

1.12 KONVERTORI

Elektroenergetski pretvarač predstavlja fizički sistem za konverziju električne snage između dva električna izvora. Sistem u opštem slučaju sadrži dva dvosmerna prolaza za električnu snagu koji omogućavaju vezu pretvarača sa spoljnim okruženjem. Osim ova dva prolaza koja karakterišu regenerativnu prirodu pretvarača, nužno je uočiti i jednosmerni energetski prolaz koji karakteriše gubitke snage u procesu konverzije. U fizičkom smislu elektroenergetski pretvarač se sastoji iz statičkih prekidača energetske elektronike, kondenzatora i induktivnosti kao osnovnih elemenata za privremen prihvatanje energije, ili za filtriranje, i konačno, električnih izvora koji ostvaruju vezu elektroenergetskog pretvarača sa spoljnim svetom. Napomenimo da pod pojmom električni izvor, prema opštoj definiciji elektroenergetskog pretvarača, podrazumevamo kako električno napajanje, tako i električnu potrošnju, s tim što je predstavljamo kao negativan električni izvor. Ako uočimo mogućnost da kondenzatore i induktivnosti u okviru elektroenergetskog pretvarača predstavimo kao kratkotrajne naponske, odnosno strujne izvore, dva osnovna elementa koja formiraju topologiju elektroenergetskog pretvarača su:

- električni izvori;
- statički prekidački elementi energetske elektronike.

Ovi elementi bitno utiču na klasifikaciju elektroenergetskih pretvarača i izbor pojedinih topologija. Tako, tip izvora na krajevima pojedinih prolaza pretvarača određuje sledeće osnovne tipove:

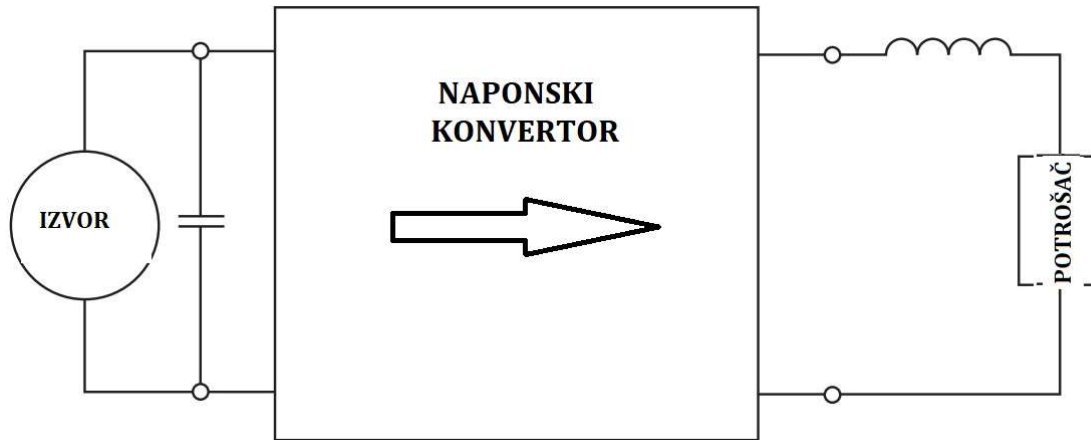
- AC/DC - ispravljač
- DC/AC — inverter;
- DC/DC - čoper;
- AC/AC - naponski kontroler ili ciklokonvertor.

Druga osobina elektroenergetskih pretvarača koja bliže definiše njegove topološke karakteristike je regenerativna sposobnost. Po toj osnovi svaki od pomenutih tipova pretvarača može se svrstati u dve opšte grupe:

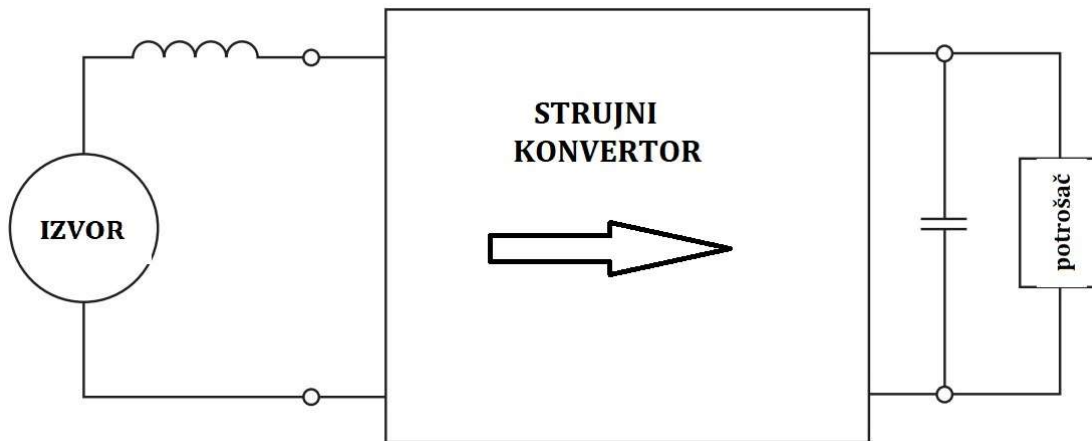
- regenerativnih pretvarača;
- neregenerativnih pretvarača.

Već je pomenuto da električni izvori predstavljaju vezu pretvarača sa spoljnim svetom. Zavisno od vrste izvora koju pretvarač vidi na svojim jednosmernim krajevima delimo ih na:

- pretvarače naponskog izvora (naponski pretvarač);
- pretvarače strujnog izvora (strujni pretvarač).



Slika 76:



Slika 77:

Osnovna topološka karakteristika naponskog pretvarača je postojanje kondenzatora između jednosmernog para krajeva, dok dualni, strujni inverter ima induktivnost vezanu na red sa jednosmernim izvorom. U analizama pretvarača sa idealizacijama, ove kapacitivnosti i induktivnosti se uzimaju kao beskonačne. Beskonačno velika kapacitivnost ima za posledicu da je napon na ulazu naponskog konvertora idealno jednosmeran. Beskonačno velika induktivnost ima za posledicu da je struja kroz nju idealno jednosmerna. Klasifikacija po tipu, vrsti izvora i sposobnosti regeneracije dovodi do bližeg definisanja dvosmernih energetskih prolaza uopštenog elektroenergetskog pretvarača. Tako naprimer naponski inverter ostvaruje DC/AC konverziju što se napon jednosmernog naponskog izvora konvertuje u kvazi-pravougaoni naizmenični napon. Dualni, strujni inverter vrši konverziju jednosmerne struje u naizmeničnu kvazipravougaonog talasnog oblika. Druga vrsta klasifikacije polazi od prekidačkih elemenata pretvarača i izvršena je na osnovu komutacionih osobina prekidačkih elemenata. Komutacione osobine predstavljaju karakteristike i uslove za paljenje i gašenje prekidačkih elemenata.

Kako je gašenje poluprovodničkog prekidača u ovom slučaju ključna tačka komutacije onda na osnovu autonomnosti gašenja prekidačkih elemenata izvodimo podelu na:

- autonomne pretvarače;
- neautonomne ili vođene pretvarače.

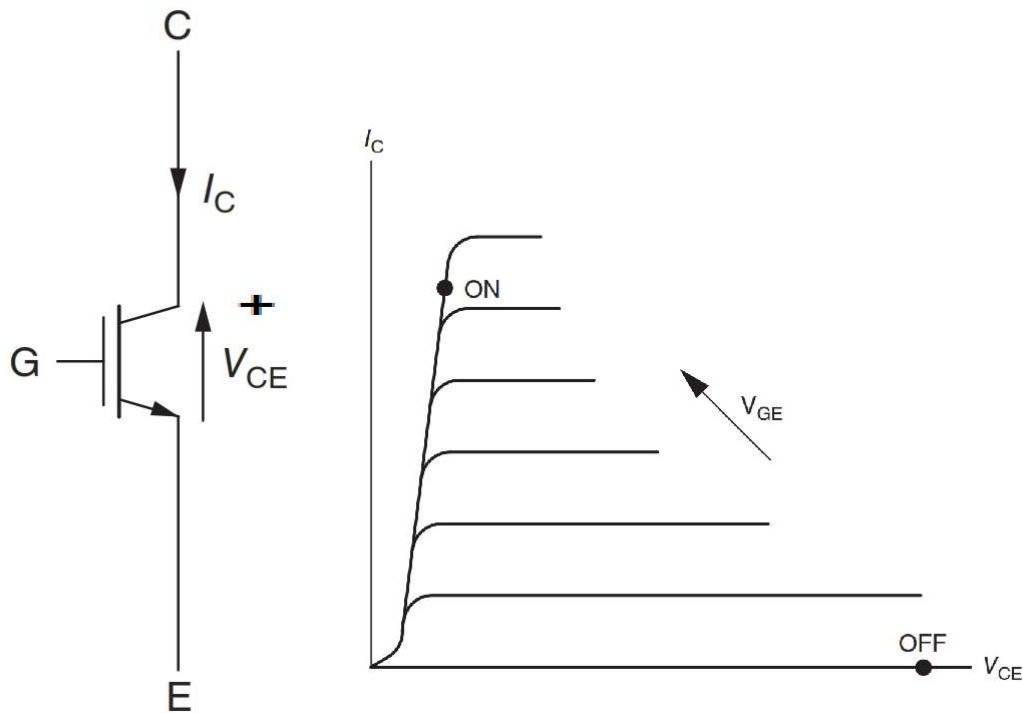
Opšta karakteristika neautonomnih pretvarača je, da se gašenje prekidačkih elemenata ne može izvršiti bez spoljnog uticaja mreže, opterećenja ili kontraelektromotorne sile. Autonomni pretvarač poseduje prekidačke elemente koji se mogu gasiti dejstvom upravljačkog signala, na bazu, gejt ili pomoću komutacionog kola, što odgovara sopstvenoj komutaciji u prva dva slučaja odnosno prinudnoj (forsiranoj) komutaciji u trećem slučaju. Naponski pretvarač je autonoman dok strujni inverter može biti i neautonoman. Iz ove podelu, izvedene po osnovi komutacionih sposobnosti prekidačkih elemenata, proizilazi potreba bližeg određivanja i klasifikacije samih prekidačkih elemenata čije osobine, u pogledu paljenja, vođenja i gašenja, određuju mogućnost primene u pojedinim klasama pretvarača. Dakle, osnovni pokazatelji koji su od suštinskog značaja za aplikaciju prekidačkih elemenata u pojedinim klasama pretvarača su:

- Smer naponskog blokiranja (simetrično - asimetrično);
- Upravljaljivost paljenja (upravljljivo - neupravljljivo);
- Smer vođenja struje (jednosmerno - dvosmerno);
- Upravljaljivost gašenja (upravljljivo-neupravljljivo);
- Delovanje upravljačkog signala (proporcionalno - odskočno).

Idealni poluprovodnički prekidač ima simetrično blokiranje, dvosmerno vođenje, upravljivo paljenje proporcionalnim signalom i upravljivo gašenje. Jasno je, da ne postoji praktično realizovan prekidač sa jednovremeno ispunjenim nabrojanim osobinama. Pogodnim vezivanjem dva poluprovodnička elementa (npr. antiparalelnom vezom prekidačkog tranzistora i diode (79)) mogu se postići osobine poluprovodničkog prekidača koje su potrebne za primenu kod određene vrste pretvarača (invertora) Svaka topološka struktura pretvarača sadrži prekidačke elemente, koji formiraju prekidački vektor ili matricu, preko kojih se selektivno povezuju električni izvori koji učestvuju u konverziji električne snage. Prekidački vektor, odnosno matrica, je dobro definisan, ako svojim delovanjem ne ostvaruje paralelnu vezu dva naponska izvora ili rednu vezu dva strujna izvora. Pravilan prekidački režim pretvarača sastoji se u selektivnom povremenom povezivanju jednog, ili više serijski povezanih, naponskih izvora sa jednim ili više paralelno povezanih strujnih izvora. Ova fundamentalna osobina karakteriše rad najvećeg broja elektroenergetskih pretvarača. Paralelnim vezivanjem naponskog i strujnog izvora definisan je balans snage koja se razmenjuje između naponskog i strujnog izvora. Nivoom razmene snage moguće je upravljati regulišući srednje vrednosti napona na strujnom izvoru ili, dualno, regulisanjem srednje vrednosti struje naponskog izvora. Primeњуjući opšte kategorije izvedene u prethodnom delu zadržaćemo se na naponskom DC/AC pretvaraču koji zbog opšte osobine reverzibilnosti može raditi kao ispravljač i kao inverter zavisno od znaka srednje snage u smeru $DC \implies AC$. Topološki elementi koji ga karakterišu u slučaju pretvarača naponskog tipa su:

- Jednosmerni naponski izvor;
- Naizmenični strujni izvor;
- prekidački element sa osobinama:
 - naponske asimetričnosti u pogledu blokiranja,
 - dvosmernog vođenja struje,
 - upravlјivost uključivanjem-isključivanjem.

Osnovni element savremenih sistema za konverziju koji se primenjuju u vučnim pogonima je IGBT (akronim za "Insulated Gate Bipolar Transistor") Njegov simbol u električnim kolima naponsko strujna karakteristika su prikazani na slici (78)

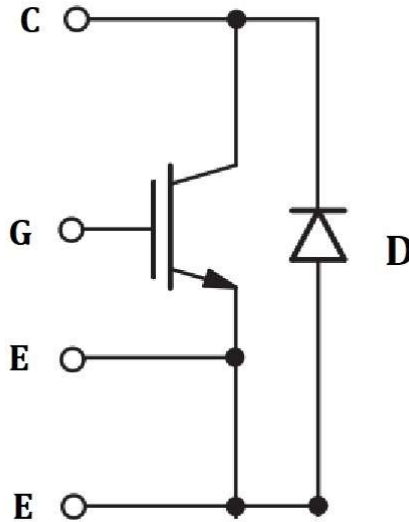


Slika 78: Oznaka IGBT tranzistora i naponsko strujna karakteristika

Izuzetna široka primenljivost u sistemima za konverziju električne energije a posebno za invertore sa implusno širinskom modulacijom potiče od činjenice da u sebi integriše najbolje osobine koje drugi prekidački elementi sadrže pojedinačno. IGBT ima kratka vremena paljenja i gašenja reda $1\mu s$, dok je prekidačka učestanost oko $20kHz$. Napon blokiranja između emitera i kolektora može biti do $6KV$ struje kontinualnog vodjena I_{CE} su dostigle vrednosti do $3.5kA$. Osim toga on je naponski upravljiv a pošto spoj gejt emiter ima visoku impedansu upravljačko kolo ima malu potrošnju. Prekidačke karakteristike IGBT se mogu opisati na sledeći način. Pri naponu blokiranja $U_{CE} > 0$ (asimetrično blokiranje) dovodi se naponski signal na spoj gejt emiter U_{GE} . Ako taj naponski signal predje odredjeni prag koji iznosi

5 – 6V IGBT se uključuje a spoj kolektor emiter postaje provodan i u idealnom modelu se ponaša kao kratak spoj. Ako je signal $U_{GE} \approx 0$ ili negativan onda je IGBT ugašen odnosno ponaša se kao beskonačno velika otpornost, odnosno otvoren prekidač i se može modelovati pomoću veoma male provodnosti G_{off} . Spoj kolektor emiter u režimu vođenja može se realnije modelovati pomoću naponskog izvora kojim modelujemo pad napona u smeru vođenja V_f i na red vezanog otpora. Tipične vrednosti su $V_f \approx 3 - 4V$ dok je R_{on} reda $m\Omega$.

Napomenimo da IGBT može voditi struje samo u smeru $C \rightarrow E$. Dvosmerno vođenje se obezbeđuje ugrađenom antiparalelnom diodom (79)



Slika 79: IGBT sa antiparalelnom diodom kojom se ostvaruje dvosmerno vođenje

1.12.1 Princip rada polumostnog invertora

Osnovna strukturu invertora je polumostni jedofaznog invertora prikazana je na slici (81). Konstantan jednosmerni napon U_d je podeljen na dva dela pomoću redno vezanih kondenzatora C velikog kapaciteta. Granu invertora čini kaskadna veza dva IGBT tranzistora sa antiparalelnim diodama. Potrošač je povezan između srednje tačke grane sa kondenzatorima i središta grane invertora. Princip rada invertora je sledeći: Periodični signali koji se dovode na gejtove upravljaju stanjem uključenosti tranzistora kao statičkog prekidača. Signali su pomereni za $\frac{T}{2}$. U prvoj polovini periode naponski signal se dovodi na G_1 i tranzistor Q_1 je uključen i napon na potrošaču je $u_{a0} = \frac{U_d}{2}$. U ovoj poluperiodi tranzistor Q_2 se ponaša kao otvoren prekidač. U sledećoj poluperiodi Q_1 je isključen jer je naponski signal skinut sa G_1 i doveden na G_2 . Napon na potrošaču je $u_{a0} = -\frac{U_d}{2}$ u ovoj poluperiodi. Zatim se proces periodično ponavlja. Napon u_{a0} je naizmeničan a čine ga pravougaone poluperiode. Upravljanje polumostnim invertorom znači upravljanje procesom uključivanja i isključivanja prekidača Q_1 i Q_2 grane invertora. Jasno je da jednovremena uključenost oba prekidača nije dozvoljena jer bi rezultat bio kratak spoj. Da bi ovu pojavu eliminisali definisaćemo logičku prekidačku

funkciju a koja opisuje stanje uključenosti IGBT tranzistora na sledeći način:

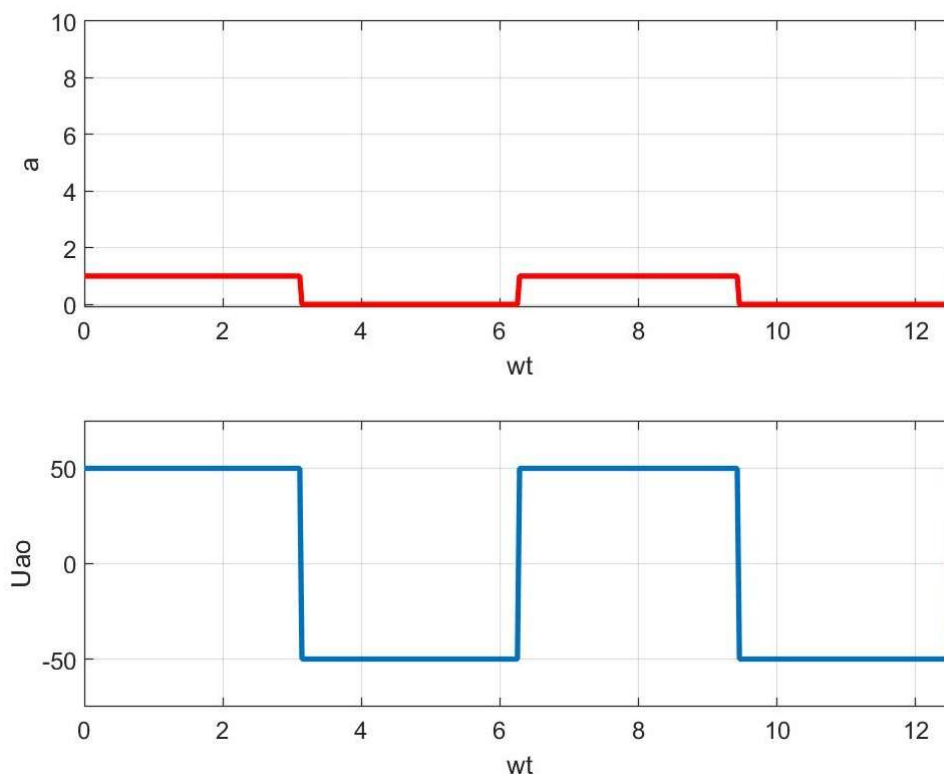
$$a = \begin{cases} 1, & Q_1 \text{ uključen, } Q_2 \text{ isključen; } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0, & Q_1 \text{ isključen, } Q_2 \text{ uključen; } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (70)$$

Jasno je da je ovako definisana prekidačka funkcija periodična .

Naizmenični napon $u_{a0}(\omega t)$. Može se prikazati kao proizvod konstantnog jednosmernog napona na ulazu i modulacione funkcije.

$$u_{a0}(\omega t) = U_d[a(\omega t) - 0.5] \quad (71)$$

Prekidačka učestanost $\omega = \frac{2\pi}{T}$ je istovremeno i učestanost naizmeničnog napona u_{a0} . Na slici (80) prikazane su prekidačka funkcija i naizmenični napon na izlazu polumostnog invertora kada je ulazni jednosmerni napon $U_d = 100V$

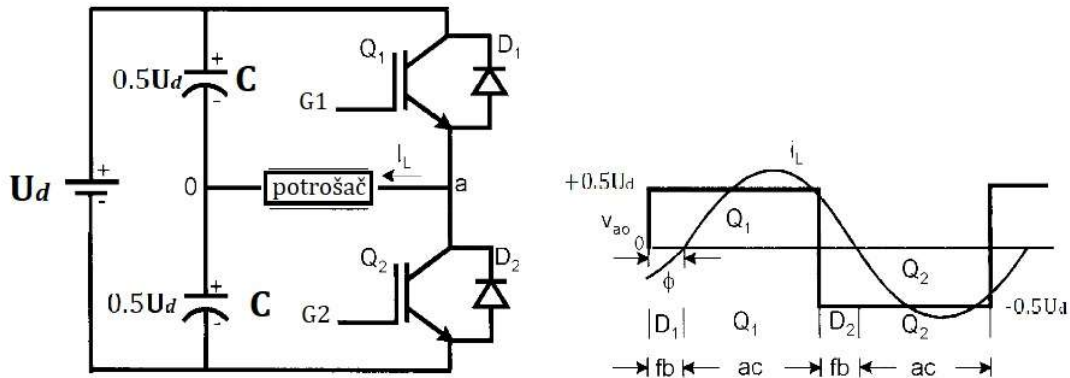


Slika 80: Prekidačka funkcija i naizmenini napon polumostnog invertora

Ovakav naizmenični napon može se predstaviti kao beskonačna suma naizmeničnih napona čije su ugaone učestanosti $(\omega, 3\omega, \dots, (2n - 1)\omega, \dots)$:

$$u_{a0} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2U_d}{\pi(2n - 1)} \sin(2n - 1)\omega t; \quad \omega = 2\pi f \quad (72)$$

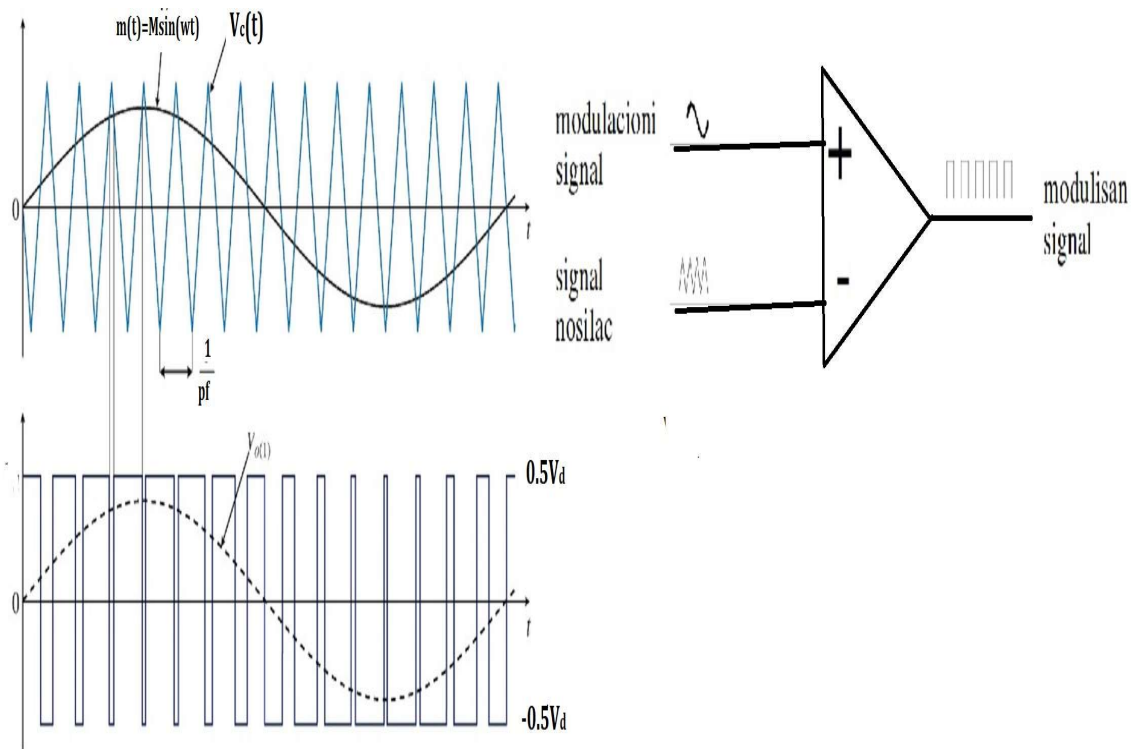
Na slici (81) prikazanje talasni oblik napona i struje na naizmeničnoj strani polumostog invertora.



Slika 81: Invertor na bazi polumosta. Talasni oblici naizmečnog napona i struje

Pretpostavljajući da je struja na potrošaču filtrirana, tako da su sve komponente izuzev prostoperiodične prigušene, induktivnost potrošača uzrokuje njeno kašnjenje za naponom tako da u delu gde napon istruja imaju različit znak strujno kolo se zatvara preko diode koja je antiparalelna IGBT tranzistoru. Izraz (72) jasno pokazuje dve osobine ovakvog invertora. Prva je da se kontrola učestanosti naizmeničnog napona direktno ostvaruje kontrolom prekidačke učestanosti signala upravljanja. Druga osobina se odnosi na mogućnost amplitudne regulacije naizmeničnog napona. Komponenta osnovne učestanosti je korisna komponenta i iznosi: $u_1(t) = \frac{2U_d}{\pi} \sin \omega t$. Iz ovog izraza se zaključuje da se ovakvim upravljanjem invertora ne može ostvariti amplitudno upravljanje naizmeničnim naponom što je nedostatak ove konverzije. Ovaj problem se rešava tako što se izlazni napon koga prema (81) čine pravaougone poluperiode dodatno oblikuje postupkom koji je poznat kao impulsno širinska modulacija ili skraćeno PWM što je akronim za "pulse width modulation". Principi impulsno širinske modulacije se zasnivaju na upravljanju paljenja i gašenja tranzistora Q_1 i Q_2 u tačkama preseka modulacionog signala i signala nosioca. Tipičan modulacioni signal je sinusoide $m(t) = M \sin \omega t$ podesive amplitude $0 < M \leq 1$ čija je učestanost f jednaka osnovnoj učestanosti izlaznog napona, dok se amplituda može podešavati. Naizmenični signal nosilac je trougaonog oblika jedinične amplitude $\max(V_c(t)) = 1$ i učestanosti pf . Porede se modulacioni signal i trougaoni signal nosilac. U delu gde je $m(t) > V_c(t)$ uključen je IGBT Q_1 a isključen IGBT Q_2 . Kada je $m(t) < V_c(t)$ tada je uključen Q_2 a isključen Q_1 . Naizmenični napon na osnovnoj periodi čine p impulsa čije su širine određene presečnim tačkama modulacionog i nosećeg signala. Ovako dobijen naizmenični napon je složen periodičan kao i (72). U ovom slučaju korisna komponenta učestanosti f je upravljiva i iznosi:

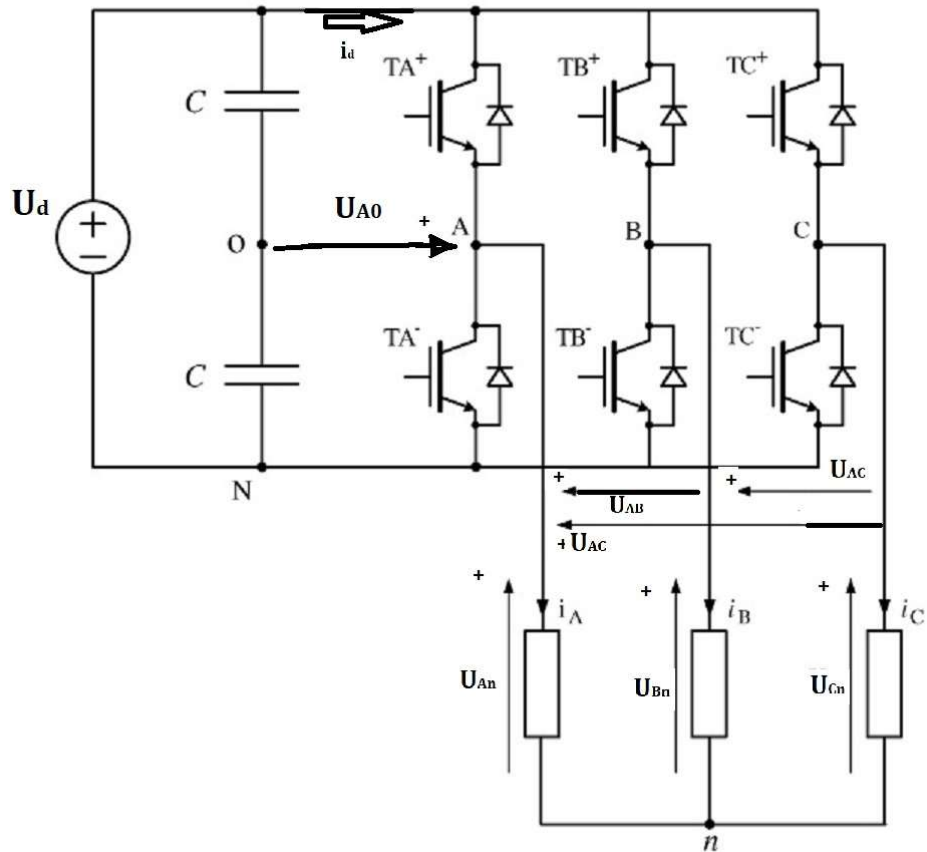
$$u_{m1}(t) = M \frac{U_d}{2} \sin \omega t \quad (73)$$



Slika 82: Sinusoidalna impulsno širinska modulacija, $p=15$

1.13 Trofazni inverter

Iz analize rada asinhronog motora jasno je da u procesu upravljanja radom vučnog motora neophodno obezbediti naponski trofazni izvor koji ima mogućnost regulisanja amplitude i učestanosti. Ovakave uslove napajanja vučnog motora može realizovati trofazni DC/AC konvertor ili kraće trofazni naponski inverter koji predstavlja neizostavni vitalni sklop savremenih vučnih sistema. Topološka struktura trofaznog invertora sačinjena je od tri polumostne strukture koje su već analizirane. Karakteristični element na jednosmernoj strani je kondenzator velike kapacitivnosti koji je radi povezivanja sa prethodnom analizom predstavljen kao redna veza sa centralnom tačkom 0. Tri grane polumosta povezane su kao na slici (83). Trofazni asinhroni motor je prikazan kao simetrični trofazni potrošač sa vezama faznih impedansi u zvezdu. Osnovni cilj daljeg izlaganja je da se prikažu principi generisanja naizmeničnih napona varijabilne frekvencije i amplitude faznih napona.



Slika 83: Trofazni naponski invertor

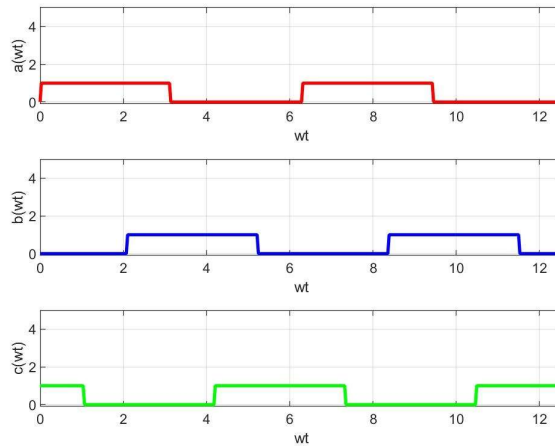
Kao što je to bio slučaj kod polumostnog invertora, prvo ćemo objasniti princip generisanja trofaznog naizmeničnog napona konstantne amplitude koja je određena nezavisno od prekidačke učestanosti. Ovakav rad invertora je karakterističan nakon dostizanja nominalnog napona vučnog motora kada motor radi u režimu konstantne snage ili kad radi u režimu kada je moment motora obrnuto proporcionalno kvadratu učestanosti. Prekidačke funkcije grana A, B, C invertora (84) određuju stanje uključenosti prekidačkih elemenat. Funkcije su periodične sa periodom T koji određuje i periodu trofaznog naizmeničnog napona na izlazu invertora. Funkcije su definisane tako da je u svakom trenutku jedan prekidački element grane uključen a istovremena uključenost oba prekidača u grani nije dozvoljena. U toku jednog perioda prekidačka funkcija jednu polovinu periode ima vrednost 1 a drugu polovinu ima vrednost 0. Prekidačka funkcija $a(\omega t)$ grane A definisana dužini $2\pi = \omega T$ izrazom:

$$a(\omega t) = \begin{cases} 1, & TA^+ \text{ uključen, } TA^- \text{ isključen; } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0, & TA^+ \text{ isključen, } TA^- \text{ uključen; } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (74)$$

Prekidačka funkcija $b(\omega t)$ grane B fazno kasni u odnosu na $a(\omega t)$ za $\frac{2\pi}{3}$. Prekidačka funkcija $c(\omega t)$ grane C fazno prednjači u odnosu na $a(\omega t)$ za $\frac{2\pi}{3}$. Prema navedenom sledeća relacija

povezuje prekidačke funkcije grana trofaznog invertora:

$$a(\omega t) = b\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = c\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)$$



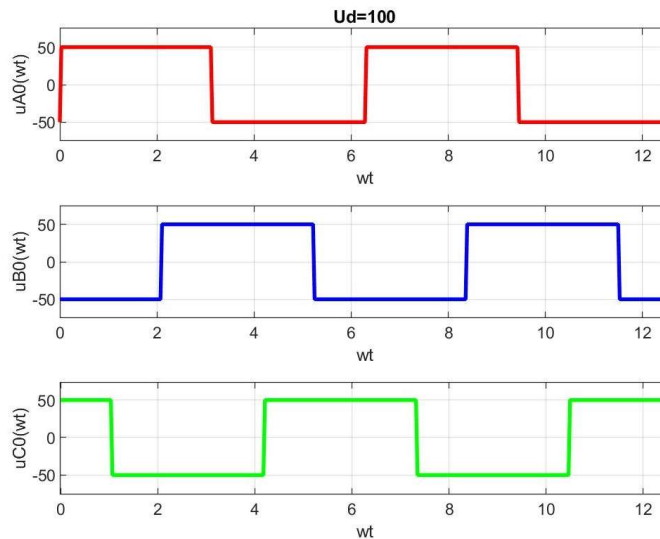
Slika 84: Prekidačke funkcije trofaznog invertora na dužini 4π

Naponi u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} mogu se izraziti:

$$u_{A0} = U_d[a(\omega t) - 0.5] \quad (75)$$

$$u_{B0} = U_d[b(\omega t) - 0.5] \quad (76)$$

$$u_{C0} = U_d[c(\omega t) - 0.5] \quad (77)$$



Slika 85: Naponi između središnjih tačaka grana invertora A , B , C i 0

Ovi naponi su naizmenični pravougaonih poluperioda $\frac{U_d}{2}$ (85) Linijski naponi na izlazu invertora su:

$$U_{AB} = U_{A0} - U_{B0} = U_{An} - U_{Bn} \quad (78)$$

$$U_{BC} = U_{B0} - U_{C0} = U_{Bn} - U_{Cn} \quad (79)$$

$$U_{CA} = U_{C0} - U_{A0} = U_{Cn} - U_{An} \quad (80)$$

Pošto impedanse tofaznog opterećenja čine međusobno identične faze trofaznog asinhronog motora sledi:

$$U_{An} + U_{Bn} + U_{Cn} = 0 \quad (81)$$

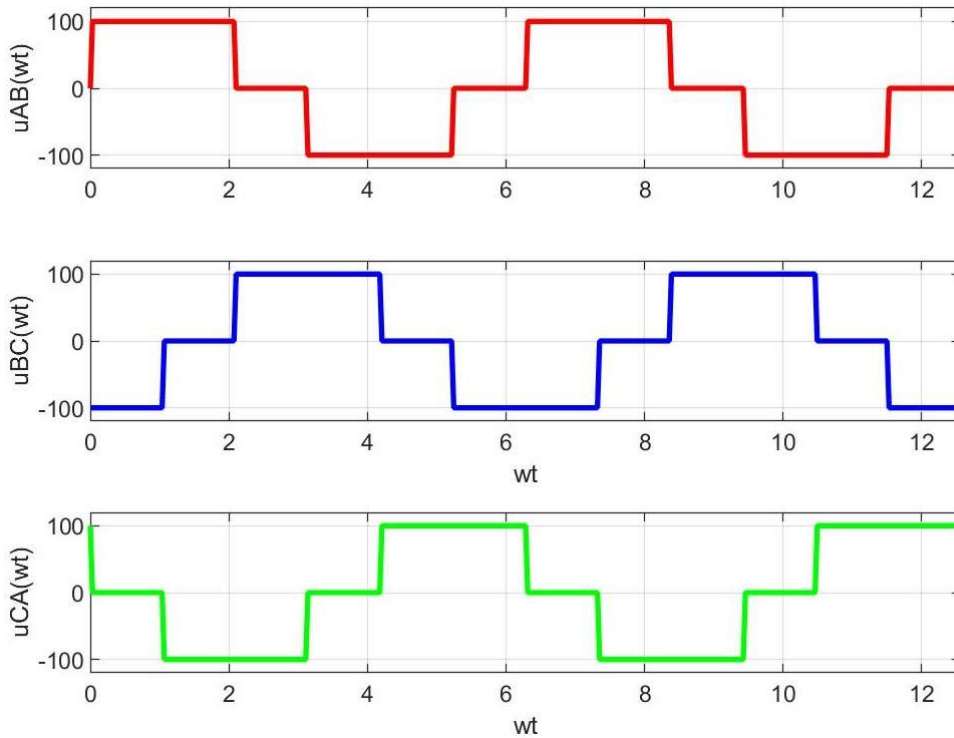
Iz (6),(7),(8) i (9),(10),(11) slede izrazi za linijske napone u u zavisnosti od prekidačkih funkcija:

$$U_{AB} = U_d(a - b)$$

$$U_{BC} = U_d(b - c)$$

$$U_{CA} = U_d(c - a)$$

Talasn oblik linijskih napona prikazan je na slici (86). Linijski napon je naizmeničan poluperiode su pravougaonog oblika širine $\frac{2\pi}{3}$ i amplitude $2U_d$.



Slika 86: Linijski naponi invertora

Fazni naponi U_{An} , U_{Bn} , U_{Cn} takođe se mogu izraziti pomoću prekidačkih funkcija $a(\omega t)$, $b(\omega t)$, $c(\omega t)$

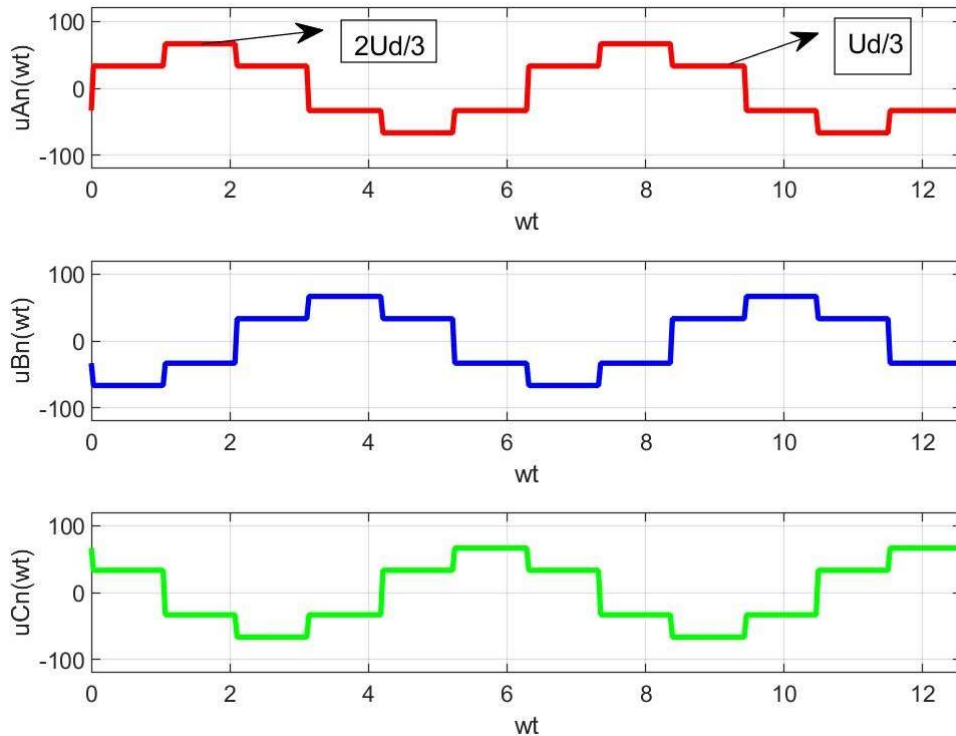
i ulaznog jednosmernog napona U_d koristeći (9),(10),(11) i (12).

$$u_{An} = \frac{U_d}{3}(2a - b - c) \quad (82)$$

$$u_{Bn} = \frac{U_d}{3}(-a + 2b - c) \quad (83)$$

$$u_{Cn} = \frac{U_d}{3}(-a - b + 2c) \quad (84)$$

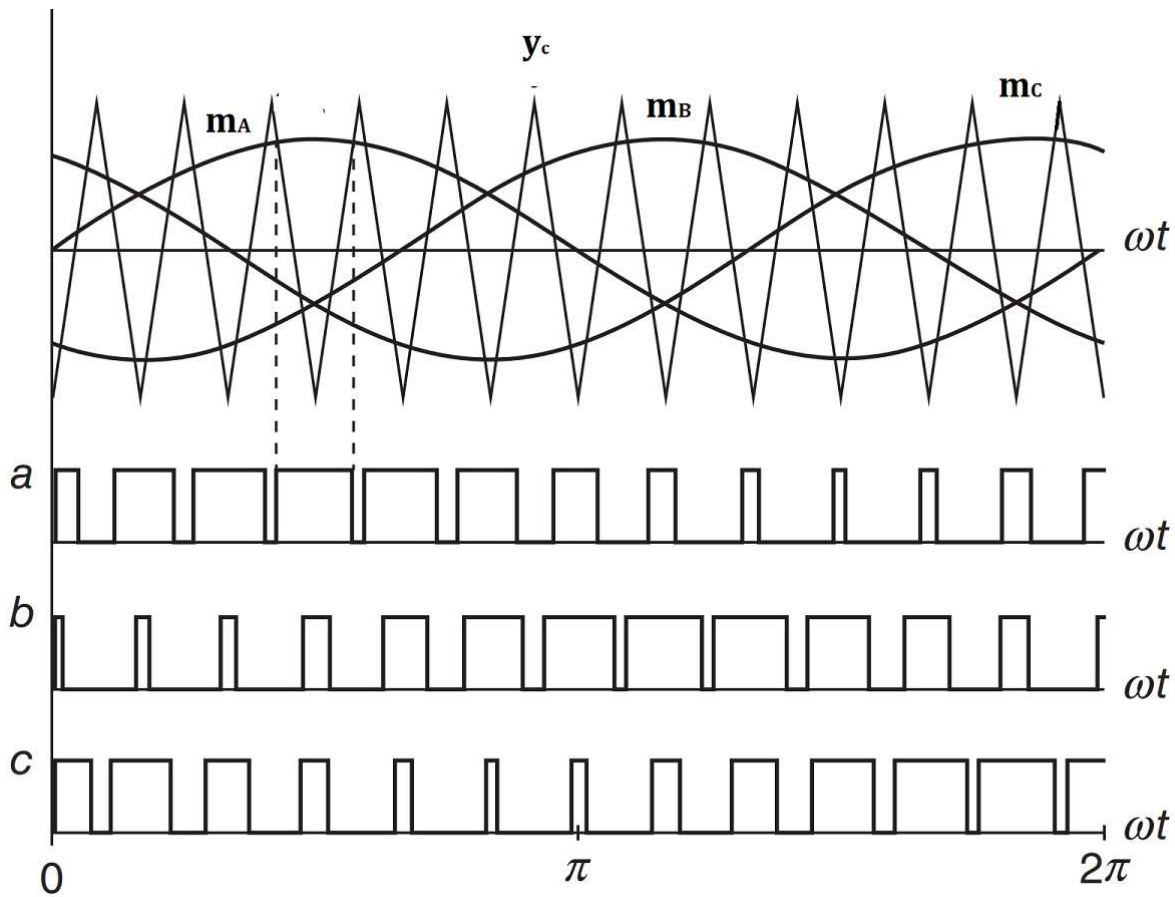
Talasni oblici faznih napona su prikazani na slici (87).



Slika 87: Fazni naponi invertora

Svi naizmenični naponi u ovom režimu rada invertora imaju karakteristične talasne oblike sačinjene od pravougaonika. U literaturi se ovaj režim rada invertora koji se karakteriše naizmeničnim pravougaonim segmentima i jednakošću periode prekidačkih funkcija i periode trofaznog naizmeničnog napona naziva "Square wave mode". Da bi na izlazu invertora mogli generisati naizmenični napon koji je upravljiv i po amplitudi i po učestanosti neophodno je da unutar željene periode naizmeničnog napona invertora prekidačka funkcija bude tako definisana, da generiše veći broj impulsa različitih širina na dužini periode naizmeničnog napona. Ovakav režim invertora poznat je pod nazivom impulsno širinska modulacija ili PWM što je akronim od "Pulse Width Modulation". Osnovni metod PWM invertora zasniva se na generisanju upravljačkih impulsa IGBT tranzistora na osnovu poređenja sinusne modulacione signala i trougaonog signala nosioca. Pri tom je amplituda modulacionog signala

uvek manja od amplitude signala nosioca. Odnos tih amplituda definiše amplitudni indeks modulacije $0 \leq M \leq 1$. Opseg promene amplitudnog indeksa modulacije određuje i opseg (U,f) regulisanja asinhronog vučnog motora. Učestanost modulacionog signala je ista kao osnovna učestanost naizmeničnog napona invertora. Učestanost signala nosioca je $p > 1$ puta veća od učestanosti modulacionog signala, tako da se naizmenični signal na izlazu invertora sastoji od p impulsa na dužini periode. Ceo broj p naziva se freventni indeks modulacije. Kontrolom amplitudnog indeksa modulacije se kontroliše amplituda naizmeničnog napona invertora dok se kontrolom učestanosti modulacione funkcije upravlja učestanošću naizmeničnog napona invertora. Na ovaj način se ostvaruje preduslov za upravljanje momentom i brzinom asinhronog vučnog motora. Na slici (88)



Slika 88: Generisanje prekidačkih funkcija $a(\omega t)$, $b(\omega t)$, $c(\omega t)$ za $p=12$

Modulaciona funkcija ima učestanost kao i učestanost naizmeničnog napona na izlazu invertora. Ovo znači da se kontrolom učestanosti f modulacione funkcije kontroliše učestanost naizmeničnog napona invertora. Dodatno, kontrolom i oblikovanjem širina impulsa prekidačke funkcije na dužini periode modulacione funkcije upravljamo amplitudom korisne komponente naizmeničnog napona invertora. Saglasno izrazu (4) korisne komponente trofa-

znog naizmeničnog napona u_{A0}, u_{B0}, u_{C0} su:

$$u_{A0} = \frac{MU_d}{2} \sin(\omega t) \quad (85)$$

$$u_{B0} = \frac{MU_d}{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (86)$$

$$u_{C0} = \frac{MU_d}{2} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (87)$$

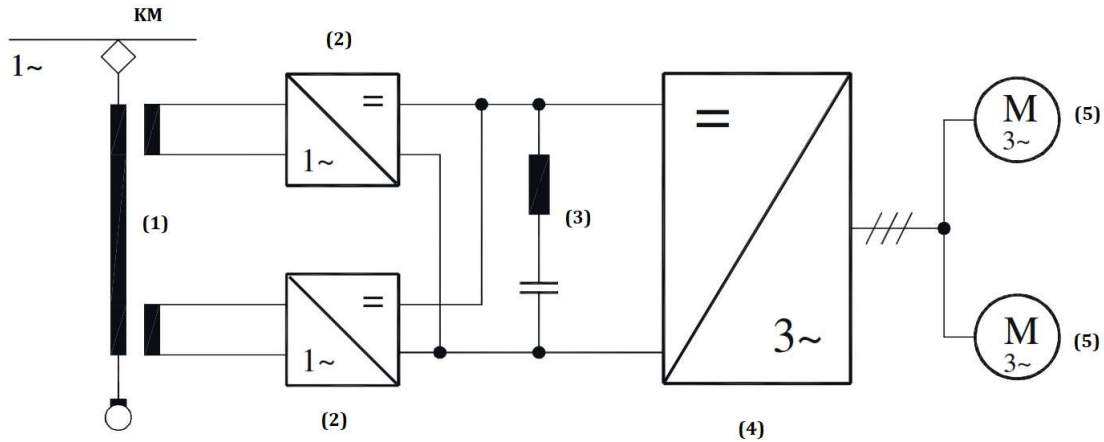
Linijski naponi korisnih komponenti u_{AB}, u_{BC}, u_{CA} se nalaze na osnovu (9),(10) i (11) , koristeći trigonometrijski identitet $\sin x - \sin y = 2 \cos \frac{x+y}{2} \sin \frac{x-y}{2}$:

$$u_{AB} = \sqrt{3} \frac{MU_d}{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (88)$$

$$u_{BC} = \sqrt{3} \frac{MU_d}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (89)$$

$$u_{CA} = \sqrt{3} \frac{MU_d}{2} \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \quad (90)$$

Upravljanjem amplitudnim modulacionim indeksom primenom sinusne modulacione funkcije maksimalna amplituda korisne prostoperiodične komponente iznosi prema (19),..., (21) $\sqrt{3} \frac{U_d}{2}$ korisna komponenta linijskog u slučaju pravougaonog režima rada iznosi $U_d \frac{2\sqrt{3}}{\pi}$. Dostizanje ove vrednosti napona nakon iscrpljenih mogućnosti prethodno opisane sinusne modulacije naziva se nadmodulacija izlaznog napona invertora. Invertor ima sposobnost dvosmernog toka snage bez ikakvih promena u strukturi koja je prikazana na slici (8) što znači da u režimu kočenja motor radi kao generator a invertor kao ispravljač menjajući smer struje na jednosmernoj strani. Da bi ovako usmerena snaga mogla da se prenese na primarnu mrežu u procesu takozvanog rekuperativnog kočenja neophodno je da uređaj ima mogućnost da radi tako i kao ispravljač i kao invertor u odnosu na kontaktnu mrežu. Takvi pretvarači poznati su u literaturi kao četvorokvadrantni i biće detaljnije opisani u sledećem poglavlju. Na sledećoj slici prikazana je strukturna blok šema elektro vučnog vozila sa asinhronim vučnim motorima a cilj prethodnog izlaganja je bio da razumete strukturu ovakvih dijagrama i da znate ulogu i funkcije sastavnih sklopova.

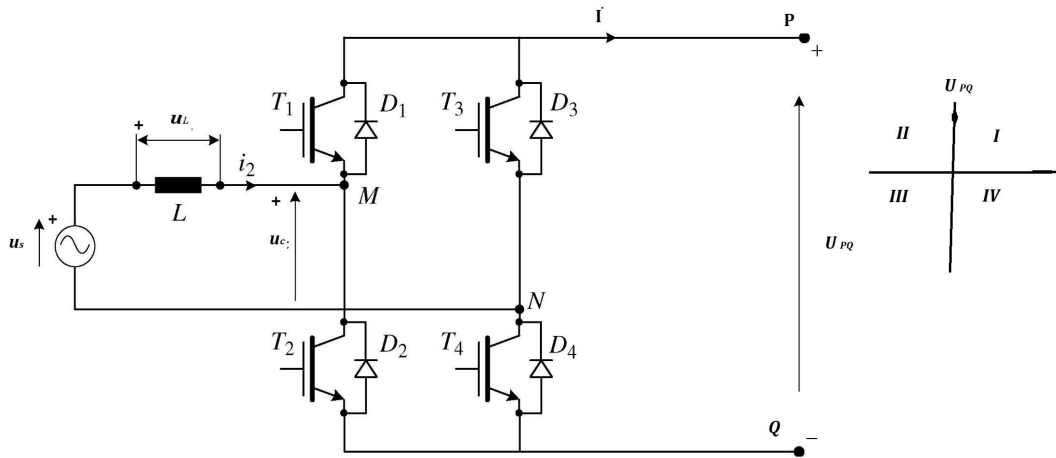


Slika 89: Blok dijagram elektrovučnog vozila naizmeničnog sistema sa asinhronim vučnim motorima. (1) Vučni transformator (2) četvorokvadrantni pretvarači. (3) filter u jednosmernom kolu, (4) inverter (5) Vučni motori

1.14 Četvorokvadrantni ulazni pretvarač

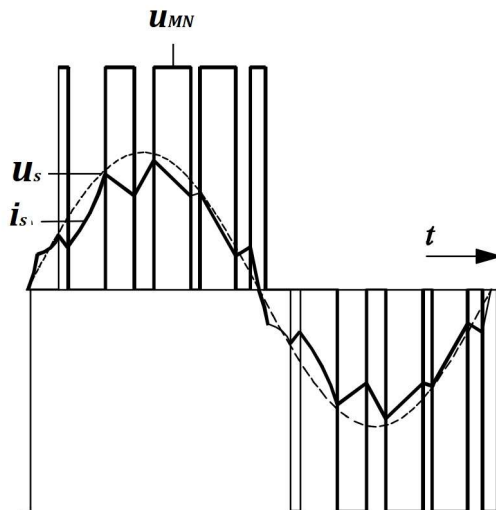
Analizirajući rad asinhronog motora u vuči posvetili smo pažnji trofaznom naponskom invertoru. Ulazni napon je modelovan pomoću idealnog jednosmernog izvora čija je unutrašnja otpornost zanemarljiva što znači da je taj napon konstantan nezavisno od strujnog opterećenja. Kad su u pitanju naizmenični sistemi električne vuče konvertor tipa AC/DC je bazični sklop koji se instalira iza sekundara vučnog transformatora. Vučna vozila sa jednosmernim vučnim motorima su prvobitno napajana preko nekontrolisanih diodnih ispravljača koji su na izlazu davali usmereni valoviti napon direktno zavistan od amplitude naizmeničnog napona na ulazu. Razvoj energetske elektronike doveo je do primene tiristora i primene mrežno upravljivih ispravljača sa faznim upravljanjem paljenjem tiristora sa simetričnim ili asimetričnim strukturama mosta. Srednja vrednost usmerenog napona je funkcija amplitude ulaznog naizmeničnog napona i ugla kojim se upravlja uključanje tiristora. Ovi ispravljači imaju proverene nedostatke zbog njihovog uticaja na primarnu kontaktnu mrežu. U kontaktnoj mreži se generišu strujni harmonici koji su posledica uticaja induktivne prigušnice u jednosmernom kolu za napajanje vučnih motora. Pogoršan faktor snage je posledice karakterističnog rada asimetričnog tiristorskog mosta. Kad su jednosmerni vučni motori zamenjeni trofaznim asinhronim motorima prva rešenja AC/DC konvertora bila su bazirana na simetričnim ili asimetričnim tiristorskim ispravljačima. Ovakva rešenja su dalje povećala nedostatke vezane za loš faktor snage i faktor distorzije naizmenične struje koji je mera odstupanja oblika naizmenične struje od idealne sinusoide. Ovi nedostaci su se naročito ispoljavali kod masovne upotrebe lokomotiva snaga između 5 i 6 MW jer je uticaj na kontaktnu mrežu veoma izražen. Drugi važan nedostatak se odnosio na rekuperativno kočenje koje je u slučaju asimetričnog tiristorskog mosta nemoguće. Primenom simetričnog tiristorskog mosta generisana električna snaga usled rekuperacije je bila izobličena u odnosu na snagu sa sinusoidalnim vrednostima struje i napona. Ozbiljni problemi su rešeni uvođenjem potpuno kontrolisanih konvertora koji se u literaturi nazivaju četvorokvadrantni konvertori. Na slici

(90) prikazana je šema jednofaznog četvoro kvadrantnog konvertora.



Slika 90: Četvorokvadrantni konvertor

Četiri statička prekidača T_1, \dots, T_4 na bazi IGBT tranzistora sa antiparalelnim diodama u konfiguraciji mosta čine topologiju četvorokvadrantnog konvertora. Naizmenični krajevi su M i N na koje su vezani krajevi sekundara transformatora modelovani su pomoću naizmeničnog generatora u_s i redno vezane induktivnosti L . Jednosmerni krajevi na izlazu konvertora oznaceni su sa P i Q . Ako postavimo naponsko strujni koordinatni sistem (U_{PQ}, I_P) konvertor može raditi u dva ispravljačka režima kojima odgovaraju prvi i treći kvadrant i dva invertorska režima kojima odgovaraju drugi i četvrti kvadrant. Odavde zaključujemo da konvertor ima mogućnost dvosmernog toka snage od kojih jedan smer odgovara režimu vuče a drugi režimu rekuperativnog kočenja sa vraćanjem energije u mrežu. Induktivnost u serijskoj vezi sa naizmeničnim naponskim generatorom modeluje sekundar vučnog transformatora. kondenzator na jednosmernoj strani ima ulogu da priguši pulsacije napona obezbeđujući konstantan napon na ulaznim krajevima naponskog invertora vučnih motora. Prvi zadatak koji konvertor treba da ispuni je da fundamentalna komponenta struje koju vozilo uzima iz kontaktne mreže ima faktor snage $\cos \phi_1 = 1$ a drugi se odnosi na faktor distorzije naizmenične struje kojim se meri izobličenje u odnosu na sinusoidalnu struju. Ovakav cilj se ispunjava pogodnim variranjem vremena uključenosti statičkih prekidača u granama prekidača. Na slici je prikazan talasni oblik napona između krajeva M i N koji je u pozitivnoj poluperiodi generisan podešavanjem stanja uključenosti prekidača T_2 , dok su ostali IGBT prekidači u konvertoru isključeni a strujno kolo se osim preko T_2 zatvara preko diode D_4 , u_s i L . Kad je T_2 isključen strujnokolo je zatvoreno preko $u_s \Rightarrow L \Rightarrow D_1 \Rightarrow U_{PQ} \Rightarrow D_4 \Rightarrow u_s$ U negativnoj poluperiodi napona u_s aktivan je prekidački element T_4 a postupak generisanja negativne poluperiode napona u_{MN} je analogan onom koji je opisan za pozitivnu poluperiodu.



Slika 91: $u_{MN} = u_c$ naizmjenični složeno periodični napon na ulazu konvertora, u_s sinusni naizmjenični napon sekundara transformatora, i_s složeno periodična naizmjenična struja u fazi sa u_s , $\cos \phi = 1$

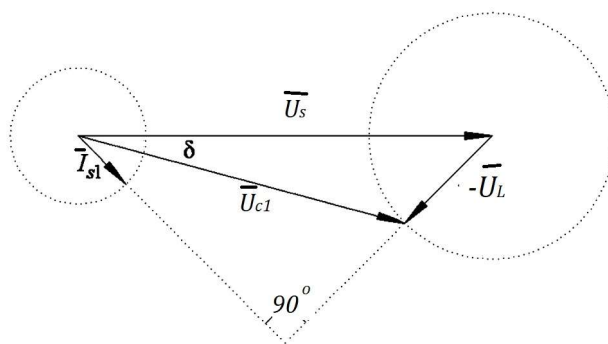
Ako osim induktivnosti L u kolu sekundara transformatora zanemarimo ekvivalentnu otpornost namotaja sekundara transformatora R tada fundamentalne komponente složeno periodičnih veličina prikazujemo pomoću sledećih opštih izraza:

$$u_s = \sqrt{2}U_s \sin(\omega t) \quad (91)$$

$$u_{c1} = \sqrt{2}U_{c1} \sin(\omega t - \delta) \quad (92)$$

$$i_{s1} = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega t - \phi) \quad (93)$$

Fazorski dijagram struja i napona koje su prikazane jednačinama (22),(23),(24) prikazan je na slici (92).



Slika 92: Fazorski dijagram pri $0 < \phi < \frac{\pi}{2}$

Iz fazorskog dijagrama na slici (92) ugao između fazora \overline{U}_s i fazora $-\overline{U}_L$ je $(\frac{\pi}{2} - \phi)$, $U_L = XI_{s1}$ Postupak kojim se izračunava aktivna snaga je sledeći: Na osnovu sinusne teoreme

je:

$$\begin{aligned}\frac{U_{c1}}{\sin\left(\frac{\pi}{2}-\phi\right)} &= \frac{XI_{s1}}{\sin\delta} \\ I_{s1}\cos(\phi) &= \frac{U_{c1}\sin\delta}{X} \\ P = U_s I_{s1}\cos(\phi) &= U_s \frac{U_{c1}\sin\delta}{X}\end{aligned}$$

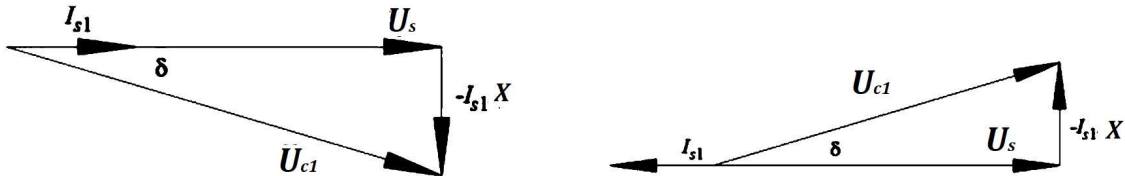
Efektivna vrednost napona na sekundaru transformatora U_s može se izraziti kao zbir projekcija fazora \bar{U}_{c1} i \bar{U}_L na liniju fazora \bar{U}_s .

$$XI_{s1}\sin\phi + U_{c1}\cos(\delta) \quad (94)$$

Koristeći (94), reaktivna snaga je:

$$Q = U_s I_{s1}\sin(\phi) = U_s \frac{U_s - U_{c1}\cos(\delta)}{X} \quad (95)$$

Kada je $\phi = 0$ $\cos\delta = \frac{U_s}{U_{c1}}$ Na slici (93) ,levo, je prikazan fazorski dijagram napona i struja kada konvertor radi kao ispravljač sa jedinичnim faktorom snage $\cos\phi = 1$ što znači da je tok snage od naizmjenične prema jednosmernoj i da su naizmjenični napon i fundamentalna komponenta struje u fazi. Na slici (93), desno, je prikazan fazorski dijagram napona i struja kada četvorokvadrantni konvertor radi kao invertor i $\cos\phi = -1$. Takav način rada povezan je sa rekuperativnim kočenjem koje je uzrokovano promenom režima rada asinhronne vučne mašine. U režimu toka snage iz mreže prema jednosmernom kolu ugao $0 \leq \phi < \frac{\pi}{2}$ dok je u režimu koji odgovara suprotnom smeru toka snage $\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \pi$. U vučnom režimu $\delta > 0$ dok je u režimu električnog kočenja sa rekuperacijom $\delta < 0$.



Slika 93: Fazorski dijagram struja i napona u režimu vuče pri $\cos\phi = 1$ i u režimu kočenja sa $\cos\phi = -1$, $X = \omega L$

Kad posmatramo tok snage kroz četvorokvadrantni konvertor smatraćemo da se ona prenosi bez gubitaka. Trenutne snaga na ulazu konvertora jednaka je trenutnoj snazi na izlazu:

$$p_{c1} = u_{c1}i_{s1} = U_d i_d = p_d$$

Trenutna vrednost struje i_d dobija se koristeći izraze (23) i (24):

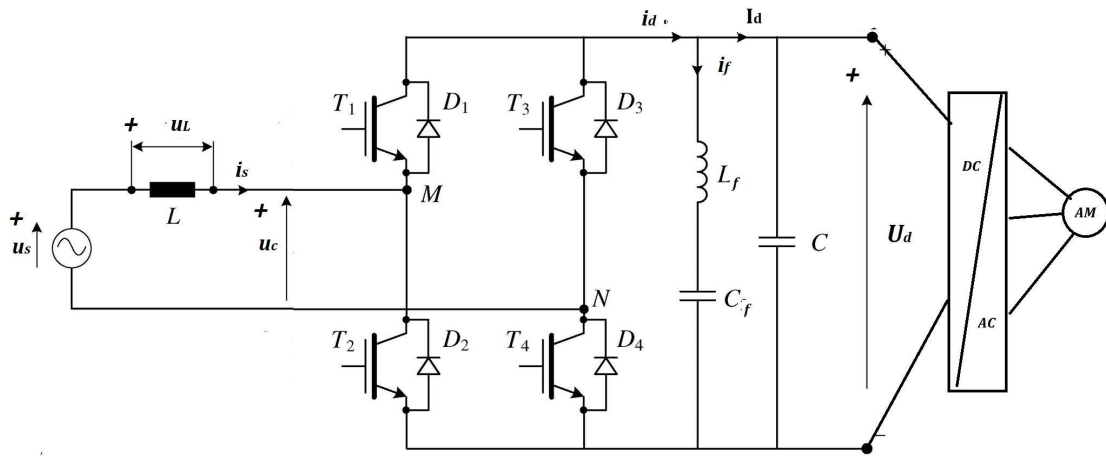
$$\begin{aligned}i_d &= \frac{u_{c1}i_{s1}}{U_d} \\ i_d &= \frac{U_{c1}I_{s1}}{U_d} 2\sin(\omega t - \delta)\sin(\omega t - \phi)\end{aligned}$$

Nakon transformacije jednostavne trigonometrijske transformacije dobija se izraz odakle se zaključuje da na jednosmernoj strani strja i_d osim korisne jednosmerne komponente sadrži naizmeničnu komponentu učestanosti 2ω .

$$i_d = \frac{U_{c1} I_{s1}}{U_d} (\cos(\phi - \delta) - \cos(2\omega t - \delta - \phi)) \quad (96)$$

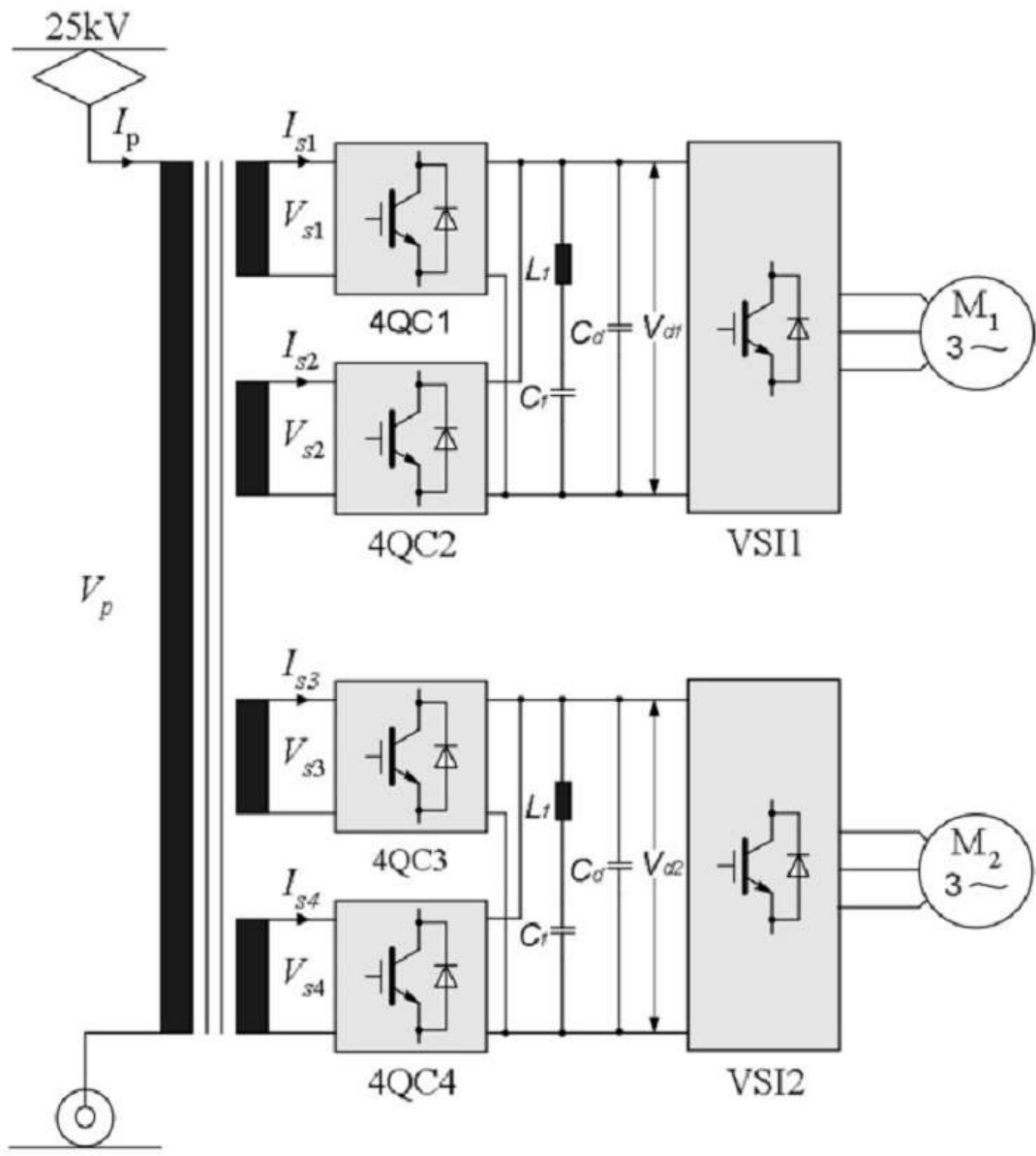
Naizmeničnu komponentu je potrebno eliminisati pre ulaza u naponski inverter vučnog motora. U tom cilju se na jednosmernoj strani pre kondenzatora C postavlja grana sa rednom vezom elemenata C_f i L_f podesenih da budu u rezonaciji na kružnoj učestanosti 2ω . Na ovaj način se filtrira struja data izrazom (25). U jednosmernom kolu desno od rezonantne grane postojati samo jednosmerna komponenta:

$$I_d = \frac{U_{c1} I_{s1}}{U_d} \cos(\phi - \delta) \quad (97)$$



Slika 94: Šema osnovnih blokova u vučnom sistemu sistema jednog motora

Zadatak za vežbu: Nacrtati pogonski sistem vuče (slika 19) i objasniti glavne elemente pogonskog sistema. BLOK ŠEMA VUČNOG VOZILA BoBo SA ASINHRONOM VUČOM



Slika 95: Primer EVV Lokomotive BoBo 2 četvorokvadrantna pretvarača po obrtnom postolju u kaskadnoj vezi