

4 HLAJENJE VENTILOV

Med obratovanjem nastanejo na polprevodniških ventilih izgube v obliki toplote. Ker se ta toplota sprošča v silicijevi tabletki, ki ima zelo majhen volumen in debelino le nekaj desetink milimetra, se temperatura tabletki lahko zelo hitre dvigne na nedopustno velike vrednosti, če ne uspemo učinkovito odvajati te toplote prek hladilnih teles na okolico. Celotne izgube na ventilih so sestavljene iz:

- prevodnih izgub,
- zapornih in blokirnih,
- preklopnih in
- krmilnih.

Temperatura zapornih plasti v polprevodniških ventilih ne sme med obratovanjem trajno prekoračiti nekaj zgornjih mej, ker se sicer najprej poslabšajo blokirna napetost, kritična strmina $(dU_T/dt)_{\text{krit}}$ in sprostitveni čas t_q . Ponavadi znaša ta zgornja dovoljena obratovalna temperatura pri tiristorjih 125°C , pri silicijevih diodah 200°C in pri močnostnih tranzistorjih 200°C . Seveda teh maksimalno dovoljenih temperatur ne moremo v normalnem obratovanju povsem izkoristiti, ker moramo računati z neko rezervo, če bi prišlo med obratovanjem do občasnih preobremenitev.

Med obratovanjem lahko toki zaradi motenj kratkotrajno porastejo čez nazivno vrednost in lahko temperaturo zapornih plasti **prehodno** nekoliko povečajo čez prej navedene vrednosti, ne da bi se zato karakteristike ventilov bistveno poslabšale. Pri večjih kratkotrajnih temperaturnih porastih (npr. pri tiristorjih med 200 in 400°C) pa že nastopijo trajne okvare oz. uničenja. Za polprevodniške ventile podajajo proizvajalci tudi najnižje dovoljene obratovalne temperature. Na primer pri tiristorjih je to med 0°C in -65°C , ker nastopijo tedaj potrebe po zelo velikem krmilnem toku.

Projektant mora problemu hlajenja ventilov posvetiti veliko pozornost, ker je to pogoj za dobro izkoriščenost ventilov in za zanesljivo obratovanje.

4.1 Električne izgube

Izgubno električno moč p na ventilu podaja produkt trenutne napetosti u_A in trenutnega toka i_A v ventilu:

$$p(t) = u_A \cdot i_A \quad (4.1)$$

Pri periodičnem obratovanju je srednja izgubna moč P :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_A \cdot i_A dt \quad (4.2)$$

pri čemer je T čas ene periode. Z integracijo po času lahko nato izračunamo izgubno energijo W , ki se sprošča kot toplota v ventilu.

Izgube prevajanja p_T nastopajo, ko ventil prevaja električni tok. Če upoštevamo u/i -karakteristiko silicijeve diode in tiristorja, je napetost (oz. napetostni padec) na prevajajočem ventilu:

$$u_T = U_{(T0)} + r_T \cdot i_T \quad (4.3)$$

Sledi povprečna izgubna moč zaradi prevajanja P_T :

$$P_T = \frac{1}{T} \int_0^T (U_{(T0)} + r_T \cdot i_T) \cdot i_T dt = U_{(T0)} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_T dt + r_T \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_T^2 dt = U_{(T0)} \cdot I_{TAV} + r_T \cdot I_{Aef}^2 \quad (4.4)$$

Vidimo, da so izgube prevajanja odvisne tako od aritmetične srednje vrednosti ventilskega toka I_{TAV} , kakor tudi od njegove efektivne vrednosti I_{Aef} . To pa pomeni, da moramo pri računanju dovoljenih mejnih ventilskih tokov vedno upoštevati **obliko** periodičnega ventilskega toka!

Pri ventilih, ki obratujejo z nizkimi frekvenacmi do 50/60 Hz, prispevajo k celotnim ventilskim izgubam v glavnem le izgube prevajanja p_T .

Izgube zapiranja p_R nastopijo na ventilu, ko le-ta ne prevaja (ko je inverzno polariziran) in ko teče le zelo majhen inverzni tok i_R . Izgubna moč:

$$p_R = u_R \cdot i_R \quad (4.5)$$

je zelo majhna in je v skupni bilanci ponavadi zanemarljiva.

Podobno so **izgube blokiranja** p_D , ki nastopijo na tiristorju, ko le-ta blokira napetost u_D in teče pri tem le zelo majhen blokirni tok i_D (glej sl. 3.2). Tudi ta izgubna moč:

$$p_D = u_D \cdot i_D \quad (4.6)$$

je zelo majhna in v skupni bilanci zanemarljiva.

Ko prehajajo ventili iz zapornega (oz. blokirnega pri tiristorju) v prevodno stanje in narobe, nastopajo na njih t.i. **dinamične** ali **preklopne izgube**.

V prehodnih pojavih so lahko izgubne moči p zelo velike, saj znašajo npr. pri prehodu tiristorja iz blokirnega v prevodno stanje v tokokrogih s standardnimi komutacijskimi induktivnostmi nekaj kW. Ker pa so prehodi (preklopi) hitri in trajajo le nekaj μ s, je sproščena izgubna električna oz. toplotna energija praviloma zelo majhna in jo lahko zato v skupni bilanci zanemarimo. Vendar le tako dolgo, dokler obratujejo ventili periodično s preklopnimi frekvencami do 50/60 Hz. Pri višjih preklopnih frekvencah nekaj 100 Hz ali celo nekaj kHz pa se preklopne izgube seštevajo in v skupni energetski izgubni bilanci celo prevladujejo! Tako lahko pri silicijevih diodah in tiristorjih, ki obratujejo s preklopnimi frekvencami nad 1 kHz, in pri močnostnih tranzistorjih, ki obratujejo s preklopnimi frekvencami več 10 kHz do 100 kHz, vse ostale izgube v primerjavi s preklopnimi zanemarimo. Razumljivo je, da smemo zato ventile, ki obratujejo z velikimi delovnimi frekvencami, tokovno precej manj obremeniti.

Pri krmiljenih ventilih nastopajo dodatno še **krmilne izgube** p_G . Pri tiristorjih povzroči krmilni tok i_G trenutno krmilno izgubno moč:

$$p_G = u_G \cdot i_G \quad (4.7)$$

Srednjo krmilno moč P_G lahko izračunamo iz krmilne karakteristike tiristorja in iz oblike krmilnega tokovnega impulza. Pri pravilno izvedenih proženjih je ta izgubna moč zanemarljivo majhna, razen kadar obratujemo z zelo visokimi frekvencami.

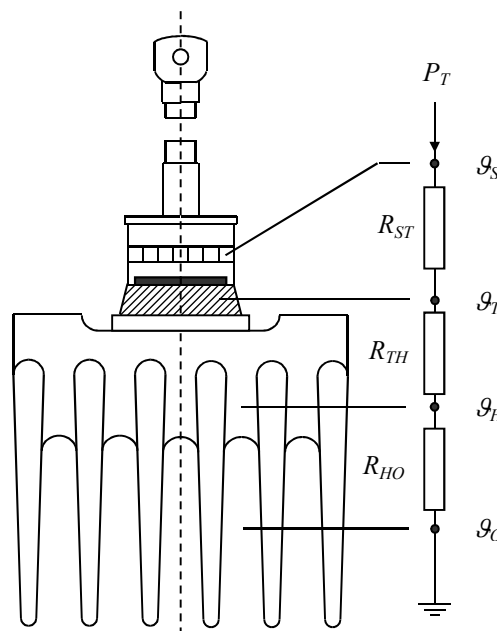
4.2 Termično nadomestno vezje

Zaradi električnih izgub prihaja do segrevanja ventilov. Da temperatura silicijeve tabletko ne prekorači dopustne vrednosti, moramo poskrbeti za dobro odvajanje izgubne toplote iz tabletko na okolico, t.j. za njeno hlajenje. Zato nameščamo ventile na ustrezna hladilna telesa, ki naj omogočijo čim boljše odvajanje toplote na okolico (največkrat je to kar okoliški zrak). Čim boljše je odvajanje oz. hlajenje, tem bolj lahko ventil tokovno obremenimo, ne da bi presegli dopustno temperaturo tabletko. Natančen toplotni izračun ni možen. Za poenostavljeno računanje pa si lahko pomagamo s termičnim nadomestnim vezjem, ki ga kaže npr. sl. 4.1. Posameznim delom dodelimo temperature ϑ_S , ϑ_T , ϑ_H in ϑ_O . Izgubna moč P prehaja iz tabletko na okolico prek termičnih upornosti med posameznimi deli: R_{ST} , R_{TH} in R_{HO} . S tem poenostavljenim nadomestnim vezjem lahko računamo podobno kot z električnim vezjem, le da nastopajo namesto električnih

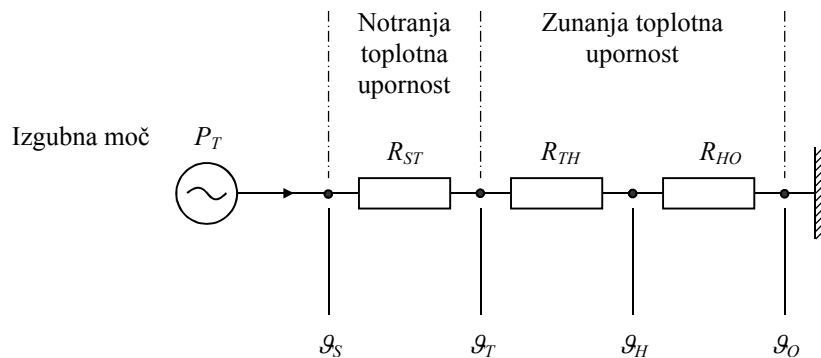
napetosti sedaj temperaturne razlike, namesto električnega toka izgubna moč P in namesto električnih upornosti termične upornosti. S sl. 4.2 lahko ob upoštevanju trajnega (stacionarnega) obratovanja s konstantno izgubno močjo P v tabletki, ki se pretaka na okolico, napišemo enačbo ustrezno ohmovemu zakonu:

$$\vartheta_S = P \cdot (R_{ST} + R_{TH} + R_{HO}) \cdot \vartheta_O \quad (4.8)$$

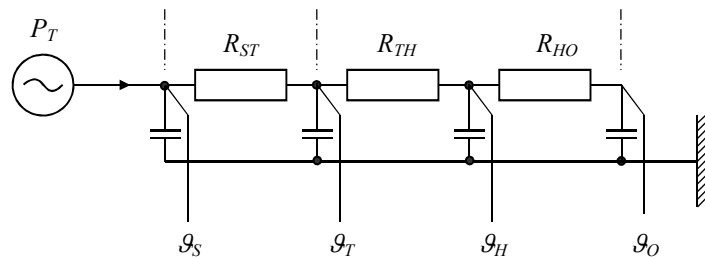
ϑ_S je srednja temperatura tabletki; temperaturna razlika $\vartheta_S - \vartheta_O$ (ustreza električni napetosti!) povzroča pretok moči P čez termične upornosti. V enačbi so poznane: izgubna moč P , temperatura ϑ_O okoliškega hladilnega medija (npr. zraka), toplotna upornost R_{ST} (podajajo jo proizvajalci ventila) ter toplotna upornost $R_{TH} + R_{HO}$, ki upošteva toplotno prehodnost med telesom ventila, hladilnim telesom in okoliškim hladilnim medijem. Izračunana temperatura tabletki ϑ_S mora biti nižja od dopustne vrednosti. Da dosežemo čim manjše vrednosti za R_{TH} , moramo napraviti čim boljši termični stik med telesom ventila in med hladilnim telesom: stični ploskvi morata biti veliki, ravni in tesni, pomagamo pa si lahko še s posebnimi toplotno prevodnimi pastami (masami) itd. Vrednost R_{HO} je odvisna od velikosti in izvedbe hladilnega telesa ter od načina hlajenja (naravno-pospešeno, zračno-tekočinsko). Iz nadomestne sheme na sl. 4.2 lahko izračunamo tudi vmesni temperaturi ϑ_H in ϑ_T . Če izgubna moč P v tabletki ni konstantna, (npr. pri spremenljivih tokih) so tudi vse temperature, razen ϑ_O , podvržene spremembam.



Slika 4.1: Polprevodniški ventil s hladilnim telesom za zračno hlajenje ter termična nadomestna shema za stacionarne razmere: ϑ_S -temperatura silicijeve tabletki, ϑ_T -temperatura telesa ventila, ϑ_H -temperatura hladilnega telesa, ϑ_O – temperatura okoliškega zraka, R_{ST} -termična upornost med tabletko in telesom ventila, R_{TH} -termična upornost med telesom ventila in hladilnim telesom, R_{HO} -termična upornost med hladilnim telesom in okolico



Slika 4.2: Poenostavljeno nadomestno termično vezje tiristorja s hladilnim telesom za stacionarno obratovanje



Slika 4.3: Termično nadomestno vezje nekega tiristorja s hladilnim telesom za impulzno obratovanje

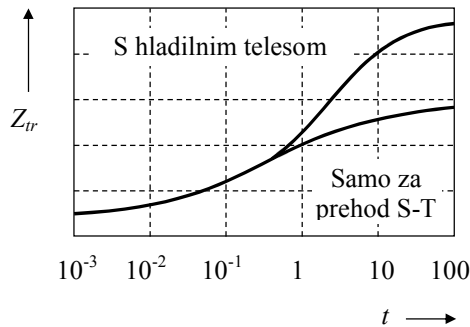
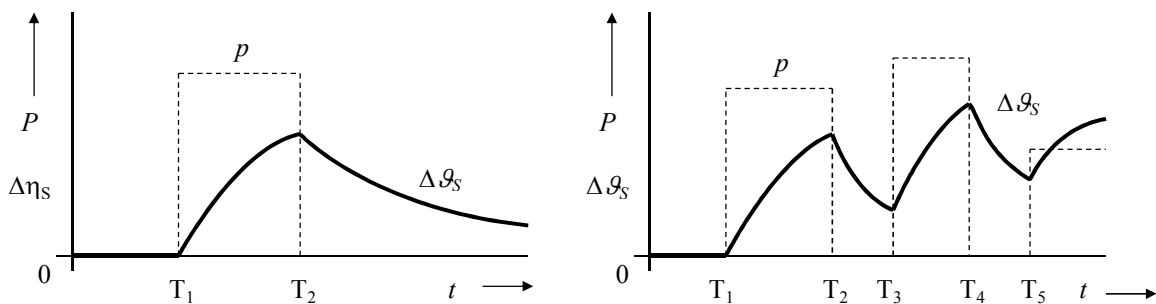
Nadomestno termično vezje na sl.4.2 ne upošteva toplotnih kapacitet posameznih delov. Zato to vezje ni primerno za izračun, če obratuje ventil nestacionarno ali pulzno (prekinjevalno). V tem primeru lahko uporabimo nadomestno vezje na sl. 4.3. V njem so dodatno upoštevane toplotne kapacitete posameznih delov (s toplotnimi kapacitivnostmi). Vsak nastali RC-člen ima svojo termično časovno konstanto:

$$\tau_n = R_n \cdot C_n \quad (4.9)$$

Iz te verige RC-členov izhaja t.i. transientna toplotna upornost Z_{tr} :

$$Z_{tr} = \sum_{n=1}^{n=m} R_n \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right] \quad (4.10)$$

Ta upornost je lahko podana grafično v odvisnosti od časa (sl.4.4). Z njeno pomočjo lahko izračunamo temperaturo tabletko g_S pri različnih časovnih potekih izgubne moči $p(t)$. Sl. 4.5 kaže takšen potek za dva različna poteka impulzov $p(t)$.

Slika 4.4: Tranzientna toplotna upornost Z_{tr} nekega tiristorja s hladilnim telesomSlika 4.5: Temperatura tabletki g_s pri: (a) posamičnih pulzih izgubne moči, (b) pri zaporednih pulzih izgubne moči

4.3 Hladilna telesa in namestitvev ventilov

Večina proizvajalcev ventilov dobavlja tudi ustrezna hladilna telesa. Toplotna upornost $R_{TH} + R_{HO}$ hladilnega telesa je odvisna od materiala, od konstrukcije in od velikosti hladilnega telesa ter od hitrosti oplakovanja s hladilnim medijem (zraka, tekočine). Hladilna telesa so pretežno iz aluminijevih zlitin, bogato narebričena, da imajo čim večjo površino, in so največkrat črno eloksirana, da je koeficient sevanja velik. Posebno pozornost je treba posvetiti toplotnemu uporju med telesom ventila in med hladilnim telesom. Majhne ventile ponavadi kar vtisnemo v hladilno telo (ploščo). Nekatera telesa ventilov so opremljena tudi z vijakom, da lahko napravimo vijačno povezavo. Pozor: izvrtina v hladilnem telesu mora biti napravljena točno pravokotno na površino, sicer ventil ne nalega s svojo celotno kontaktno ploskvijo in je prehod toplote slab!

Diode in tiristorji za srednje velike toke, ki so opremljeni z vijačnim nastavkom, uvijemo v hladilno telo, ki ima navoj.

Telo ventila se nahaja na potencialu anode ali katode. Zato moramo večkrat hladilno telo električno izolirati od telesa ventila. Namestimo ga prek vmesne izolacijske

ploščice (podložke). Ta ploščica mora biti tanka in toplotno dobro vodljiva, hkrati pa mora dobro električno izolirati. Odlične ploščice so iz naravne sljude, v novejšem času pa tudi iz umetnih snovi (berilijev oksid BeO). Obstajajo tudi ploščice iz posebnih epoksidnih mas (z debelino 0,15 mm in s prebojno trdnostjo preko 1 kV).

Včasih nameščamo iz ekonomskih razlogov več ventilov na skupno hladilno telo. Če so telesa teh ventilov na različnih električnih potencialih (npr. ventili v enofaznem mostu, moramo napraviti opisano izoliranje med ventili in hladilnim telesom.

Telesa diod in tiristorjev za večje toke ali za velike obratovalne frekvence, pri katerih je izgubna moč velika, so izdelana s ploščatim dnom, ki ima relativno veliko kontaktno površino. Na hladilno telo je tak ventil privijačen preko posebnega obroča. Ventile za ekstremno velike toke pa je treba hladiti dvostransko. Izdelani so v obliki ploščka (kot hokejski!), ki ga potem z vijaki vpnemo med dve hladilni telesi.

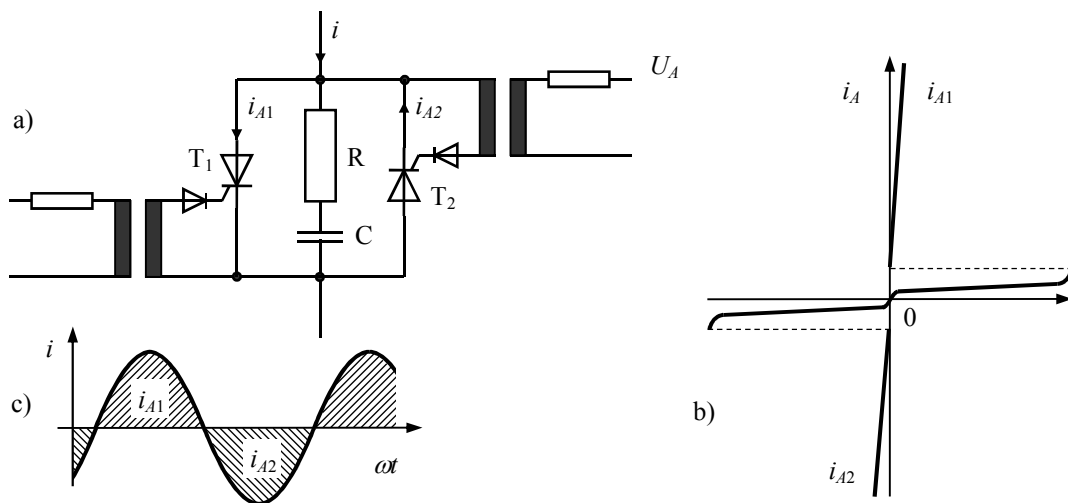
5 TIRISTORSKA STIKALA IN NASTAVLJALNIKI

Za vklopjanje in izklopjanje elektriških tokokrogov lahko namesto mehanskih uporabimo tudi polprevodniška (elektronska) stikala. Za velike izklopne moči prihajajo v poštev predvsem tiristorji. Vendar lahko tiristor v funkciji stikala uporabimo le v izmeničnih tokokrogih, kjer prehaja izmenični tok v vsaki polperiodi skozi vrednost nič in omogoča, da se tiristor na koncu vsake polperiode toka avtomatično sam izklopi. Vklapljammo pa tiristor seveda s prožilnim impulzom. Če naj bo tiristorsko stikalo stalno vklopljeno, moramo tiristorju, v vsaki polperiodi vedno znova dovajati prožilni impulz preko IKN. Ker pa mora teči v izmeničnem tokokrogu tok v obeh smereh, moramo tiristorsko stikalo sestaviti iz dveh protiparalelno vezanih tiristorjev. Lahko pa uporabimo tudi triac (sl.5.1 in sl.5.2). Za razliko od mehanskih stikal lahko pri polprevodniških stikalih preko krmilnega impulza zelo natančno izberemo trenutek vklopa. To omogoča najboljši vklop in nastavljanje (krmiljenje) velikosti napetosti oz. toka in moči.

5.1 Tiristorsko stikalo v izmeničnih tokokrogih

Tiristorska stikala uporabljamo namesto mehanskih stikal za vklopjanje in izklopjanje izmeničnih tokokrogov. Slika 5.1 kaže ustrezno protiparalelno vezavo dveh tiristorjev, vključno z impulznima transformatorjema in zaščitnim RC-členom. Prednosti takšnega polprevodniškega stikala v primerjavi z mehanskim so:

1. se ne obrablja,
2. življenjska doba je praktično neomejena,
3. učinek vklopa lahko poljubno izbiramo in natančno izvedemo in
4. izklop stikala se zgodi vedno v naravnem trenutku, ko gre izmenični tok skozi vrednost nič in ni električnega obloka.



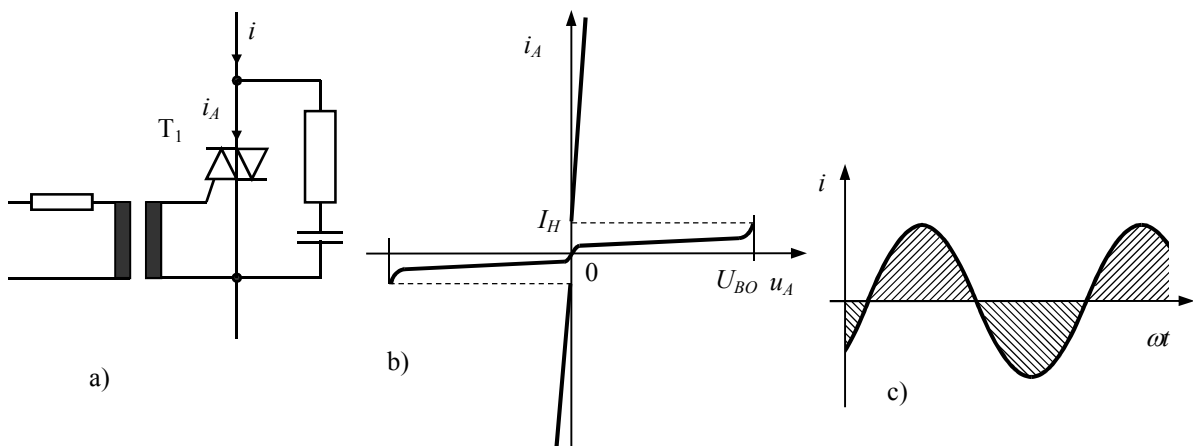
Slika 5.1: Tiristorsko stikalo: (a) protiparalelna vezava dveh tiristorjev, (b) statična karakteristika, (c) izmenični tok

Slabosti pa so:

1. v prevodni smeri imamo padec napetosti približno 1,5 V,
2. toplotne izgube, kar zahteva tudi hlajenje,
3. v izklopljenem stanju teče še vedno nek majhen tok (inverzni tok nekaj mA) in stikalo potencialno (galvansko) ne ločuje; če hočemo potencialno ločitev, moramo uporabiti dodatni mehanski prekinjevalnik (npr. ločilno stikalo) in
4. cena je nekoliko višja.

Čeprav imamo na voljo tiristorje za zaporne napetosti nekaj kV in za maksimalno dopustne trajne toke prek 1 kA, kar daje fiktivno moč prek 1 MVA, smemo zaradi varnosti v praksi izkoristiti le majhen del te moči.

Slika 5.2 kaže triac v vlogi polprevodniškega stikala. Krmiljenje je enostavnejše kot pri vezju s sl. 5.1. Vendar izdelujejo zaenkrat triace le za majhne moči in zmorejo direktno vklapljati v omrežje 380 V le toke do največ 100 A.



Slika 5.2: Triac kot polprevodniško stikalo v izmeničnem tokokrogu: (a) vezje, (b) statična karakteristika, (c) izmenični tok

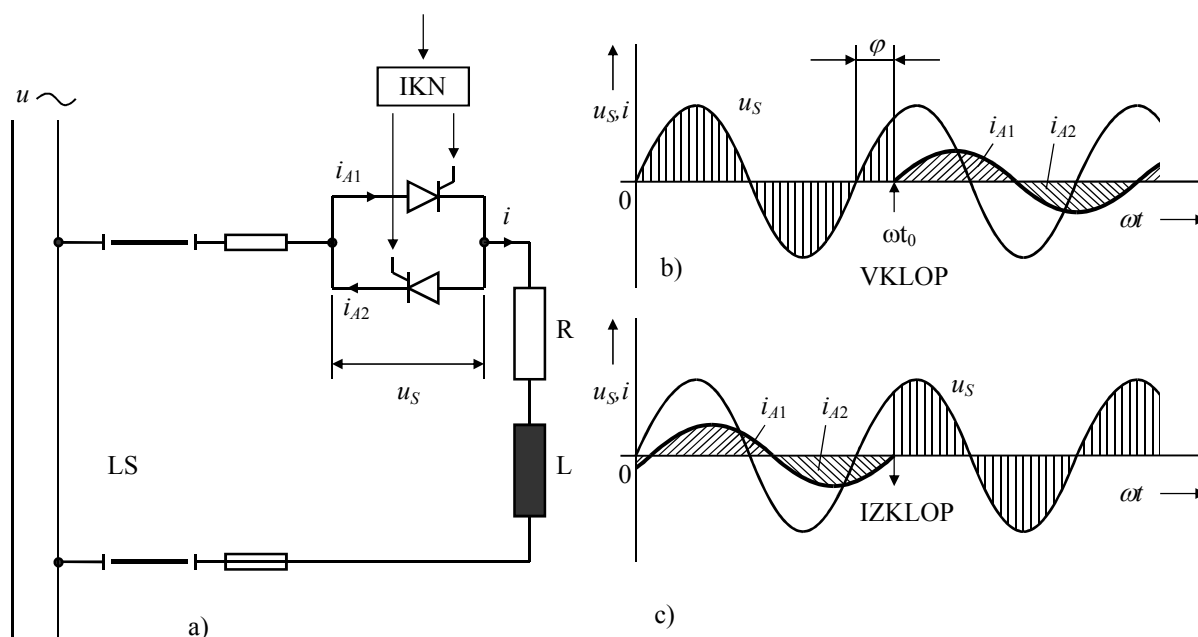
Zaradi napetostnega padca v prevodni smeri povzroča ventilski tok izgube prevajanja p_T . Videli smo, da je srednja izgubna moč na tiristorju odvisna tako od aritmetične srednje vrednosti ventilskega toka, kakor tudi od njegove efektivne vrednosti. Zato moramo pri dimenzioniranju tiristorskega stikala upoštevati tudi **obliko** toka.

Slika 5.3 kaže potek napetosti in tokov pri vklopu in izklopu tokokroga s tiristorskim stikalom. Ker je breme ohmsko-induktivno, zaostaja tok za napetostjo za električni kot:

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R} \quad (5.1)$$

Če hočemo vklapljati tokokrog tako, da ne bo nikakega prehodnega pojava, moramo pripeljati tiristorju prožilni impulz v trenutku, ko naj bi tok i_{A1} oz. i_{A2} , v stacionarnem stanju prehajal skozi vrednost nič (sl.5.3.b). Če pa vklopimo v poljubnem drugem trenutku, se pojavi neka enosmerna prehodna komponenta toka, ki nato v odvisnosti od stopnje dušenja izgine v nekaj polperiodah. V tem primeru je tok podan z enačbo:

$$i_A(t) = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \cdot \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\omega t_0 - \varphi) \cdot e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \omega t_0)} \right] \quad (5.2)$$

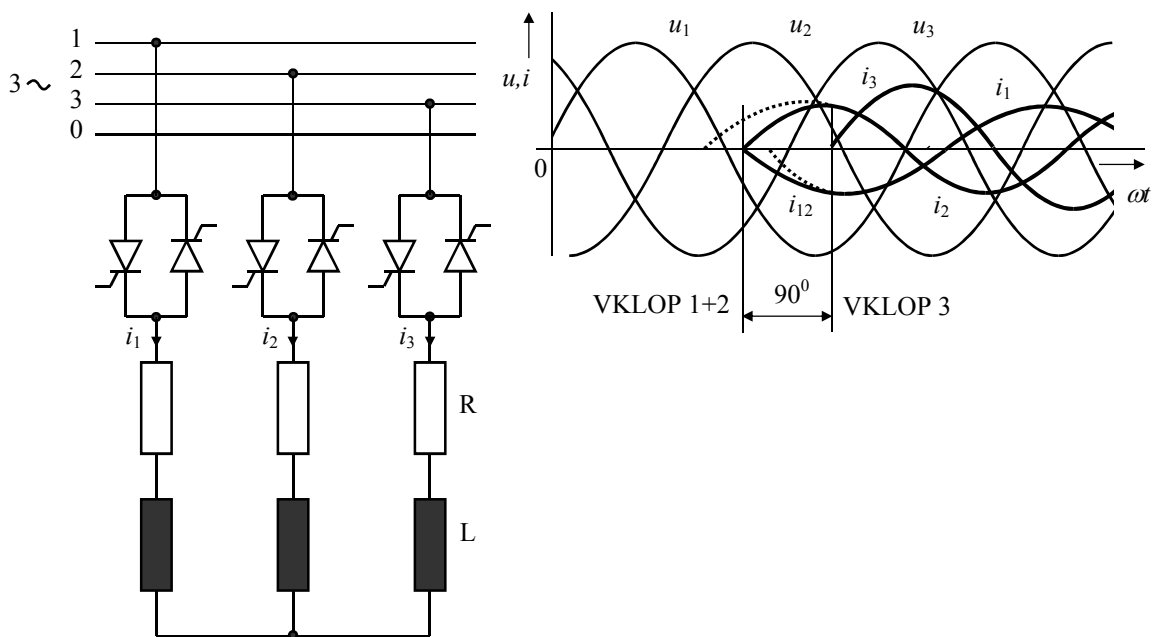


Slika 5.3: Vklapljanje in izklapljanje izmeničnega tokokroga s tiristorskim stikalom: (a) vezje, (b) vklop, (c) izklop

Tok i_A je ob vklopu sestavljen iz dveh delov: iz trajnega sinusnega toka ter iz nekega enosmernegega toka, ki ima največjo amplitudo v trenutku vklopa in nato po eksponentni funkciji upada s časovno konstanto $\tau = L/R$ proti vrednosti nič. Kot

vidimo, je ta enosmerna komponenta toka nič le ob pogoju, da je $\sin(\omega t_0 - \varphi) = 0$, kar pomeni, da moramo vklopiti v trenutku $t_0 = \varphi/\omega$, torej tedaj, ko začenja trajna sinusna komponenta toka iz vrednosti nič. Fizikalno gledano prihaja do tega pojava zato, ker zaradi induktivnosti L tok ob vklopu tiristorja nikoli ne more hipoma poskočiti na svojo stacionarno vrednost, temveč mora nujno začeti iz vrednosti nič. K temu problemu se bomo še povrnili.

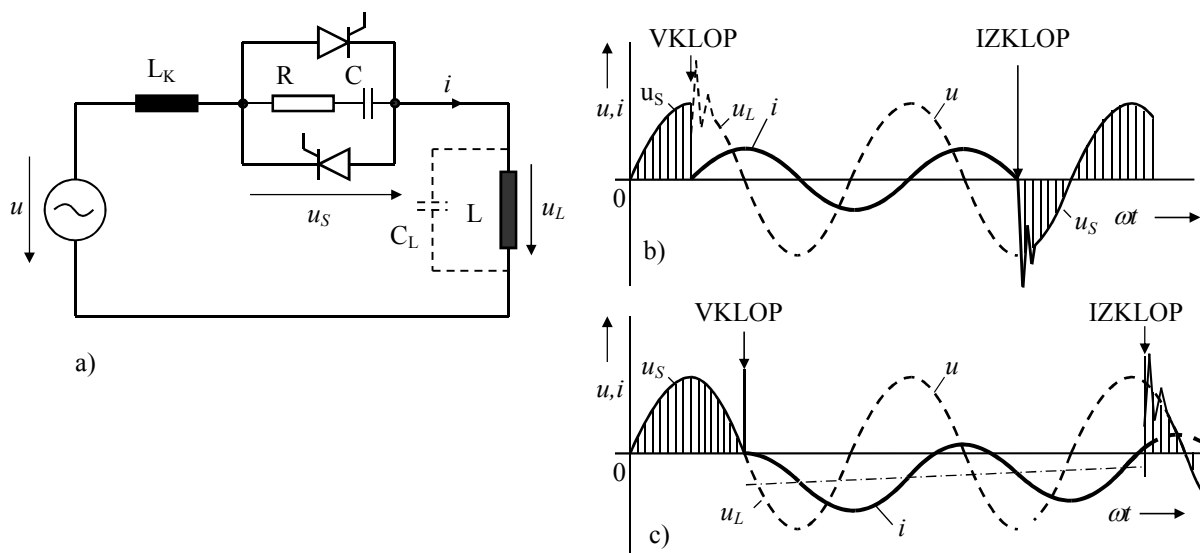
Izklop tiristorskega stikala pa dosežemo preprosto tako, da prenehamo tiristorja prožiti: zatečen tok teče v tisti polperiodi še tako dolgo, dokler naravno ne postane nič. Slika 5.4 kaže tiristorsko stikalo za simetrični trifazni ohmsko-induktivni porabnik. Enako kot pri enofaznem stikalu na sl. 5.3 si prizadevamo tudi sedaj vklapljati trifazno stikalo tako, da se ob vklopu ne bo pojavljala enosmerna izravnalna komponenta toka. To dosežemo tako, da pripeljemo prožilna impulza najprej samo dvema fazama hkrati (fazi 1 in 2 na sl. 5.4), čez 90° el. pa še fazi 3, pri čemer ustreza ta trenutek proženja faze 3 trenutku naravnega prehoda stacionarnega faznega toka i_3 skozi vrednost nič. Izklopimo pa tiristorsko stikalo spet tako, da prenehamo tiristorjem dovajati prožilne impulze: tok ene faze teče še tako dolgo, dokler ne postane nič in preneha, toka v ostalih dveh fazah pa tečeta še 90° el. in nato prav tako prenehata teči.



Slika 5.4: Vklapljanje trifaznega RL-porabnika s tiristorskimi stikali: (a) vezje, (b) potek napetosti in tokov

5.2 Vklop induktivnosti s tiristorskim stikalom

V prejšnjem poglavju smo obravnavali problematiko vklopa mešanega ohmsko-induktivnega bremena (sl. 93). Tokrat analizirajmo podrobneje problematiko vklopa čiste induktivnosti L s tiristorskim stikalom!

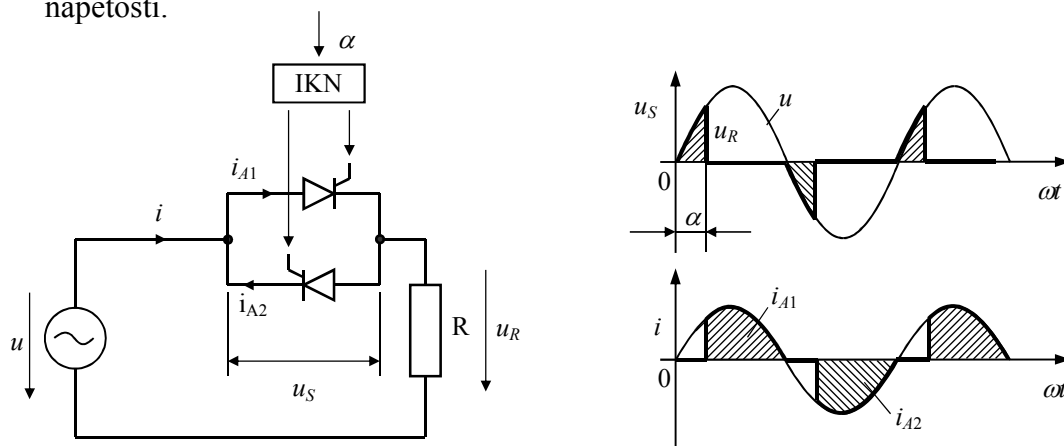


Slika 5.5: Vklop induktivnosti s tiristorskim stikalom: (a) vezje, (b) vklop brez izravnalnega toka, (c) vklop z izravnalnim tokom

V vezju na sl. 5.5.a je narisan tudi vedno prisoten zaščitni RC-člen, označena pa je tudi parazitna kapacitivnost C_L , ki realno obstaja med ovoji dušilke L . V kvazistacionarnem stanju teče v tokokrogu sinusni tok i , ki zaostaja za gonilno sinusno napetostjo u za električni kot 90° . Le če vklopimo tiristorjsko stikalo, tj. enega od protiparalelnih tiristorjev, v trenutku, ki ustreza prehodu jalovega toka skozi vrednost nič (sl. 5.5.b), dobimo vklop brez prehodnega pojava: sinusni tok začne iz svoje »naravne« vrednosti nič. Ta najugodnejši trenutek vklopa induktivnega bremena ustreza trenutku, ko ima sinusna gonilna napetost maksimalno vrednost. Izklop toka i pa dosežemo, kot vedno doslej tako, da prenehamo tiristorjema dovajati prožilne impulze. Na sl. 5.5.b je z vertikalno šrafuro označena napetost u_S na ventilih: ob vklopu dobimo neko kratkotrajno superponirano srednje frekvenčno nihanje, ki se prišteva napetosti u_L na induktivnosti. Njena krožna frekvenca je približno $1/\sqrt{L_K C_K}$, amplituda pa doseže največ temensko vrednost gonilne sinusne napetosti $\sqrt{2} U$. Tudi pri izklopu (sl. 5.5.c) se pojavi neko srednje frekvenčno superponirano nihanje, ki se prišteva k napetosti u_S na izklopljenem tiristorju. Njena krožna frekvenca je približno $1/\sqrt{(L + L_K)C}$, njeno amplitudo pa duši upornost R .

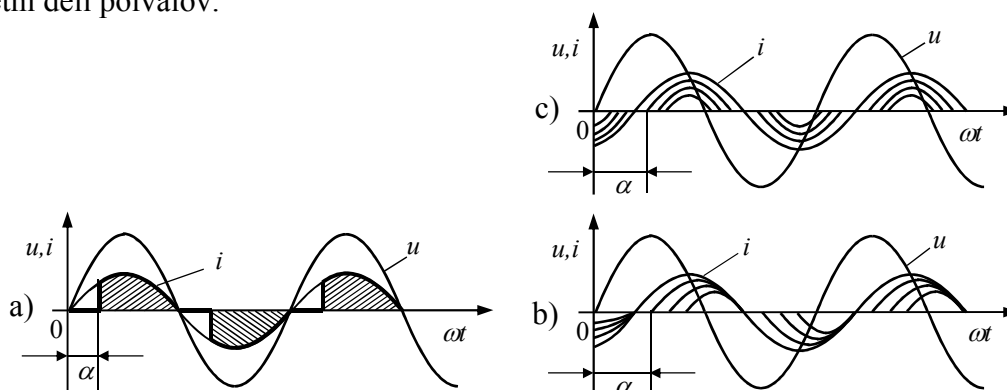
5.3 Tiristorski nastavljalniki za izmenični tok

Možnost, ki jo nudi tiristorsko stikalo, da ga lahko s prožilnim impulzom vklopimo v različnih trenutkih glede na njegovo sinusno blokirno napetost, lahko izkoristimo za t.i. **fazno krmiljenje**. Slika 5.6 kaže razmere, če je breme ohmsko. S spreminjanjem velikosti zakasnitve proženja glede na začetek pozitivnega oz. negativnega sinusnega polvala gonilne napetosti, tj. s spreminjanjem velikosti krmilnega kota α , lahko krmilimo (spreminjamo) velikost napetosti na bremenu R in s tem tudi velikosti toka i . Napetost na bremenu (nešrafirani del u na sl. 5.6.b) je del (izrez) sinusne gonilne napetosti.



Slika 5.6: Krmiljenje enofaznega izmeničnega toka s tiristorskim nastavljalnikom:
a) vezje, b) potek napetosti in toka pri ohmskem bremenu

In ker je breme ohmsko, je take oblike tudi tok i . Krmilni kot α lahko spreminjamo od 0 do 180° el. Pri kotu $\alpha = 0$ ni »izreza« in sta napetost na bremenu in tok maksimalna. Pri največjem izkrmiljenju $\alpha = 180^\circ$ el. po postaneta napetost in tok nič. To kaže tudi sl. 5.7.a: pri različno velikih krmilnih kotih α se iz sinusoide »izrezujejo« večji ali manjši začetni deli polvalov.



Slika 5.7: Poteki napetosti in tokov v vezju s sl. 5.6.a v odvisnosti od različno velikih krmilnih kotov α pri različnih bremenih: a) ohmsko breme, b) mešano ohmsko-induktivno breme, c) induktivno breme

Razmere se zelo spremenijo, če breme ni ohmsko. Na sl. 5.7.b in c so prikazane oblike toka za nekaj različnih vrednosti krmilnega kota α za mešano ohmsko-induktivno oz. za čisto induktivno breme.

Pri **induktivnem** bremenu je tok $i(t)$ podan z enačbo:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}U}{\omega L} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (5.3)$$

$U \dots$	efektivna vrednost gonilne sinusne napetosti
$\omega = 2\pi f \dots$	krožna frekvenca
$f = 1/T \dots$	frekvenca gonilne sinusne napetosti
$T \dots$	perioda gonilne sinusne napetosti

Ta enačba velja za območje krmilnega kota $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ el. Tok $i(t)$ je torej sestavljen iz sinusnega toka, zmanjšanega za nek **konstantni** del, ki je tem večji, čim večji je kot α . Kakor vsak induktivni tok zaostaja tudi ta tok za sinusno napetostjo za 90° el., zato je tudi krmilno območje za krmilni kot α takšno. Potemtakem so na sl. 5.7.c narisani toki le »kape« ali vršički neke sinusne krivulje. Ti vršički postajajo manjši, če se povečuje krmilni kot α od 90° proti 180° el. ne glede na velikost kota α pa so ti »induktivni« toki, kot vidimo, vedno premaknjeni glede na sinusno napetost U za -90° el. Med tokovnimi vršički nastopajo breztokovni odseki: tok je prekinjevan (trgan).

Matematično bolj zamotane razmere dobimo, če je breme mešano, npr. **ohmsko-induktivno** (sl. 5.7 b). Tedaj velja za tok $i(t)$ enačba:

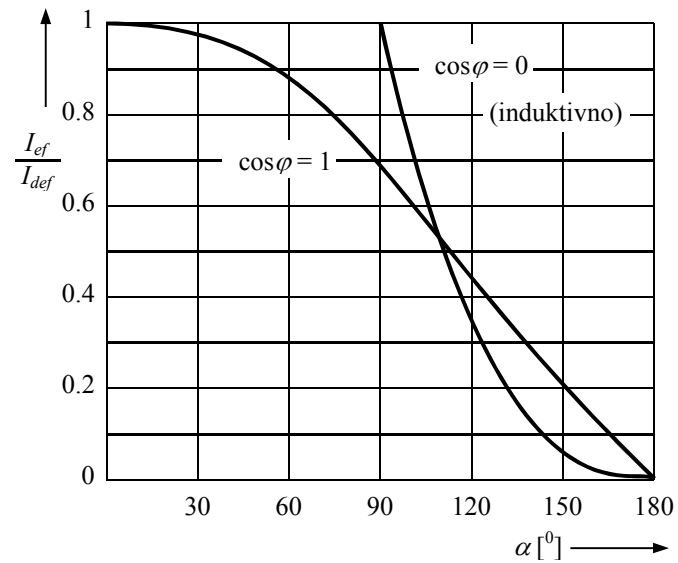
$$i(t) = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) \cdot e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \alpha)} \right] \quad (5.4)$$

$$\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R} \quad (5.5)$$

Tok $i(t)$ ni več sinusen, niti ni del sinusoide, temveč ga sestavljata neka sinusna in enosmerna komponenta, ki upada eksponentialno s časovno konstanto:

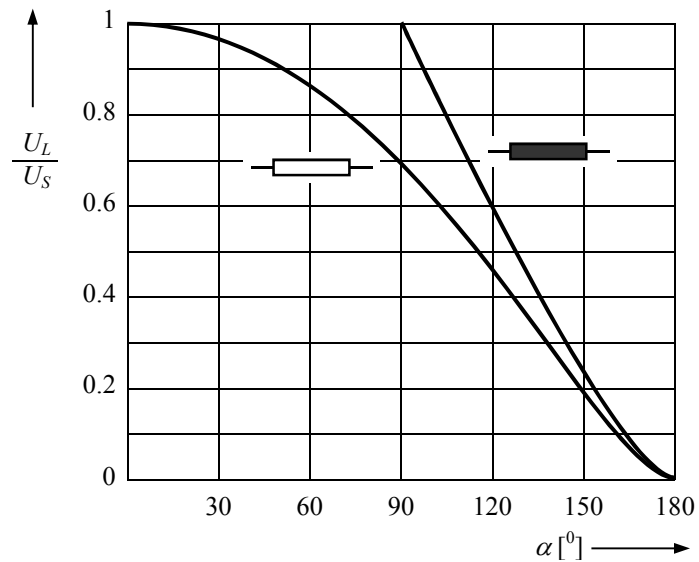
$$\omega = \frac{L}{R} \quad (5.6)$$

Slika 5.8 kaže, kako se spreminja efektivna vrednost nesinusnega toka i pri ohmskem ($\cos \varphi = 1$) in induktivnem ($\cos \varphi = 0$) bremenu v odvisnosti od krmilnega kota α . Ponovno vidimo, da je krmilno območje pri ohmskem bremenu $0 \leq \alpha \leq 180^\circ$ el., pri induktivnem pa $90 \leq \alpha \leq 180^\circ$ el..



Slika 5.8: Krmilna karakteristika izmeničnega tiristorskega nastavljalnika toka

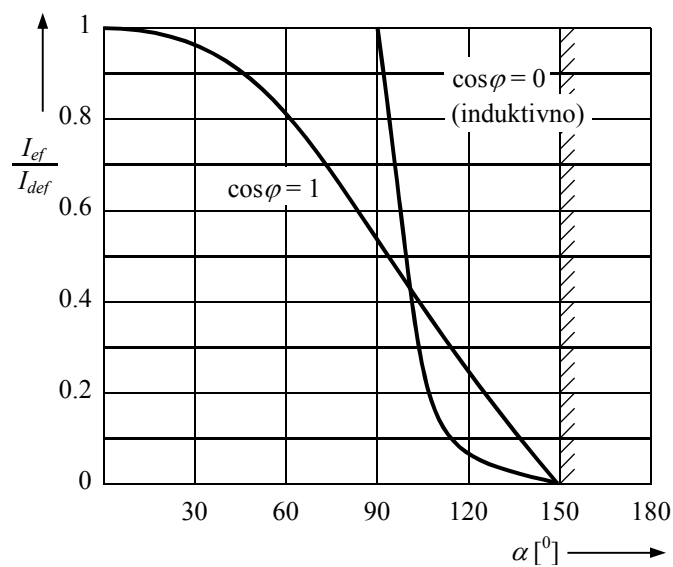
Slika 5.9 kaže velikost efektivne vrednosti izhodne napetosti na ohmskem oz. induktivnem bremenu v odvisnosti od krmilnega kota α .



Slika 5.9: Krmilna karakteristika izmeničnega tiristorskega nastavljalnika s sl. 5.6: U_L - efektivna vrednost napetosti na bremenu (R ali L) v odvisnosti od krmilnega kota α ; U_S - efektivna vrednost gonilne sinusne napetosti

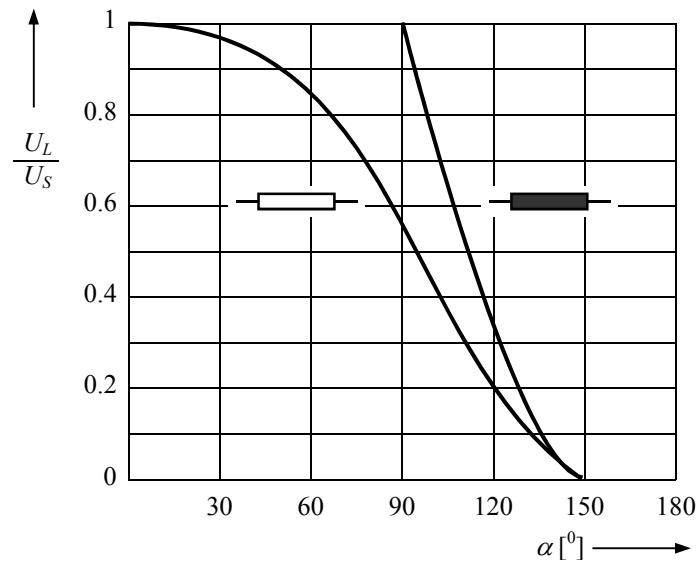
5.3.1 Trifazni tiristorski nastavljalnik

Tudi v trifaznih sistemih lahko uporabimo tiristorska stikala za krmiljenje toka i oz. napetosti u na bremenu. Podobno kot pri enofaznem primeru lahko tudi pri trifaznem analiziramo razmere in napišemo ustrezne enačbe, vendar so razmere precej bolj zamotane in rezultati nepregledni. Slika 5.10 kaže statično karakteristiko za breme. Vidimo, da je krmilno območje pri ohmskem bremenu $0 \leq \alpha \leq 150^\circ$ el., pri induktivnem pa $90 \leq \alpha \leq 150^\circ$ el.



Slika 5.10: Krmilna karakteristika za tok za trifazni nastavljalnik: I_{ef} -efektivna vrednost bremenskega toka, I_{0ef} -največja efektivna vrednost bremenskega toka pri krmilnem kotu $\alpha = 0$ (za ohmsko breme) oz. $\alpha = 90^\circ$ el. (za induktivno breme).

Slika 5.11 kaže krmilno karakteristiko za napetost za trifazni tiristorski nastavljalnik.



Slika 5.11: Krmilna karakteristika za napetost za trifazni tiristorski nastavljalnik v vezavi zvezda brez ničlovoda: U_L - efektivna vrednost napetosti na bremenu; U_S - efektivna vrednost gonilne sinusne napetosti

6 JALOVA MOČ ZARADI KRMILJENJA IN ZARADI POPAČENJA

Pri enofaznih in trifaznih nastavljalnikih s spreminjanjem krmilnega kota α »izrezujemo« različno velike napetostno-časovne ploščine iz gonilne sinusne napetosti in na ta način krmilimo efektivno (pa tudi srednjo) vrednost napetosti in toka na bremenu. Analizirajmo posledice takšnega krmiljenja!

1. Predvsem lahko ugotovimo, da statični karakteristiki za napetost u_L in tok i nista odvisni samo od velikosti krmilnega kota α , temveč zelo močno tudi od značaja, t.j. od sestave bremena (ohmsko, induktivno, mešano)! To pomeni, da pri nastavljalnikih velikost u_L in i nista enoumno določena le z velikostko krmilnega kota α . Do enake splošne ugotovitve bomo kasneje prišli tudi pri drugih polprevodniških pretvornikih.
2. Izhodna napetost in tok nista več sinusna, temveč sta različno »popačena«. Ta popačitev ima daljnosežne posledice za jalove in navidezne moči, ki se pretakajo po pretvornikih, vpliva pa tudi na energetski izkoristek in na izkoriščenost elementov pretvornika, vključno s transformatorjem. Ker so ti nesinusni toki periodični (v stacionarnem obratovanju!) jih lahko za analizo razstavimo po Fourierju na harmonske komponente. Tako dobimo osnovno harmonsko komponento določene amplitude in fazne lege ter celo vrsto harmonskih komponent višjega reda ν , katerih frekvence so celi mnogokratniki osnovne frekvence $f_\nu = \nu f_1$. Tudi za te višje harmonske komponente lahko izračunamo amplitude in fazne lege. Večinoma postajajo njihove amplitude tem manjše, čim večji je njihov red ν .

6.1 Harmonaska analiza

Fourierjeva enačba razstavi periodični nesinusni tok $i(t)$, katerega perioda je T , na njegove komponente:

$$i(t) = I_d + \sum_{\nu=1}^{\infty} (a_\nu \cdot \cos \nu \omega t + b_\nu \cdot \sin \nu \omega t) = I_d + I_{izm} \quad (6.1)$$

I_d je enosmerna komponenta:

$$I_d = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (6.2)$$

Amplitude delnih harmonskih komponent so:

$$a_v = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cdot \cos v\omega t \cdot dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cdot \cos v\omega t \cdot d\omega t \quad (6.3)$$

$$b_v = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cdot \sin v\omega t \cdot dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cdot \sin v\omega t \cdot d\omega t \quad (6.4)$$

Če združimo deleže, ki imajo enake frekvence oz. enaki red ν , dobimo:

$$i(t) = I_d + \sum_{\nu=1}^{\infty} \hat{I}_\nu \sin(v\omega t + \varphi_\nu) = I_d + I_{izm} \quad (6.5)$$

pri čemer je:

$$\hat{I}_\nu = \sqrt{a_\nu^2 + b_\nu^2} \quad (6.6)$$

$$\varphi_\nu = \arctg \frac{a_\nu}{b_\nu} \quad (6.7)$$

Deleže z redom $\nu=1$ imenujemo **osnovno harmonsko komponento**, ostale pa **višje harmonske komponente**. Njihova frekvenca f_ν oz. perioda T_ν je:

$$f_\nu = \nu f_1 = \frac{\nu \omega_1}{2\pi} \quad (6.8)$$

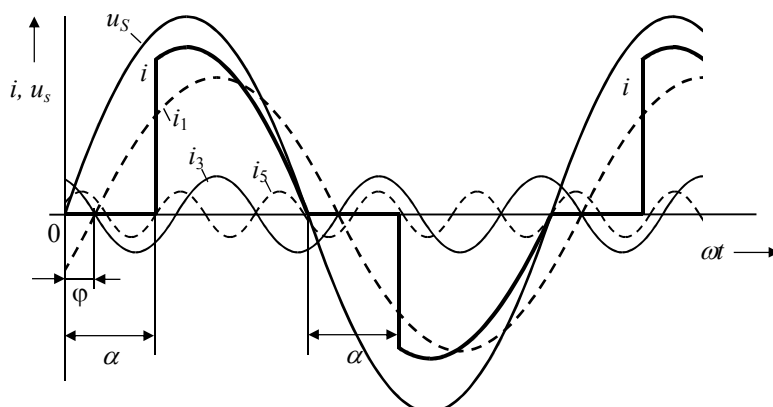
oziroma:

$$T_\nu = \frac{T_1}{\nu} \quad (6.9)$$

pri čemer se vrednosti za osnovno harmonsko komponento ujemajo z vrednostmi gonilne (npr. omrežne) napetosti:

$$T_1 = T, \quad f_1 = f \quad \text{in} \quad \omega_1 = \omega \quad (6.10)$$

Slika 6.1 kaže rezultat harmonske analize za periodični nesinusni tok i s sl. 5.6. Narisane so samo harmonske komponente reda $\nu=1, 3$ in 5 . Enosmerna komponenta je v tem zgledu $I_d = 0$.



Slika 6.1: Prikaz harmonskih komponent toka pri delno izkrmiljenem enofaznem nastavljalniku z ohmskim bremenom: u_s - omrežna gonilna napetost; i - bremenski tok; i_1, i_3, i_5 - harmonske komponente bremenskega toka; α - krmilni kot, φ_1 - fazni kot osnovne harmonske komponente toka

6.2 Energetske razmere v linearnih tokokrogih s sinusnimi veličinami

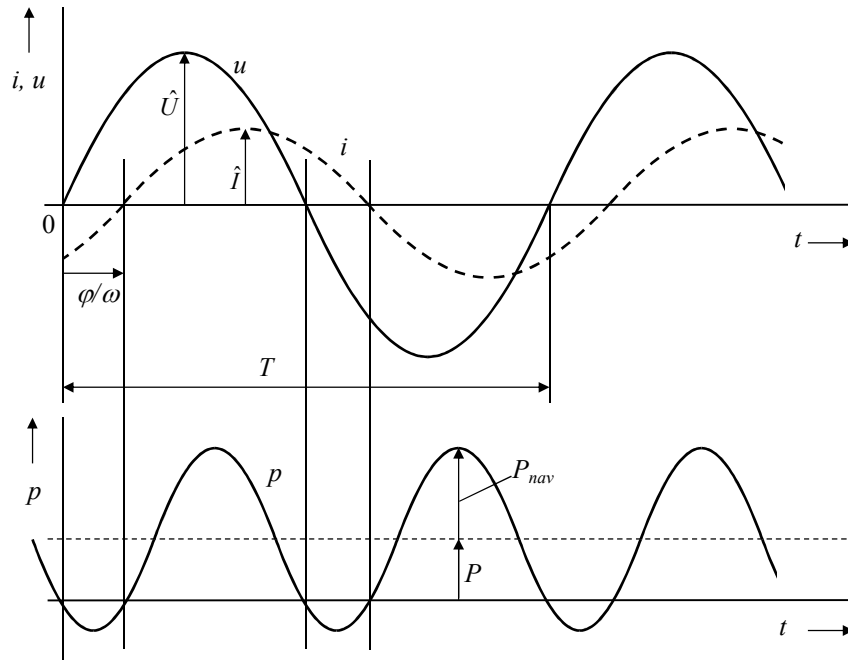
Obnovimo si znanje iz osnov elektrotehnike! V električnih tokokrogih kakršnekoli vrste je **trenutna električna moč** p v neki točki tokokroga podana z zmnožkom trenutne vrednosti napetosti u in trenutne vrednosti toka v tej točki:

$$p = u \cdot i \quad (6.11)$$

V izmeničnih tokokrogih se predznaka pri u in i v vsaki periodi spreminjata, zato lahko zavzame tudi njun zmnožek p v času ene periode pozitivne in negativne vrednosti. Pozitivni predznak pomeni energijski pretok v eno smer (npr. Energija odteka), negativni predznak pa energijski pretok v nasprotni smeri (energija priteka). Celoten ali **neto energijski pretok oz. neto moč** v času ene periode T lahko v izmeničnih tokokrogih izračunamo z:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i \cdot dt \equiv P_{del} \quad (6.12)$$

P je potemtakem srednja (povprečna, neto) moč in jo v elektrotehniki imenujemo tudi **delovna moč**.



Slika 6.2: Časovni potek trenutne moči p pri sinusni napetosti in toku, ki sta fazno premaknjena za električni kot φ

Slika 6.2 kaže sinusno napetost $u(t)$ in sinusni tok $i(t)$, ki sta časovno premaknjena za čas:

$$t = \frac{\varphi}{\omega} \quad (6.13)$$

oziroma za električni kot φ , pri čemer je $\omega = 2\pi f$ krožna frekvenca. \hat{U} in \hat{I} sta temenski (maksimalni) vrednosti napetosti oz. toka. Zmnožek trenutnih vrednosti je:

$$p = \hat{U} \sin \omega t \cdot \hat{I} \sin(\omega t - \varphi) \quad (6.14)$$

in ga lahko ob uporabi matematičnega adicijskega teorema napišemo tudi v obliki:

$$p = UI \cos \varphi + UI \sin(2\omega t - \varphi) \quad (6.15)$$

pri čemer sta U in I efektivni vrednosti sinusne napetosti in sinusnega toka.

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (6.16, 6.17)$$

$$U = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \qquad I = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} \qquad (6.18, 6.19)$$

Ustrezen časovni potek trenutne moči p kaže sl.6.2. Vidimo, da se spreminja moč po sinusni funkciji z dvojno omrežno frekvenco $2f$ in zavzema pozitivne in negativne vrednosti. To pomeni, da se energija med vsako periodo pretaka v obe smeri. Njena srednja ali neto vrednost je delovna moč P (enota Watt):

$$P = UI \cos \varphi \qquad (6.20)$$

medtem ko njen preostali del:

$$UI \sin(2\omega t - \varphi) = P_{nav} \sin(2\omega t - \varphi) \qquad (6.21)$$

niha sinusno z dvojno frekvenco in v vsaki periodi štirikrat spremeni svoj predznak. Njen neto energijski pretok je nič: energija se samo »premetava«. Njeno amplitudo P_{nav} imenujemo v elektrotehniki **navidezna moč** (enota VA):

$$P_{nav} = UI \qquad (6.22)$$

Tako podana energetska slika je realna. Vendar v elektrotehniki zaradi enostavnejšega prikaza in računanja uporabljamo raje neke **računske, realno neobstoječe** vrednosti za sinusne toke: sinusni tok, ki je v splošnem zaradi neohmske impedance v tokokrogu premaknjen glede na sinusno napetost $u(t)$ za nek električni kot φ , razdelimo računsko na dve komponenti: na tako imenovano **delovno komponento**:

$$I_{del} = I \cdot \cos \varphi \qquad (6.23)$$

ki je v fazi z napetostjo, in na **jalovo komponento**:

$$I_{jal} = I \cdot \sin \varphi \qquad (6.24)$$

ki je glede na napetost premaknjena za električni kot $\varphi = 90^\circ$. Le zmnožek delovne komponente toka I_{del} z napetostjo daje delovno moč, medtem ko zmnožek jalove komponente z napetostjo ne daje nobene srednje moči. Razmerje:

$$\frac{P}{P_{nav}} = \frac{I_{del}}{I} = \cos \varphi \qquad (6.25)$$

imenujemo **faktor premaknitve** (ali tudi faktor moči za osnovno harmonsko komponento).

Jalova komponenta toka I_{jal} je v splošnem škodljiva, saj ne samo da nič ne prispeva k prenosu energije, temveč povzroča na impedancah tokokroga napetostne padce $I_{jal}Z$ in

energijske izgube $(I_{jal})^2 \cdot R$ na ohmskih uporih, obremenjuje pa tudi elemente vezja in prenosne kapacitete, npr. transformatorjev in daljnovodov. Zato je tok I_{jal} nezaželen. Zapomnimo si: jalove toke povzročajo v **linearnih** elektriških tokokrogih neohmska bremena! V elektriških sistemih, v katerih nastopajo polprevodniški pretvorniki, pa generirajo jalove toke (moči) žal, tudi drugi povzročitelji.

Iz osnov elektrotehnike so poznane naslednje zveze:

$$I = \sqrt{I_{del}^2 + I_{jal}^2} \quad (6.26)$$

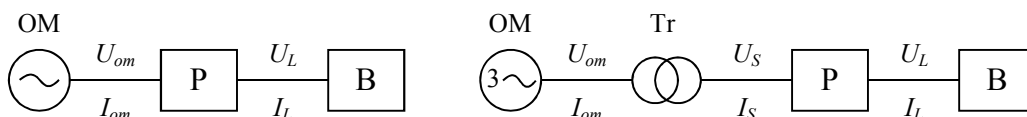
$$P_{nav} = \sqrt{P^2 + P_{jal}^2} \quad (6.27)$$

pri čemer je **jalova moč** (enota VAR):

$$P_{jal} = UI_{jal} \quad (6.28)$$

6.3 Energetske razmere v izmeničnih tokokrogih z nesinusnimi periodičnimi toki

Pretvorniki so mnogokrat priključeni na **togo** izmenično enofazno ali trifazno električno omrežje. Takšno omrežje ima (teoretično) konstantno napetost sinusne oblike. Sl.6.3 kaže takšen primer. Zaradi izrazito nelinearnih elementov, kot so polprevodniški ventili, toki ne bodo sinusni. Električno moč lahko v vsaki točki sistema izračunamo z osnovno en. 10.11, enako tudi moč na omrežni strani, kjer je omrežna napetost (U_{om} na sl.6.3) sicer sinusna, omrežni tok I_{om} pa ne. Vendar sta analiza in računanje bolj enostavna, če računsko razstavimo nesinusni, toda periodični tok najprej na njegove harmonske komponente. **V primeru, da je napetost sinusna, tok pa nesinusen, vendar periodičen in brez enosmerne komponente, veljajo v elektrotehniki naslednje definicije:**



Slika 6.3: Na togo omrežje priključen polprevodniški pretvornik: a) neposredno, b) posredno: OM-togo omrežje, Tr-transformator, P-pretvornik, B-breme, U_{om} - omrežna napetost sinusne oblike

Delovna moč:
$$P = UI_1 \cos \varphi_1 \quad (6.29)$$

kjer je U efektivna vrednost napetosti, I_1 efektivna vrednost osnovne harmonske komponente toka in φ_1 fazna premaknitve osnovne harmonske komponente toka glede na napetost. Iz te enačbe sledi:

faktor premaknitve:

$$\cos \varphi_1 = \frac{P}{U \cdot I_1} = \frac{P}{P_{nav1}} \quad (6.30)$$

Ostale definicije so:

Osnovna harmonska navidezna moč:

$$P_{nav1} = UI_1 \quad (6.31)$$

Celotna navidezna moč:

$$P_{nav} = UI \quad (6.32)$$

kjer je I efektivna vrednost:

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad (6.33)$$

I_1, I_2, I_3 itd. so efektivne vrednosti posameznih harmonskih komponent toka.

Celotna jalova moč:

$$P_{jal} = \sqrt{P_{nav}^2 - P^2} \quad (6.34)$$

Osnovna harmonska jalova moč:

$$P_{jal1} = UI \sin \varphi_1 \quad (6.35)$$

Moč popačenja:

$$P_{pop} = U \cdot \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad (6.36)$$

Osnovna harmonska vsebina toka oz. faktor popačenja:

$$g_1 = \frac{I_1}{I} \quad (6.37)$$

Iz teh enačb vidimo, da lahko daje **delovno moč** le osnovna harmonska komponenta toka, ki ima isto frekvenco kot omrežna napetost, vse ostale harmonske komponente pa prav nič ne prispevajo k delovni moči, ampak zato le k jalovi moči. Osnovno harmonsko komponento toka lahko dodatno računsko razstavimo na njeno **delovno** komponento:

$$I_{del1} = I_1 \cos \varphi_1 \quad (6.38)$$

in na **jalovo** komponento:

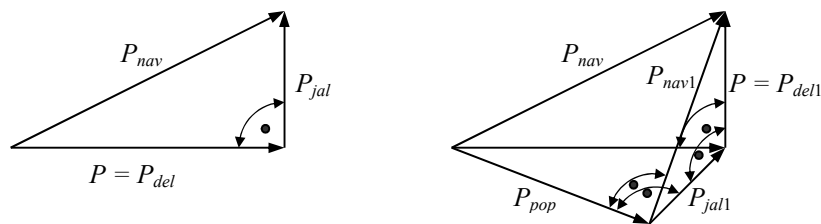
$$I_{jal1} = I_1 \sin \varphi_1 \quad (6.39)$$

ki dajeta delovno in jalovo moč prve harmonske komponente. Ostale harmonske komponente toka ne dajejo, neodvisno od njihove fazne lege glede na sinusno napetost, s to napetostjo nobene delovne moči, temveč le moč popačenja P_{pop} , ki je nekakšna **jalova** moč. Med celotno navidezno močjo P_{nav} , delovno močjo $P = P_{del}$, osnovno harmonsko jalovo močjo P_{jal1} in močjo popačenja P_{pop} obstaja naslednja matematična zveza:

$$P_{nav}^2 = P_{del1}^2 + P_{jal1}^2 + P_{pop}^2 = P_{nav1}^2 + P_{pop}^2 \quad (6.40)$$

$$P_{nav1}^2 = P_{del1}^2 + P_{jal1}^2 \quad (6.41)$$

To lahko prikažemo tudi grafično v ravnini oz. prostorsko na sl. 6.4.



Slika 6.4: Grafični prikaz navidezne, delovne in jalove moči: a) pri sinusni napetosti in sinusnem toku, b) pri sinusni napetosti in nesinusnem toku

Sedaj lahko tudi za ta obravnavani primer definiramo **faktor moči** λ kot razmerje med delovno močjo $P = P_{del1}$ in med celotno navidezno močjo P_{nav} :

$$\lambda = \frac{P}{P_{nav}} \quad (6.42)$$

Ob upoštevanju izraza za g_1 je faktor moči tudi enak:

$$\lambda = g_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (6.43)$$

Pri sinusnem toku je $g_1 = 1$, torej je faktor moči λ kar faktor premaknitve $\cos \varphi_1$, t.j. faktor moči za osnovno harmonsko komponento. Pri popačenih (nesinusnih periodičnih) tokih pa doprinesejo k »premaknitvi« oz. k povečani jalovi moči ne samo fazna premaknitev osnovne harmonske komponente toka glede na sinusno napetost, temveč tudi »popačenja« oblike toka, t.j. višje harmonske komponente toka. To pomeni, da je pri nesinusnih tokih faktor moči λ vedno manjši od faktorja premaknitve $\cos \varphi_1$.

Vse te definicije in matematične zveze veljajo le v primeru, če je napetost sinusna! Pri nesinusni napetosti izgubijo veljavo.

Za novinca so te definicije sprva nepregledne in nekoliko odveč. Vendar moramo vedeti, da takšno gledanje poenostavlja kasnejšo analizo dogajanj, zlasti razčlemba jalove moči in škodljivih vplivov zaradi popačitve toka. V linearnih tokokrogih povzroča jalovo moč izključno neohmsko breme. Pri pretvornikih pa nastopajo dodatno še drugi povzročitelji jalove moči, npr. fazno krmiljenje, komutacijski procesi, različne vezave trifaznih transformatorjev itd. Ker tečeta jalova moč in jalov tok, obremenjujeta elemente, povzročata energijske izgube, motita delovanje transformatorjev, povzročata popačitev omrežne napetosti v ne togih omrežjih, itd.

4	HLAJENJE VENTILOV	65
4.1	Električne izgube	66
4.2	Termično nadomestno vezje	67
4.3	Hladilna telesa in namestitve ventilov	70
5	TIRISTORSKA STIKALA IN NASTAVLJALNIKI	72
5.1	Tiristorsko stikalo v izmeničnih tokokrogih	72
5.2	Vklop induktivnosti s tiristorskim stikalom	76
5.3	Tiristorski nastavljalniki za izmenični tok	77
5.3.1	Trifazni tiristorski nastavljalnik	80
6	JALOVA MOČ ZARADI KRMILJENJA IN ZARADI POPAČENJA	82
6.1	Harmonska analiza	82
6.2	Energetske razmere v linearnih tokokrogih s sinusnimi veličinami	84
6.3	Energetske razmere v izmeničnih tokokrogih z nesinusnimi periodičnimi toki	87