

Prof. dr. sc. Viktor Šunde

Prof. dr. sc. Željko Jakopović

Prof. dr. sc. Zvonko Benčić

# PRAKTIKUM UČINSKE ELEKTRONIKE

S virtualnim laboratorijskim vježbama

Zagreb, 2012. godina

.....

# I. Osnovne komponente i sklopovi

## 1. TEORIJSKI PRIKAZ

### 1.1. Statički modeli poluvodičkih ventila

Osnovne komponente u uređajima učinske elektronike su učinski poluvodički ventili (diode, tranzistori, tiristori), magnetske komponente (prigušnice i transformatori) i kondenzatori. Poluvodički ventili, zajedno s ostalim potrebnim komponentama, čine elektroničke sklopke. Prigušnice i kondenzatori se obično koriste u izmjeničnim i istosmjernim filtrima, te u krugovima zaštite. Iz razloga djelotvornosti, otpornici se koriste samo tamo gdje je to nužno (regulacijski krugovi, krugovi zaštite, signalizacije).

Idealni elektronički ventil je bez sklopnih gubitaka i bez propusnih i zapornih gubitaka. Zahtjev da je bez sklopnih gubitaka podrazumjeva trenutno uklapanje i isklapanje. Zahtjev da je bez propusnih i zapornih gubitaka zahtijeva da je struja kroz ventil jednaka nuli, kada ventil ne vodi, i da je napon na ventilu jednak nuli, kada ventil vodi. Stvarni elektronički ventil ima propusne i zaporne gubitke te sklopne gubitke.

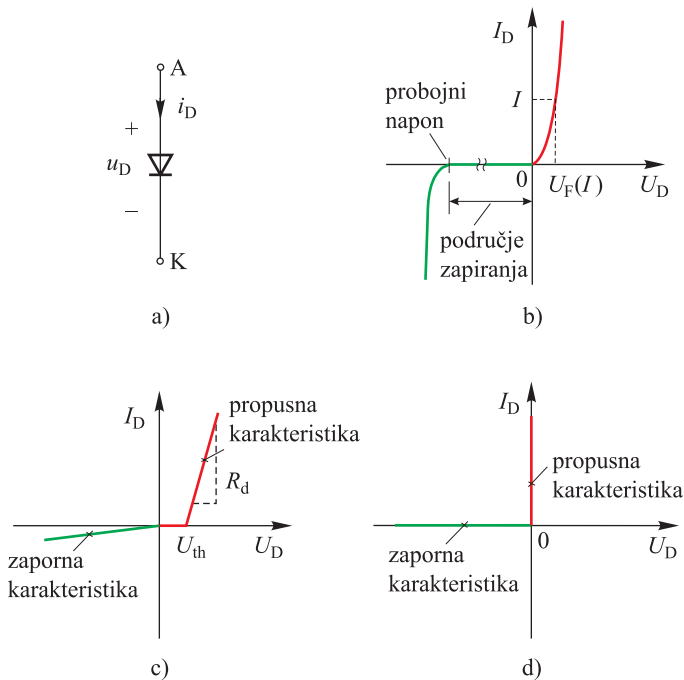
S obzirom na upravljivost, učinski poluvodički ventili se dijele na neupravljive, poluupravljive i punoupravljive. Poluupravljivi ventili se mogu uklopiti ali ne i iskllopiti upravljačkim signalom. Isklapaju kada struja kroz njih padne na nulu. Punoupravljivi ventili se mogu uklopiti i iskllopiti upravljačkim signalom.

Statički modeli modeliraju statičke karakteristike ventila. Koristeći se tim modelima mogu se predstaviti samo propusni i zaporni gubici. Dinamički modeli su složeniji i modeliraju osim statičke karakteristike i dinamičko ponašanje ventila. Pomoću tih modela mogu se predstaviti i sklopni gubici ventila.

Simulacijski program *Simplorer* ima ugrađen model idealne sklopke kao i statičke i dinamičke modele većine poluvodičkih ventila. Svi navedeni modeli nalaze se unutar baze *Basics*.

### 1.1.1. Model diode

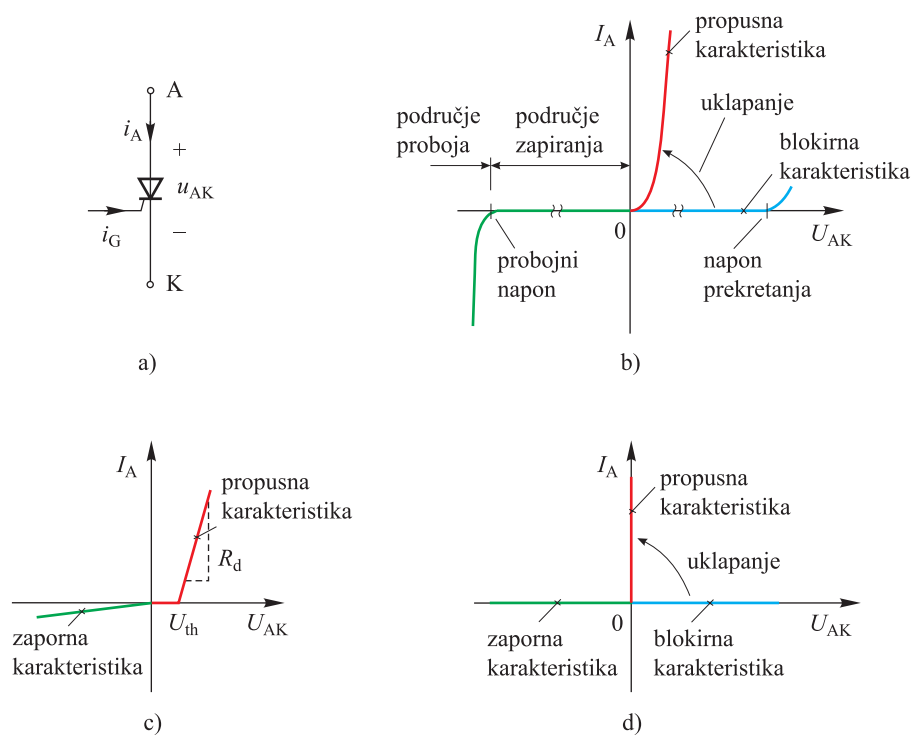
Dioda je neupravljivi ventil. Može držati zaporni napon (negativni napon između anode i katode). Uklapa (provede struju) kada je napon između anode i katode pozitivan. Isklapa kada struja padne na nulu. Simbol diode i statičke karakteristike stvarne i idealne diode su prikazane na slici I.1. Pad napona u vođenju učinkih dioda je 1 ... 1,5 V.



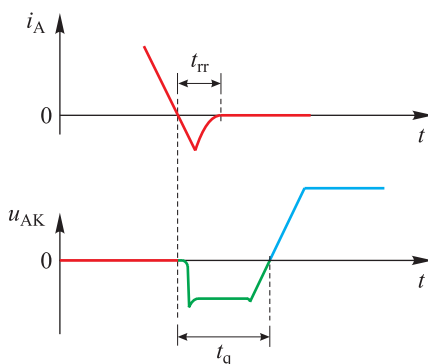
Sl. I.1.: Dioda: a) simbol, b)  $U-I$  karakteristika stvarne diode, c)  $U-I$  karakteristika idealizirane diode i d)  $U-I$  karakteristika idealne diode

### 1.1.2. Model tiristora

Tiristor je poluupravljivi ventil. Može držati zaporni i blokirni napon (pozitivni napon između anode i katode). Provede struju kada je napon između anode i katode pozitivan i kada je na upravljačkoj elektrodi (engl. *gate*) odgovarajući pozitivni strujni pobudni impuls. Ne može isključiti impulsom na upravljačkoj elektrodi već kada struja padne na nulu. Simbol tiristora i statičke karakteristike stvarnog i idealnog tiristora su prikazane na slici I.2.



Sl. I.2.: Tiristor: a) simbol, b)  $U-I$  karakteristika stvarnog tiristora, c)  $U-I$  karakteristika idealiziranog tiristora i d)  $U-I$  karakteristika idealnog tiristora

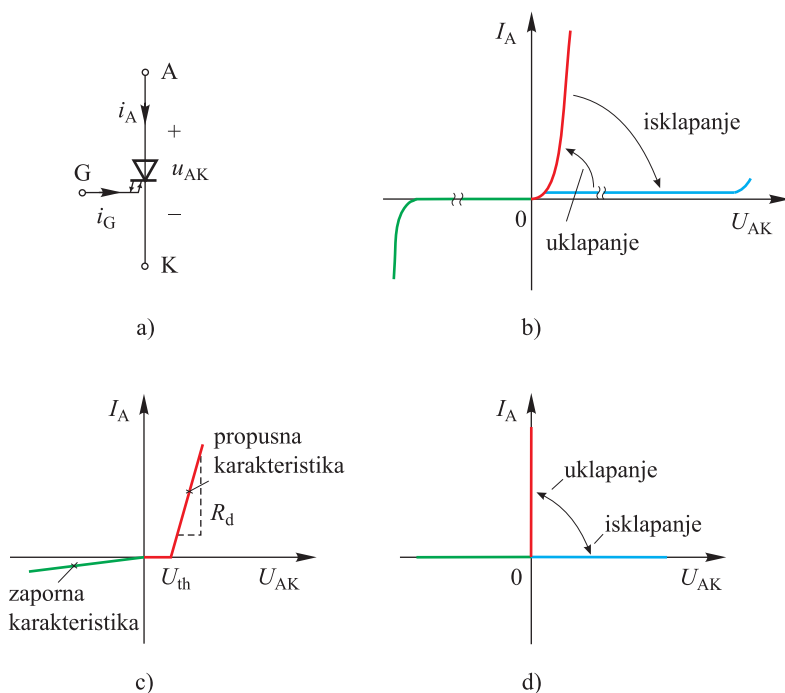


Sl. I.3.: Naponsko-strujni odnosi tijekom oporavljanja tiristora

Već na razini osnovne analize sklopova učinkne elektronike treba u model tiristora uvesti vrijeme oporavljanja. Vrijeme oporavljanja je vrijeme unutar kojeg tiristor ponovo, nakon vođenja, stječe sposobnost blokiranja. Vrijeme oporavljanja treba biti 1,5 ... 2 puta manje od minimalnog vremena odmaranja, slika I.3.

### 1.1.3. Model geitom isklapivog tiristora (GTO-tiristora)

GTO-tiristor (engl. *gate turn off thyristor*, GTO) je upravljivi ventil. Može držati zaporni i blokirni napon. Provede struju kada je napon između anode i katode pozitivan i kada je na upravljačkoj elektrodi odgovarajući pozitivni strujni pobudni impuls. Isklapa odgovarajućim negativnim strujnim impulsom na upravljačkoj elektrodi. Simbol tiristora i statičke karakteristike stvarnog i idealnog geitom isklapivog tiristora prikazane su na slici I.4.

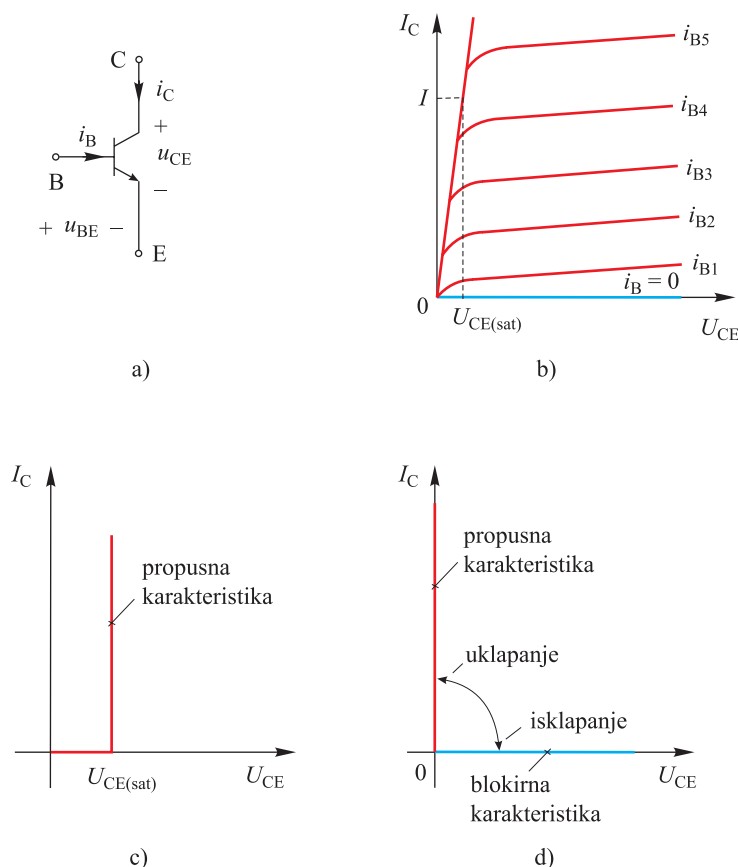


Sl. I.4.: Upravljačkom elektrodom isklapivi tiristor a) simbol, b)  $U - I$  karakteristika stvarnog tiristora, c)  $U - I$  karakteristika idealiziranog tiristora i d)  $U - I$  karakteristika idealnog tiristora

### 1.1.4. Model bipolarnog tranzistora

Bipolarni tranzistor (engl. *bipolar junction transistor*, BJT) je punoupravljivi ventil. Ne može držati zaporni napon. Može držati samo blokirni napon. Provede struju kada je napon između emitera i kolektora pozitivan i kada je na bazi odgovarajući pozitivni strujni pobudni impuls. Isklapa odgovarajućim negativnim strujnim impulsom na bazi.

U sklopovima učinkne elektronike bipolarni tranzistori većinom rade u području zasićenja. Simbol i statičke karakteristike stvarnog i idealnog bipolarnog tranzistora u sklopnom načinu rada prikazane su na slici I.5.

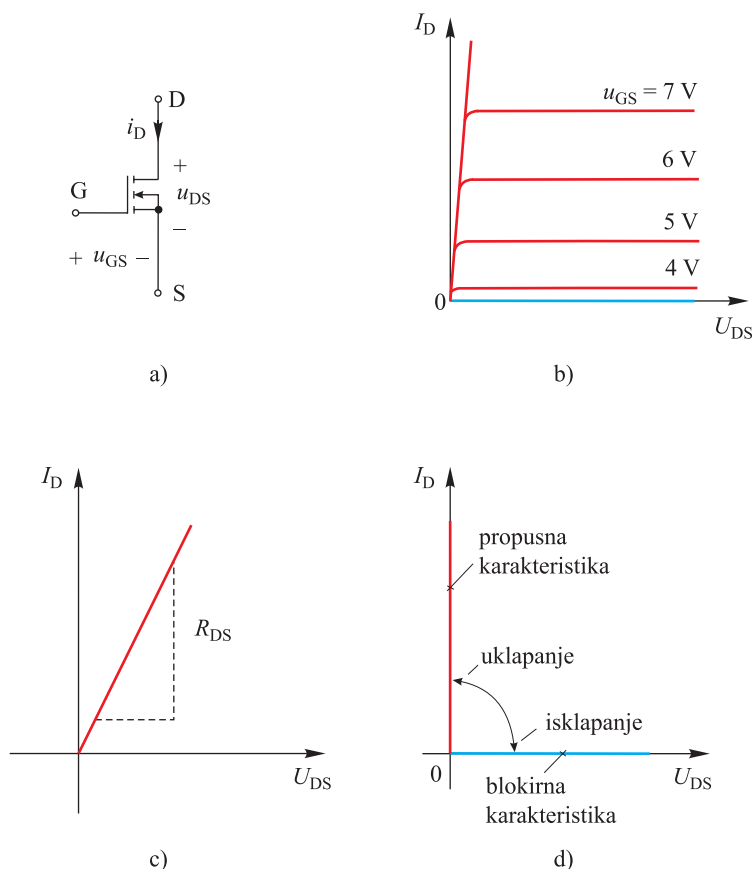


**Sl. I.5.:** Bipolarni tranzistor: a) simbol, b)  $U - I$  karakteristika stvarnog tranzistora, c)  $U - I$  karakteristika idealiziranog tranzistora u sklopnom načinu rada i d)  $U - I$  karakteristika idealnog tranzistora u sklopnom načinu rada

### 1.1.5. Model MOSFET-a

MOSFET (engl. *metal-oxide-semiconductor field-effect-transistor*, MOSFET) je punoupravljivi ventil. Ne može držati zaporni napon. Može držati samo blokirni napon. Provede struju kada je napon između uvoda i odvoda pozitivan i kada je na upravljačkoj elektrodi odgovarajući pozitivni naponski pobudni impuls. Isklapa kada je napon između uvoda i upravljačke elektrode negativan. Simbol MOSFET-a i statičke karakteristike stvarnog i idealnog MOSFET-a u sklopnom načinu rada prikazane su na slici I.6.

U učinkoj elektronici MOSFET radi u području zasićenja. U stanju vođenja MOSFET se ponaša kao otpornik otpora  $R_{DS(on)}$ .

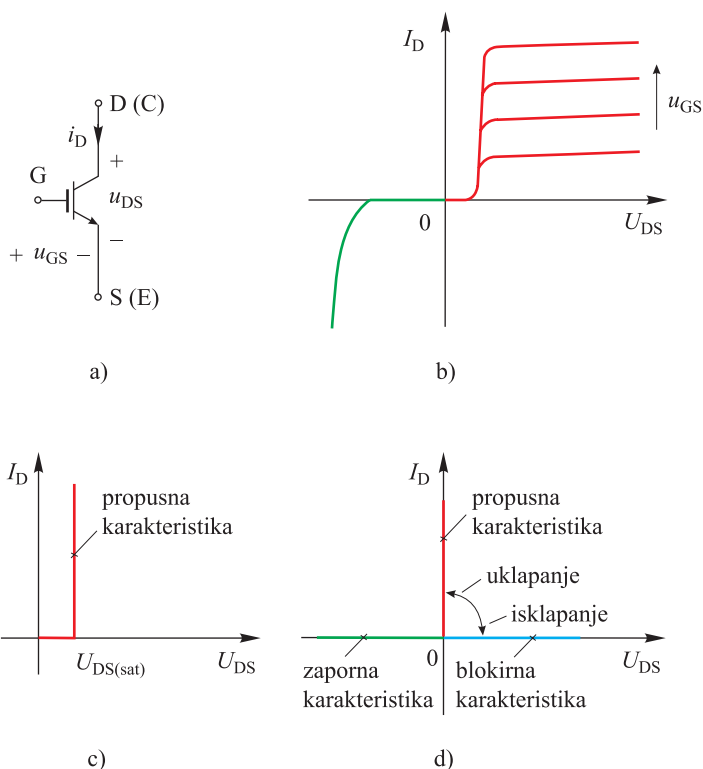


**Sl. I.6.:** MOS-tranzistor s učinkom polja: a) simbol, b)  $U - I$  karakteristika stvarnog tranzistora, c)  $U - I$  karakteristika idealiziranog tranzistora u sklopnom načinu rada i d)  $U - I$  karakteristika idealnog tranzistora u sklopnom načinu rada

### 1.1.6. Model IGBT-a

IGBT (engl. *insulated gate bipolar transistor*, IGBT) je punoupvljivi ventil. Može držati blokirni napon. Neke izvedbe IGBT-a mogu držati i zaporni napon. Provede struju kada je napon između uvida i odvoda pozitivan i kada je na upravljačkoj elektrodi odgovarajući pozitivni naponski pobudni impuls. Isklapa kada je napon između uvida i upravljačke elektrode negativan. Upravljanje je naponsko, gotovo bez gubitaka. Upravljački krug IGBT-a je sličan kao kod MOSFET-a. Simbol i statičke karakteristike stvarnog i idealnog IGBT-a u sklopnom načinu rada prikazane su na slici I.7.



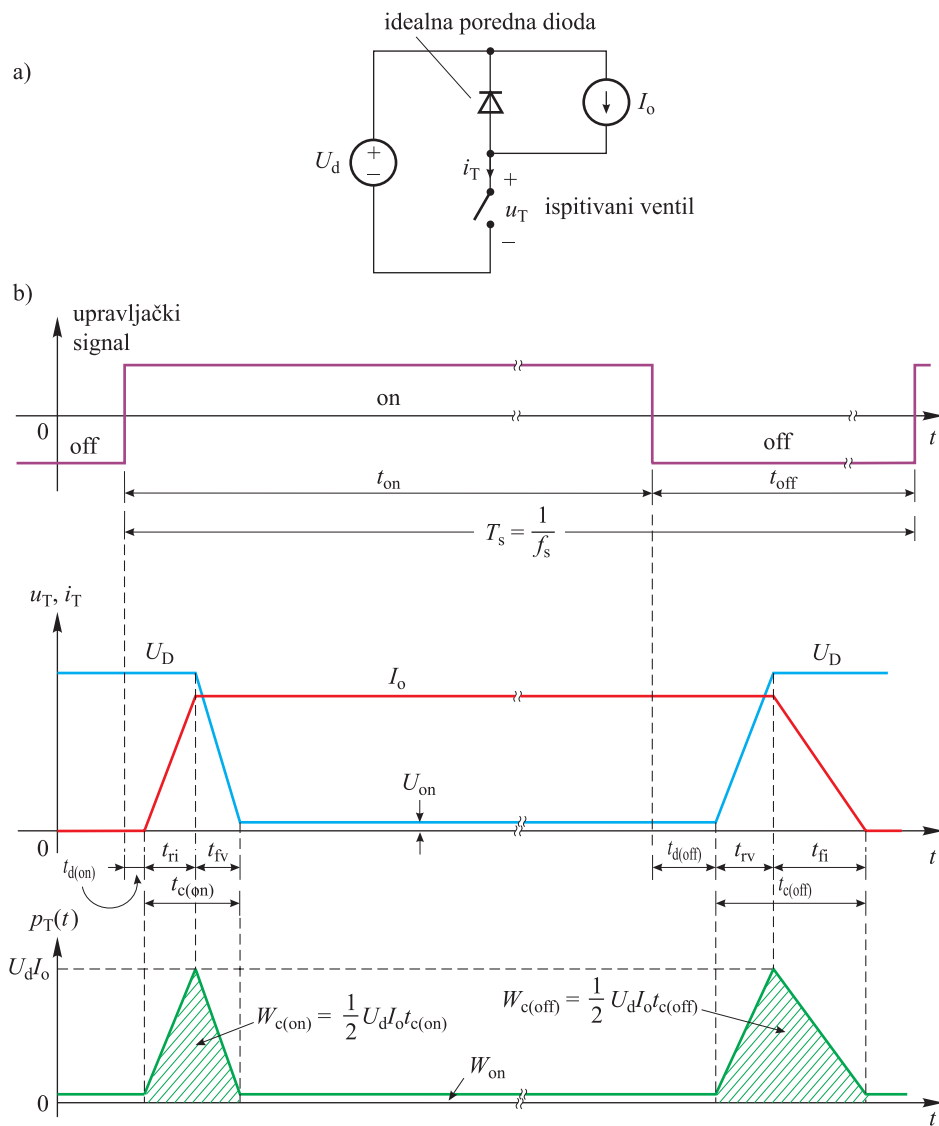


Sl. 1.7.: Bipolarni tranzistor s izoliranom upravljačkom elektrodom: a) simbol, b)  $U - I$  karakteristika stvarnog tranzistora, c)  $U - I$  karakteristika idealiziranog tranzistora u sklopnom načinu rada i d)  $U - I$  karakteristika idealnog tranzistora u sklopnom načinu rada

### 1.1.7. Sklop za ispitivanje poluvodičkih ventila

Na slici I.8.a) prikazana je nadomjesna shema ispitnog sklopa pomoću kojeg se ispituju osnovna sklopna svojstva poluvodičkih ventila. Na ulazu u sklop je istosmjerni naponski izvor. Simbol mehaničke sklopke u shemi predstavlja ispitivani poluvodički ventil koji uklapa i sklapa induktivno trošilo. Paralelno induktivnom trošilu nalazi se poredna dioda.

Na slici I.8.b) prikazani su valni oblici varijabli grana ispitnog sklopa. Prvi valni oblik predstavlja upravljački signal. Pojavom pozitivnog upravljačkog signala započinje uklapanje ventila. Porast struje kroz ventil kasni neko vrijeme, a zatim struja linearno raste. Za vrijeme porasta struje napon na sklopki linearno pada. Slično se dešava tijekom isklapanja, kada je upravljački signal negativan. Opadanje struje kroz ventil kasni neko vrijeme, a zatim struja linearno pada. Za to vrijeme napon na ventilu linearno raste. Zadnji valni oblik na slici I.8.b) je vremenski tijek gubitaka. Gubici se sastoje od gubitaka vođenja i sklopnih gubitaka. Sklopni gubici postaju dominantni na višim sklopnim frekvencijama.

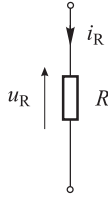


Sl. I.8.: Ispitivanja karakteristika poluvodičkih ventila: a) ispitni sklop, b) naponsko i strujno naprezanje ispitivanog ventila

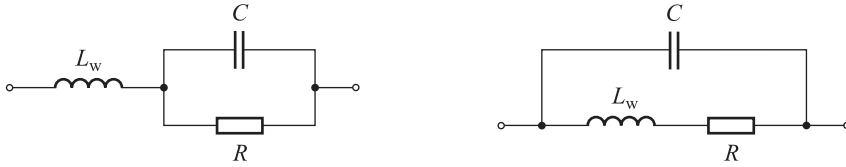
## 1.2. Modeli otpornika

Na slici I.9. prikazan je simbol otpornika s referentnim smjerom struje i polaritetom napona. Veza između napona i struje otpornika dana je sljedećim izrazom:

$$i_R(t) = \frac{u_R(t)}{R}.$$



Sl. I.9.: Simbol otpornika s referentnim smjerom struje i polaritetom napona



Sl. I.10.: Nadomjesna shema otpornika: a) metal-film otpornik i b) žičani otpornik

Ukoliko se otpornik koristi na visokim frekvencijama, veza između napona i struje se ne može opisati samo pomoću otpora  $R$ . Koriste se nadomjesne sheme prema slici I.10.

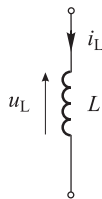
### 1.3. Model prigušnice

Na slici I.11. prikazan je simbol prigušnice s referentnim smjerom struje i polaritetom napona. Veza između napona i struje prigušnice dana je sljedećim izrazom:

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}.$$

U periodičkom radu je:

$$\int_t^{t+T} u_L(\tau) d\tau = 0.$$



Sl. I.11.: Simbol prigušnice s referentnim smjerom struje i polaritetom napona

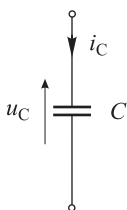
### 1.4. Modeli kondenzatora

Na slici I.12. prikazan je simbol kondenzatora s referentnim smjerom struje i polaritetom napona. Veza između napona i struje kondenzatora dana je sljedećim izrazom:

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt}.$$

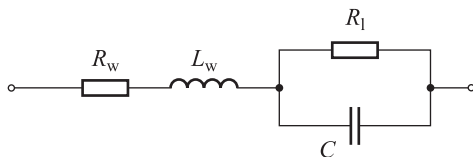
U periodičkom radu je:

$$\int_t^{t+T} i_C(\tau) d\tau = 0.$$



Sl. I.12.: Simbol kondenzatora s referentnim smjerom struje i polaritetom napona

Ukoliko se kondenzator koristi na visokim frekvencijama, veza između napona i struje se ne može opisati samo pomoću kapaciteta  $C$ . Koristi se nadomjesna shema prema slici I.13.



Sl. I.13.: Nadomjesna shema kondenzatora

## 1.5. Modeli magnetski vezanih induktiviteta (dvonamotni transformator)

Na slici I.14. prikazana je nadomjesna shema dvonamotnog transformatora. Veza između napona primara i napona sekundara opisana je sljedećim izrazima:

$$u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}$$

$$u_2 = M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt}$$

gdje je:

- $L_1$  induktivitet primara
- $L_2$  induktivitet sekundara
- $M$  međuinduktivitet.

Koriste se i modeli u kojima se rasipni induktiviteti reduciraju na primarnu ili sekundarnu stranu, slika I.16.

## 1.6. Osnovni sklopovi

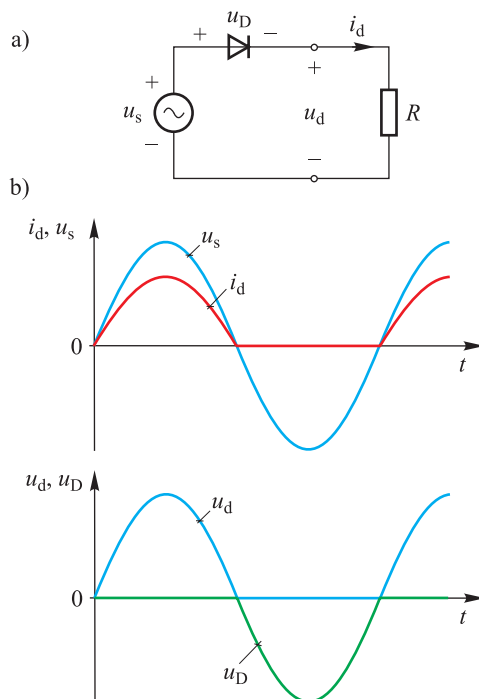
Kod nekih uređaja učinske elektronike potrebno je najprije ulazni izmjenični sinusni napon frekvencije 50 Hz pretvoriti u istosmjerni napon. Najjednostavniji sklop koji može obaviti tu funkciju je poluvalni diodni ispravljač, slika I.17. Ukoliko se još želi dodati mogućnost upravljanja istosmjernim naponom, umjesto diode upotrijebit će se tiristor, ostvarivši poluvalni tiristorski ispravljač.

Ponašanje poluvalnih ispravljača ovisi o tipu priključenog trošila. Trošilo može biti djelatno ( $R_d$ ), induktivno ( $R_d, L_d$ ), s protuelektromotornom silom ( $E$ ) i s porednom diodom (engl. *freewheeling diode*).

### 1.6.1. Poluvalni diodni ispravljač opterećen djelatnim trošilom

Na slici I.17.a) prikazana je shema poluvalnog ispravljača s djelatnim trošilom. Na slici I.17.b) prikazani su valni oblici napona i struje trošila.

Dioda provede u trenutku pojave pozitivnog poluvala napona izmjeničnog izvora  $u_s = \sqrt{2} U_s \sin(\omega t)$ . Budući da je trošilo djelatno, struja trošila je proporcionalna



Sl. I.17.: Poluvalni diodni ispravljač opterećen djelatnim trošilom: a) shema, b) naponsko-strujni odnosi

naponu trošila. Dioda prestaje voditi u trenutku kada struja kroz diodu padne na nulu, odnosno padom napona  $u_s$  na nulu. Jednostavno se može izračunati **srednja vrijednost napona na trošilu  $U_d$** :

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_s \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_s = 0,45 U_s.$$

Trenutačna vrijednost struje trošila prema Ohmovom zakonu je  $i_d = u_d/R$ , pa je srednja vrijednost struje trošila jednaka  $I_d = U_d/R$ .

### 1.6.2. Poluvalni diodni ispravljač opterećen induktivnim trošilom

Induktivno trošilo (serijski spoj otpornika  $R_d$  i prigušnice  $L_d$ ) najčešći je tip trošila u učinkovitoj elektronici, slika I.18 a). Unošenje prigušnice u krug trošila dovodi do bitnih promjena u radu sklopa u odnosu na djelatno trošilo.

Kao i kod djelatnog trošila, vođenje diode počinje u trenutku kada napon izmjeničnog izvora postane pozitivan. Vrijedi diferencijalna jednadžba:

$$u_s = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt}$$

koja ima homogeno (prirodno) i partikularno (prisilno) rješenje:

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U_s}{Z_d} \sin(\omega t - \phi) + A e^{\frac{-R_d t}{L_d}}$$

gdje je:

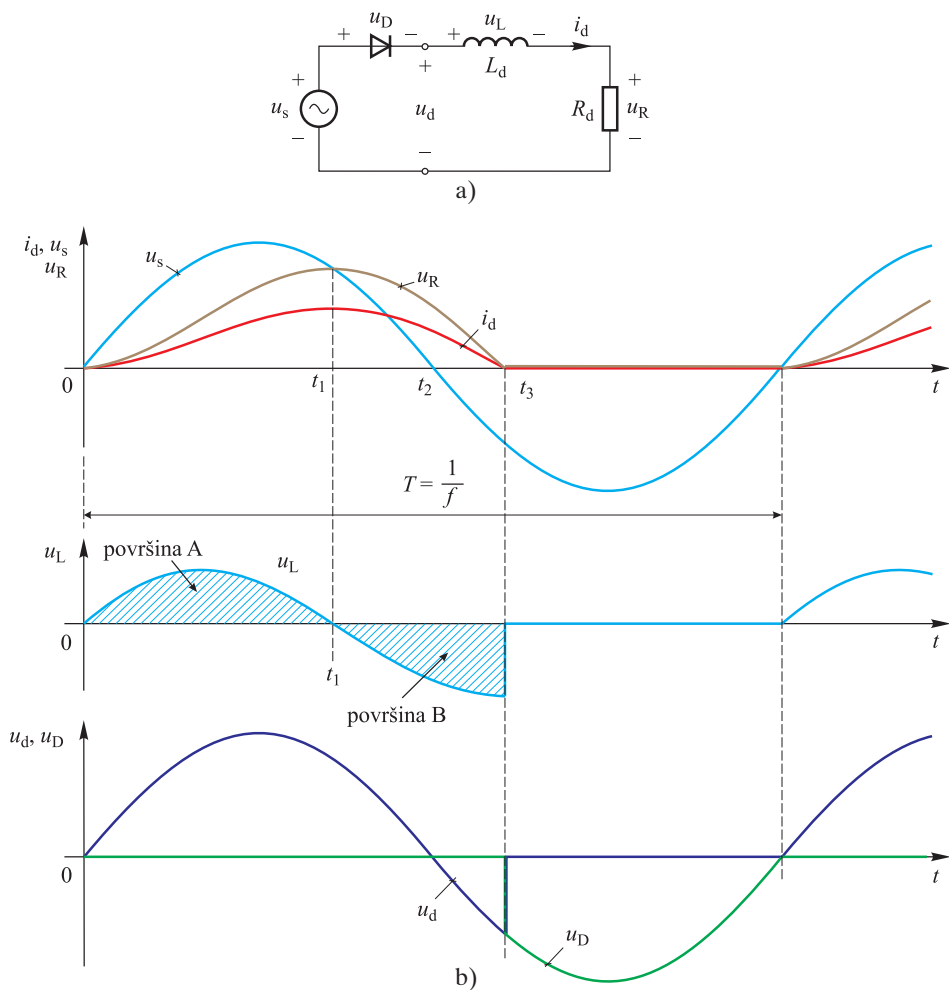
$$Z_d = \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}$$

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{\omega L_d}{R_d} \right)$$

$$A = \frac{\sqrt{2} U_s}{Z_d} \sin \phi = \frac{\sqrt{2} U_s \omega L_d}{Z_d^2}.$$

Vođenje diode ne prestaje s padom napona izmjeničnog izvora na nulu, već struja trošila i dalje teče, iako je napon izvora negativan. Prigušnica ima svojstvo akumuliranja energije, te je u trenutku  $t_2$ , kada napon izvora pada na nulu, u prigušnici akumulirana energija određena strujom  $i_d(t_2)$  koja teče kroz prigušnicu prema prije izvedenom izrazu.

Budući da dioda isklapa tek kada struja kroz nju padne na nulu, to će struja trošila teći sve do trenutka  $t_3$ . Što je prigušnica  $L_d$  većeg induktiviteta (veća vremenska konstanta trošila), to će struja trošila dulje teći, ali najdulje do kraja periode napona



**Sl. 1.18.:** Poluvalni diodni ispravljač opterećen induktivnim trošilom: a) shema, b) naponsko-strujni odnosi

izmjeničnog izvora. Trenutak prestanka vođenja struje trošila  $t_3$  izračunava se iterativnim postupkom ili simulacijom, jer se radi o transcendentnoj jednadžbi.

Poseban slučaj induktivnog trošila je induktivitet ( $R_d = 0$ ). Tada je valni oblik struje trošila  $i_d$  simetričan oko njezine vršne vrijednosti i struja trošila teče cijelu periodu izmjeničnog napona (sklop bez gubitaka). Vrijede slijedeći izrazi za struju trošila:

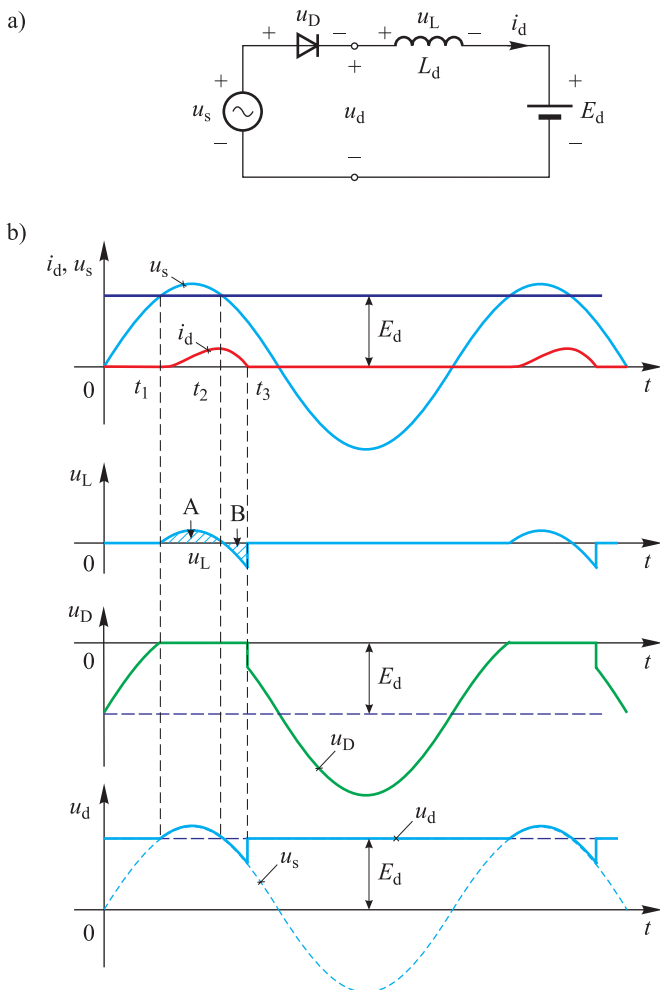
$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L_d} \left[ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{2}\right) \right]$$

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L_d} [1 - \cos(\omega t)].$$

### 1.6.3. Poluvalni diodni ispravljač opterećen trošilom s protuelektromotornom silom

U učinkovitoj elektronici često se u krugu trošila nalazi naponski izvor (protuelektromotorna sila), slika I.19. To primjerice može biti akumulatorska baterija ili pak inducirani napon istosmjernog stroja.

Uz prisustvo naponskog izvora  $E_d$ , dioda ne provede u trenutku  $t = 0$  već u trenutku  $t_1$ , a to je kada potencijal anode diode postane veći od potencijala katode. Ako bi napon  $E_d$  bio veći od vršne vrijednosti napona naponskog izvora, dioda nikada ne bi provela. Vođenje diode traje do trenutka  $t_3$ , sve dok se ne razgradi energija akumulirana u prigušnici tijekom intervala  $t_1 - t_2$ . U slučaju djelatnog trošila, dioda bi vodila struju trošila sve dok napon  $u_s$  ne postane jednak  $E_d$ .



Sl. I.19.: Poluvalni diodni ispravljač opterećen trošilom s protuelektromotornom silom:

a) shema, b) naponsko-strujni odnosi



Srednja vrijednost struje trošila  $i_d$  određena je, osim otporom  $R$ , naponom naponskog izvora u krugu trošila. Za vrijeme vođenja diode napon na trošilu jednak je naponu izmjeničnog izvora  $u_s$ , a dok dioda ne vodi, napon na trošilu jednak je naponu  $E_d$ .

Naponski izvor u krugu trošila utječe na trenutke uklapanja i isklapanja poluvodičkog ventila te na srednju vrijednost struje trošila.

#### 1.6.4. Poluvalni diodni ispravljač s porednom diodom opterećen induktivnim trošilom

Ukoliko je trošilo induktivno potrebno je paralelno trošilu spojiti tzv. porednu diodu. Uloga poredne diode je da osigura put struji trošila u trenucima kada su sklopke pretvarača isključene. Poredna dioda spojena paralelno induktivnom trošilu osigurava neisprekidanu (kontinuiranu) struju trošila  $i_d$ .

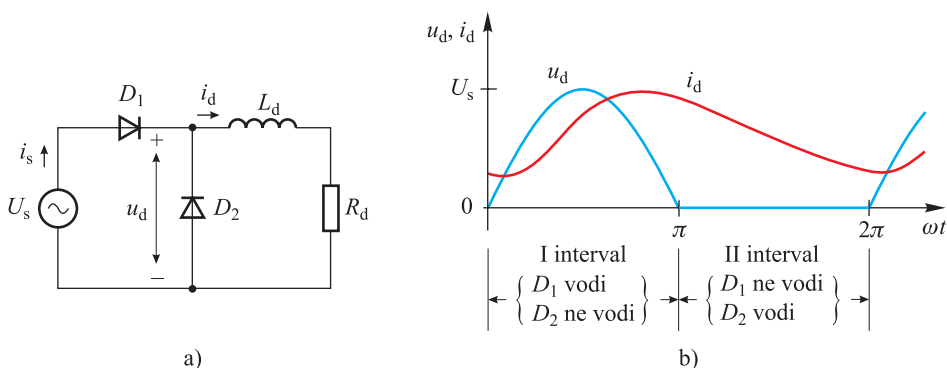
Rad sklopa s porednom diodom ima dva karakteristična intervala rada. U prvom intervalu vodi dioda D1, napon na trošilu jednak je naponu izmjeničnog izvora, te vrijedi:

$$u_s = R_d i_{dI} + L_d \frac{di_{dI}}{dt}.$$

Prvi interval traje od trenutka  $\omega t = 0$  do trenutka  $\omega t = \pi$ . Kada napon izmjeničnog izvora postane jednak nuli padajući prema negativnim vrijednostima, prestane voditi dioda D1, a počinje voditi poredna dioda D2 (vidi metodu pretpostavljenih stanja u udžbeniku). Struja induktivnog trošila  $i_d$  zatvara se preko poredne diode D2 i pada, te vrijedi:

$$0 = R_d i_{dII} + L_d \frac{di_{dII}}{dt}.$$

Tijekom vođenja poredne diode, napon na trošilu jednak je nuli, a struja trošila, premda neisprekidana, ne teče kroz izmjenični izvor, već kroz porednu diodu. Ovo



Sl. I.20.: Poluvalni diodni ispravljač s porednom diodom opterećen induktivnim trošilom: a) shema, b) naponsko-strujni odnosi

### III. Tiristorski usmjerivački spojevi

#### 1. TEORIJSKA RAZMATRANJA

Tiristorski usmjerivački spojevi nazivaju se i punoupravljivi fazno upravljivi usmjerivački spojevi. U ovim spojevima diode su zamijenjene tiristorima tj. ventilima koji provedu struju kada je anoda pozitivnija od katode i kada je na upravljačkoj elektrodi okidni strujni impuls. Fazno su upravljivi jer upravljanje tiristorima treba biti sinkronizirano s ulaznim sinusnim naponom i jer se komutacija odvija uslijed djelovanja ulaznog sinusnog napona. Usmjerivački spojevi mogu raditi kao ispravljači i izmjenjivači tj. mogu upravljati tokom energije.

Analiza rada tiristorskih usmjerivačkih spojeva provest će se za ispravljački i izmjenjivački način rada. Zbog jednostavnosti pretpostavit će se da je izlazna istosmjerna struja nevalovita tj. da je vremenska konstanta trošila mnogo veća od periode ulaznog sinusnog napona.

Za pojedine topologije usmjerivačkih spojeva izvest će se upravljačka i izlazna karakteristika, te objasniti ideja linearizacije upravljačke karakteristike. Na odabranim topologijama također će se opisati pojava prekretanja pretvarača, te dati primjer izračuna faktora snage.

#### 1.1. Jednofazni tiristorski usmjerivač u spoju sa srednjom točkom

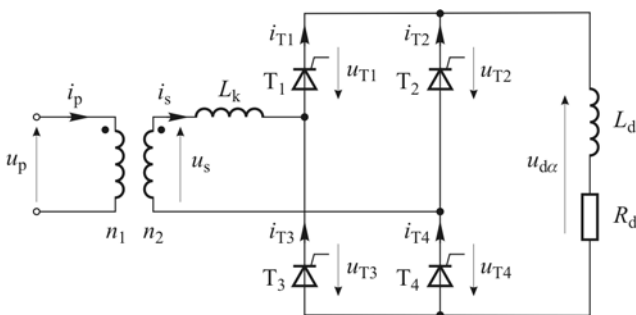
Slika III.1. prikazuje jednofazni tiristorski usmjerivač u spoju sa srednjom točkom. Srednja točka je zajednička točka sekundara usmjerivačkog transformatora. Razdvajanjem sekundarnog namota dobivaju se dva protufazna napona prema srednjoj točki. Trošilo je spojeno između zajedničke katode dvaju tiristora i srednje točke sekundara usmjerivačkog transformatora. Faktor snage je omjer djelatne i prividne snage:

To je funkcija:  $y = x - 1$ .

Pretvarački sklop jednofaznog tiristorskog usmjerivača u spoju sa srednjom točkom pripada kategoriji poluvalnih, dvopulsnih sklopova. Poluvalni zato jer struja kroz izmjenične dovode sklopa (polunamote sekundara) teče samo u jednom smjeru. Dvopulsní zato jer unutar jedne periode mrežnog napona istosmjerni napon ima dva impulsa ( $p = 2$ ).

## 1.2. Jednofazni tiristorski usmjerivač u mosnom spoju

Slika III.9. prikazuje jednofazni tiristorski usmjerivač u mosnom spoju. Jednofazni mosni spoj se može promatrati kao kombinacija dva jednofazna spoja sa srednjom točkom ili dva jednofazna spoja s porednom diodom.

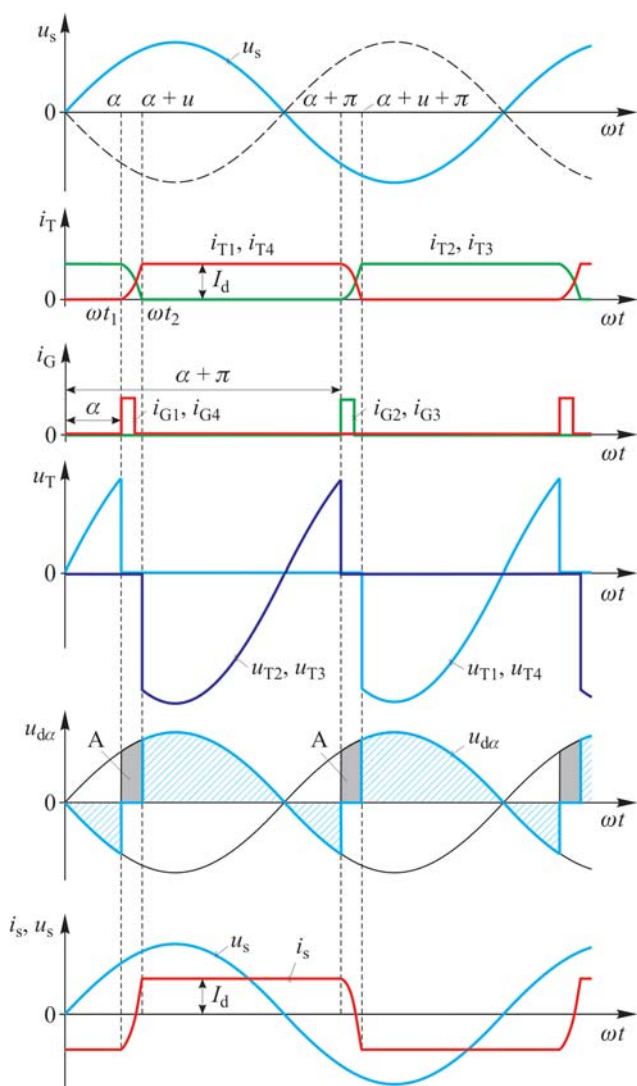


Sl. III.9.: Shema jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju za ispravljački način rada

### Naponsko-strujni odnosi u ispravljačkom načinu rada

Slika III.10. prikazuje naponsko strujne odnose jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju za slučaj nezanemarivog trajanja komutacije. Istovremeno se okidaju po dva tiristora  $T_1$  i  $T_4$ , te  $T_2$  i  $T_3$ . Okidni impulsi se dovode na upravljačke elektrode tiristora nakon što tiristori preuzmu blokirni napon. Fazni položaj okidnih impulsa prema ulaznom izmjeničnom naponu  $u_s$  određen je kutem upravljanja  $\alpha$ . Fazni razmak okidnih impulsa  $i_{G1}$ ,  $i_{G4}$  i  $i_{G2}$ ,  $i_{G3}$  je  $180^\circ$  el.

U vremenskom intervalu  $(0, t_1)$  istosmjernu struju trošila  $I_d$  vode tiristori  $T_2$  i  $T_3$ . U trenutku  $t_1 = \alpha/\omega$  provedu tiristori  $T_1$  i  $T_4$ , te struja trošila  $I_d$  komutira s tiristora  $T_2$  i  $T_3$  na tiristore  $T_1$  i  $T_4$ . Za vrijeme komutacije vode sva četiri tiristora i pad napona na trošilu je jednak nuli. Za vrijeme komutacije tok struje kroz tiristore je kosinusan, jer je komutacijski napon sinusan (napon mreže) i jer u komutacijskom krugu postoji samo komutacijski induktivitet. Struja kroz izmjenični naponski izvor je kvazitrapeznog valnog oblika i kasni za kut upravljanja  $\alpha$  prema naponu izvora. Na kraju komutacije, u trenutku  $t_2$  tiristori  $T_2$  i  $T_3$  isklapaju. Struju trošila  $I_d$  vode tiristori  $T_1$  i  $T_4$ .

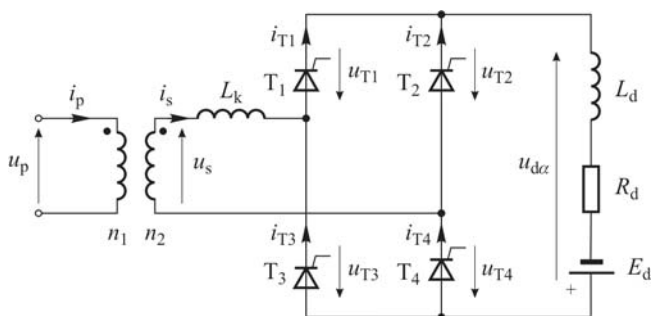


Sl. III.10.: Naponsko-strujni odnosi jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju u ispravljačkom načinu rada

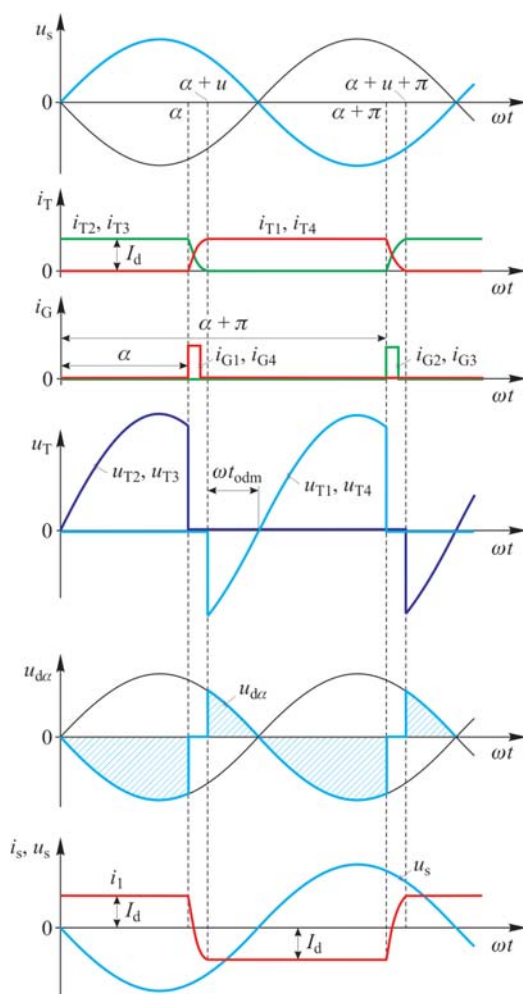
### Naponsko-strujni odnosi u izmjenjivačkom načinu rada

Usmjerivač prelazi u izmjenjivački način rada kada se uz nepromjenjeni smjer struje  $I_d$ , povećanjem kuta  $\alpha$ , promjeni polaritet srednje vrijednosti izlaznog napona  $u_{d\alpha}$ . Na istosmjernoj strani mora postojati aktivni izvor koji šalje energiju u izmjeničnu mrežu, slika III.11.

Slika III.12. prikazuje naponsko strujne odnose jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju u **izmjenjivačkom načinu rada** za slučaj nezanemarivog trajanja komutacije. Razmatranje je analogno onom u slučaju ispravljačkog načina rada.



Sl. III.11.: Shema jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju za izmjenjivački način rada



Sl. III.12.: Naponsko-strujni odnosi jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju u izmjenjivačkom načinu rada

### Upravljačka i izlazna karakteristika

Srednja vrijednost izlaznog napona jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju, ne računajući smanjenje napona zbog komutacije, iznosi (v. sl. III.10.):

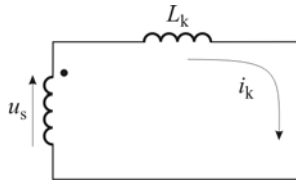
$$U_{\text{dia}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} U_s \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{2 \cdot U_s}{\pi} \cdot \cos \alpha = U_{\text{di0}} \cdot \cos \alpha. \quad (\text{c})$$

Potrebno je primjetiti da ovaj tip usmjerivača ima isti iznos idealnog istosmjernog napona praznog hoda  $U_{\text{di0}}$  kao i jednofazni tiristorski usmjerivač u spoju sa srednjom točkom. Iako je srednja vrijednost izlaznog napona kod ovog spoja opisana istom formulom kao i kod spoja sa srednjom točkom, srednja vrijednost izlaznog napona jednofaznog mosnog spoja je dvostruko veća u odnosu na spoj sa srednjom točkom ako je napon sekundarnog namota dvostruko veći od napona sekundarnog polunamota.

Smanjenje srednje vrijednosti napona  $U_{\text{dia}}$  zbog komutacije iznosi (postupak je objašnjen u odsječku III.1.1. o jednofaznom tiristorskom usmjerivaču u spoju sa srednjom točkom):

$$D_x = 2 \cdot \frac{1}{T} \cdot A = 2 \cdot f \cdot \frac{A}{\omega}$$

gdje je  $A$  izgubljena površina zbog komutacije u voltradijanim, slika III.10. Površina  $A$  najlakše se izračunava rješavanjem diferencijalne jednadžbe komutacijskog kruga, slika III.13.



Sl. III.13.: Nadomjesna shema komutacijskog kruga

Diferencijalna jednadžba komutacijskog kruga je:

$$L_k \cdot \frac{di_k}{dt} = u_s$$

Slijedi:

$$L_k \cdot \int_0^{I_d} di_k = \frac{1}{\omega} \underbrace{\int_{\alpha}^{\alpha+\pi} u_s \, d(\omega t)}_A$$

$$A = \omega \cdot L_k \cdot I_d = X_k \cdot I_d.$$

Uvrštavanjem se dobiva:

$$D_x = 2 \cdot f \cdot L_k \cdot I_d.$$

Dakle, srednja vrijednost izlaznog napona  $U_{d\alpha}$ , uz komutacijske induktivitete, iznosi:

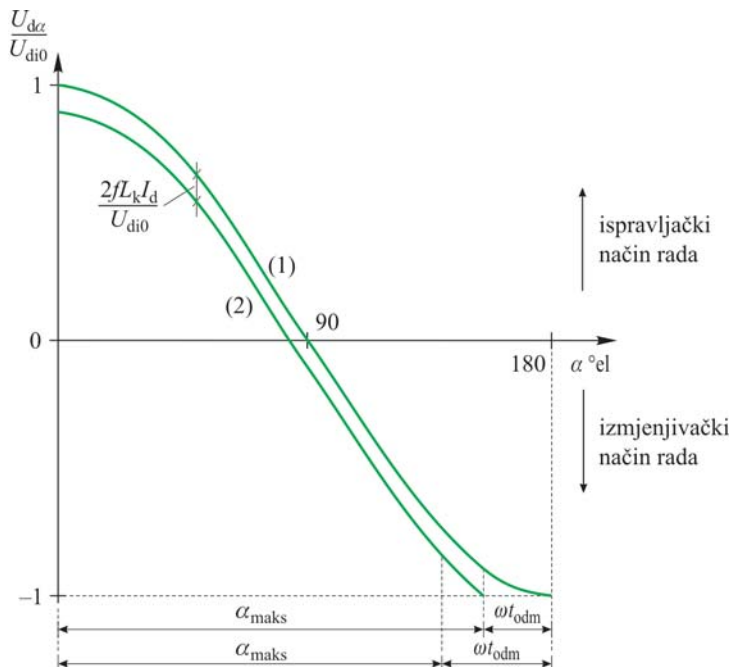
$$U_{d\alpha} = U_{di\alpha} - D_x = \frac{2U_s}{\pi} \left( \cos \alpha - \frac{X_k I_d}{U_s} \right) = U_{di0} \left( \cos \alpha - \frac{X_k I_d}{U_s} \right). \quad (d)$$

Jednadžba (c) definira upravljačku karakteristiku za slučaj neisprekidane istosmjerne struje i zanemarivog trajanja komutacije, a jednadžba (d) definira upravljačku karakteristiku za slučaj neisprekidane istosmjerne struje i nezanemarivog trajanja komutacije.

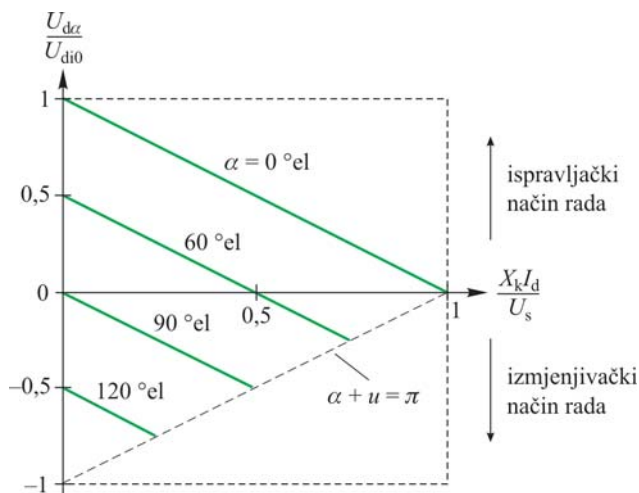
Na slici III.14. prikazana je upravljačka karakteristika, a na slici III.15. izlazna karakteristika jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju.

Krivulja (1) je upravljačka karakteristika uz zanemarivo trajanje komutacije i neisprekidanu istosmjernu struju, a krivulja (2) uz nezanemarivo trajanje komutacije i neisprekidanu istosmjernu struju.

Porodica izlaznih karakteristika jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju uz kut upravljanja  $\alpha$  kao parametar prikazana je na slici III.15. Na slici je ucrtan pravac koji određuje granicu preokretanja usmjerivača. Pravac  $k$  uzima u obzir samo trajanje komutacije.



Sl. III.14.: Upravljačka karakteristika jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju



Sl. III.15.: Izlazna karakteristika jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju

Potrebno je uočiti da su upravljačka i izlazna karakteristika jednakog oblika kao i kod jednofaznog tiristorskog usmjerivača sa srednjom točkom

### Faktor snage

Faktor snage jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju bez komutacijskog induktiviteta, opterećenog konstantnom strujom je:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{U_{\text{rms}} \cdot I_{1\text{rms}} \cdot \cos \alpha}{U_{\text{rms}} \cdot I_{\text{rms}}}$$

gdje je:

- $P$       djelatna snaga trošila
- $S$       prividna snaga izvora
- $U_{\text{rms}}$     efektivna vrijednost napona izvora
- $I_{1\text{rms}}$     efektivna vrijednost prvog harmonika struje izvora
- $I_{\text{rms}}$     ukupna efektivna vrijednost struje izvora

Slijedi:

$$\lambda = \frac{I_{1\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} \cdot \cos \alpha = k_d \cdot k_\theta$$

gdje je:

- $k_d$     faktor izobličenja
- $k_\theta$     faktor faznog pomaka



Pomoću Fourierove transformacije računa se efektivna vrijednost prvog harmonika struje izvora. Uz pretpostavku zanemarivog komutacijskog induktiviteta i pravokutnog valnog oblika struje izvora, ova vrijednost iznosi:

$$I_{1\text{rms}} = \frac{4I_d}{\sqrt{2} \cdot \pi}.$$

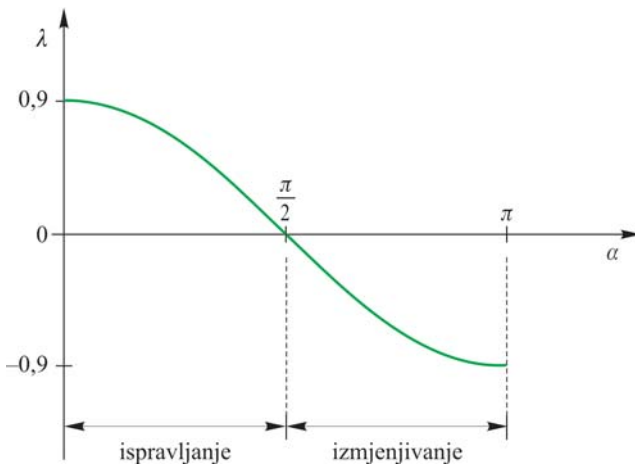
Ukupna efektivna vrijednost struje izvora je:

$$I_{\text{rms}} = I_d.$$

Slijedi:

$$\lambda = \frac{\frac{4I_d}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cos \alpha}{I_d} = 0,9 \cos \alpha.$$

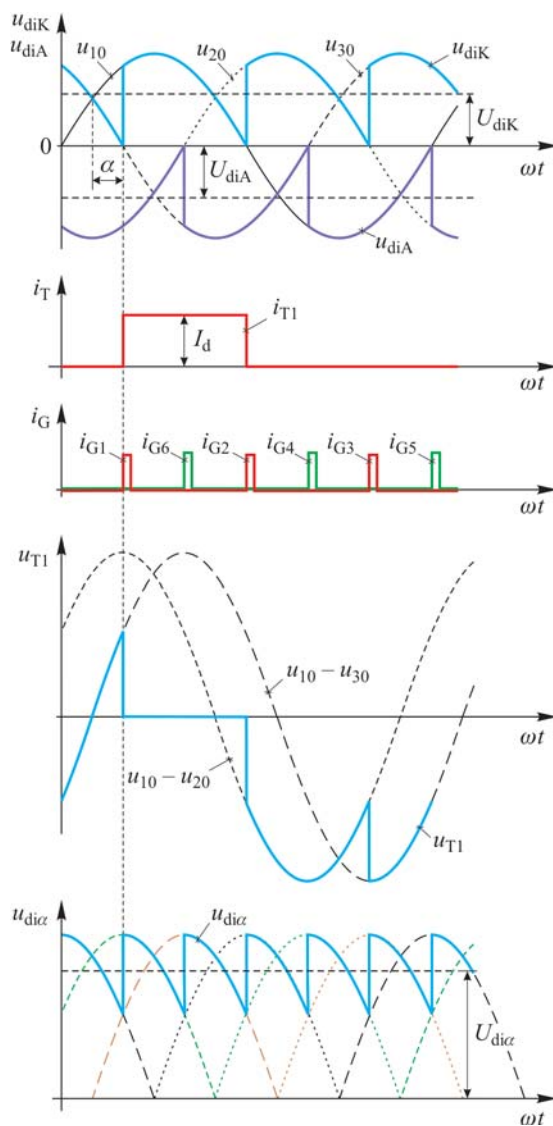
Ovisnost faktora snage  $\lambda$  o kutu upravljanja  $\alpha$  prikazana je na slici III.16. Za vrijednosti kuta upravljanja  $0 < \alpha < \pi/2$  faktor snage je pozitivan. Usmjerivač radi u ispravljачkom načinu rada. Energija se iz izmjeničnog izvora predaje istosmjernom trošilu. Negativna vrijednost faktora snage za kut upravljanja  $\pi/2 < \alpha < \pi$  znači da je mreža postala trošilo i da usmjerivač radi u izmjenjivačkom načinu rada. Energija se iz istosmjernog trošila vraća u izmjeničnu mrežu. Mreža je postala kapacitivno trošilo.



Sl. III.16.: Ovisnost faktora snage o kutu upravljanja za jednofazni tiristorski usmjerivač u mosnom spoju (pretpostavljeno je da je struja trošila zanemarive valovitosti)

Prevarački sklop jednofaznog tiristorskog usmjerivača u mosnom spoju pripada kategoriji punovalnih, dvopulsnih sklopova. Punovalni zato jer struja kroz izmjenične dovode sklopa (namot sekundara) teče u oba smjera. Dvopulsnii zato jer unutar jedne periode mrežnog napona istosmjerni napon ima dva impulsa ( $p = 2$ ).





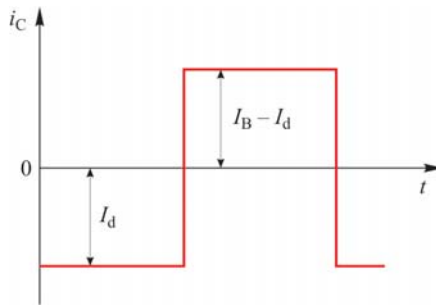
Sl. III.29.: Naponsko-strujni odnosi trofaznog tiristorskog usmjerivača u punouppravljivom mosnom spoju

na tiristoru  $T_1$ ,  $u_{T1}$  i struje kroz tiristor  $i_{T1}$ . Valni oblici su prikazani za kut upravljanja  $\alpha = 30^\circ$  el. uz zanemarivo trajanje komutacije.

### Upravljačka karakteristika

Srednja vrijednost izlaznog napona trofaznog tiristorskog usmjerivača u punouppravljivom mosnom spoju dvostruko je veća od srednje vrijednosti izlaznog napona

$$\begin{aligned}
 I_d \cdot D \cdot T_s &= (I_B - I_d)(1 - D)T_s \\
 I_d \cdot D &= I_B - I_d - I_B \cdot D + I_d \cdot D \\
 I_d &= I_B(1 - D) \\
 \frac{I_d}{I_B} &= 1 - D.
 \end{aligned} \tag{4.15}$$



Sl. IV.14.: Valni oblik struje kapaciteta uzlaznog istosmjernog pretvarača

### 1.3.2. Granica neisprekidanog načina rada

Kriterij je i dalje struja induktiviteta. Na granici između neisprekidanog i isprekidanog načina rada valni oblici napona i struje induktiviteta prikazani su na slici IV.15. Isprekidani način rada nastupa kod tzv. kritične struje trošila  $I_{dk}$ . Srednja kritična struja trošila je:

$$I_{dk} = I_{Lk}(1 - D) = \frac{1}{2}i_{LM}(1 - D). \tag{4.16}$$

Na granici neisprekidanog načina rada, u vremenskom intervalu dok je sklopka S uključena, napon na induktivitetu je:

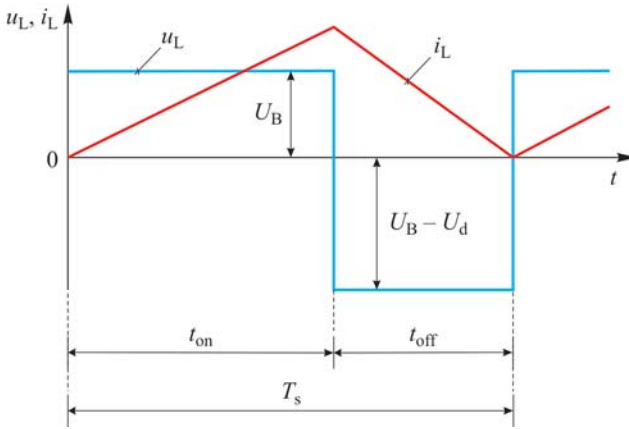
$$L \frac{i_{LM}}{D \cdot T_s} = U_B$$

te slijedi:

$$I_{dk} = \frac{1}{2} \frac{T_s}{L} U_B \cdot D(1 - D).$$

Na granici neisprekidanog načina rada odnos između izlaznog i ulaznog napona opisan je transformatorskom jednadžbom (4.14). Konačno, slijedi za srednju kritičnu struju trošila:

$$I_{dk} = \frac{1}{2} \frac{T_s}{L} U_d \cdot D(1 - D)^2. \tag{4.17}$$



Sl. IV.15.: Valni oblik napona i struje induktiviteta na granici između neisprekidanog i isprekidanog načina rada uzlaznog istosmjernog pretvarača

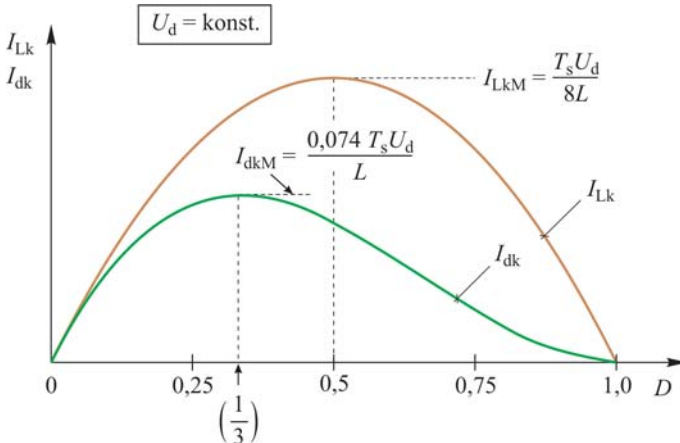
Maksimum kritične struje trošila je za  $D = 1/3$ :

$$I_{dkM} = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_s}{L} U_d \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{4}{9} = \frac{2}{27} \cdot \frac{T_s}{L} U_d. \quad (4.18)$$

Pripadajuća kritična struja induktiviteta je:

$$I_{Lk} = \frac{T_s \cdot U_d}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1 - D). \quad (4.19)$$

Na slici IV.16. je grafički prikaz ovisnosti kritične struje induktiviteta i trošila o faktoru vođenja  $D$ .



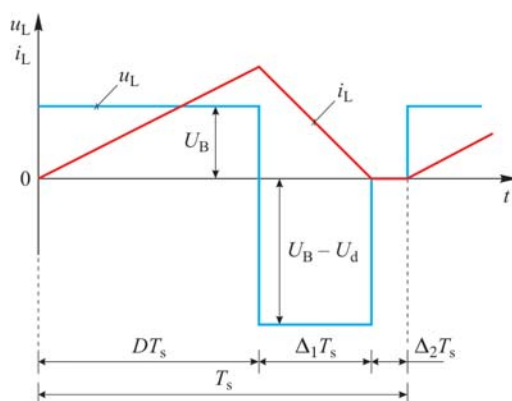
Sl. IV.16.: Srednja kritična struja induktiviteta i trošila uzlaznog istosmjernog pretvarača u ovisnosti o faktoru vođenja  $D$  uz  $U_d = \text{konst}$

### 1.3.3. Isprekidani način rada

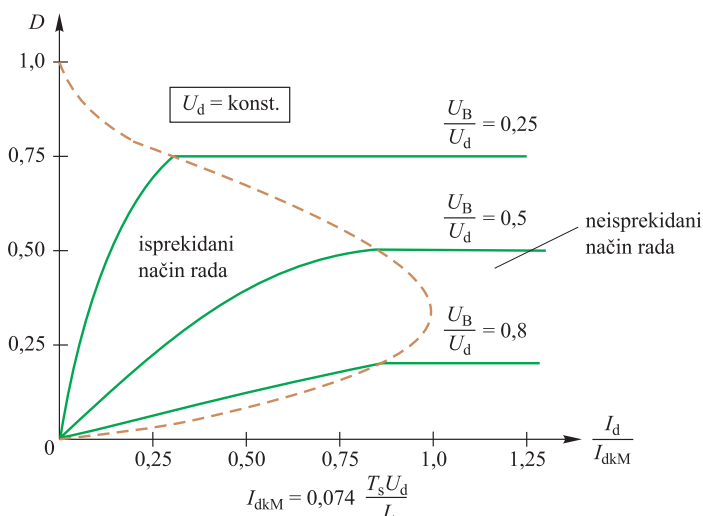
Za struje trošila manje od kritične struje trošila  $I_{dk}$  nastupa isprekidani način rada istosmjernog uzlaznog pretvarača. Valni oblik napona i struje induktiviteta u isprekidanom načinu rada prikazuje slika IV.17.

U svrhu tumačenja isprekidanog načina rada, pretpostavit ćemo da se pri smanjenju struje trošila, ulazni napon  $U_B$  i faktor vođenja  $D$  ne mijenjaju. Budući da je vršna vrijednost struje induktiviteta  $i_{LM}$  jednaka u neisprekidanom i isprekidanom načinu rada, manja vrijednost  $I_L$  je moguća samo uz porast izlaznog napona  $U_d$ . Na osnovu slike IV.17. dolazi se do:

$$\frac{U_d}{U_B} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1}. \quad (4.20)$$



Sl. IV.17.: Valni oblik napona i struje induktiviteta uzlaznog pretvarača u isprekidanom načinu rada



Sl. IV.18.: Karakteristike uzlaznog pretvarača uz  $U_d = \text{konst}$

Uz zanemarenje gubitaka u sklopu slijedi:

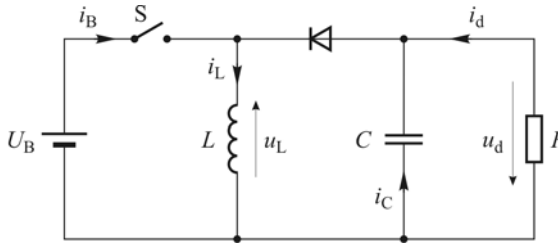
$$\frac{I_d}{I_B} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D}. \quad (4.21)$$

U praksi, izlazni napon se održava konstantnim mijenjanjem  $D$ . Stoga je  $D$  korisno izraziti u ovisnosti o struji trošila za različite vrijednosti  $U_d/U_B$ , slika IV.18.

$$D = \left[ \frac{4}{27} \cdot \frac{U_d}{U_B} \left( \frac{U_d}{U_B} - 1 \right) \cdot \frac{I_d}{I_{dkM}} \right]^{1/2} \quad (4.22)$$

### 1.4. Istosmjerni silazno-uzlazni pretvarač

Silazno-uzlazni pretvarač, slika IV.19. na izlazu daje srednju vrijednost napona veću ili manju od ulaznog napona. Polaritet izlaznog napona je uvijek suprotan od polariteta ulaznog napona.



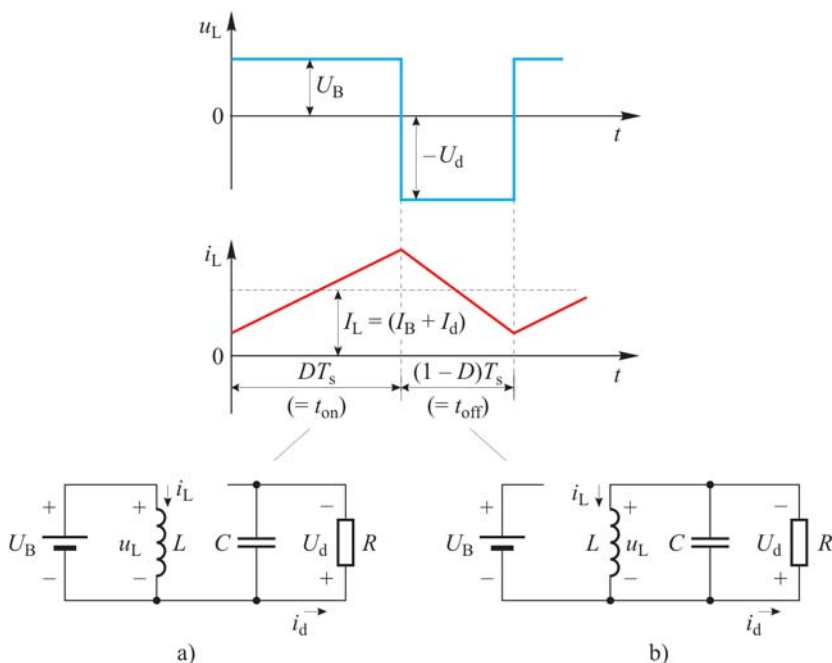
Sl. IV.19.: Silazno-uzlazni pretvarač

Analiza pretvarača provest će se uz određena pojednostavljenja. Pretpostavlja se ustaljeno stanje, sklopke su idealne i zanemaruju se gubici u prigušnicama i kondenzatorima sklopa. Nadalje, pretpostavlja se da je kapacitet kondenzatora  $C$  tako velik da je napon  $u_d$  konstantan.

Za vrijeme dok je sklopka  $S$  uključena ( $t_{on} = D \cdot T_s$ ) struja iz naponskog izvora  $U_B$  teče u induktivitet. U induktivitetu se akumulira magnetska energija. Dioda je zaporno polarizirana. Napon na trošilu je jednak naponu  $U_d$ . Struju trošila daje kapacitet  $C$ . Za vrijeme dok je sklopka  $S$  isključena ( $t_{off} = (1 - D) \cdot T_s$ ) trošilo prima energiju iz induktiviteta. Napon na trošilu jednak je induciranom naponu na induktivitetu.

#### 1.4.1. Neisprekidani način rada

Na slici IV.20. prikazani su valni oblici napona i struje induktiviteta silazno-uzlaznog pretvarača u neisprekidanom načinu rada.



**Sl. IV.20.:** Valni oblik napona i struje induktiviteta u neisprekidanom načinu rada silazno-uzlaznog istosmjernog pretvarača: a) sklopka uključena, b) sklopka isključena

Kada je sklopka S uključena ( $t_{\text{on}} = D \cdot T_s$ ) na induktivitetu je napon izvora  $U_B$ . Struja kroz induktivitet raste, u induktivitetu se akumulira magnetska energija. Kada je sklopka S isključena ( $t_{\text{off}} = (1 - D) \cdot T_s$ ) napon na induktivitetu jednak je naponu na trošilu  $U_d$ . Induktivitet predaje energiju trošilu. Struja kroz induktivitet pada. Slijedi naponska transformatorska jednadžba:

$$U_B \cdot D \cdot T_s = U_d (1 - D) T_s$$

$$\frac{U_d}{U_B} = \frac{D}{1 - D}. \quad (4.23)$$

Strujna transformatorska jednadžba može se izvesti iz uvjeta da je srednja vrijednost struje kroz kapacitet jednaka nuli, slika IV.21.

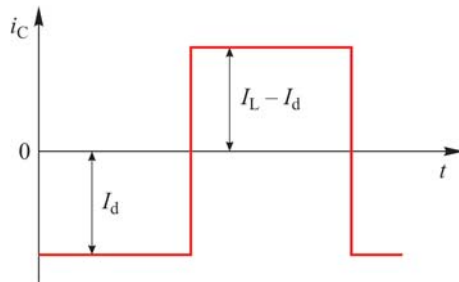
$$I_d \cdot D \cdot T_s = (I_L - I_d)(1 - D) T_s$$

$$I_d \cdot D = \frac{I_B}{D} - I_d - I_B + I_d \cdot D$$

$$I_d \cdot D = I_B - I_B \cdot D$$

$$\frac{I_d}{I_B} = \frac{1 - D}{D}. \quad (4.24)$$



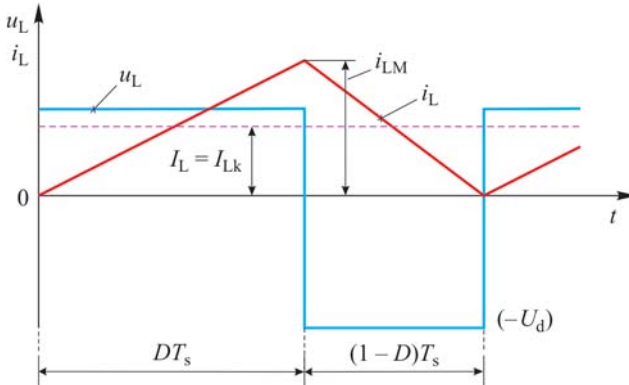


Sl. IV.21.: Valni oblik struje kapaciteta silazno-uzlaznog istosmjernog pretvarača

### 1.4.2. Granica neisprekidanog načina rada

Kriterij je i dalje struja induktiviteta. Na granici neisprekidanog i isprekidanog načina rada valni oblici napona i struje induktiviteta prikazani su na slici IV.22. Uočite da na granici tih dvaju područja struja prigušnice  $i_L$  pada na nulu na kraju periode. Srednja kritična struja prigušnice iznosi:

$$I_{Lk} = \frac{1}{2} \cdot i_{LM} = \frac{T_s \cdot U_B}{2 \cdot L} \cdot D. \quad (4.25)$$



Sl. IV.22.: Valni oblik napona i struje induktiviteta na granici između neisprekidanog i isprekidanog načina rada silazno-uzlaznog pretvarača

Budući da je (slika IV.19.):

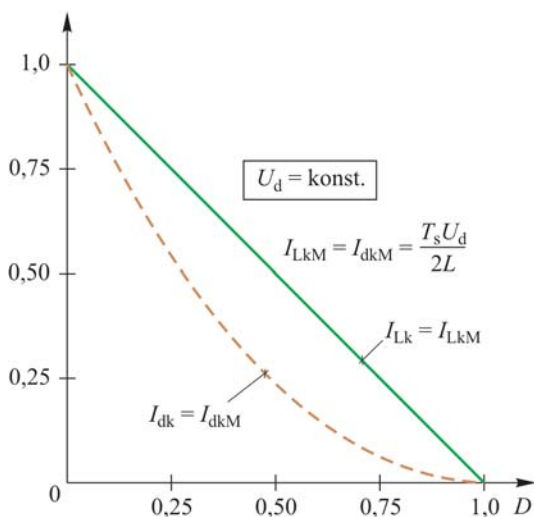
$$I_d = I_L - I_B \quad (4.26)$$

slijedi srednja kritična struja induktiviteta i srednja kritična struja trošila u ovisnosti o naponu na trošilu:

$$I_{Lk} = \frac{T_s \cdot U_d}{2 \cdot L} \cdot (1 - D) \quad (4.27)$$

$$I_{dk} = \frac{T_s \cdot U_d}{2 \cdot L} \cdot (1 - D)^2. \quad (4.28)$$

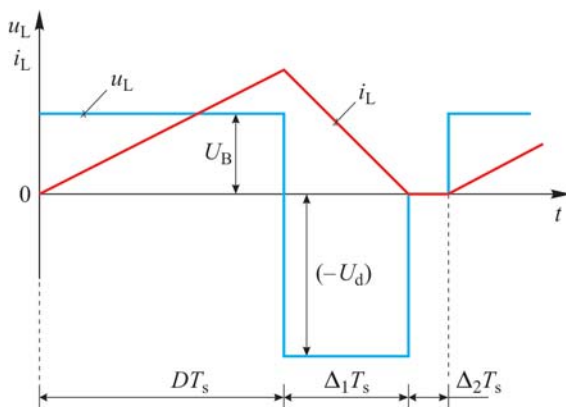
Većina primjena silazno-uzlaznih pretvarača zahtijeva da se napon trošila  $U_d$  održava konstantnim. Slika IV.23. prikazuje  $I_{Lk}$  i  $I_{dk}$  u ovisnosti o faktoru vođenja  $D$  uz konstantan napon trošila  $U_d$ .



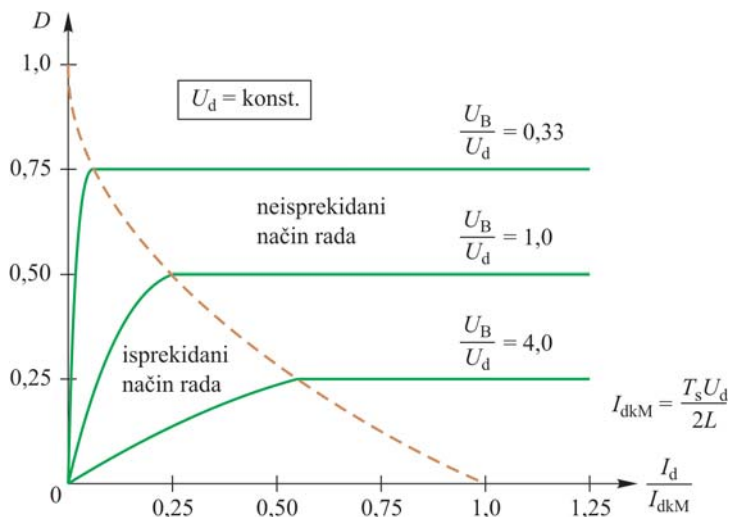
Sl. IV.23.: Ovisnot srednje kritične struje induktiviteta i struje trošila silazno-uzlaznog pretvarača o faktoru vođenja  $D$  uz  $U_d = \text{konst}$

### 1.4.3. Isprekidani način rada

Na slici IV.24. su prikazani napon i struja induktiviteta kada pretvarač radi u isprekidanom načinu rada.



Sl. IV.24.: Valni oblik napona i struje induktiviteta silazno-uzlaznog pretvarača u isprekidanom načinu rada



Sl. IV.25.: Karakteristike silazno-uzlaznog pretvarača uz  $U_d = \text{konst}$

U isprekidanom načinu rada, na osnovu slike IV.24., vrijedi:

$$\frac{U_d}{U_B} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (4.29)$$

$$\frac{I_d}{I_B} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (4.30)$$

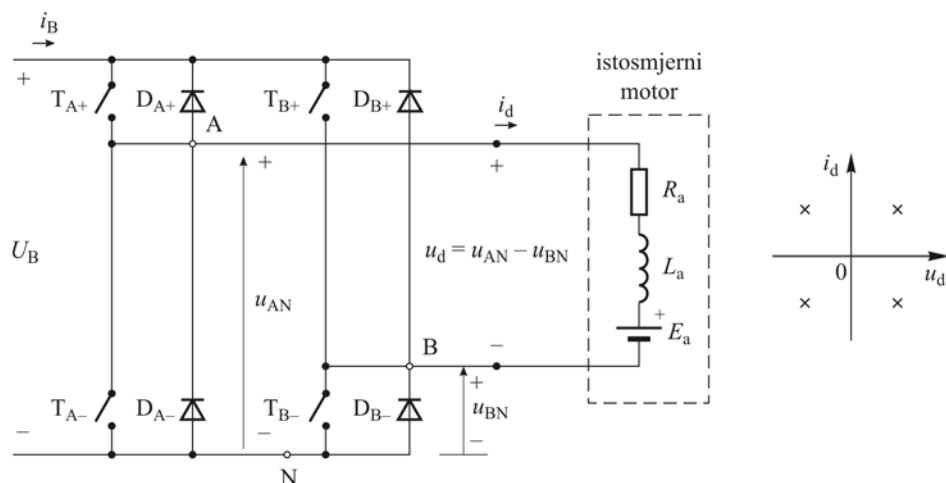
$$I_L = \frac{U_B}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T_s \cdot (D + \Delta_1). \quad (4.31)$$

Budući da se  $U_d$  održava konstantnim, korisno je  $D$  izraziti u ovisnosti struje trošila  $I_d$  za različite vrijednosti  $U_d/U_B$ , slika IV.25.:

$$D = \frac{U_d}{U_B} \sqrt{\frac{I_d}{I_{dkM}}}. \quad (4.32)$$

## 1.5. Istosmjerni pretvarač u mosnom spoju

Nadomjesna shema istosmjernog pretvarača u mosnom spoju prikazana je na slici IV.26. Mosni spoj pretvarača sastoji se od dva dijela, A i B. Svaki se dio sastoji od dva upravljiva ventila kojima su protuparalelno spojene diode. Upravljivi ventili u istom dijelu rade naizmjenice, tj. kada je jedan uključen, drugi je isključen. U stvar-



Sl. IV.26.: Mosni spoj istosmjernog pretvarača

nosti oba ventila su isključena za vrijeme jednog kratkog vremenskog intervala (tzv. mrtvo vrijeme) kako bi se izbjegao kratki spoj (tzv. prospoj) istosmjernog izvora  $U_B$ . U ovoj analizi zanemareno je mrtvo vrijeme, jer je pretpostavljeno da ventili isklapaju trenutačno. Upravljivi ventil može biti uklopljen, ali ne mora voditi struju, ako je smjer struje  $i_d$  takav da vodi protuparalelno spojena dioda. Ovisno o načinu upravljanja ventilima mosnog spoja, izlazni napon tog pretvarača može biti ili istosmjerni ili izmjenični. Ovdje ćemo razmotriti njegovu primjenu u istosmjernom elektromotornom pogonu.

Na ulazu pretvarača je istosmjerni napon  $U_B$ , a na izlazu istosmjerni napon  $U_d$  podesivog iznosa i polariteta. Stoga pretvarač može raditi u sva četiri kvadranta  $i_d$ - $u_d$  koordinatnog sustava, tj. omogućuje tok energije prema teretu i od tereta.

Treba uočiti da je struja  $i_d$  kontinuirana, ako sklopke u pojedinom dijelu nisu istovremeno isključene. Stoga je izlazni napon  $u_{AN} - u_{BN}$  jednoznačno određen stanjima sklopki.

Napon  $u_{AN}$  je određen stanjima sklopke na slijedeći način. Kada je sklopka  $T_{A+}$  uklopljena, izlazna struja  $i_d$  teče kroz  $T_{A+}$  ako je pozitivna ili kroz  $D_{A+}$  ako je negativna. U oba slučaja točka A na slici IV.26. je spojena na pozitivni pol ulaznog istosmjernog izvora, pa je:

$$u_{AN} = U_b.$$

Slično, kada je sklopka  $T_{A-}$  uključena, izlazna struja  $i_d$  teče kroz  $T_{A-}$  ako je negativna, ili kroz  $D_{A-}$  ako je pozitivna, pa je:

$$u_{AN} = 0.$$

Na osnovu gornjeg razmatranja slijedi da  $u_{AN}$  ovisi samo o stanju sklopke dok ne ovisi o smjeru struje. Srednja vrijednost izlaznog napona dijela A pretvarača,  $u_{AN}$  iznosi:

$$U_{AN} = \frac{U_B \cdot t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{T_s} = U_B \cdot D_1 \quad (4.33)$$

gdje je  $t_{on}$  ( $t_{off}$ ) vrijeme dok je sklopka  $T_{A+}$  uključena (isključena), a  $D_1$  je faktor vođenja sklopke  $T_{A+}$ .

Sličnim razmatranjem dolazi se do srednje vrijednosti napona  $u_{BN}$  dijela B pretvarača:

$$U_{BN} = U_B \cdot D_2 \quad (4.34)$$

gdje je  $D_2$  faktor vođenja sklopke  $T_{B+}$ . Stoga izlazni napon pretvarača  $U_d = U_{AN} - U_{BN}$  ne ovisi o iznosu i smjeru struje  $i_d$  te se može upravljati promjenom faktora vođenja sklopki.

Razmotrit će se dvije strategije upravljanja sklopkama:

- **bipolarna naponska modulacija širine impulsa** (engl. *PWM with bipolar voltage switching*) kod koje se ( $T_{A+}$ ,  $T_{B-}$ ) i ( $T_{A-}$ ,  $T_{B+}$ ) tretiraju kao dva para sklopki, sklopke u svakom paru se istovremeno uklapaju, odnosno isklapaju;
- **unipolarna naponska modulacija širine impulsa** (engl. *PWM with unipolar voltage switching*) kod koje se sklopke jednog dijela upravljaju neovisno o sklopkama drugog dijela.

### 1.5.1. Bipolarna naponska modulacija širine impulsa

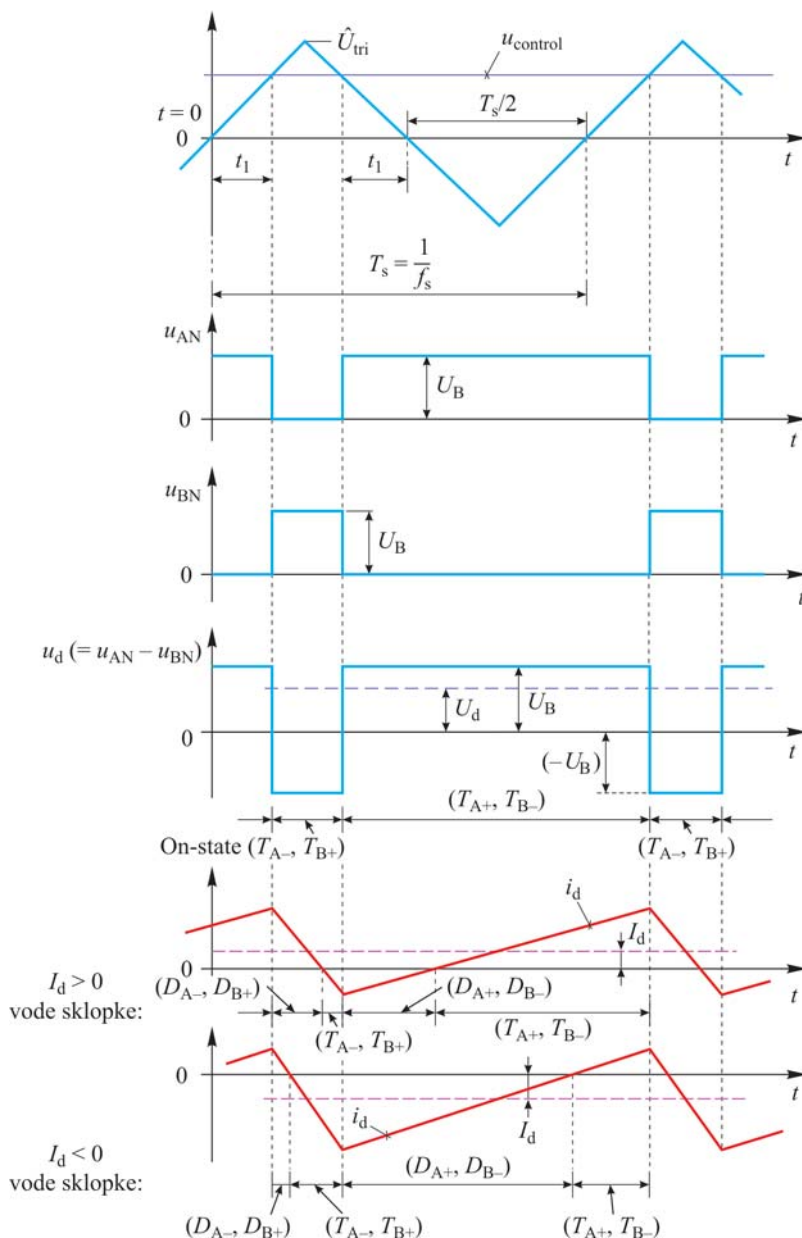
Bipolarna naponska modulacija širine impulsa prikazana je na slici IV.27. Iz slike je uočljivo da vrijedi slijedeći zakon upravljanja:

$$\begin{aligned} \text{za } u_{\text{control}} > u_{\text{tri}}, \text{ uključene su } T_{A+} \text{ i } T_{B-} \\ \text{za } u_{\text{control}} < u_{\text{tri}}, \text{ uključene su } T_{A-} \text{ i } T_{B+} \end{aligned}$$

Može se pokazati da se srednja vrijednost izlaznog napona linearno mijenja s ulaznim upravljačkim naponom:

$$U_d = \frac{U_B}{\hat{U}_{\text{tri}}} \cdot u_{\text{control}} = k \cdot u_{\text{control}} \quad (4.35)$$

Trenutačna vrijednost izlaznog napona se skokovito mijenja između  $+U_B$  i  $-U_B$ , zato se ova strategija upravljanja naziva bipolarnom.



Sl. IV.27.: Bipolarna modulacija širine impulsa

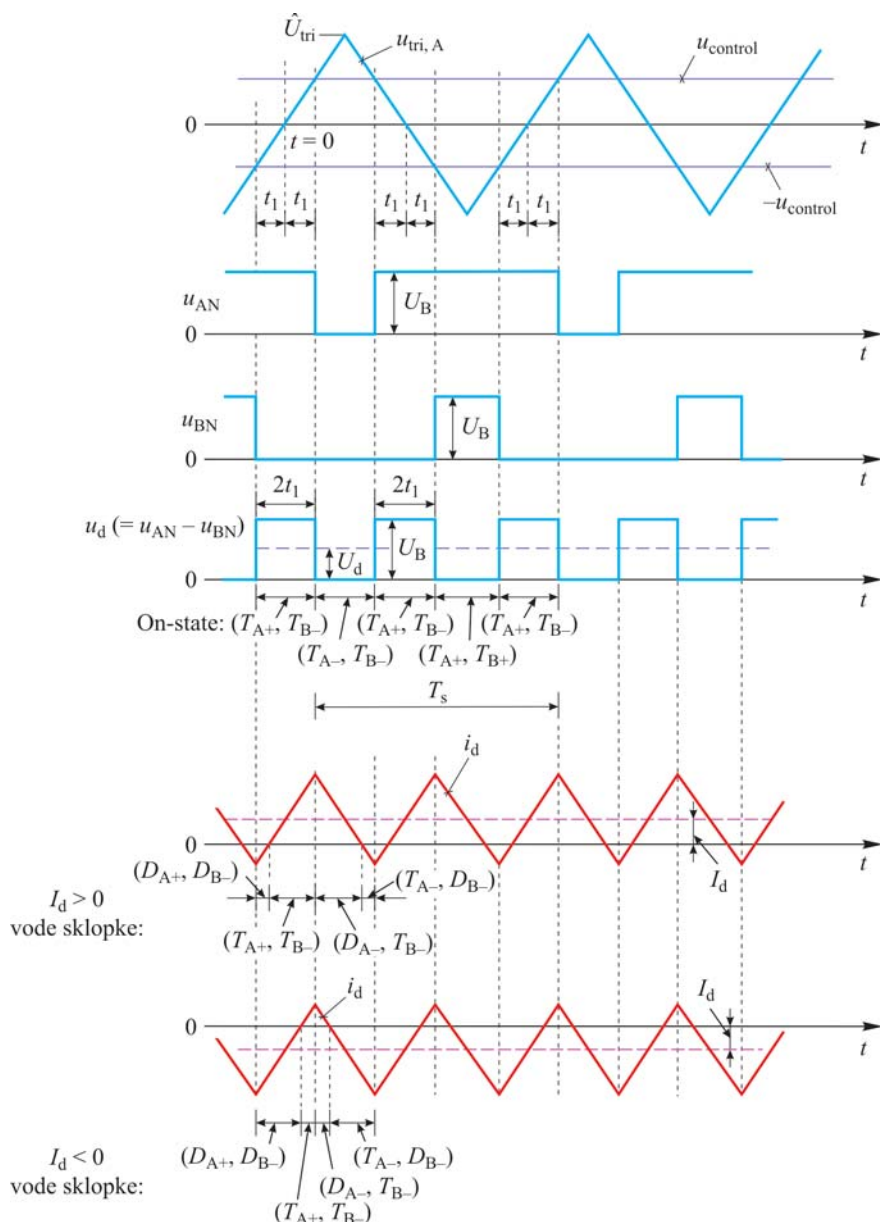
### 1.5.2. Unipolarna naponska modulacija širine impulsa

Unipolarna naponska modulacija širine impulsa prikazana je na slici IV.28. Iz slike je uočljivo da vrijedi slijedeći zakon upravljanja:

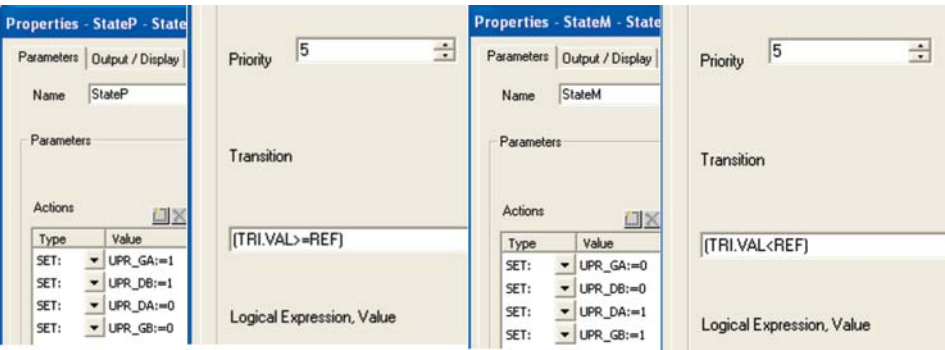
za  $u_{control} > u_{tri}$ , uklopljena je  $T_{A+}$

za  $-u_{\text{control}} > u_{\text{tri}}$ , uklopljena je  $T_{B+}$

Srednja vrijednost izlaznog napona je jednaka kao i kod bipolarnog upravljanja i mijenja se linearno s  $u_{\text{control}}$ . Trenutačna vrijednost izlaznog napona ne poprima negativne vrijednosti, pa otuda ovoj metodi upravljanja naziv unipolarna. Frekvencija izlaznog napona je dva puta veća u odnosu na bipolarno upravljanje, pa je valovitost izlazne struje pri unipolarnom načinu upravljanja manja.



Sl. IV.28.: Unipolarna modulacija širine impulsa

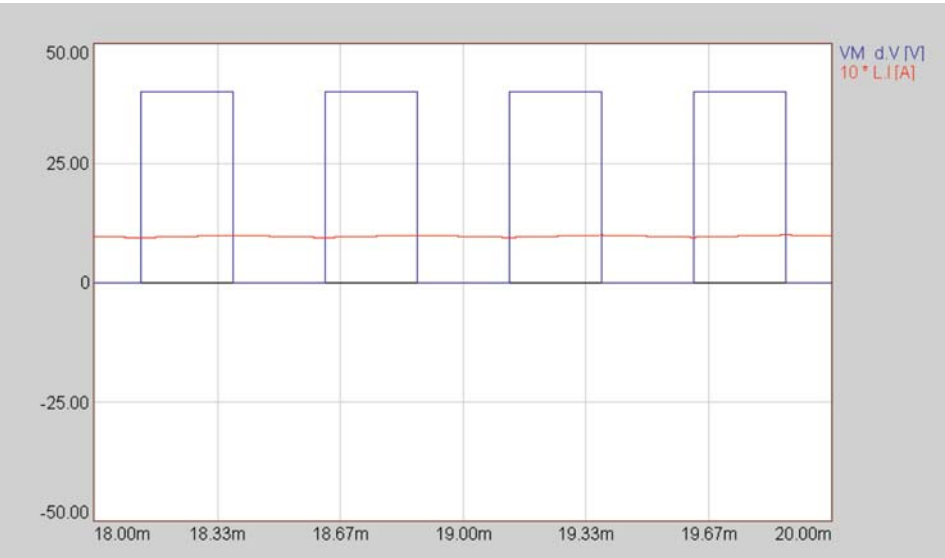


Parametri simulacije u vremenskoj domeni su:

Naziv parametra	Vrijednost
vrijeme simulacije	20 ms
minimalni korak integracije	0.01 us
maksimalni korak integracije	0.1 us
integracijska formula	trapezna

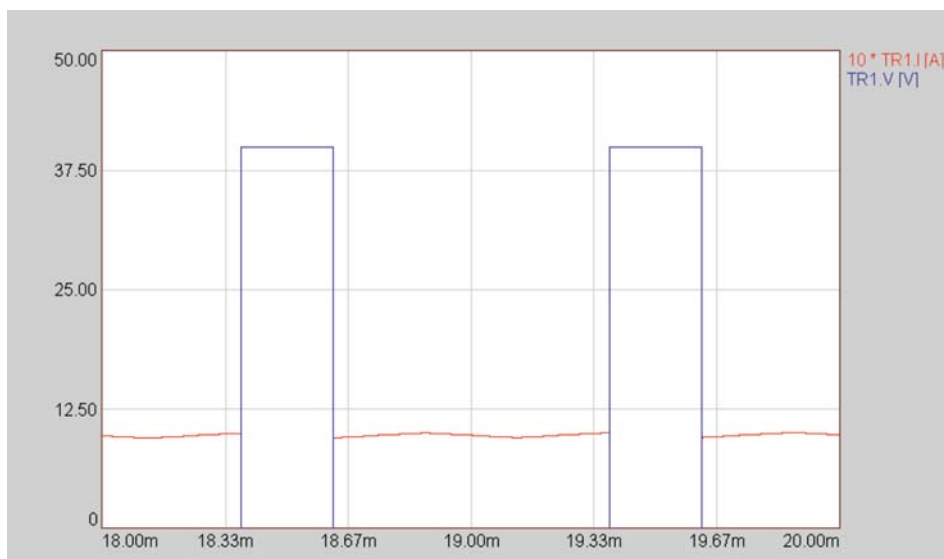
**2.4.2.** Simulacijski pokus obavite uz unipolarnu modulaciju i idealni pretvarač. Unutar bloka **IDEALNO/STVARNO** aktivirajte stanje **Idealni\_pretvarac**. Upotrebom programa *View Tool* prikažite valne oblike varijabli grana.

Na slici IV.53. prikazani su valni oblici napona i struje trošila. Uz zadane parametre simulacijskog modela i zadane parametre upravljanja unipolarnom modu-



Sl. IV.53.: Napon i struja trošila u ustaljenom stanju





Sl. IV.54.: Napon i struja bipolarnog tranzistora u ustaljenom stanju



Sl. IV.55.: Generiranje upravljačkih signala

lacijom širine impulsa, izlazni napon ima određenu srednju vrijednost. Usljed induktiviteta trošila, koje ima ulogu filtra, kroz trošilo teče istosmjerna struja određene valovitosti. Valovitost izlazne struje bi bila manja uz veću vrijednost induktiviteta.

Na slici IV.54. prikazani su valni oblici napona i struje tranzistora. Uz idealni model tranzistora, za vrijeme dok je tranzistor isključen na tranzistoru je blokirni

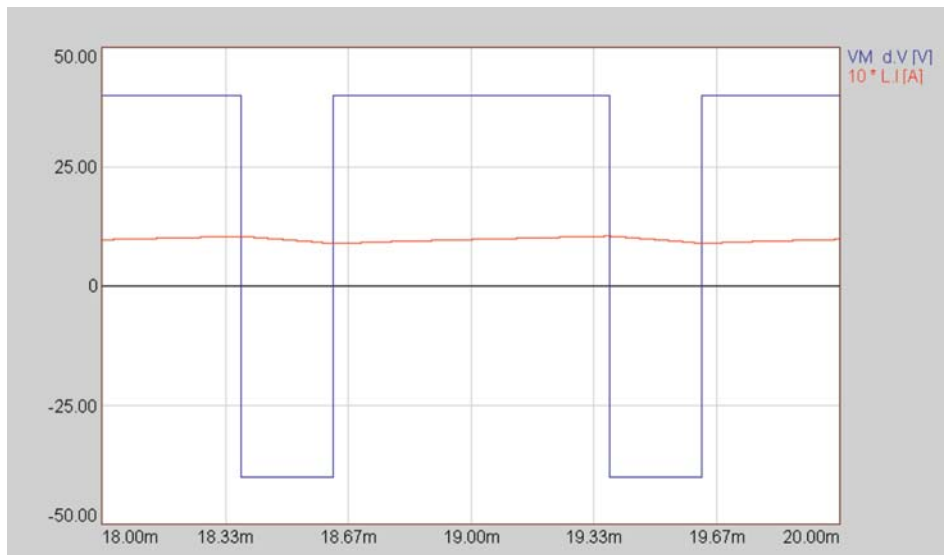
napon koji odgovara naponu izvora. Struja kroz tranzistor je u tom intervalu jednaka nuli. Kada tranzistor provede struju trošila, pad napona na tranzistoru je jednak nuli.

Na slici IV.55. prikazane su izlazne varijable iz elementa početnog stanja ICA1 koji predstavlja referentni napon iznosa 0,5 V, te izlaz iz izvora napona trokutastog valnog oblika TRI1. U trenucima presjecanja ovih dvaju signala generira se upravljački signal UPR\_GA za gornji bipolarni tranzistor u dijelu A jednofaznog mosnog spoja i komplement ovog signala koji je ujedno upravljački signal UPR\_DA za donji bipolarni tranzistor.

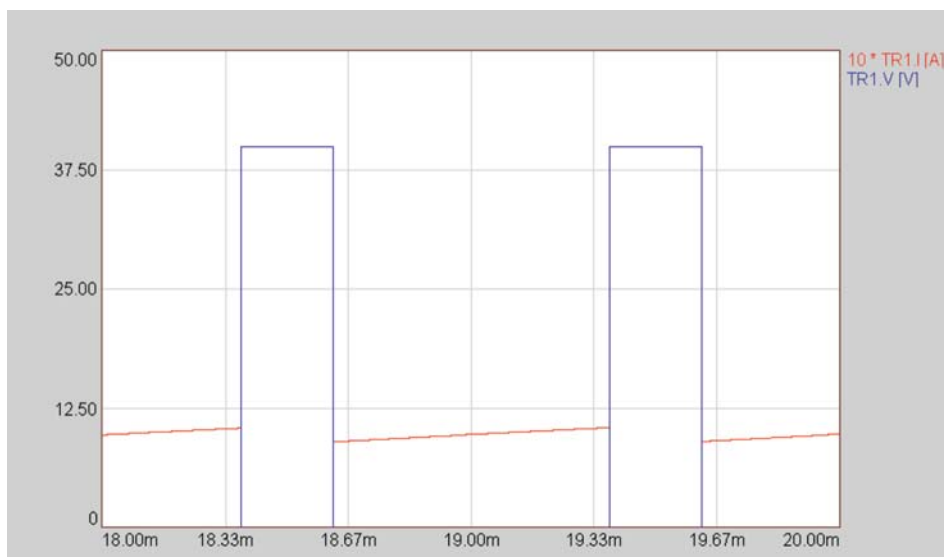
**2.4.3. Simulacijski pokus obavite uz idealni pretvarač.** Unutar bloka **IDEALNO / STVARNO** postavite aktivnim stanje **Idealni\_pretvarac**. Simulirajte ponašane istosmjernog pretvarača upravljanog bipolarnom modulacijom. Aktivirajte blok **BIPO-LARNA MODULACIJA**. Upotrebom programa *View Tool* prikažite valne oblike varijabli grana.

Na slici IV.56. prikazani su valni oblici napona i struje trošila. Uz zadane parametre simulacijskog modela i zadane parametre upravljanja bipolarnom modulacijom širine impulsa, izlazni napon ima određenu srednju vrijednost. Potrebno je uočiti da kod bipolarne modulacije promjenjen izlaznog napona idu od  $+U_{in}$  do  $-U_{in}$ . Usljed induktiviteta trošila, koje ima ulogu filtra, kroz trošilo teče istosmjerna struja određene valovitosti. Valovitost izlazne struje bi bila manja uz veću vrijednost induktiviteta.

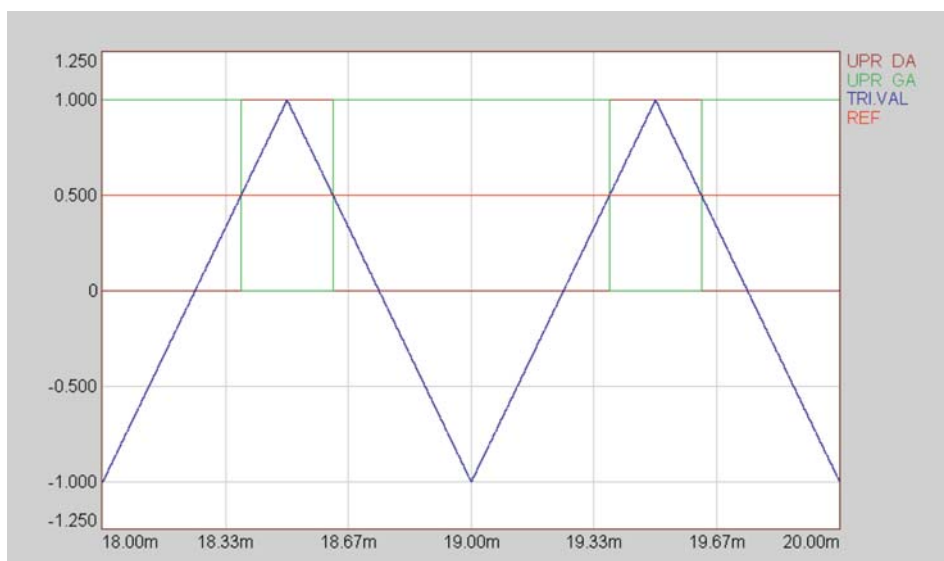
Na slici IV.57. prikazani su valni oblici napona i struje tranzistora. Uz idealni model tranzistora, za vrijeme dok je tranzistor isključen na sebi drži blokirni napon koji odgovara naponu izvora. Struja kroz tranzistor je u tom intervalu jednaka nuli. Kada tranzistor provede struju trošila, pad napona na tranzistoru je jednak nuli.



Sl. IV.56.: Napon i struja trošila u ustaljenom stanju



Sl. IV.57.: Napon i struja tranzistora



Sl. IV.58.: Generiranje upravljačkih signala

Na slici IV.58. prikazane su izlazne varijable iz elementa početnog stanja ICA koji predstavlja referentni napon iznosa 0,5 V, te izlaz iz izvora napona trokutastog valnog oblika TRI. U trenucima presjecanja ovih dvaju signala generira se upravljački signal UPR\_GA za gornji bipolarni tranzistor u dijelu A jednofaznog mosnog spoja i komplement ovog signala koji je ujedno upravljački signal UPR\_DA za donji bipolarni tranzistor.

### 3. PITANJA I ZADACI

1. Koje su topologije istosmjernih pretvarača bez galvanskog odvajanja?
2. Što su transformatorske jednadžbe?
3. Koji su uvjeti izvođenja transformatorskih jednadžbi istosmjernih pretvarača koji sadrže filtre?
4. Kako se izvode strujne transformatorske jednadžbe?
5. Prema kojem kriteriju se određuje da li pretvarač radi u isprekidanom ili neisprekidanom području rada?
6. Koje su posljedice rada u isprekidanom području rada?

## V. Spojevi autonomnih izmjenjivača

### 1. TEORIJSKA RAZMATRANJA

Izmjenjivanje ili istosmjerno-izmjenična pretvorba (DC/AC) je pretvorba istosmjernog električnog sustava u izmjenični električni sustav. Postoje fazno upravljivi izmjenjivači, rezonantni izmjenjivači i autonomni izmjenjivači. U ovom poglavlju analizirat će se autonomni izmjenjivački spojevi s naponskim ulazom. Nazivaju se autonomni izmjenjivači jer za njihov rad ne treba izmjenična napojna mreža.

Autonomni izmjenjivači mogu prenositi energiju i u aktivno i u pasivno izmjenično trošilo. Izbor obilježja izlaznog izmjeničnog napona kojima se upravlja ovisi o posebnim zahtjevima trošila. Obilježja izmjeničnog izlaznog napona su; (i) vršna vrijednost osnovnog harmoničkog člana i (ii) frekvencija osnovnog harmoničkog člana. Efektivna vrijednost izlaznog napona može se mijenjati i promjenom napona na istosmjernim pristupima. Za taj način upravljanja potreban je složeni istosmjerni ulazni sustav, primjerice fazno upravljivi ispravljač ili istosmjerni pretvarač. O tom rješenju se ovdje se neće detaljnije govoriti.

Najčešća primjena autonomnih izmjenjivača je napajanje izmjeničnih motora kojima treba mijenjati brzinu vrtnje. Ti elektromotorni pogoni promjenjive brzine vrtnje upotrebljavaju se za upravljanje brzinom električnih vozila kao što su vlakovi; za namještanje brzine vrtnje crpki i kompresora tako da rade s najvećim mogućim stupnjem djelovanja pri promjenjivom opterećenju; za upravljanje brzinom vrtnje transportera; za upravljanje i usklađivanje brzina niza valjaka u proizvodnim operacijama kakve su u ljevaonicama željeza, te kod papirnih i tekstilnih strojeva; za upravljanje brzinom i pozicijom alatnih strojeva. Ostale primjene autonomnih izmjenjivača uključuju sustave za neprekinuto napajanje električnom energijom, pretvarače frekvencije, prenosive napajanje i sustave za prilagodbu izmjeničnih trošila obnovljivim izvorima energije itd.

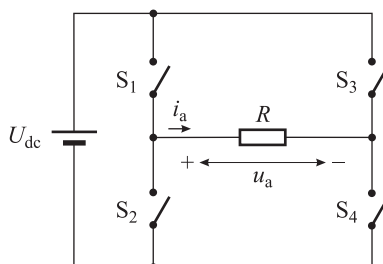
Kod svake od nabrojanih primjena potreban je dobar harmonijski sastav izlazne struje, te mogućnost upravljanja snagom i tokom energije. Kod autonomnih izmje-

njivača dobar harmonijski sastav izlazne struje, te upravljanje snagom i tokom energije se postiže različitim metodama smanjivanja faktora harmoničkog izobličenja (THD faktor). Najčešća metoda je metoda modulacije širine impulsa (PWM metoda).

## 1.1. Načela upravljanja snagom kod autonomnih izmjenjivača i harmonijski sastav

### Djelatno trošilo i pravokutna modulacija

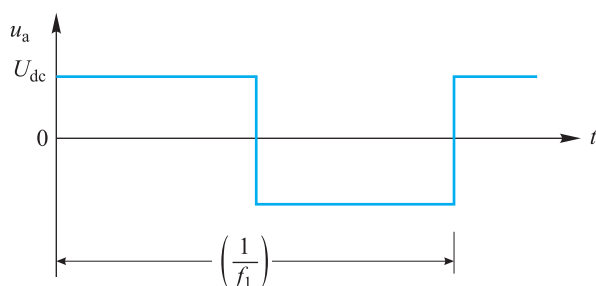
Shema autonomnog izmjenjivača s naponskim ulazom prikazana je na slici V.1. Zbog jednostavnije analize naponsko strujnih odnosa poluvodički ventili su zamijenjeni idealnim sklopkama. Izmjenjivač je opterećen djelatnim trošilom. Na shemi su označeni referentni smjer struje i polaritet napona djelatnog trošila. Ulazni napon u izmjenjivač je konstantan i iznosi  $U_{dc}$ .



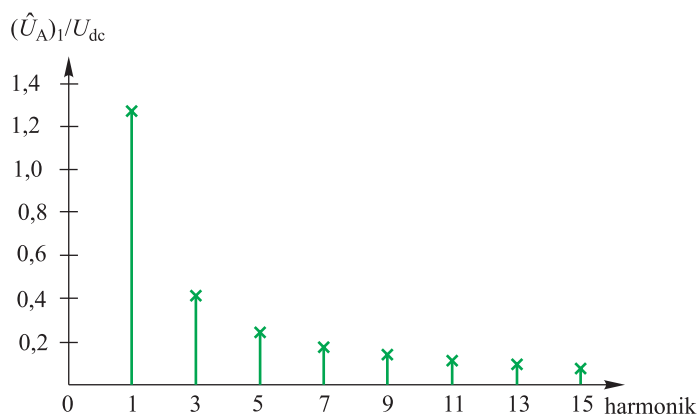
Sl. V.1.: Izmjenjivač s naponskim ulazom i djelatnim trošilom

Kod autonomnog izmjenjivača sklopanjem sklopki upravlja nezavisni oscilator. U slučaju djelatnog trošila frekvencija izlaznog napona ovisi o učestanosti uklapanja i isklapanja sklopki (frekvencija sklopanja sklopki  $f_s$ ).

Najjednostavnija je tzv. **pravokutna modulacija**. Sklopkama se upravlja tako da su polovicu sklopne periode uklopljene ili isključene sklopke  $S_1$  i  $S_4$  ili sklopke  $S_2$  i  $S_3$ . Tako je izvor uvijek spojen s trošilom. Izmjenični napon je pravokutnog valnog oblika, slika V.2. **Promjena efektivne vrijednosti izlaznog napona moguća je jedino promjenom ulaznog istosmjernog napona.**



Sl. V.2.: Izlazni napon kod djelatnog trošila i pravokutne modulacije



Sl. V.3.: Spektar napona pravokutnog valnog oblika

Harmonijski spektar napona pravokutnog valnog oblika prikazan je na slici V.3. Amplituda osnovnog harmonika je:

$$(\hat{U}_A)_1 = \frac{4 \cdot U_{DC}}{\pi}$$

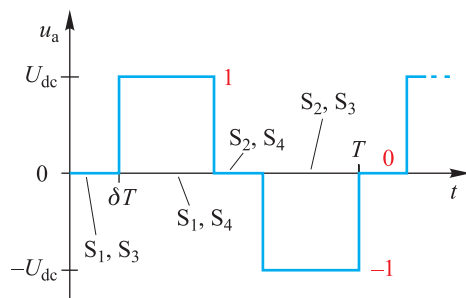
Amplituda  $h$ -tog harmonika je:

$$(\hat{U}_A)_h = \frac{(\hat{U}_A)_1}{h}$$

gdje je  $h$  redni broj harmonika napona.

### Djelatno trošilo i kvazipravokutna modulacija

I dalje se želi upravljati efektivnom vrijednosti izlaznog izmjeničnog napona  $U_{a,rms}$ . Rješenje je uvođenje trećeg sklopnog stanja tijekom kojeg je izlazni napon  $u_a$  jednak nuli. Dobiva se tzv. kvazipravokutni napon, slika V.4.



Sl. V.4.: Izlazni napon kod djelatnog trošila i kvazipravokutne modulacije

Razine se označuju brojevima 1; 0 i -1. Ovi brojevi predstavljaju omjer amplitude izlaznog izmjeničnog napona i istosmjernog ulaznog napona. Efektivna vrijednost izlaznog izmjeničnog napona  $U_{a,rms}$  ovisi o upravljačkoj varijabli  $\delta$ :

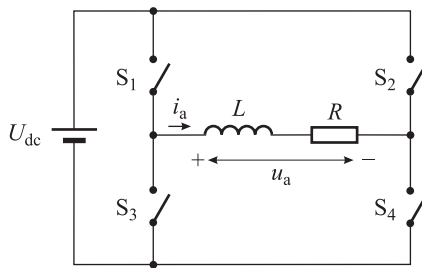
$$U_{a,rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} U_{dc}^2 d(\omega t)} = U_{dc} \sqrt{1 - \frac{2\delta}{\pi}}$$

Analiza bi pokazala da kvazipravokutni valni oblik napona ima **povoljniji harmonijski spektar u odnosu na pravokutni valni oblik napona**. Izmjenjivač koji daje i razinu nula na svojem izlazu poznat je pod nazivom **trorazinski izmjenjivač**.

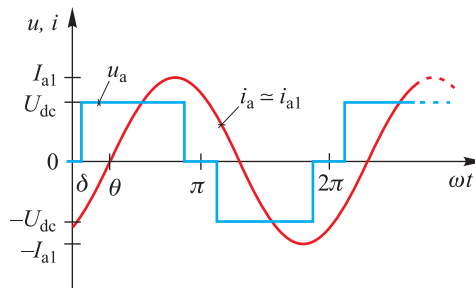
### Induktivno trošilo i kvazipravokutna modulacija

Najčešći slučaj je trošilo koje ima faktor snage manji od jedan, slika V.5. Uz kvazipravokutni valni oblik izlaznog napona očekuje se da je moguće upravljati snagom trošila i da će se poboljšati harmonijski sastav struje trošila.

Uz kvazipravokutnu modulaciju, valni oblik napona na trošilu  $u_a$  prikazuje slika V.6. Na istoj slici prikazan je i osnovni harmonik struje trošila.



Sl. V.5.: Izmjenjivač s naponskim ulazom opterećen induktivnim trošilom



Sl. V.6.: Valni oblici napona i struje trošila

Jednostavno je dokazati da je **struja trošila  $i_a$  približno sinusna za dovoljno veliku vrijednost induktiviteta trošila**, tj. da je približno jednaka prvom harmoniku struje  $i_{a1}$ . Amplituda osnovnog harmonika struje trošila iznosi:



$$I_{a1} = \frac{U_{a1}}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}}$$

gdje je  $U_{a1}$  je amplituda osnovnog harmonika napona trošila. Amplituda trećeg harmonika struje trošila iznosi:

$$I_3 = \frac{aU_1}{\sqrt{R^2 + (3\omega L)^2}}$$

Slijedi:

$$\frac{I_1}{I_3} = \frac{1}{a} \sqrt{\frac{R^2 + (3\omega L)^2}{R^2 + (\omega L)^2}} = \frac{1}{a} \sqrt{\frac{9 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2}{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2}}$$

Ako  $R/\omega L \rightarrow 0$ , onda  $I_1/I_3 \rightarrow 3/a$ . Razvojem napona kvazipravokutnog valnog oblika u red, dobije se da je  $a = 1/3$ , pa slijedi:

$$\frac{I_1}{I_3} \rightarrow 9$$

Kod djelatnog trošila i kvazipravokutne modulacije snagom se upravljalo promjenom efektivne vrijednosti izlaznog napona tj pomoću kuta  $\delta$ . Snaga  $P$  predana otporu  $R$  kod induktivnog trošila i kvazipravokutne modulacije je:

$$P = I_{a1\text{rms}} U_{a1\text{rms}} \cos \theta = \frac{I_{a1} U_{a1}}{2} \cos \theta$$

gdje je kut  $\theta$  fazni pomak između osnovnog harmonika napona i osnovnog harmonika struje trošila i iznosi:

$$\theta = \arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

Fourierovom analizom izračunajmo amplitudu osnovnog harmonika napona trošila  $U_{a1}$ . Napon  $u_a$  je neparna funkcija, tj.  $f(-x) = -f(x)$ , pa nema kosinusnih članova. Amplituda sinusnih članova iznosi:

$$\begin{aligned} U_{an} &= \frac{4}{T} \int_0^{T/2} u_a(t) \sin n \frac{2\pi t}{T} dt \\ &= \frac{4}{T} \int_0^{T/2} u_a(t) \sin n\omega t dt \end{aligned}$$

Uvrštenjem  $\omega t = \alpha$  dobije se:

$$\begin{aligned}
 U_{an} &= \frac{4}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} u_a \left( \frac{\alpha}{\omega} \right) \sin n\alpha \, d\frac{\alpha}{\omega} \\
 &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u_a \left( \frac{\alpha}{\omega} \right) \sin n\alpha \, d\alpha \\
 U_{a1} &= \frac{2U_{dc}}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} \sin \alpha \, d\alpha \\
 U_{a1} &= \frac{2U_{dc}}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} \sin(\omega t) \, d(\omega t) = \frac{4U_{dc}}{\pi} \cos \delta.
 \end{aligned}$$

Srednja snaga  $P$  predana otporu  $R$  iznosi:

$$P = I_{a1rms} U_{a1rms} \cos \theta = \frac{I_{a1} U_{a1}}{2} \cos \theta$$

ili uvrštenjem izračunatog izraza za  $U_{a1}$  i

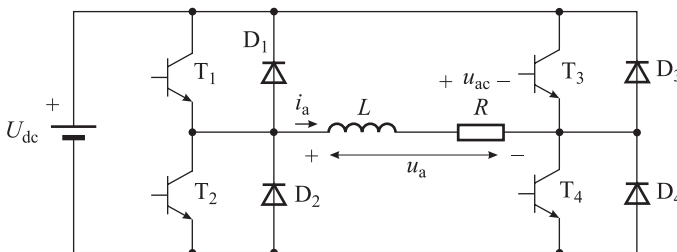
$$I_{a1} = \frac{U_{a1}}{Z}$$

dobije se:

$$P = \frac{8U_{dc}^2}{\pi^2 \sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \cos^2 \delta \cos \theta.$$

Snagom se može upravljati mijenjanjem kuta  $\delta$  i frekvencije  $\omega$ . Snagom se ne može upravljati mijenjanjem kuta faznog pomaka  $\theta$ , jer je taj kut stalan ( $R$  i  $L$  su stalni).

Iz prikazanih valnih oblika na slici V.6. se vidi da za vrijeme vođenja sklopki, struja kroz sklopke mijenja smjer. Tranzistori, kao poluvodički ventili koji se koriste

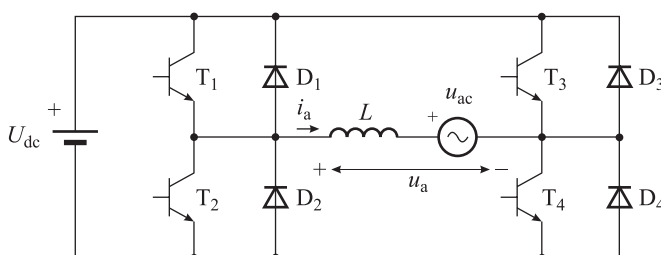


Sl. V.7.: Ostvarenje sklopki izmjenjivača s naponskim ulazom

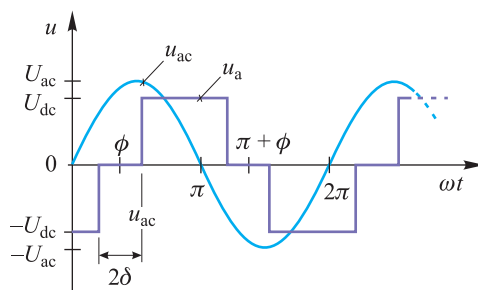
za ostvarenje poluvodičkih sklopki kod autonomnih izmjenjivača, ne mogu voditi struju u suprotnom smjeru te se paralelno tranzistoru spaja dioda. Paralelni spoj tranzistora i diode predstavlja strujnu dvosmjernu sklopku. Slika V.7. prikazuje ostvarenje sklopki  $S_1 - S_4$  izmjenjivača s naponskim ulazom.

### Izmjenična mreža kao trošilo i kvazipravokutna modulacija

Shema autonomnog izmjenjivača s naponskim ulazom opterećenog izmjeničnom mrežom prikazana je na slici V.8. Na shemi su označeni referentni smjer struje izmjenične mreže i referentni polaritet napona izmjenične mreže. Ulazni napon u izmjenjivač je konstantan i iznosi  $U_{dc}$ . Izmjenjivač sa slike V.8. može se koristiti, primjerice za slanje energije iz sloja fotonaponskih ćelija u aktivnu izmjeničnu mrežu.



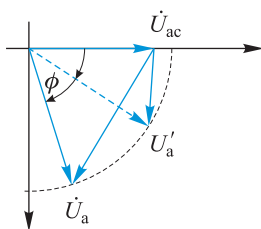
Sl. V.8.: Shema izmjenjivača s naponskim ulazom



Sl. V.9.: Valni oblici napona izmjenične mreže i izlaznog napona izmjenjivača kod kvazipravokutne modulacije

Na slici V.9. prikazani su valni oblici napona izmjenične mreže i **izlaznog napona izmjenjivača  $u_a$**  kod kvazipravokutne modulacije. Za vrijeme dok je izlazni napon pozitivan vode tranzistori  $T_1$  i  $T_4$ . Za vrijeme dok je izlazni napon negativan vode tranzistori  $T_2$  i  $T_3$ . Izlazni napon je jednak nuli ili kad vode tranzistori  $T_1$  i  $T_2$  ili tranzistori  $T_3$  i  $T_4$ . Ovaj način naizmjeničnog upravljanja sklopkama za vrijeme dok je napon jednak nuli prakticira se zbog ujednačavanja gubitaka sklopki.

Kvazipravokutna modulacija omogućuje upravljanje snagom izvora  $u_{ac}$ . Pošto sklopkama upravlja nezavisni oscilator, **izlazni napon izmjenjivača  $u_a$  može biti u bilo kojem "faznom položaju"  $\phi$** . Mijenjanjem kuta  $\phi$  mijenja se i amplituda i faza os-



Sl. V.10.: Fazori izlaznog napona i napona izmjenične mreže

novnog harmoničkog člana struje, slika V.10. Tako se upravlja snagom izvora  $u_{ac}$ . Izvor može davati i preuzimati snagu. Ako  $u_a$  kasni za  $u_{ac}$ , izvor  $u_{ac}$  daje snagu. To je još jedan način upravljanja snagom (pored  $\delta$ ).

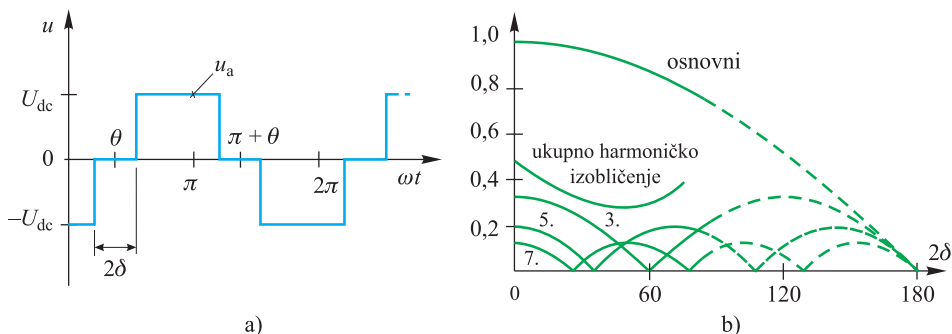
## 1.2. Metode smanjivanja faktora harmoničkog izobličenja

Smanjivanje sadržaja harmonika izlaznog napona ili struje kod izmjenjivača potrebno je iz razloga jer; (i) harmonici smanjuju faktor snage na izmjeničnim pristupima, (ii) izvor su smetnji za upravljačke sklopove i druge uređaje, (iii) kod motora harmonici mogu pobuditi mehaničke rezonancije i uzrokovati, akustičku buku trošila. Niskopropusni filtri, sastavljeni od paralelnog kondenzatora i serijske prigušnice, nisu dovoljno dobar način za potiskivanje neželjenih harmonika. Iz tog razloga se koriste metode aktivnog smanjivanja harmonika. Najpoznatije su; (i) metoda uklanjanja harmonika, (ii) metoda poništavanja harmonika i (iii) metoda premještanja harmonika.

### Metoda uklanjanja harmonika

Kod metode uklanjanja harmonika, sklopkama se upravlja tako da se iz valnog oblika kvazipravokutnog izlaznog napona uklone određeni harmonici. Odabire se takav  $\delta$  da nema nekih harmonika, slika V.11.

Primjerice, odgovarajućim izborom  $\delta$  može se potpuno ukloniti treći harmonik. Treći harmonik ne postoji ako je  $\delta = 30^\circ$  el. To se može dokazati analizom Fourierovih koeficijenata.



Sl. V.11.: a) kvazipravokutni napon, b) amplitude harmoničkih komponenata

Amplituda sinusnih članova iznosi:

$$U_{an} = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u_a(t) \sin n \frac{2\pi t}{T} dt$$

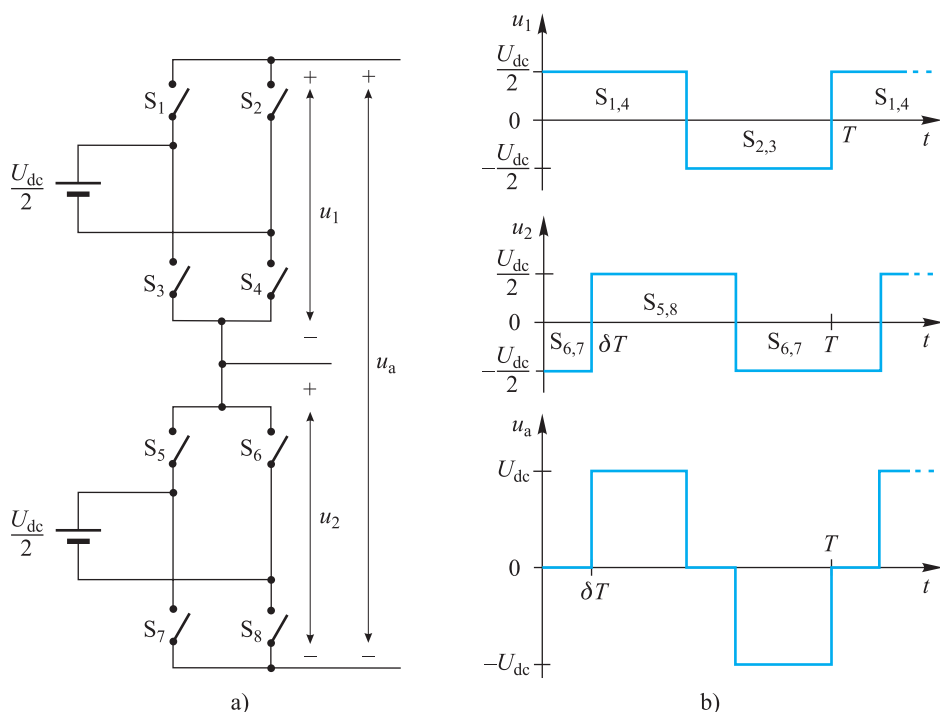
Amplituda trećeg harmonika iznosi:

$$U_{a3} = \frac{2U_{DC}}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} \sin(3\omega t) d(\omega t) = \frac{4U_{DC}}{3\pi} \cos 3\delta$$

Uistinu, uklonjeni su svi harmonici reda  $3n$ .

### Metoda poništavanja harmonika

Kod metode poništavanja harmonika, poništavanje određenih harmonika postignuto je dodavanjem fazno pomaknutih izlaznih napona dvaju jednakih pretvarača u mosnom spoju, slika V.12. Na izlazu jednog i drugog pretvarača je napon pravokutnog valnog oblika. Odgovarajućim faznim pomakom ovih napona na trošilu se dobiva kvazipravokutni napon u čijem harmoničkom sastavu nema nekih harmonika.

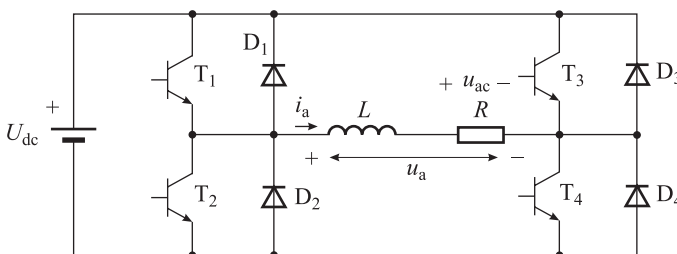


Sl. V.12.: a) serijski spoj dvaju jednakih pretvarača, b) izlazni naponi

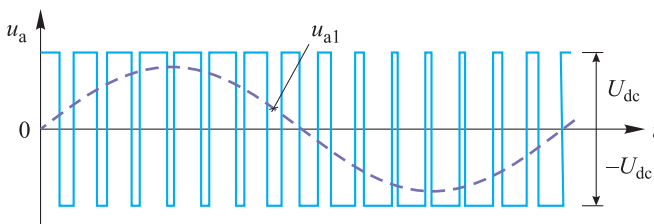
### Metoda premještanja harmonika

Najčešći pristup smanjivanju harmonika jest premještanje harmonika na frekvencije koje su dovoljno visoke da je filtriranje moguće i s manjim komponentama. Ta se metoda naziva metoda modulacije širine impulsa (engl. PWM).

Na slici V.13. ponovo je prikazan izmjenjivač s naponskim ulazom opterećen pasivnim induktivnim trošilom. Na slici V.14. prikazan je izlazni napon izmjenjivača kod bipolarne sinusne modulacije širine impulsa i osnovni harmonik izlaznog napona  $u_{a1}$ . Pozitivni impulsi izlaznog napona nastaju tako da su uključeni tranzistori  $T_1$  i  $T_4$ . Negativni impulsi izlaznog napona nastaju tako da su uključeni tranzistori  $T_3$  i  $T_2$ . Između sklapanja parova tranzistora potrebno je osigurati minimalna vremena kašnjenja da ne bi došlo do kratkog spoja izmjenjivača.



Sl. V.13.: Izmjenjivač s naponskim ulazom opterećen induktivnim trošilom



Sl. V.14.: Izlazni napon izmjenjivača s naponskim ulazom kod unipolarne sinusne PWM-modulacije

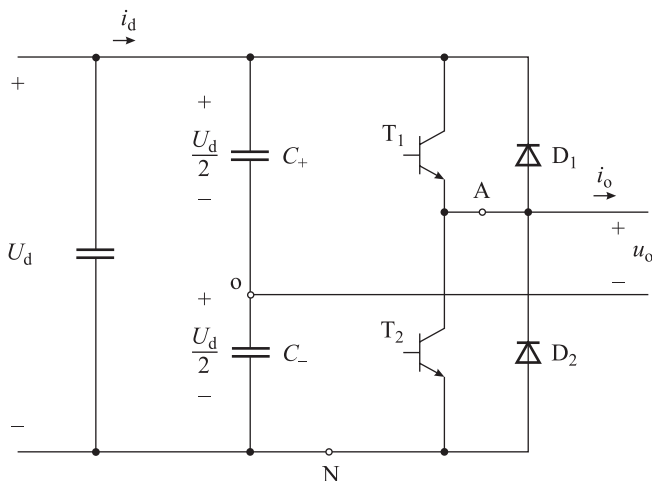
Može se računom pokazati da je THD faktor ovakvog izlaznog napona blizak THD faktoru pravokutnog napona. Međutim, harmonici PWM moduliranog napona imaju veću frekvenciju od onih pravokutnog napona. Ako se trošilo napaja preko jednostavnog induktivnog filtra, za postizanje željenog THD faktora struje trošila, vrijednost induktiviteta je mnogo manja u pretvarača s PWM valnim oblikom izlaznog napona nego u pretvarača s pravokutnim valnim oblikom izlaznog napona. Modulacija širine impulsa je metoda smanjivanja faktora THD izlaznih struja premještanjem harmonika na više frekvencije.

U nastavku, na primjeru jednofaznih autonomnih izmjenjivača, analizirat će se bipolarna i unipolarna skalarna modulacija širine impulsa. Kriteriji za ocjenu kvalitete ovih metoda su; (i) širina linearnog područja modulacije, (ii) sklopni gubici, (iii) THD faktor izlaznog napona PWM valnog oblika, (iv) jednostavnost implementacije i (v) vrijeme izračunavanja.

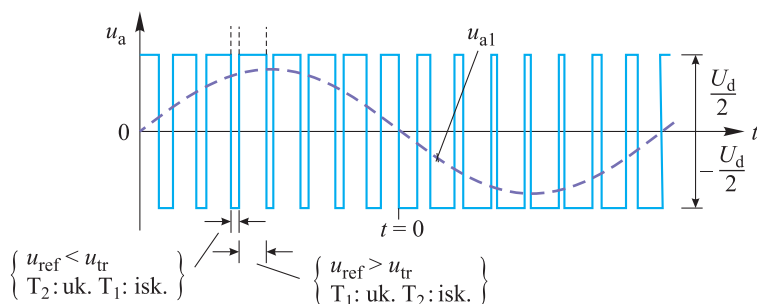
### 1.3. Jednofazni autonomni izmjenjivači s bipolarnom PWM-modulacijom

Za ostvarenje bipolarne modulacije širine impulsa može se koristiti i topologija izmjenjivača sa samo dvije poluvodičke sklopke tj. protuparalelni spoj tranzistora (bipolarni tranzistor, MOSFET, IGBT) i diode, slika V.15.

Trošilo je spojeno između točke A i srednje točke istosmjernog naponskog izvora 0. Ako je uklopljen tranzistor  $T_1$ , napon na trošilu je  $U_d/2$ , a ako je uklopljen tranzistor  $T_2$ , napon na trošilu je  $-U_d/2$ , slika V.16.



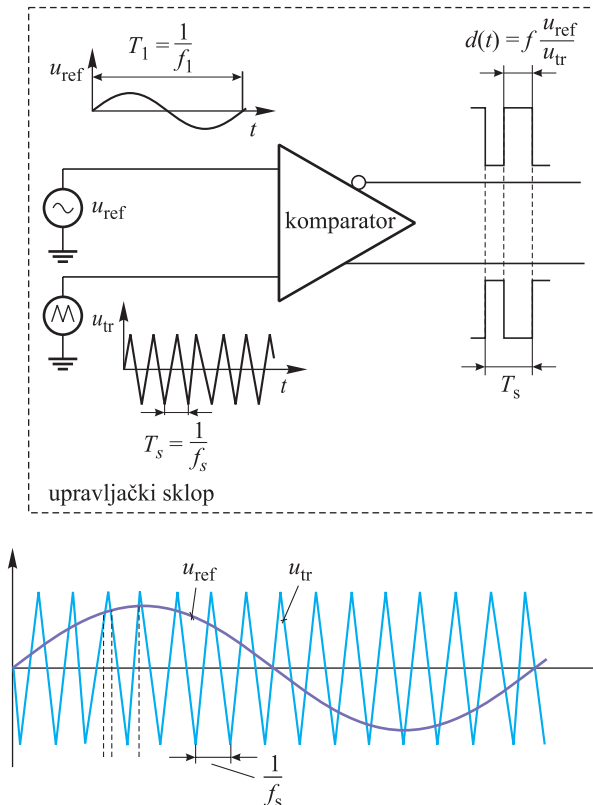
Sl. V.15.: Shema izmjenjivača s naponskim ulazom kod bipolarne sinusne PWM-modulacije



Sl. V.16.: Izlazni napon izmjenjivača s naponskim ulazom kod bipolarne sinusne PWM-modulacije

Upravljački impulsi za sklopke izmjenjivača nastaju usporedbom visokofrekvencijskog trokutnog signala nosioca  $u_{tr}$  i niskofrekvencijskog sinusnog referentnog signala  $u_{ref}$ , slika V.17. Referentni signal se još naziva upravljački ili modulacijski signal. Signal nosioc se još naziva prijenosni signal. Impulsi na izlazu iz komparatora predstavljaju upravljačke impulse za tranzistore  $T_1$  i  $T_2$ . Kada je referentni signal veći od

signala nosioca uklapa tranzistor  $T_1$ . Kada je referentni signal manji od signala nosioca uklapa tranzistor  $T_2$ .



Sl. V.17.: Načelna shema generiranja faktora vođenja  $d(t)$  kod bipolarne sinusne PWM-modulacije

Niz impulsa na izlazu komparatora ima sinusno promjenljivi faktor vođenja  $d(t)$ :

$$d(t) = |\sin \omega_a t|$$

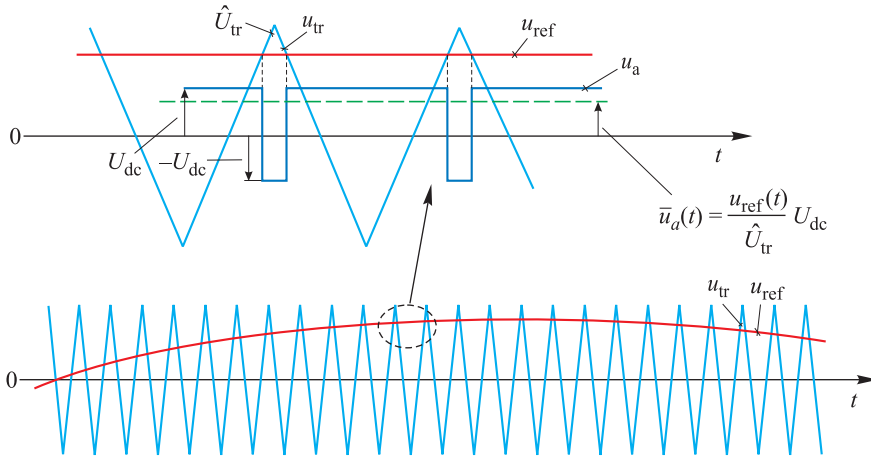
gdje je  $\omega_a$  frekvencija referentnog signala.

Valni oblik i frekvencija referentnog signala određuju frekvenciju i valni oblik osnovnog harmonika izlaznog napona izmjenjivača. Ako je frekvencija signala nosioca znatno veća od frekvencije referentnog signala, može se pretpostaviti da unutar jedne sklopne periode referentni signal ima konstantnu vrijednost, slika V.18.

Trenutačna srednja vrijednost izlaznog napona  $u_a(t)$  unutar jedne sklopne periode za  $m_a \leq 1$  iznosi:

$$\bar{u}_a(t) = \frac{u_{\text{ref}}(t)}{\hat{U}_{\text{tr}}} \cdot U_{\text{dc}}$$





SI. V.18.: Uz određivanje osnovnog harmonika izlaznog napona

Ako se referentni napon  $u_{\text{ref}}(t)$  mijenja po sinusnoj funkciji sa željenom izlaznom frekvencijom izmjenjivača  $f_1 = \omega_1/2\pi$ :

$$u_{\text{ref}}(t) = \hat{U}_{\text{ref}} \sin(\omega_1 t)$$

trenutačna se srednja vrijednost izlaznog napona mijenja po sinusnoj funkciji frekvencije  $f_1$ :

$$\bar{u}_a(t) = \frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\hat{U}_{\text{tr}}} \sin(\omega_1 t) \cdot U_{\text{dc}} = m_a \cdot \sin(\omega_1 t) \cdot U_{\text{dc}}$$

Veličina  $m_a$  naziva se amplitudni indeks modulacije i predstavlja omjer amplitude referentnog signala i amplitude signala nosioca:

$$m_a = \frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\hat{U}_{\text{tr}}}$$

Amplituda osnovnog harmonika izlaznog napona određena je amplitudnim indeksom modulacije i iznosi:

$$\hat{U}_{a1} = \frac{\hat{U}_{\text{ref}}}{\hat{U}_{\text{tr}}} \cdot U_{\text{dc}} = m_a \cdot U_{\text{dc}}$$

Amplituda osnovnog harmonika izlaznog napona se mijenja linearno s amplitudnim indeksom modulacije. Zato se područje  $m_a$  od 0 do 1 naziva linearnim područjem rada. Za maksimalnu vrijednost indeksa modulacija  $m_a = 1$  u linearnom području, vršna vrijednost osnovnog harmonika izlaznog napona  $\hat{U}_{a1} = U_{\text{dc}}$ . Ako je amplitudni indeks modulacije  $m_a > 1$ , izmjenjivač radi u području premodulacije. Kod premo-

dulacije se bolje koristi izvor ali, se javljaju nelinearnosti. Za  $m_a = 4$  valni oblik napona trošila je približno pravokutnog valnog oblika.

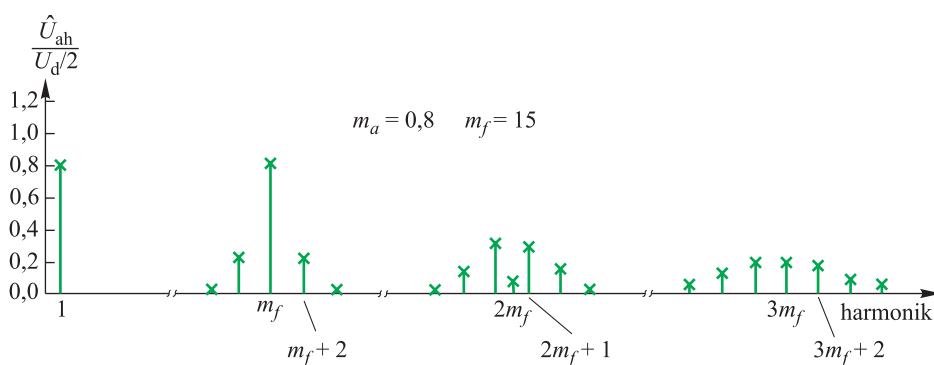
Frekvencija signala nosioca određuje frekvenciju sklapanja sklopki izmjenjivača. Što je ta frekvencija veća, to točnije trenutna srednja vrijednost izlaznog napona slijedi sinusnu funkciju.

Povećanjem sklopne frekvencije rastu sklopni gubici izmjenjivača, a smanjuju se harmonički gubici u trošilu. Pokazuje se da se amplitude harmonika nižeg reda više smanjuju što je broj pravokutnih impulsa po poluperiodi izlaznog napona veći. Uz veći broj pravokutnih impulsa povećavaju se amplitude harmonika višeg reda (koji stvaraju zanemarive gubitke u krugovima s induktivitetima).

Frekvencijski indeks modulacije  $m_f$  jednak je omjeru frekvencije signala nosioca i frekvencije referentnog signala:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}.$$

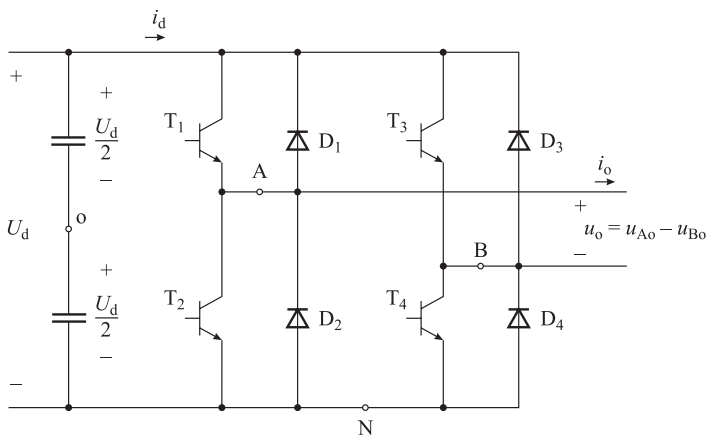
Frekvencijski indeks modulacije određuje frekvencijski sastav izlaznog napona. Slika V.19 prikazuje spektar izlaznog napona kod bipolarne sinusne modulacije širine impulsa. Osnovna harmonička komponenta ima frekvenciju referentnog signala. Ostale harmoničke komponente premještene su u blizinu sklopne frekvencije, tj. u blizinu frekvencije  $m_f$  i viših frekvencija  $2m_f, 3m_f, \dots$ . Pri amplitudnom indeksu modulacije  $m_a = 1$ , vršna vrijednost osnovnog harmonika napona jednaka je ulaznom istosmjernom naponu. Kod spoja s dvije sklopke (polumosnog spoja) to je  $U_{dc}/2$ , dok je kod spoja s četiri sklopke (mosnog spoja) to  $U_{dc}$ . To vrijedi za jednofazni izmjenjivač. Amplitude harmonika su neovisne o indeksu  $m_f$ .



Sl. V.19.: Spektar izlaznog napona izmjenjivača s naponskim ulazom kod bipolarne sinusne modulacije širine impulsa

#### 1.4. Jednofazni autonomni izmjenjivači s unipolarnom sinusnom PWM-modulacijom

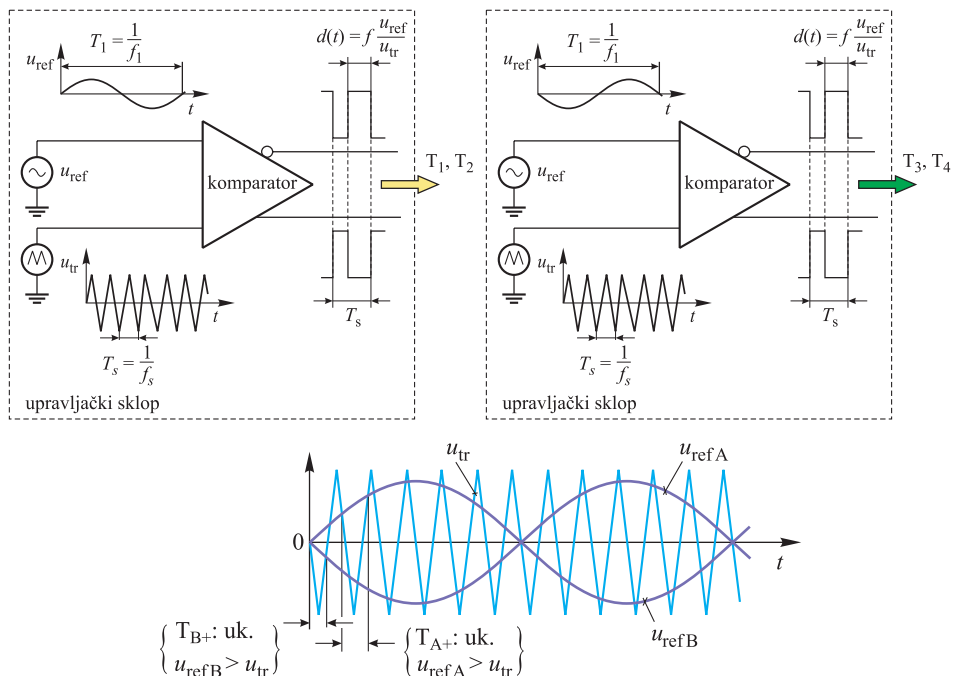
Slika V.20. prikazuje jednofazni izmjenjivač s naponskim ulazom kod unipolarne sinusne PWM-modulacije. Koriste se četiri strujno bipolarne sklopke tj. protupara-



Sl. V20.: Shema izmjenjivača s naponskim ulazom kod unipolarne sinusne modulacije širine impulsa

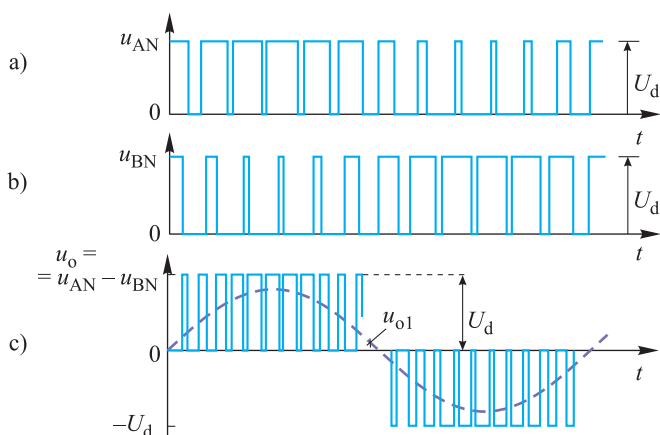
lelni spoj tranzistora i diode. Trošilo je spojeno između točaka A i B. Ako su uključene sklopke  $T_1$  i  $T_4$ , napon na trošilu je  $U_d$ . Ako su uključene sklopke  $T_2$  i  $T_3$ , napon na trošilu je  $-U_d$ .

Parovi grana A i B upravljaju se odvojeno, za par grana A referentni signal je  $U_{ref}$ , dok je za par grana B referentni signal  $-U_{ref}$ . Slika V.21. prikazuje valne oblike

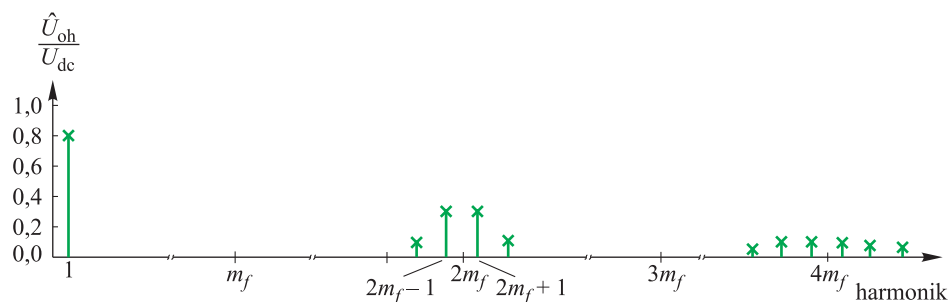


Sl. V21.: Načelna shema generiranja faktora vođenja  $d(t)$  kod unipolarne sinusne PWM-modulacije

referentnih signala i signala nosioca, a slika V.22. valne oblike napona grana i napona trošila, te valni oblik osnovnog harmonika napona trošila kod unipolarne sinusne modulacije širine impulsa.



Sl. V.22.: a) napon grane A, b) napon grane B i c) izlazni napon izmjenjivača s naponskim ulazom kod unipolarne sinusne PWM-modulacije

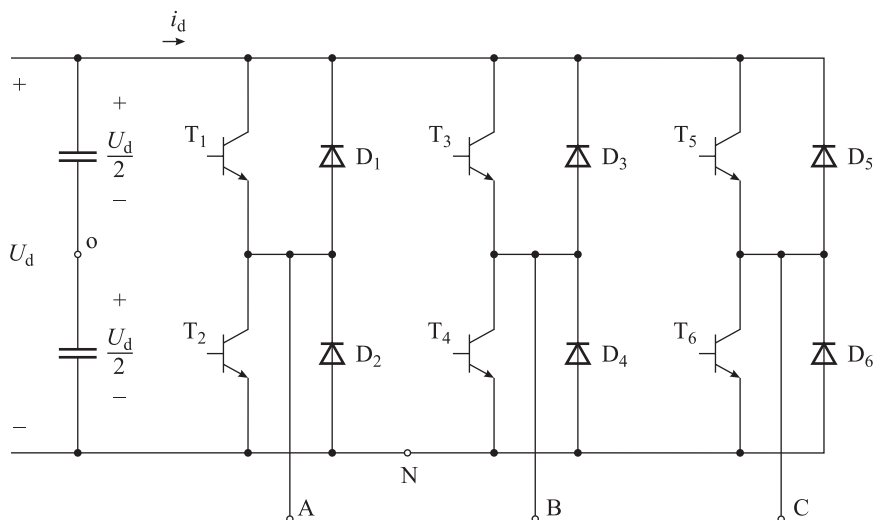


Sl. V.23.: Spektar izlaznog napona izmjenjivača s naponskim ulazom kod unipolarne sinusne PWM-modulacije

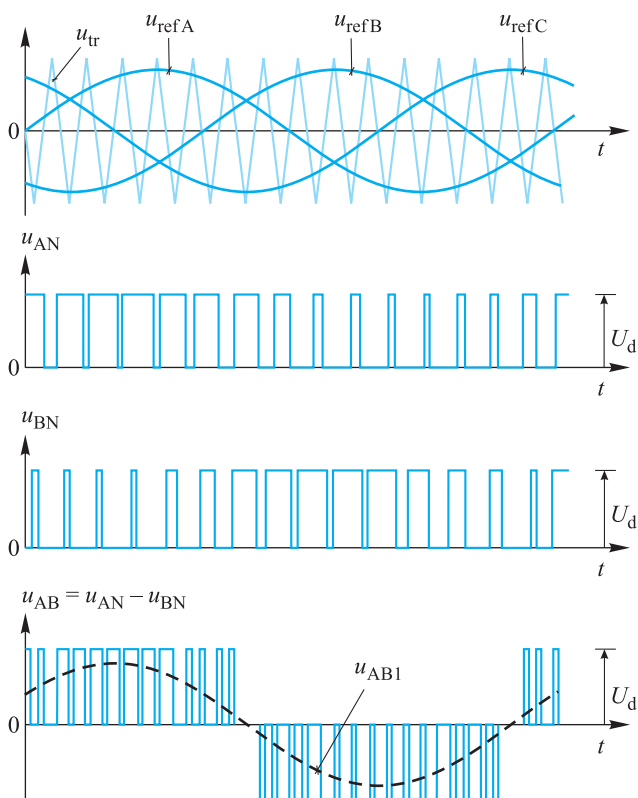
Slika V.23. prikazuje spektar izlaznog napona kod unipolarne sinusne PWM-modulacije. Osnovna harmonička komponenta ima frekvenciju upravljačkog signala. Ostale harmoničke komponente premještene su u blizinu frekvencije  $2m_f$  i viših frekvencija  $4m_f, 6m_f, \dots$ . Došlo je do efektivnog udvostručavanja sklopne frekvencije, iako je frekvencija signala nosioca nepromijenjena u odnosu na bipolarnu sinusnu modulaciju širine impulsa.

### 1.5. Trofazni autonomni izmjenjivači s unipolarnom sinusnom PWM-modulacijom

Slika V.24. prikazuje trofazni izmjenjivač s naponskim ulazom. Izmjenjivač u trofaznom mosnom spoju je proširenje jednofaznog izmjenjivača u mosnom spoju.



Sl. V.24.: Shema trofaznog izmjenjivača s naponskim ulazom

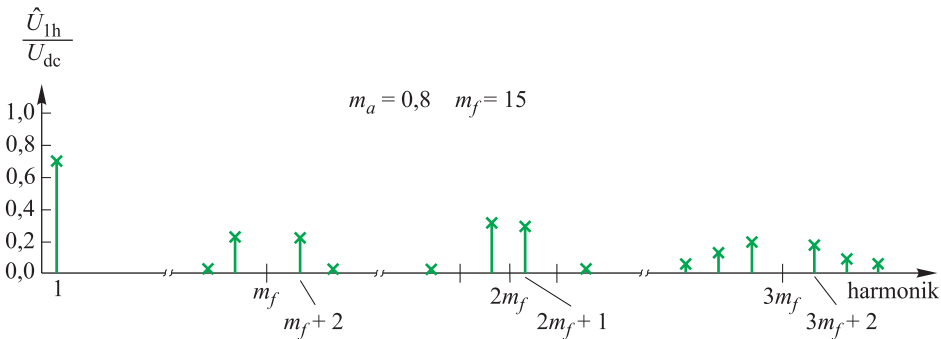
Sl. V.25.: Valni oblici referentnih signala, faznih napona  $u_{AN}$ ,  $u_{BN}$  i linijskog napona  $u_{AB}$  kod unipolarne sinusne PWM-modulacije

Dodan je još jedan par strujno bipolarnih sklopki. Simetrično trofazno trošilo je spojeno između točaka A, B, C i nul točke trošila (zvjezdaste).

Na slici V.25. prikazani su referentni signali i valni oblici linijskih i faznih napona kod unipolarne modulacije širine impulsa. Isti se signal nosilac trokutnog valnog oblika uspoređuje s trima referentnim signalima sinusnog valnog oblika s međusobnim faznim pomakom od  $120^\circ$  el. Ovisno o omjeru signala nosioca i referentnog signala za pojedinu fazu određuju se upravljački signal za tu fazu:

- kada je  $u_{\text{ref}} > u_{\text{tr}}$  gornji je tranzistor u grani uključen, a donji je isključen
- kada je  $u_{\text{ref}} < u_{\text{tr}}$  donji je tranzistor u grani uključen, a gornji je isključen

Slika V.26. prikazuje spektar izlaznog linijskog napona trofaznog izmjenjivača kod unipolarne sinusne PWM-modulacije.



Sl. V.26.: Spektar izlaznog napona trofaznog izmjenjivača s naponskim ulazom kod unipolarne sinusne PWM-modulacije

Trofazni izmjenjivač može se prikazati kao paralelni spoj triju polumosnih spojeva. U linearnom području rada vršna vrijednost osnovne harmoničke komponente faznog napona trofaznog izmjenjivača iznosi:

$$\hat{U}_{AO1} = m_a \cdot \frac{U_d}{2}$$

Slijedi da je efektivna vrijednost osnovne harmoničke komponente faznog napona:

$$U_{AO,rms} = m_a \cdot \frac{U_d}{2\sqrt{2}}$$

Uz pretpostavku da je  $m_a = 1$ , efektivna vrijednost osnovne harmoničke komponente faznog napona iznosi:

$$U_{AO,rms} = \frac{U_d}{2\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6} \cdot U_{rms}}{2\sqrt{2}} = 0,866 \cdot U_{rms}$$

Veza između vršne vrijednosti linijskog i vršne vrijednosti faznog napona izmjenjivača i ulaznog istosmjernog napona (uz pretpostavku da je  $m_a = 1$ ) je:

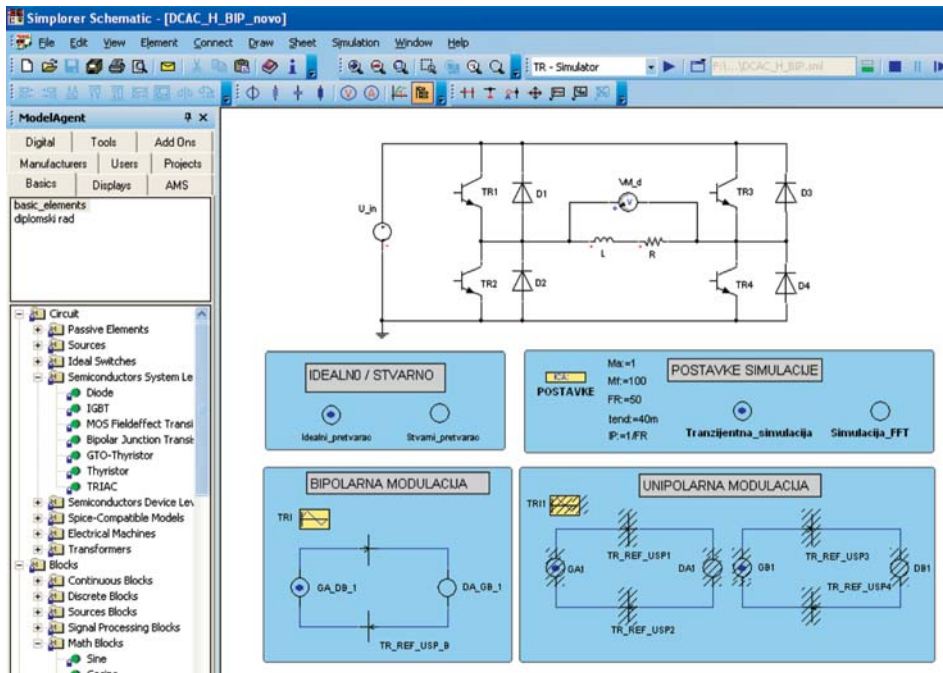
$$\hat{U}_{AB} = \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{AO1} = \sqrt{3} \cdot \frac{U_d}{2} = 0,866 \cdot U_d$$

Amplituda osnovne harmoničke komponente linijskog napona izmjenjivača manja je od ulaznog istosmjernog napona. PWM izmjenjivač sa skalarnom sinusnom modulacijom širine impulsa može dati najviše 86,6 % ulaznog istosmjernog napona. Kod jednofaznog izmjenjivača u mosnom spoju je vršna vrijednost osnovne harmoničke komponente izlaznog napona bila upravo jednaka ulaznom istosmjernom naponu.

## 2. SIMULACIJSKI POKUSI

### 2.1. Jednofazni autonomni izmjenjivač s naponskim ulazom i bipolarnom sinusnom PWM-modulacijom

2.1.1. Upotrebom *Schematica* nacrtajte shemu simulacijskog modela prema slici V.27. Svi elementi sheme nalaze se u bazi *Basics*.



Sl. V.27.: Shema simulacijskog modela

Parametri modela elemenata su:

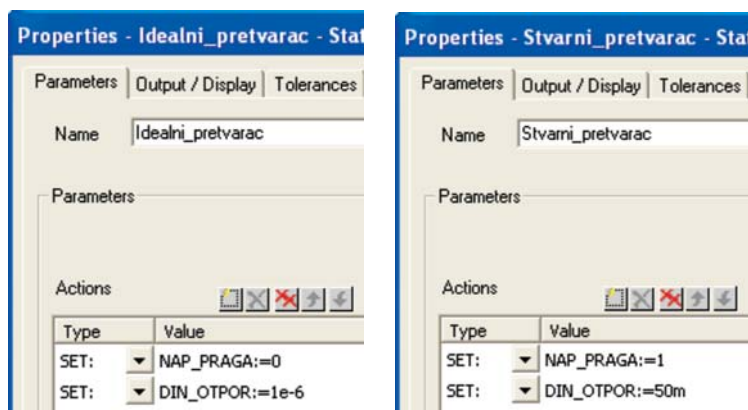
Naziv elementa	Tip modela	Parametri
U <sub>in</sub>	istosmjerni naponski izvor	EMF = 50 V
TR1, TR2, TR3, TR4	Equivalent Line	Forward Voltage = NAP_PRAGA, Bulk Resistance = DIN_OTPOR, Reverse Resistance = 100 kΩ
D1, D2, D3, D4	Equivalent Line	Forward Voltage = NAP_PRAGA, Bulk Resistance = DIN_OTPOR, Reverse Resistance = 100 kΩ
L		L = 100 mH
R		R = 20 Ω

Upravljački signali za tranzistore TR1-TR4 su:

Naziv elementa	Upravljački signal
TR1	UPR_GA
TR2	UPR_DA
TR3	UPR_GB
TR4	UPR_DB

Pomoću bloka **IDEALNO / STVARNO** zadaju se vrijednosti parametara modela tranzistora i diode. Unutar ovog bloka su dva elementa stanja: **Idealni\_pretvarac** i **Stvarni\_pretvarac**. Da bi se odabrao jedan ili drugi tip pretvarača potrebno je odabrano stanje učiniti aktivnim. To se u simulacijskom programu *Simplorer* postiže postavljanjem plave kružnice unutar odabranog stanja. Za vrijeme simulacije samo jedno stanje može biti aktivno.

Parametri idealnog i stvarnog pretvarača su:

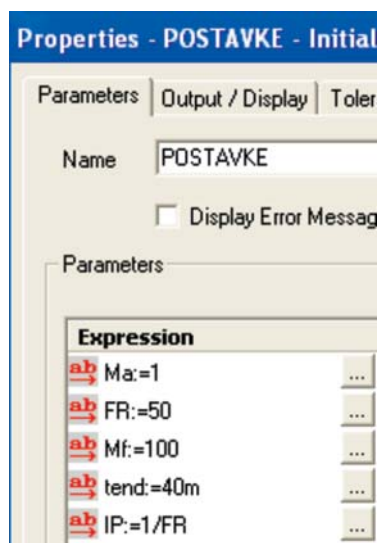


Postavke simulacije su dane unutar posebnog bloka upravljanja. Blok s postavkama upravljanja je prikazan na sljedećoj slici:





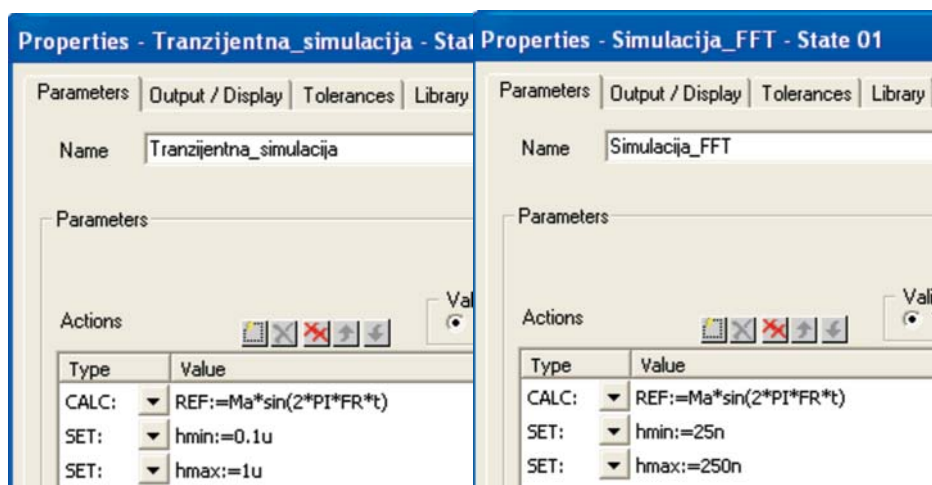
Unutar bloka za upravljanje su elementi stanja pomoću kojih se definiraju uvjeti odvijanja tranzijentne simulacije i uvjeti odvijanja Fourierove simulacije (FFT analize). Pored toga u bloku je i element početnog stanja **POSTAVKE**. Definicije u elementu stanja **POSTAVKE** su:



Značenje parametara iz elementa stanja **POSTAVKE** je:

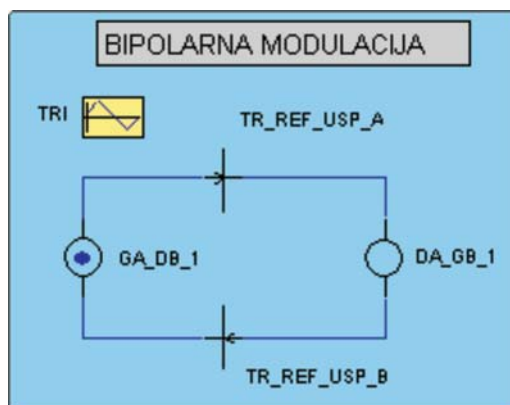
Naziv parametra	Opis
Ma	amplituda upravljačkog signala
FR	frekvencija upravljačkog signala
Mf	frekvencijski indeks modulacije
tend	konačno vrijeme simulacije
IP	perioda upravljačkog signala

Uvjeti pod kojima se odvija simulacije u vremenskoj domeni i FFT simulacija autonomnog izmjenjivača su opisani u elementima stanja **Tranzijentna\_simulacija** i **Simulacija\_FFT**:

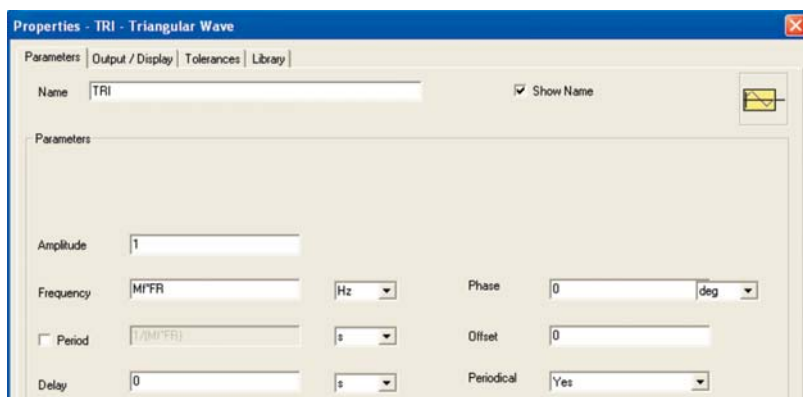


U elementu stanja **Tranzijentna\_simulacija** prvom naredbom je opisana funkcija upravljačkog signala REF. Radi se o sinusnoj funkciji amplitude  $Ma$  i frekvencije  $FR$ , bez faznog pomaka.  $hmin$  je minimalni korak integracije.  $hmax$  je maksimalni korak integracije. U elementu stanja **Simulacija\_FFT** smanjene su vrijednosti minimalnog ( $hmin = 25$  ns) i maksimalnog ( $hmax = 250$  ns) koraka integracije kako bi izračun Fourierovih koeficijenata bio što točniji.

Upravljanje sklopkama autonomnog izmjenjivača kod bipolarne modulacije je definirano blokom upravljanja **BIPOLARNA MODULACIJA**:

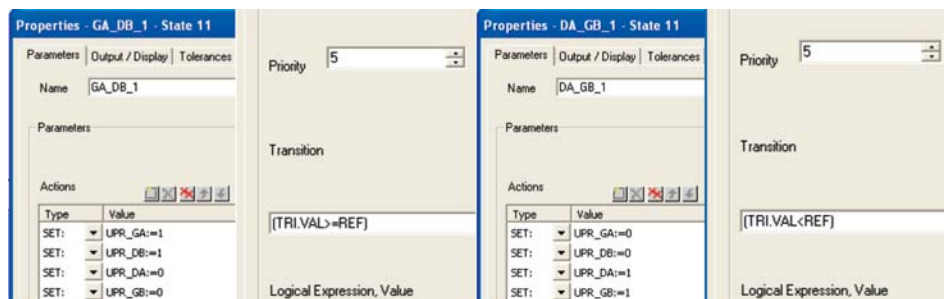


Poluvodičkim sklopkama u shemi sa slike V.27. upravlja se pomoću Petrijeve mreže, uz prethodno definiran signal nosioc TRI. Signal nosioc je opisan trokutnom vremenskom funkcijom čiji su parametri definirani prozorom:



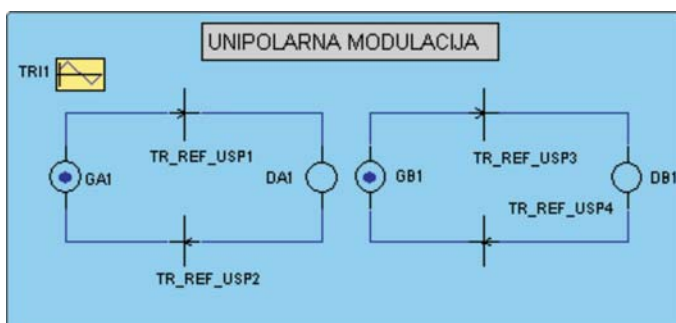
Frekvencija signala nosioca je jednaka umnošku frekvencije upravljačkog signala  $FR$  i frekvencijskog indeksa modulacije  $Mf$ . Amplituda signala nosioca je jednaka 1.

Elementi stanja  $GA\_DB\_1$  i  $DA\_GB\_1$  i *Transition* elementi iz Petrijeve mreže za upravljanje sklopkama imaju sljedeće definicije:

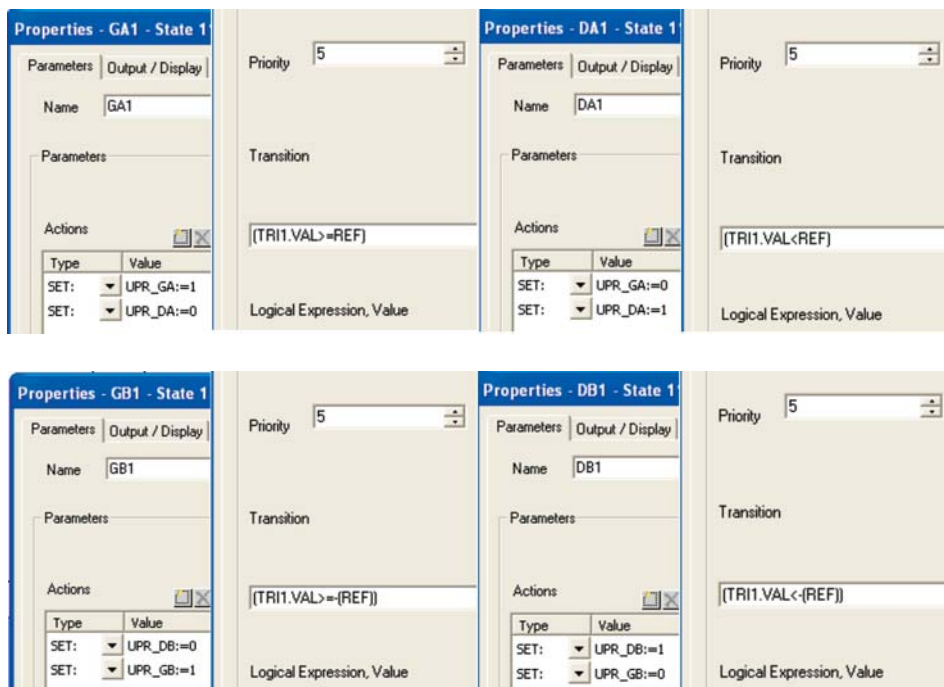


Do prijelaza iz stanja  $GA\_DB\_1$  u stanje  $DA\_GB\_1$  doći će ako je ispunjen uvjet iz prijelaza  $TR\_REF\_USP\_A$ , tj. ako je vrijednost signala nosioca veća ili jednaka od vrijednosti upravljačkog signala. Obratno, do prijelaza iz stanja  $DA\_GB\_1$  u stanje  $GA\_DB\_1$  doći će ako je ispunjen uvjet iz prijelaza  $TR\_REF\_USP\_B$ , tj. ako je vrijednost signala nosioca manja od vrijednosti upravljačkog signala.

Upravljanje sklopkama autonomnog izmjenjivača kod unipolarne modulacije je definirano blokom upravljanja **UNIPOLARNA MODULACIJA**.



Sklopkama se upravlja pomoću dvije Petrijeve mreže. Jedna Petrijeva mreža upravlja sklopkama u grani A, a druga upravlja sklopkama u grani B. Elementi stanja Petrijevih mreža i *Transition* elemenata za upravljanje sklopkama u grani A i B imaju sljedeće definicije:



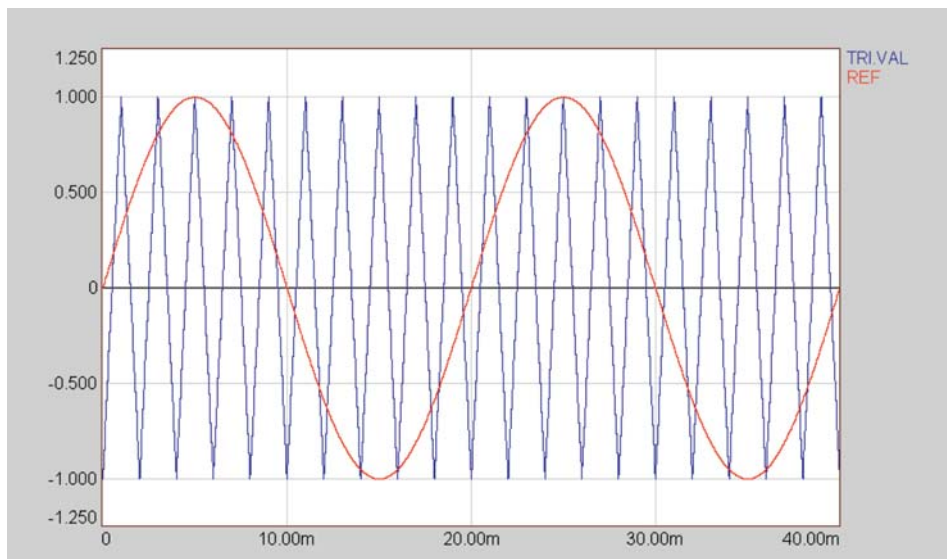
Do prijelaza iz stanja GA1 u stanje DA1 doći će ako je ispunjen uvjet iz prijelaza TR\_REF\_USP\_1, tj. ako je signal nosioc veći ili jednak upravljačkom signalu. Do prijelaza iz stanja DA1 u stanje GA1 doći će ako je ispunjen uvjet iz prijelaza TR\_REF\_USP\_2, tj. ako je signal nosioc manji od upravljačkog signala.

Do prijelaza iz stanja GB1 u stanje DB1 doći će ako je ispunjen uvjet iz prijelaza TR\_REF\_USP\_3, tj. ako je signal nosioc veći ili jednak upravljačkom signalu. Do prijelaza iz stanja DB1 u stanje GB1 doći će ako je ispunjen uvjet iz prijelaza TR\_REF\_USP\_4, tj. ako je signal nosioc manji od upravljačkog signala.

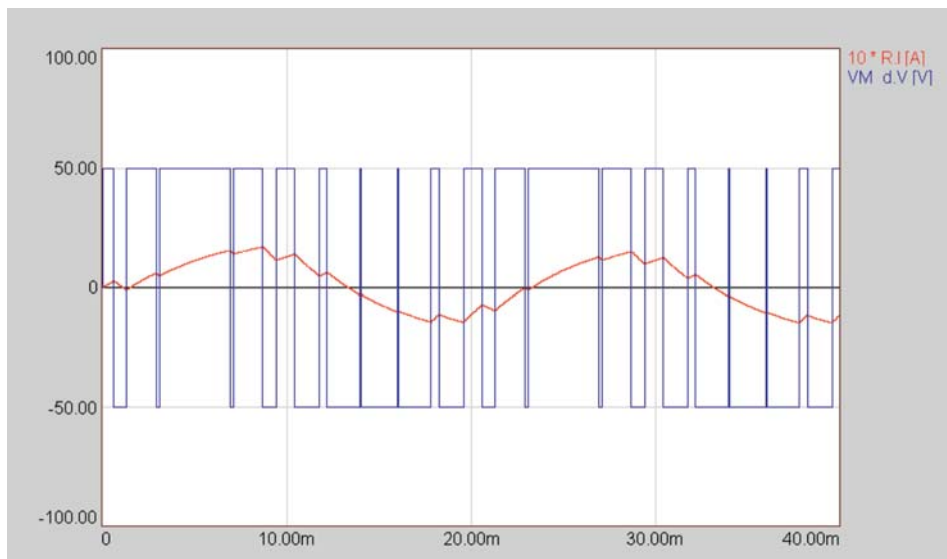
**2.1.2. Simulacijski pokus izvršite za idealni pretvarač.** Unutar bloka **IDEALNO / STVARNO** aktivirajte stanje **Idealni\_pretvarac**. Simulirajte ponašanje autonomnog izmjenjivača uz bipolarnu modulaciju. Na modelu isključite elemente iz bloka UNIPOLARNA MODULACIJA pomoću opcije *Don't Add To Model Description*, a uključite tj. aktivirajte elemente iz bloka BIPOLARNA MODULACIJA. Upotrebom programa *View Tool* prikažite valne oblike varijabli grana. Prikažite valne oblike napona i struje trošila za  $M_f = 10$  i  $M_f = 100$ . Odredite i prikažite Fourierov spektar.

Na slici V.28. prikazani su valni oblici signala nosioca TRI i referentnog signala REF čija amplituda i frekvencija se računa pomoću naredbe u elementima stanja **Tranzijentna\_simulacija** i **Simulacija\_FFT**.

Na slici V.29. prikazani su valni oblici napona i struje trošila uz vrijednost induktiviteta od 100 mH i sklopnu frekvenciju od 500 Hz ( $FR \times Tf$ ). Uz te odabrane parametre struja trošila je sinusoidalna. Prikazani su simulacijski rezultati od 0 ms do 40 ms.

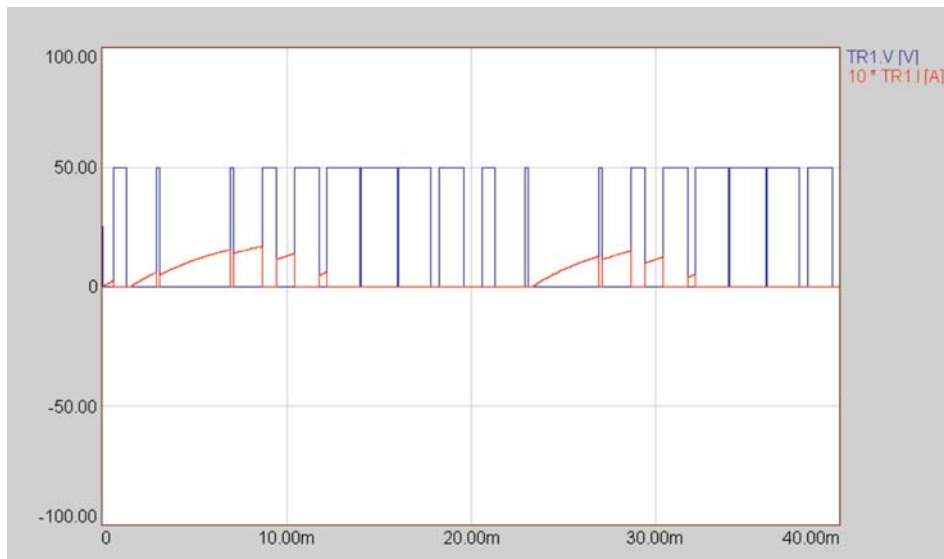


Sl. V.28.: Valni oblici referentnog signala i signala nosioca za  $Mf = 10$

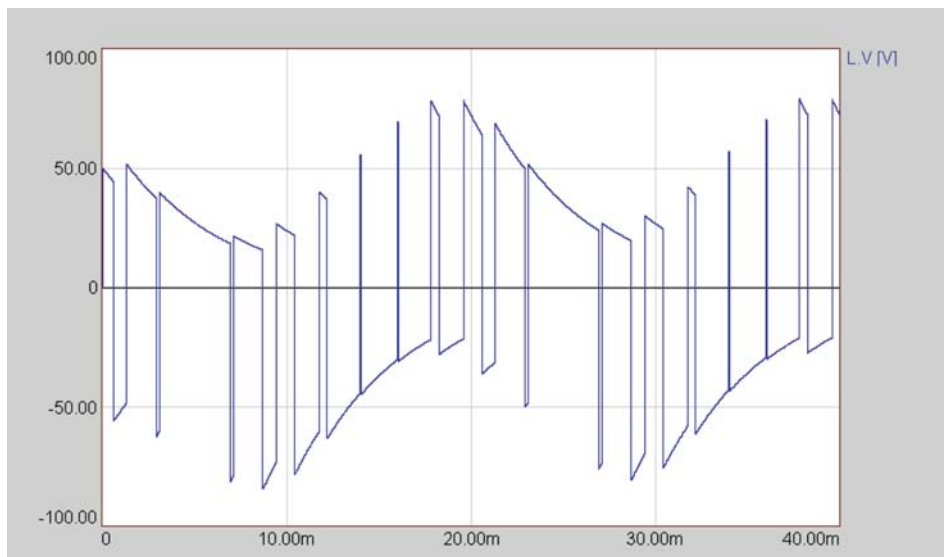


Sl. V.29.: Napon i struja trošila za  $Mf = 10$

Na slici V.30. prikazani su valni oblici napona i struje bipolarnog tranzistora. Pozitivna struja trošila teče kroz tranzistore TR1 i TR4 dok su uključjeni, odnosno kroz diode D2 i D3 kada su TR1 i TR4 isključjeni. Analogno, negativna struja trošila teče kroz tranzistore TR2 i TR3 dok su uključjeni, odnosno kroz diode D1 i D4, kada su TR2 i TR3 isključjeni. Za vrijeme dok struja teče kroz tranzistore, na tranzistorima



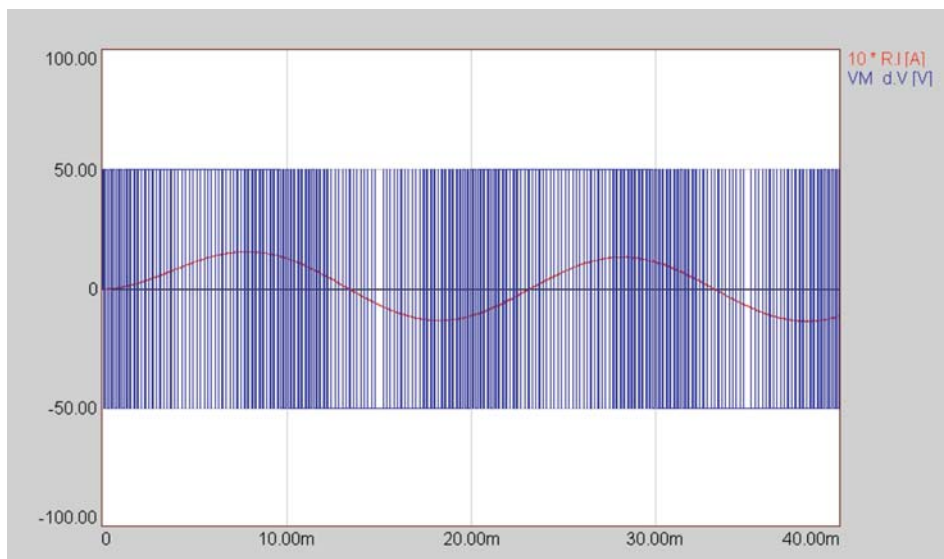
Sl. V.30.: Napon i struja bipolarnog tranzistora



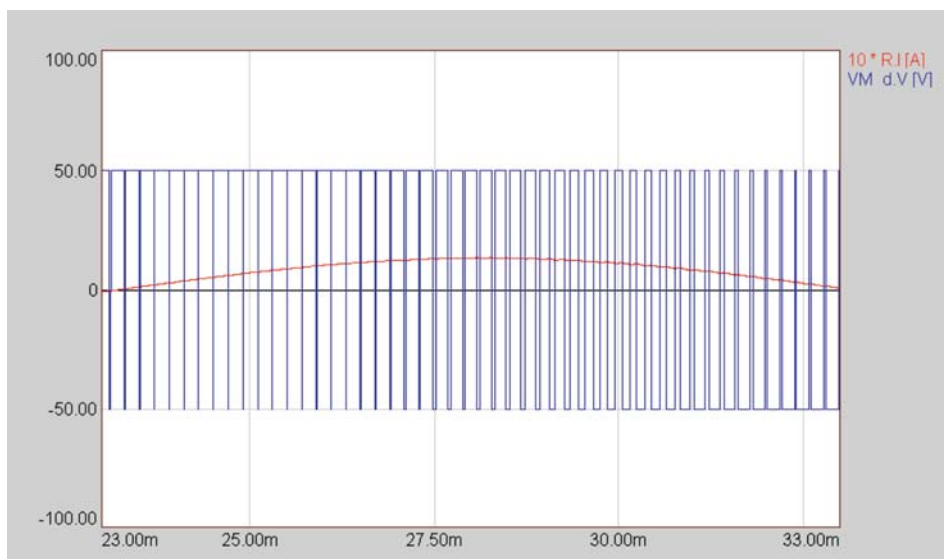
Sl. V.31.: Napon na induktivitetu

je napon određen korištenim modelom tranzistora. Za vrijeme dok struja teče kroz diode na tranzistorima je blokirni napon jednak ulaznom naponu u izmjenjivač.

Na slici V.31. prikazan je valni oblik napona na induktivitetu trošila (filar). Na induktivitetu su sve više harmoničke komponente napona trošila.

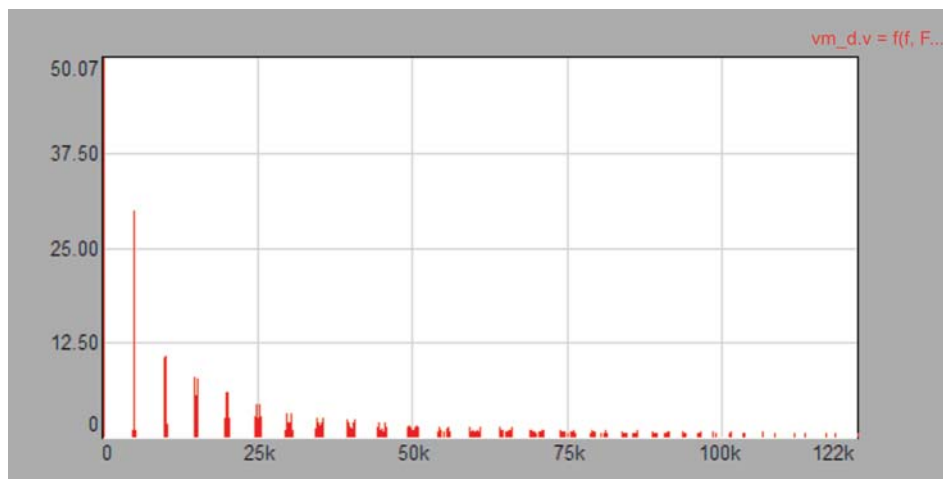


Sl. V.32.: Valni oblik napona i struje trošila uz sklopnu frekvenciju 5 kHz



Sl. V.33.: Valni oblik napona i struje trošila uz sklopnu frekvenciju 5 kHz (detalj)

Ako se sklopna frekvencija izmjenjivača poveća na 5 kHz (postavi se vrijednost frekvencijskog indeksa modulacije  $M_f = 100$ ) očekuje se da će struja trošila biti bliža sinusu, odnosno da će se smanjiti THD faktor struje trošila. To potvrđuju dobiveni valni oblici napona i struje trošila prikazani na slikama V.32. i V.33.



Sl. V.34.: Fourierov spektar napona trošila uz sklopnu frekvenciju 5 kHz

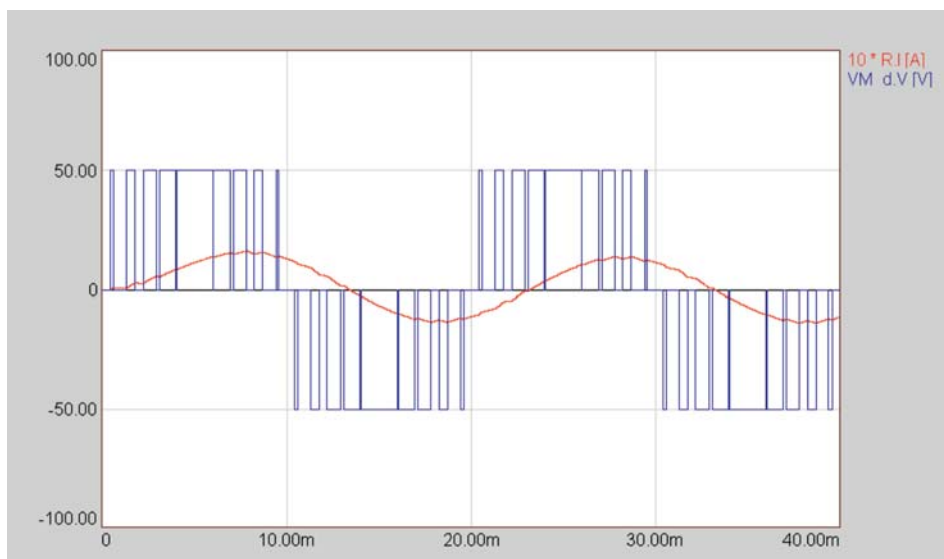
Na slici V.34. prikazan je Fourierov spektar napona trošila uz sklopnu frekvenciju 5 kHz. Vidi se da je frekvencija osnovne harmoničke komponente jednaka frekvenciji upravljačkog signala (50 Hz), a da su frekvencije viših harmoničkih komponenti u blizini cjelobrojnih višekratnika te frekvencije.

**2.1.3. Simulacijski pokus izvršite za idealni pretvarač.** Unutar bloka **IDEALNO / STVARNO** aktivirajte stanje **Idealni\_pretvarac**. Simulirajte ponašanje autonomnog izmjenjivača uz unipolarnu modulaciju. Na modelu isključite elemente iz bloka **BIPOLARNA MODULACIJA** pomoću opcije *Don't Add To Model Description*, a uključite tj. aktivirajte elemente iz bloka **UNIPOLARNA MODULACIJA**. Upotrebom programa *View Tool* prikažite valne oblike varijabli grana. Prikažite valne oblike napona i struje trošila za  $M_f = 10$  i  $M_f = 100$ . Odredite i prikažite Fourierov spektar.

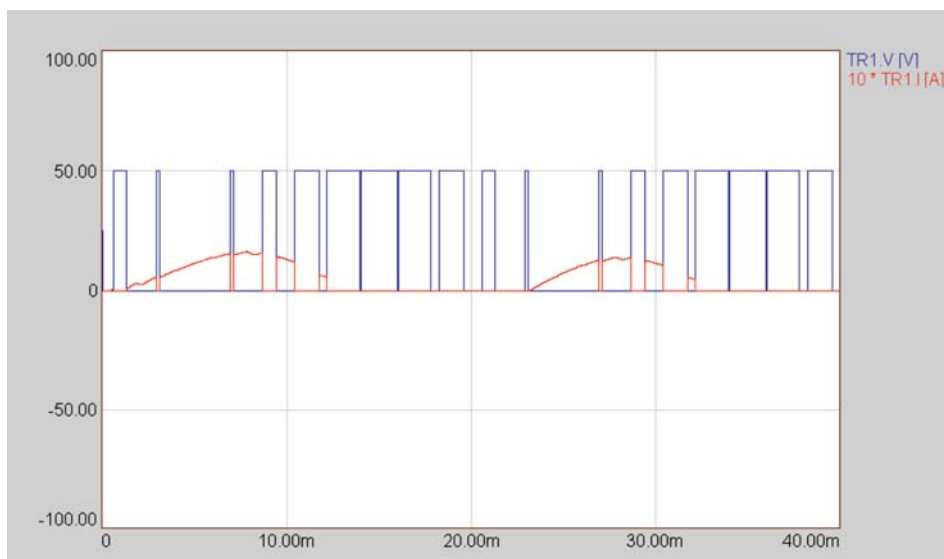
Na slici V.35. prikazani su valni oblici napona i struje trošila uz vrijednost induktiviteta od 100 mH i sklopnu frekvenciju od 500 Hz ( $FR \times Tf$ ). Uz te odabrane parametre struja trošila je sinusoidalna. Prikazani su simulacijski rezultati od 0 ms do 40 ms.

Na slici V.36. prikazani su valni oblici napona i struje bipolarnog tranzistora. Pozitivna struja trošila teče kroz tranzistore TR1 i TR4 dok su uklopljeni, odnosno kroz diode D2 i D3 kada su TR1 i TR4 isključeni. Analogno, negativna struja trošila teče kroz tranzistore TR2 i TR3 dok su uklopljeni, odnosno kroz diode D1 i D4, kada su TR2 i TR3 isključeni. Za vrijeme dok struja teče kroz tranzistore, na tranzistorima





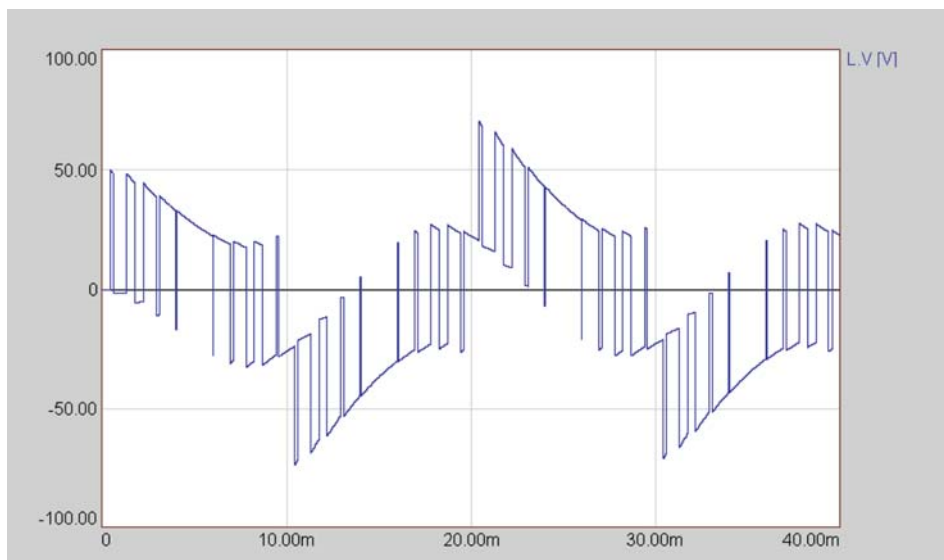
Sl. V.35.: Napona i struje trošila za MF = 10



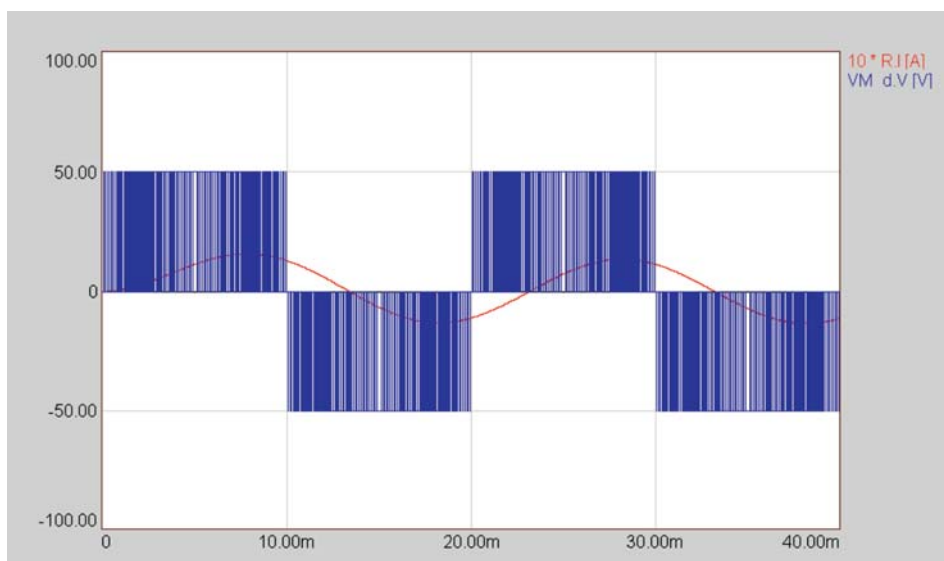
Sl. V.36.: Valni oblik napona i struje bipolarnog tranzistora

je napon određen korištenim modelom tranzistora. Za vrijeme dok struja teče kroz diode na tranzistorima je blokirni napon jednak ulaznom naponu u izmjenjivač.

Na slici V.37. prikazan je valni oblik napona na induktivitetu trošila (filar). Na induktivitetu su sve više harmoničke komponente napona trošila.

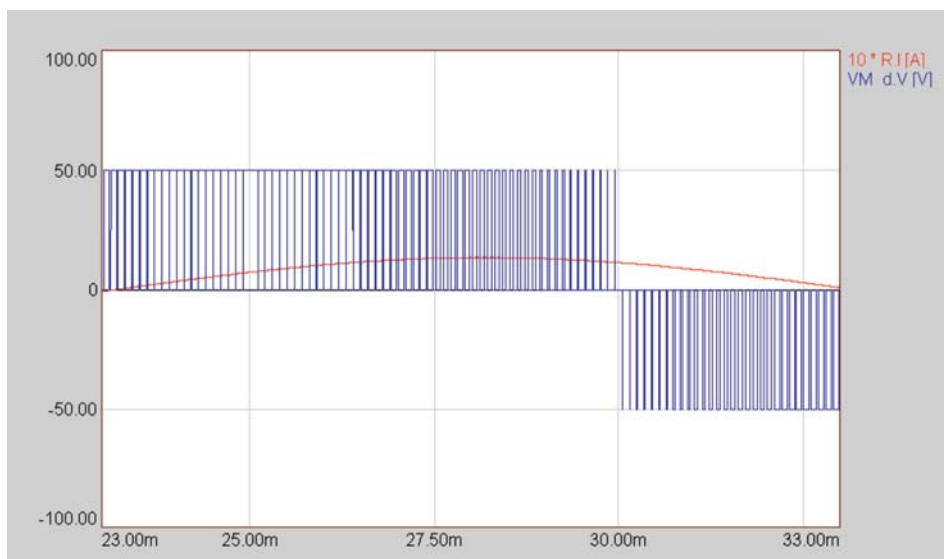


Sl. V.37.: Valni oblici napona na induktivitetu

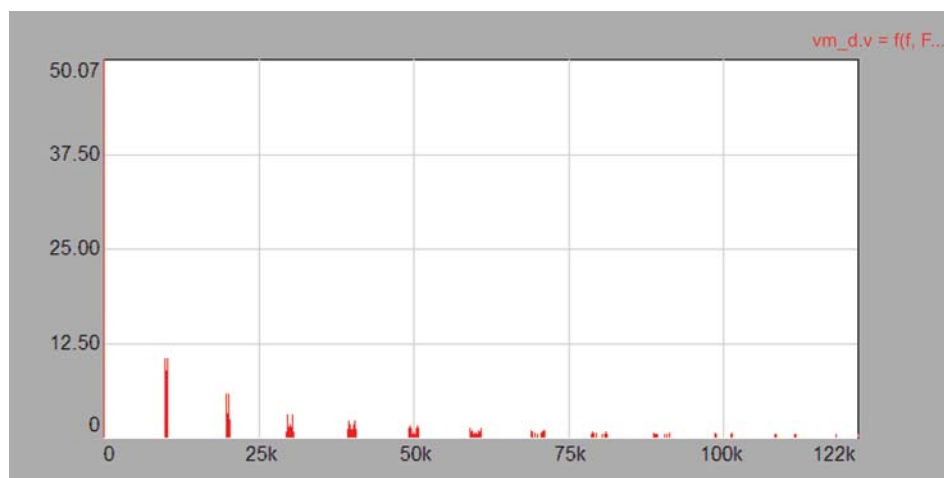


Sl. V.38.: Valni oblici napona i struje trošila uz sklopnu frekvenciju 5 kHz

Ako se poveća sklopna frekvencija izmjenjivača na 5 kHz (postavite vrijednost frekvencijskog indeksa modulacije na 100) očekuje se da će struja trošila biti bliža sinusu, tj. da će se smanjiti THD faktor struje trošila. To potvrđuju dobiveni valni oblici napona i struje trošila prikazani na slikama V.38. i V.39.



Sl. V.39.: Valni oblici napona i struje trošila uz sklopnu frekvenciju 5 kHz (detalj)

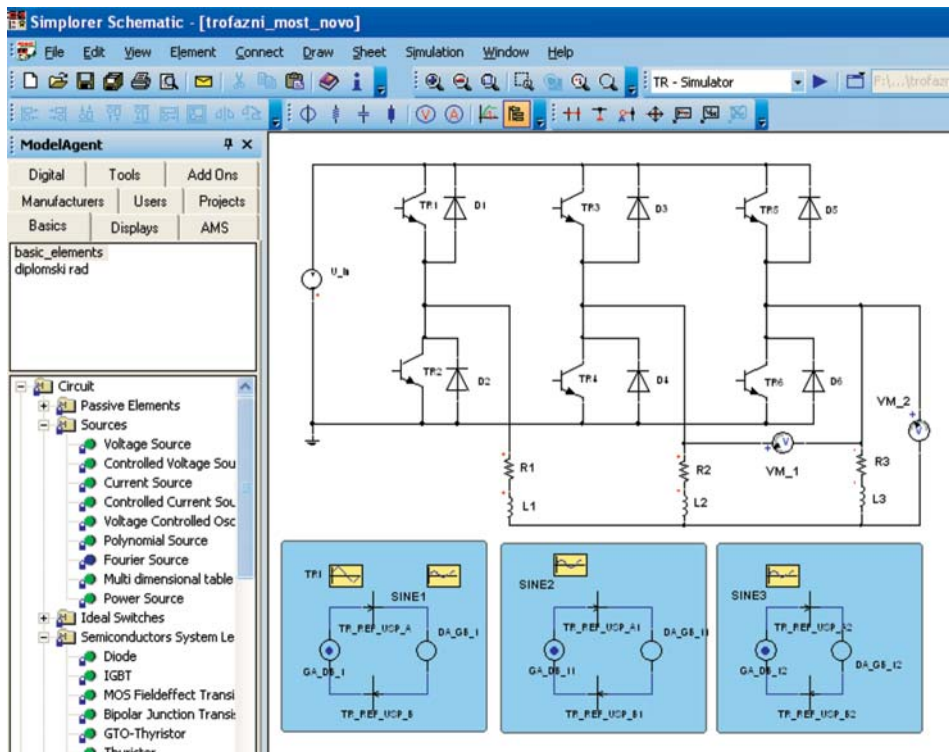


Sl. V.40.: Fourierov spektar valnog oblika napona trošila uz sklopnu frekvenciju 5 kHz

Na slici V.40. prikazan je Fourierov spektar napona trošila uz sklopnu frekvenciju 5 kHz. Vidi se da je frekvencija osnovne harmoničke komponente jednaka frekvenciji upravljačkog signala (50 Hz), a da su frekvencije viših harmoničkih komponenti u blizini frekvencija  $2m_f$ ,  $4m_f$ , ... Izgleda kao da je došlo do efektivnog povećanja sklopne frekvencije, makar je sklopna frekvencija (frekvencija signala nosioca) ostala nepromijenjena u odnosu na sklopnu frekvenciju kod bipolarne modulacije.

## 2.2. Trofazni autonomni izmjenjivač s naponskim ulazom

2.2.1. Upotrebom *Schematica* nacrtajte shemu simulacijskog modela prema slici V.41. Svi elementi sheme nalaze se u bazi *Basics*.



Sl. V.41.: Shema simulacijskog modela

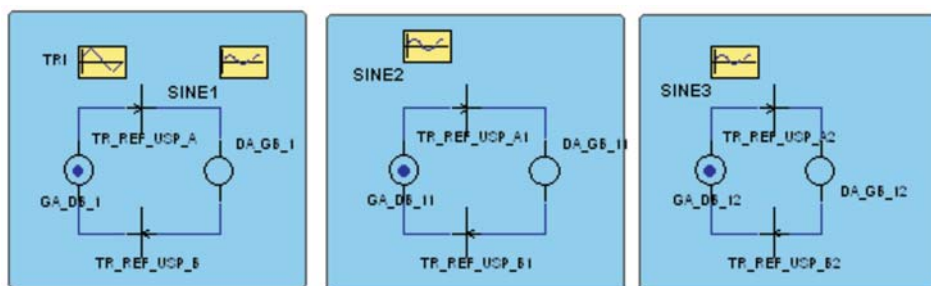
Parametri modela elemenata su:

Naziv elementa	Tip modela	Parametri
U_in	istosmjerni naponski izvor	EMF = 500 V
TR1, TR2, TR3, TR4, TR5, TR6	Equivalent Line	Forward Voltage = 1.2 V, Bulk Resistance = 10 mΩ, Reverse Resistance = 100 kΩ
D1, D2, D3, D4, D5, D6	Equivalent Line	Forward Voltage = 1.2 V, Bulk Resistance = 10 mΩ, Reverse Resistance = 100 kΩ
L1, L2, L3		L = 100 mH
R1, R2, R3		R = 2 Ω

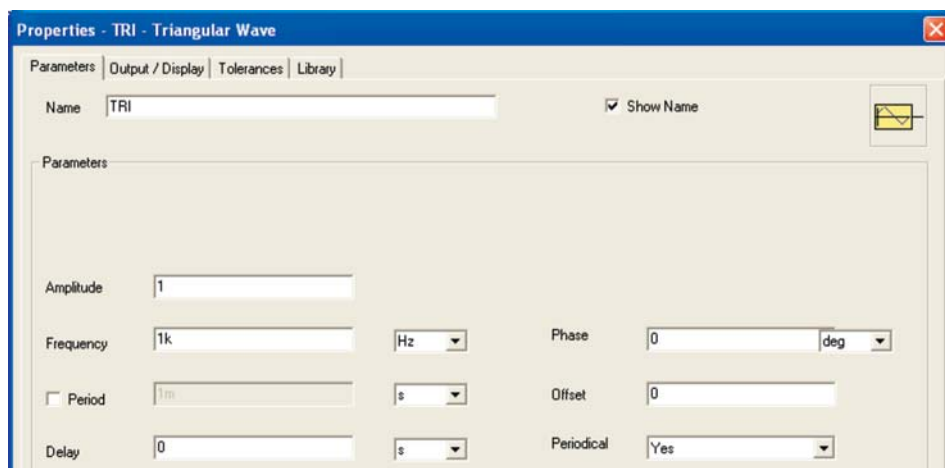
Upravljački signali za tranzistore TR1-TR6 su:

Naziv elementa	Upravljački signal
TR1	UPR_GA
TR2	UPR_DA
TR3	UPR_GB
TR4	UPR_DB
TR5	UPR_GC
TR6	UPR_DC

Poluvodičkim sklopkama u shemi sa slike V.41. upravlja se pomoću tri Petrijeve mreže, uz prethodno definiran signal nosioc TRI i tri sinusne funkcije SINE1, SINE2 i SINE3.




Signal nosioc je opisan trokutnom vremenskom funkcijom čiji su parametri definirani prozorom:



Sinusne funkcije su definirane sljedećim parametrima:

**Properties - SINE1 - Sine Wave**

Parameters | Output / Display | Tolerances | Library

Name: SINE1 ☒ Show Name 

Parameters

☒ Amplitude: 0.9

☐ RMS Value:

Frequency: 50 Hz

Phase: 0 deg

☐ Period: 20m s


Offset: 0

Delay: 0 s

Periodical: Yes

**Properties - SINE2 - Sine Wave**

Parameters | Output / Display | Tolerances | Library

Name: SINE2 ☒ Show Name 

Parameters

☒ Amplitude: 0.9

☐ RMS Value:

Frequency: 50 Hz

Phase: 120 deg

☐ Period: 20m s


Offset: 0

Delay: 0 s

Periodical: Yes

**Properties - SINE3 - Sine Wave**

Parameters | Output / Display | Tolerances | Library

Name: SINE3 ☒ Show Name 

Parameters

☒ Amplitude: 0.9

☐ RMS Value:

Frequency: 50 Hz

Phase: 240 deg

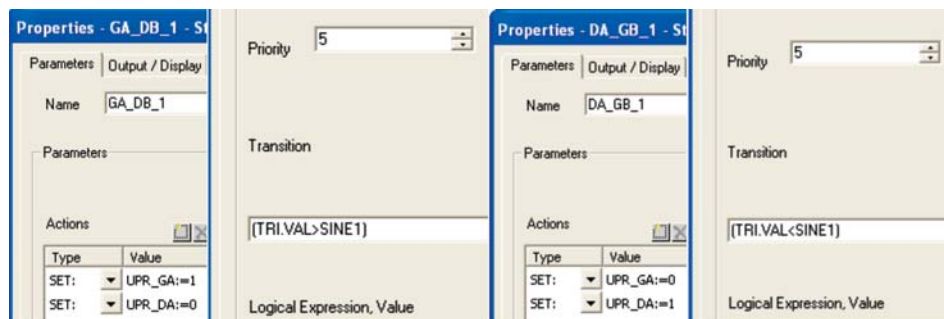
☐ Period: 20m s

Offset: 0

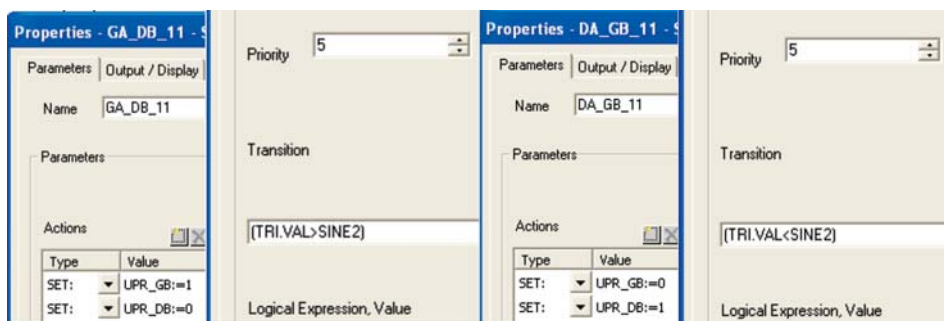
Delay: 0 s

Periodical: Yes

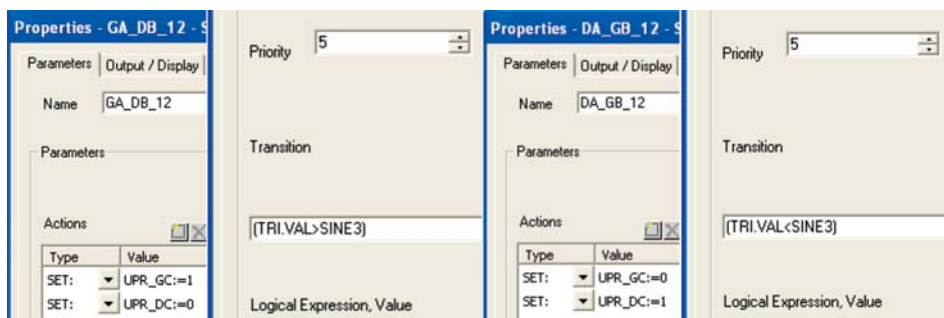
Prva Petrijeva mreža upravlja sklopkama u grani izmjenjivača s tranzistorima TR1 i TR2. Elementi stanja ove Petrijeve mreže i *Transition* elemenata imaju sljedeće definicije:



Druge Petrijeve mreže upravlja sklopkama u grani izmjenjivača s tranzistorima TR3 i TR4. Elementi stanja ove Petrijeve mreže i *Transition* elemenata imaju sljedeće definicije:



Treća Petrijeva mreža upravlja sklopkama u grani izmjenjivača s tranzistorima TR5 i TR6. Elementi stanja ove Petrijeve mreže i *Transition* elemenata imaju sljedeće definicije:



Na početku simulacije su uklopljena tri gornja tranzistora ( $UPR_{GB} = 1$ ,  $UPR_{GB} = 1$ ,  $UPR_{GC} = 1$ ). Gornji tranzistor u jednoj od tri faze će isključiti, a

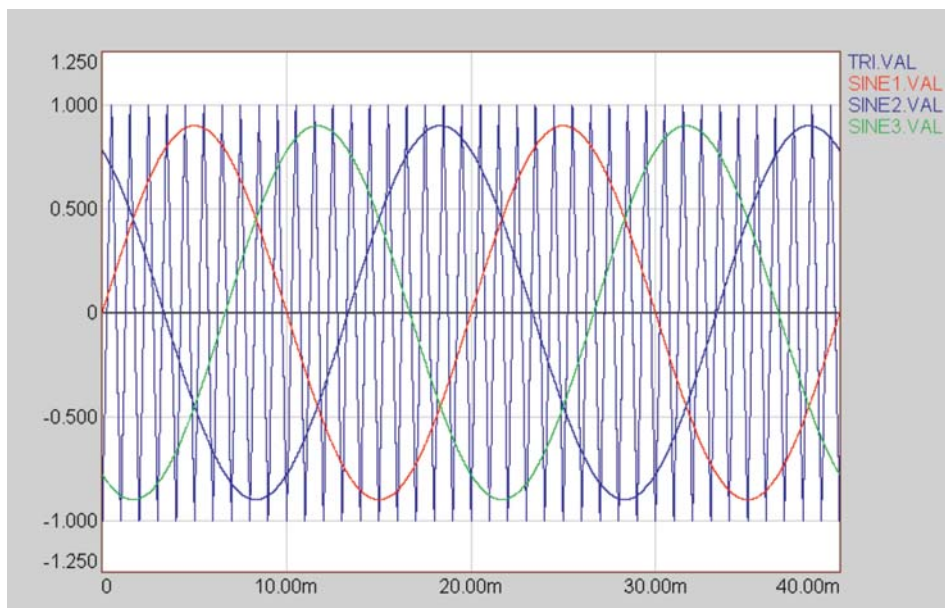
donji uklopiti kada je trokutni napon signala nosioca TRI veći od sinusnog referentnog napona za tu fazu ( $\text{TRI.VAL} > \text{SINE1}$ ,  $\text{TRI.VAL} > \text{SINE2}$  ili  $\text{TRI.VAL} > \text{SINE3}$ ). U slučaju kada je trokutni napon signala nosioca TRI manji od sinusnog referentnog napona za tu fazu, gornji tranzistor će uklopiti, a donji iskllopiti.

Parametri simulacije u vremenskoj domeni su:

Naziv parametra	Vrijednost
vrijeme simulacije	200 ms
minimalni korak integracije	0.1 $\mu\text{s}$
maksimalni korak integracije	1 $\mu\text{s}$
integracijska formula	trapezna

**2.2.2.** Simulacijski pokus izvršite za pretvarač prikazan modelom na slici V.41. Upotrebom programa *View Tool* prikažite valne oblike varijabli grana.

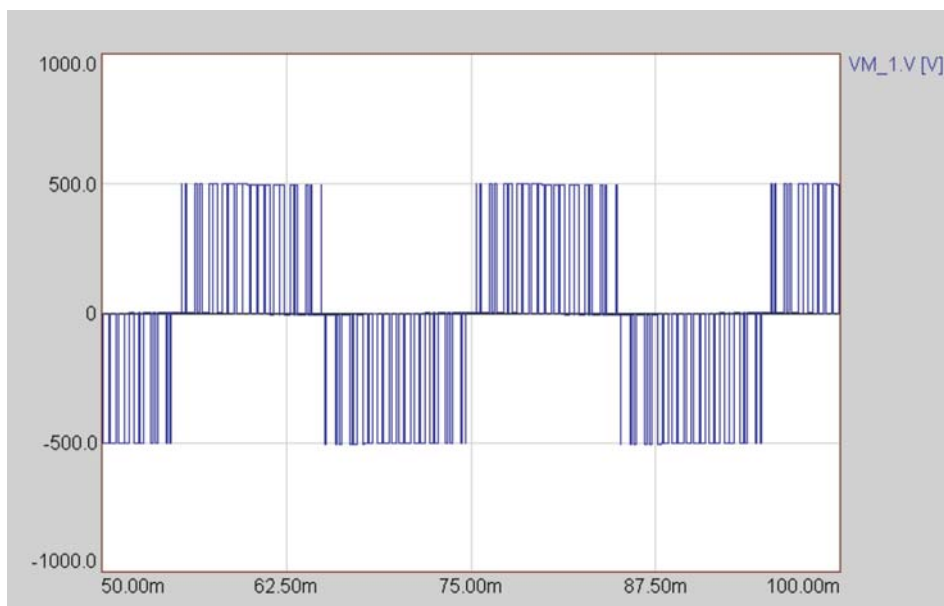
Na slici V.42. prikazani su valni oblici signala nosioca TRI i referentnih signala SINE1, SINE2 i SINE3. Frekvencija signala nosioca je 1 kHz, a referentnih signala 50 Hz, tj. frekvencijski indeks modulacije  $m_f = 20$ .



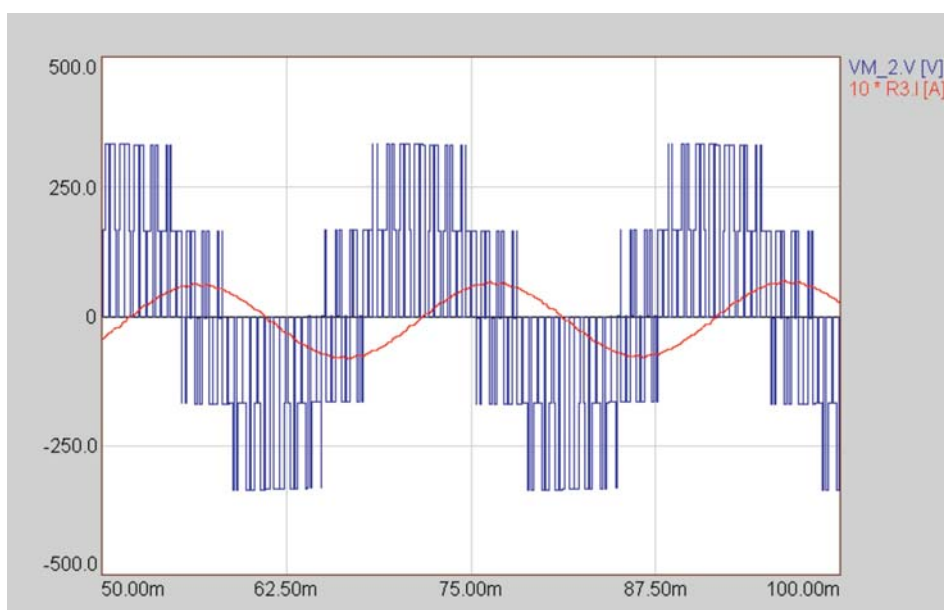
Sl. V.42.: Valni oblici referentnih signala i signala nosioca

Na slici V.43. prikazan je valni oblik linijskog napona. Pozitivna poluperioda linijskog napona je sastavljen od impulsa koji se mijenjaju od 0 V do 500 V tj. do vrijednosti ulaznog istosmjernog napona. Negativna poluperioda linijskog napona je sastavljen od impulsa koji se mijenjaju od 0 V do -500. Faktor vođenja impulsa  $d(t)$  se mijenja po sinusnoj funkciji. Prikazani su simulacijski rezultati od 50 ms do 100 ms.





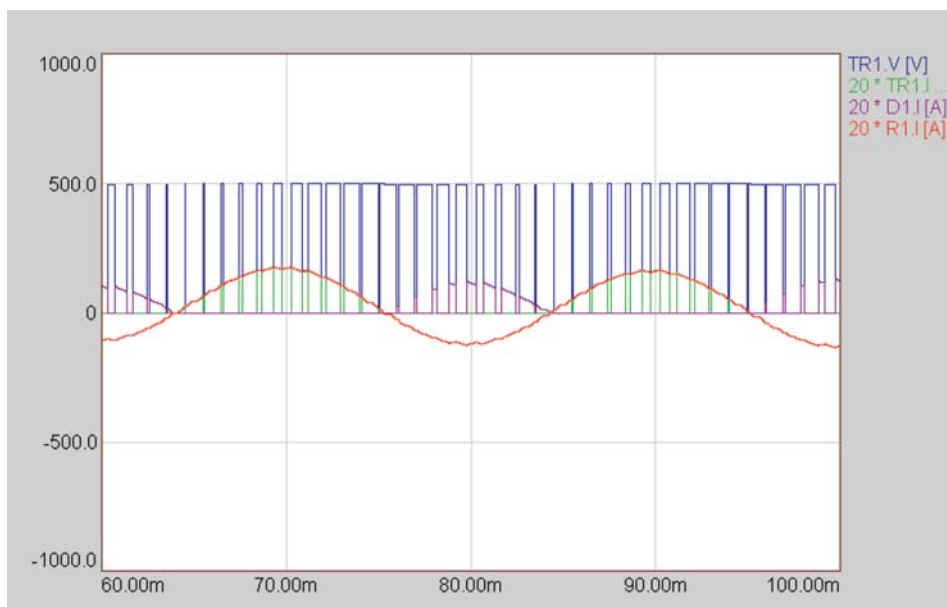
Sl. V.43.: Linijski napon za sklopnu frekvenciju 1 kHz



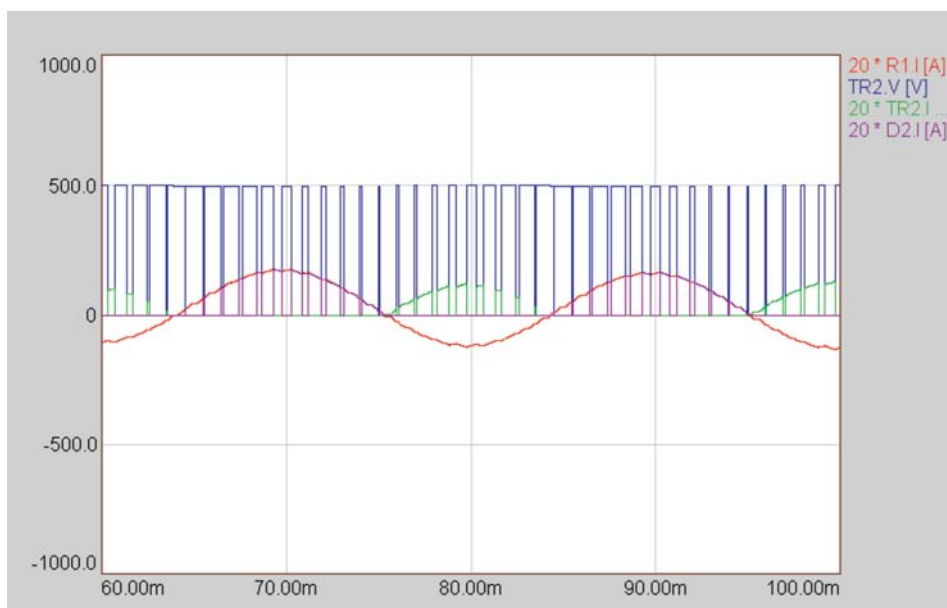
Sl. V.44.: Fazni napon i fazna struja za sklopnu frekvenciju 1 kHz

Na slici V.44. prikazan su valni oblici faznog napona i fazne struje. Fazni napon je sastavljen od paketa impulsa PWM valnog oblika. Fazna struja je sinusoidalna za zadanu vrijednost sklopne frekvencije od 1 kHz i vrijednost induktiviteta trošila od 100 mH. Prikazani su simulacijski rezultati od 50 ms do 100 ms.

Na slikama V.45. i V.46. prikazani su valni oblici napona i struje parova tranzistora i dioda TR1, D1 i TR2, D2. Pozitivna struja kroz fazu s otporom R1 teče kroz TR1 i diodu D2. Negativna struja kroz otpor R1 teče kroz diodu D1 i tranzistor TR2.



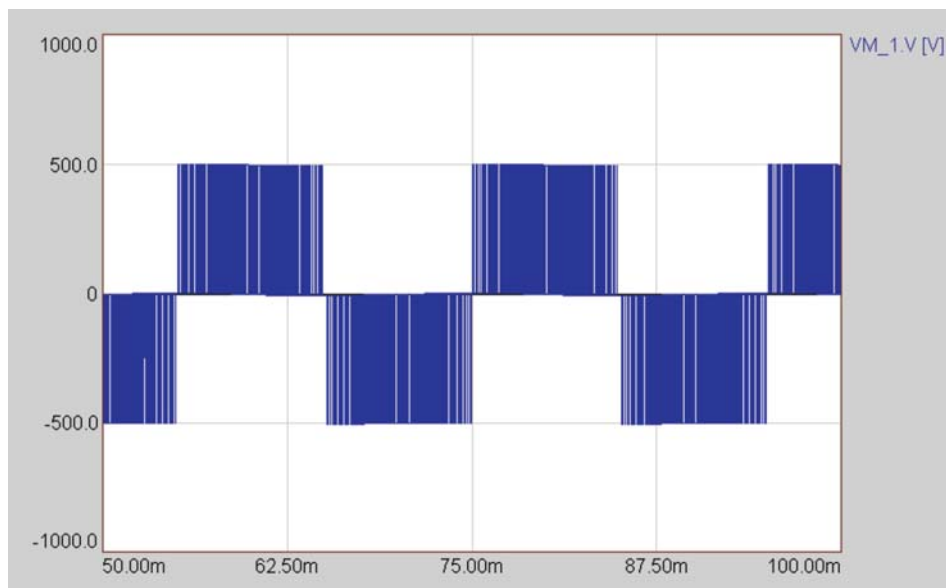
Sl. V.45.: Napon i struja tranzistora TR1 i diode D1



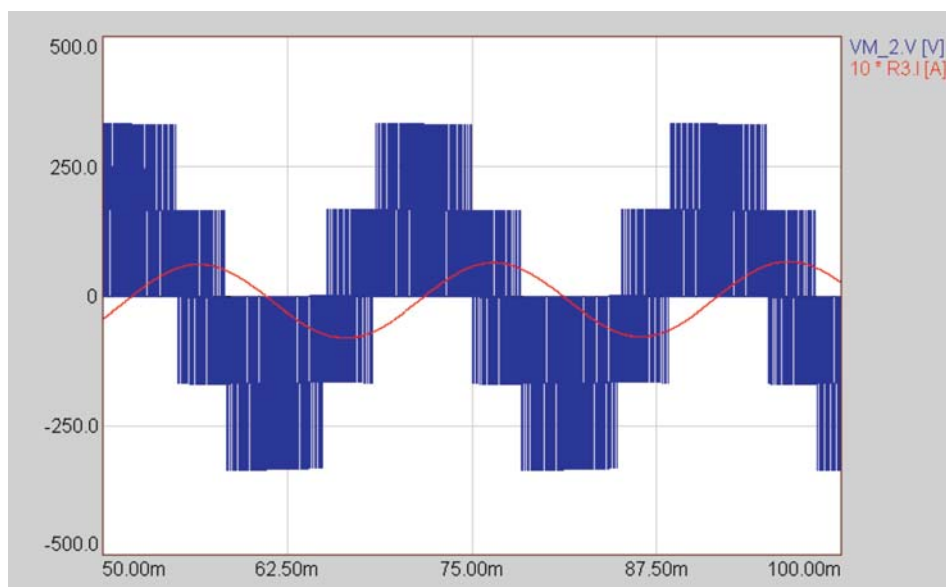
Sl. V.46.: Napon i struja tranzistora TR2 i diode D2

**2.2.3.** Simulacijski pokus izvršite za vrijednost sklopne frekvencije od 5 kHz. Upotrebom programa *View Tool* prikažite valne oblike varijabli grana.

Ako se sklopna frekvencija izmjenjivača poveća na 5 kHz (postavi se vrijednost frekvencijskog indeksa modulacije  $m_f = 100$ ) očekuje se da će struja trošila biti bliža



Sl. V.47.: Linijski napon za sklopnu frekvenciju 5 kHz



Sl. V.48.: Fazni napon i fazna struja za sklopnu frekvenciju 5 kHz

sinusu, odnosno da će se smanjiti THD faktor struje trošila. To potvrđuju dobiveni valni oblici napona i struje trošila prikazani na slikama V.47. i V.48.

### 3. PITANJA I ZADACI

1. Koje su osnovne razlike između autonomnih izmjenjivača s jedne strane, te fazno upravljanih i rezonantnih izmjenjivača s druge strane?
2. Objasnite načine upravljanja snagom kod tranzistorskog izmjenjivača sa strujnim ulazom i aktivnim izmjeničnim trošilom.
3. Objasnite načine upravljanja snagom kod autonomnog izmjenjivača s naponskim ulazom i aktivnom izmjeničnom mrežom kao trošilom.
4. Gdje je primjena ovakvog izmjenjivača?
5. Objasnite načine upravljanja snagom kod autonomnog izmjenjivača s naponskim ulazom i induktivnim trošilom.
6. Koje su metode smanjivanja harmonika struje trošila?
7. Objasnite PWM metodu upravljanja sklopkama izmjenjivača.
8. U čemu je prednost ove metode prema ostalim metodama smanjivanja harmonika?
9. Koje su osnovne vrste PWM metoda?
10. Objasnite razlike između PWM metoda.