži. U slučaju nestanka mrežnog napona, jednosmerno međukolo invertora se napaja iz akumulatorske baterije. Kapacitet akumulatorske baterije se projektuje tako da omogući rad potrošača do startovanja dizelel-ektričnog agregata ili, u slučaju neuspešnog starta, do bezbednog zaustavljanja rada potrošača i njegovog isključenja sa napajanja.

Ova topologija se može koristiti i tako da se potrošač stalno napaja iz električne mreže a invertor radi u praznom hodu. U slučaju nestanka mrežnog napona, napajanje potrošača se prebacuje na invertor. Na taj način ispravljač se može dimenzionisati na manju struju jer služi samo za punjenje akumulatorske baterije a ne i za napajanje invertora. Međutim, ovakvo rešenje se pokazalo kao manje pouzdano zbog prelaznih procesa koji nastaju pri nestanku mrežnog napona.

U slučaju da je učestanost napona na potrošačima jednaka učestanosti napona u električnoj mreži, može se primeniti topologija prikazana na slici 4.27.



Slika 4.27. Jednostruki SBN sa prebacivanjem na električnu mrežu.

Kao i kod prethodne topologije, potrošač se napaja iz invertora. Samo u slučaju preopterećenja, kvara ili redovnog održavanja invertora potrošač se elektromehaničkim preklopnikom prebacuje na napajanje iz električne mreže. Beznaponska pauza kod prebacivanja potrošača sa jednog napajanja na drugo iznosi oko 100 ms (zbog vremena reagovanja elektromehaničkih sklopki).

U cilju otklanjanja beznaponske pauze za uključenje potrošača na mrežu, može se koristiti statički prekidač realizovan sa antiparalelnom vezom tiristora kao što je prikazano na slici 4.28. Uslov za ispravan rad ovog SBN jeste da je izlazni napon invertora frekventno i fazno sinhronizovan sa mrežnim naponom.



Slika 4.28. Jednostruki SBN sa statičkim prekidačem.

Potrošač se i dalje napaja iz invertora a u slučaju preopterećenja, kvara ili redovnog održavanja invertora, potrošač se prebacuje na napajanje sa električne mreže. Na red sa invertorom zadržan je elektromehanički prekidač jer sam invertor predstavlja statički prekidač jer:

- U slučaju preopterećenja proradi prekostrujna zaštita koja isključuje sve tranzistore u invertoru tako da se mogu uključiti tiristori u statičkom prekidaču ka mreži.
- U slučaju isključenja invertora zbog održavanja, upravljačkom kolu se daje komanda za isključenje svih tranzistora tako da se mogu uključiti tiristori u statičkom prekidaču ka mreži.
- U slučaju kvara inverora upravljačko kolo detektuje kvar, svim tranzistorima ukida impulse za uključenje a kod oštećenih tranzistora pregorevaju osigurači vezani na red sa njima tako da se mogu uključiti tiristori u statičkom prekidaču ka mreži.

Za potrošače kod kojih je povećana potreba za sigurnošću napajanja koriste se redundantni sistemi besprekidnog napajanja prikazani na slikama 4.29. i 4.30.

Topologija prikazana na slici 4.29. sastoji se iz dva SBN koji koriste zajedničku akumulatorsku bateriju. Svaki od dva SBN dimenzioniše se na punu snagu opterećenja. Moguća su dva režima rada:

- Potrošač se napaja iz jednog SBN dok je drugi isključen i predstavlja rezervu. U slučaju kvara potrošač se prebacuje na napajanje sa mreže. Zatim se startuje drugi SBN i kada se sinhroniše sa mrežom, potrošač se isključuje sa mreže i priključuje na njega.
- 2. Oba SBN rade u paraleli sa polovinom snage potrošača. U slučaju kvara jednog SBN, napajanje potrošača preuzima drugi.



Slika 4.29. Dvostruki SBN sa statičkim prekidačem.

Kada se zahteva najveći stepen sigurnosti, upotrebljavaju se dva ili više nezavisnih SBN kao što je prikazano na slici 4.30. pri čemu svaki sistem ima svoju akumulatorsku bateriju.



Slika 4.30. Redundantni SBN sa statičkim prekidačima.

Literatura

- Miloš R. Nedeljković, Srđan L. Srdić: "Energetski pretvarači 1 Osnovne topologije energetskih pretvarača", Elektrotehnički fakultet Univerziteta u Beogradu – Elektronski udžbenik, 2016.
- [2] Muhammed H. Rashid: "Power Electronics Handbook", Third edition, Butterworth-Heinemann, 2011.
- [3] Gottfried Moltgen: "Line Commutated Thyristor Converters", Pitman Publishing, 1972.
- [4] John G. Kassakian: "Principles of Power Electronics", Addison Wesley, 1992.
- [5] Marian K. Kazimierczuk: "Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters", John Wiley and Sons, 2008.
- [6] Branko L. Dokić: "Energetska elektronika", Elektrotehnički fakultet Banja Luka, 2000.
- [7] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins: "Power Electronic Converters, Applications and Design", John Willey & Sons, 1995.
- [8] Dragan Rajković, Žarko Janda "Sistemi za besprekidno napajanje električnom energijom", Agencija Spiridonović, 1999.
- [9] Radojle Radetić: "Tiristorski pretvarači", Nauka, 2004.
- [10] Rex M. Davis: "Power Diode and Thyristor Circuits", Peter Peregrinus Ltd., 1976.
- [11] S. B. Dewan, A. Straughen: "Power Semiconductor Circuits", John Willey & Sons, 1975.
- [12] R. D. Bedford, R.G. Hoft: "Principles of Inverter Circuits", John Willey & Sons, 1964.
- [13] F. F. Mazda: "Thyristor Control", Newnes Butterworths Group, 1973.