

PASIVNI FILTERI ZA SMANJENJE KOMUTACIJSKIH PROPADA I SUZBIJANJE RADIO-FREKVENCIJSKIH SMETNJI

Darko Stipaničev
Elektrotehnički institut "Rade Končar"
EMC laboratorij, Zavod za energetska elektroniku

Usmjerivač svojim radom uzrokuje više harmonike struje koji na impedancijama mreže ograničene snage kratkog spoja stvaraju značajne padove napona. Padovi napona uzrokuju izobličenje napona mreže, odnosno pojavu komutacijskih propada u naponu napajanja usmjerivača.

Jedan od načina smanjenja komutacijskih propada je priključivanje serijskih pasivnih filtera između izvora napajanja i usmjerivača. Pravilnim projektiranjem filteri se mogu proširiti tako da ujedno služe i kao filteri za suzbijanje radio-frekvencijskih smetnji. U članku su prikazani načini projektiranja takvih filtera i problemi koji se mogu javiti njihovim priključivanjem između usmjerivača i mreže.

PASSIVE FILTERS FOR COMPENSATION OF COMMUTATION DISTORTIONS AND SUPPRESSION OF RADIO-FREQUENCY INTERFERENCES: Due to harmonic currents generate by the line-commutated thyristor converters we have commutation distortions of the AC voltage. Thyristor converters are also strong sources of radio-frequency interferences. The paper describes the series passive filters for compensation of commutation distortions and suppression of radio-frequency interferences. Special attention is given to the resonance problem between the filter and the network.

1. UVOD

Zbog nelinearnosti poluvodičkih ventila koji su sastavni dijelovi usmjerivača u struji mreže se javljaju viši harmonički članovi. Kako pojava mreža na koju se usmjerivač priključuje ima ograničenu snagu kratkog spoja, harmonici struje na impedancijama mreže stvaraju padove napona. Padovi napona uzrokuju izobličenje napona mreže, odnosno pojavu komutacijskih propada.

Izobličenje napona u vidu komutacijskih propada može uzrokovati probleme u radu drugih uređaja i sistema koji su priključeni na tu istu mrežu. Na primjer mogu se javiti problemi u radu pomoćnih jedinica elektroničkog računala, uređaja za registriranje zvuka ili nekih tipova televizijskih prijemnika čiji je dio za napajanje osjetljiv na kratkotrajne padove napona.

Zbog mogućih problema komutacijski propadi se moraju odredjenim sredstvima i zahvatima smanjiti ispod nekih maksimalno dozvoljenih vrijednosti. VDE propisi [1] najpotpunije obraduju problematiku izobličenja napona napajanja uzrokovano radom uređaja energetske elektronike. Prema njima iznos komutacijskih propada u faznom naponu mreže je ograničen na 20 % vršne vrijednosti osnovnog harmonika faznog napona.

Tiristorski usmjerivači su također jaki izvori radio-frekvencijskih smetnji [2] koje mogu ometati rad osjetljivih elektroničkih uređaja i prijem radio i TV emisija, pa se kod njih mora voditi računa i o suzbijanju radio-frekvencijskih smetnji.

2. METODE SMANJENJA KOMUTACIJSKIH PROPADA

Komutacijski propadi se mogu smanjiti na više načina:

- povećanjem napona kratkog spoja usmjerivačkog transformatora,
- primjenom aktivnih filtera i
- primjenom pasivnih filtera.

U nekim slučajevima se kao metoda za smanjenje veličine komutacijskih propada može primijeniti povećanje napona kratkog spoja usmjerivačkog transformatora [3].

Usmjerivač koji se proizvodi serijski može doći na mrežu najrazličitije snage kratkog spoja. U velikom broju slučajeva mreža će imati dovoljnu snagu kratkog spoja, pa se problem sa komutacijskim propadima ne bi javio niti u slučaju da nije povećan napon kratkog spoja usmjerivačkog transformatora. U tom slučaju transformator velikog napona kratkog spoja je suvišan, pa je možda bolje samo u situacijama kada bi se problemi sa komutacijskim propadima mogli javiti ugraditi odgovarajući filter na ulaz usmjerivača.

U zadnje vrijeme pojavili su se serijski aktivni filteri kojima se komutacijski propadi kompenziraju cikličkim dodavanjem napona na mjestima propada [4]. Medjutim kako je cijena tih filtera još uvijek znatna uglavnom se njihova primjena predviđa u autonomnim mrežama gdje su kritične dimenzije filtera.

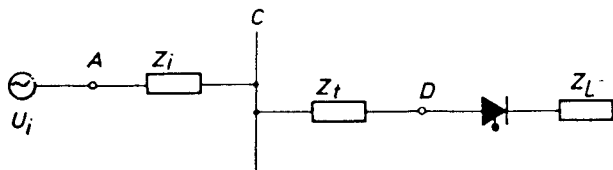
Pasivne filtere odlikuje jednostavnost projekta i izrade i velika pouzdanost u radu. Osim toga dobra strana pasivnih filtera za smanjenje komutacijskih propada je i u tome što se jednostavno mogu proširiti da djeluju i kao filteri za suzbijanje radio-frekvencijskih smetnji. U nastavku ćemo se baviti samo pasivnim filterima za smanjenje komutacijskih propada.

3. IZNOS KOMUTACIJSKIH PROPADA

Jednopolnu nadomjesnu shemu izvora napajanja i usmjerivača⁺ prikazuje slika 1.

Z_i je impedancija izvora napajanja, a Z_t impedancija usmjerivačkog transformatora. Pretpostaviti ćemo da je struja u istosmjernom krugu potpuno glatka, odnosno da $L_D \rightarrow \infty$ (L_D je prikušnica za gladjenje istosmjerne struje). Kako je radni dio impedancije izvora i transformatora najčešće mnogo manji od reaktantnog dijela, radni otpor možemo zanemariti i pretpostaviti da je $Z_i = X_i = j\omega L_i$ i $Z_t = X_t = j\omega L_t$.

⁺ Radi se o šestpulsnom usmjerivaču.



Sl. 1. Jednopolna nadomjesna shema izvora napajanja i usmjerivača

Za vrijeme komutacije faza T i R iznos komutacijskih propada napona faze R u točki D je

$$\Delta u_{DR} = u_{fR} - \frac{u_{RR}}{2} \quad (1)$$

Ukoliko za početnu točku promatranja uzmemo trenutak komutacije faza T i R, odnosno ukoliko je napon faze R dan jednadžbom

$$u_{fR} = \sqrt{2} \cdot U_f \cdot \sin(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{6}) \quad (2)$$

jednadžba (1) postaje

$$\Delta u_{DR} = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot U_f \cdot \sin(\omega t + \alpha) \quad (3)$$

Iznos komutacijskih propada u točki C je

$$\Delta u_{CR} = \frac{X_i}{X_m} \cdot \Delta u_{DR} = U_f \cdot \frac{X_i}{X_m} \cdot \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot \sin(\omega t + \alpha) \quad (4)$$

X_m je ukupna reaktancija faze (u ovom slučaju $X_m = X_i + X_t$).

Postavlja se pitanje kod kojeg kuta upravljanja α će iznos komutacijskih propada biti maksimalan. Na početku intervala komutacije ($\omega t = 0$) maksimalan Δu_{CR} je za $\alpha = \pi/2$. Na kraju intervala komutacije ($\omega t = \gamma$) Δu_{CR} je maksimalan za $\alpha = \pi/2 - \gamma$. Za neki ωt unutar intervala komutacije ($0 < \omega t < \gamma$) Δu_{CR} će biti maksimalan za neku treću vrijednost kuta upravljanja α . Zbog toga ωt u sredini intervala komutacije uzimamo kao referentnu točku kojom određujemo trenutak maksimalnog Δu_{CR} . Komutacijski propadi će prema tome biti maksimalni za $\alpha = \pi/2 - \gamma/2$.

Kako je za $\alpha = \pi/2 - \gamma/2$ srednja vrijednost istosmjernog napona jednaka nuli lako se dobije da je u tom slučaju kut komutacije γ jednak

$$\gamma = 2 \left[\frac{\pi}{2} - \arccos \frac{I_D \cdot X_m}{\sqrt{6} \cdot U_f} \right] \quad (5)$$

odnosno kut upravljanja α

$$\alpha = \arccos \frac{I_D \cdot X_m}{\sqrt{6} \cdot U_f} \quad (6)$$

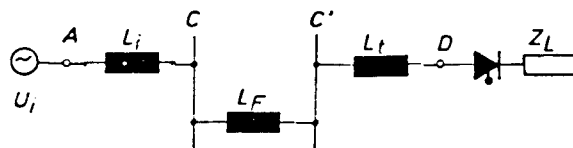
Maksimalan iznos komutacijskih propada je

$$\Delta u_{CRmax} = \frac{\sqrt{6} \cdot U_f}{2} \cdot \frac{X_i}{X_m} \quad (7)$$

Ukoliko je usmjerivački transformator u spoju YY kod šestpusnog usmjerivača u faznom naponu na primarnoj mrežnoj strani za vrijeme jedne periode će biti četiri propada iznosa Δu_{CR} . Ukoliko je međutim usmjerivački transformator u ΔY spoju za vrijeme jedne periode u faznom naponu će biti šest komutacijskih propada, od kojih su četiri jednaka Δu_{CR} , a dva su dva puta veća, odnosno jednaka $2 \cdot \Delta u_{CR}$.

4. SERIJSKI PASIVNI FILTER ZA SMANJENJE KOMUTACIJSKIH PROPADA

Serijski pasivni filter za smanjenje komutacijskih propada čini prigušnica X_F koja se ubacuje između mreže i usmjerivača kako prikazuje jednopolna nadomjesna shema na slici 2.



Sl. 2. Jednopolna nadomjesna shema izvora, filtera i usmjerivača

Označit ćemo omjer veličine komutacijskih propada i vršne vrijednosti osnovnog harmonika faznog napona slovom α

$$\alpha = \frac{\Delta u_{CR}}{\sqrt{2} \cdot U_f} \quad (8)$$

Kod proračuna veličine serijskog filtera važno je da li se radi o usmjerivaču koji može raditi s proizvoljnim kutom α ili filter ugradjujemo na ispravljač koji ima neki maksimalni kut upravljanja α_{max} i određeni minimalni istosmjerni napon U_{Dmin} .

U prvom slučaju veličinu filtera određuje Δu_{CRmax} . Iz jednadžbe (7) i (8) dobijemo izraz za proračun serijske prigušnice (sada je $X_m = X_i + X_F + X_t$)

$$L_F = \left(\frac{\sqrt{3}}{2\alpha} - 1 \right) \cdot L_i - L_t \quad (9)$$

L_t je prebačen na primarnu stranu usmjerivačkog transformatora.

Jednadžba vrijedi ukoliko je transformator usmjerivača u YY spoju. Kod ΔY spoja u jednadžbi (9) umjesto $a/2$ dolazi a . Ukoliko se želi da usmjerivač bude u skladu s VDE propisima [1] za a se uzme vrijednost 0,2.

U drugom slučaju, ukoliko se filter priključuje na ispravljač jednadžba (9) glasi

$$L_F = \left[\frac{\sqrt{3}}{2\alpha} \cdot \sin(\arccos \frac{U_{Dmin}}{2,34 \cdot U_f}) - 1 \right] L_i - L_t \quad (10)$$

Jednadžba (10) se dobila iz pretpostavki najgoreg mogućeg slučaja kada je kut upravljanja α_{max} i ispravljač u režimu praznog hoda ($I_D = 0$). U tom slučaju u stvari nema komutacijskih propada ($\gamma = 0$), međutim kod male struje I_D (na primjer režim stalnog punjenja akumulatorskih baterija) komutacijski propadi će se javiti i biti slični kao kod graničnog slučaja. Zbog toga se preporuča kod proračuna vrijednosti L_F koristiti jednadžbu (10).

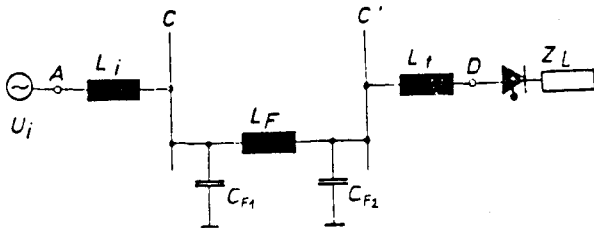
Priključenjem na usmjerivač serijskog pasivnog filtera dolazi do smanjenja kuta upravljanja α i do povećanja kuta komutacije γ . Minimalni kut upravljanja α_{min} i maksimalni istosmjerni napon usmjerivača U_{Dmax} ograničavaju veličinu induktiviteta serijskog filtera L_F . Maksimalna vrijednost induktiviteta L_{Fmax} serijskog pasivnog filtera se računa po formuli

$$L_{Fmax} = \frac{2,34 \cdot U_{fsek} \cdot \cos \alpha_{min} - U_{Dmax}}{6 \cdot f_1 \cdot I_D \cdot N^2} - (L_i + L_t) \quad (11)$$

U_{fsek} je vrijednost faznog napona mreže prebačena na sekundarnu stranu usmjerivačkog transformatora, f_1 je frekvencija mreže, I_D maksimalna istosmjerna struja usmjerivača, a N prijenosni omjer usmjerivačkog transformatora ($N=U_{fsek}/U_{fpr}$). U realnoj situaciji minimalni kut upravljanja je obično 5° , pa uz pretpostavku greške impulsnog uređaja od $\pm 2^\circ$ dobijemo da je u najnepovoljnijem slučaju $\alpha_{min} = 7^\circ$.

5. PROŠIRENI SERIJSKI PASIVNI FILTER

Serijski filter za smanjenje komutacijskih propada može se proširiti tako da ujedno služi i kao filter za suzbijanje radio-frekvencijskih smetnji. To se postiže dodavanjem kondenzatora ispred i/ili iza serijskog filtera kao što prikazuje jednopolna nadomjesna shema na slici 3.



Sl. 3. Jednopolna nadomjesna shema izvora, filtera i dodatnih kondenzatora i usmjerivača

Vrijednost kondenzatora određuje se u ovisnosti o željenom gušenju radio-frekvencijskih smetnji, koje se izražavaju unesenim gušenjem (UG). Kako su radio-frekvencijske impedancije izvora u_i koji je teret filtera (Z_T) i usmjerivača koji je izvor radio-frekvencijskih smetnji (Z_G) najčešće nepoznata, najbolje je koristiti metodu najgoreg mogućeg slučaja ($Z_G \rightarrow 0$, $Z_T \rightarrow \infty$) [2]. U slučaju kada su kondenzatori jednaki $C_{F1}=C_{F2}=C_F$ ili imamo samo kondenzator $C_{F1}=C_F$ vrijednost kondenzatora se može računati po formuli

$$C_F = \frac{10^{\frac{UG[db]}{20}}}{(2 \cdot \pi \cdot f_0)^2 \cdot L_F} \quad (12)$$

f_0 je frekvencija na kojoj želimo da gušenje filtera bude UG [dB] (obično se uzima $f_0=150$ kHz). Ograničenje formule (12) je parazitski kapacitet C_F priključeno na L_F . Formula (12) vrijedi ukoliko je $f_0 < 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_F \cdot C_F})$.

Ukoliko se želi da filter ima povećano gušenje sinusoidnih radio-frekvencijskih smetnji [5] osim kondenzatora između faza i mase priključuju se još dodatni kondenzatori između pojedinih faza.

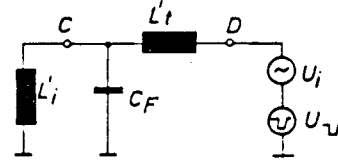
6. PROBLEM REZONANCIJA KOD PROŠIRENOG SERIJSKOG PASIVNOG FILTERA

Dodavanjem kondenzatora povećava se gušenje radio-frekvencijskih smetnji, ali se istovremeno mogu javiti dodatni problemi zbog pojave rezonancija. Povod pojavi rezonancija su komutacijski propadi, a uzrok postojanja električnih titrajnih krugova koje čine L_i , L_t , L_F , C_{F1} i C_{F2} . Kod analize pojave rezonancija usmjerivač (desno od točke D) se može nadomjestiti serijskim spojem sinusnog izvora frekvencije f_1 i impulsnog izvora koji simulira komutacijske propade. Nas zanima valni oblik napona u točki C.

Kako je obično $f_1 \ll f_p$, gdje je f_p vlastita rezonantna frekvencija titrajnog kruga, slučaj kada djeluje sinusni

izvor se može ispustiti iz razmatranja, pa ostaje samo analiza ponašanja mreže uz impulsni izvor. Kako je u većini slučajeva dovoljno koristiti samo jedan od kondenzatora i to obično kondenzator C_{F1} [6] detaljnije ćemo pogledati taj slučaj.

Kod analize rezonancija u slučaju da imamo samo jedan kondenzator, usmjerivač se može prikazati nadomjesnom shemom sa slike 4. Ukoliko imamo samo kondenzator C_{F1} biti će $L'_i=L_i$, $L'_t=L_F+L_t$, a ukoliko imamo samo kondenzator C_{F2} biti će $L'_i=L_i+L_F$, $L'_t=L_t$.



Sl. 4. Jednopolna nadomjesna shema jedne faze usmjerivača kod analize rezonancija u slučaju da imamo samo jedan kondenzator

Vlastita rezonantna frekvencija sistema je

$$\omega_p^2 = \frac{L'_i + L'_t}{L'_i \cdot L'_t \cdot C_F} \quad (13)$$

Na početku intervala komutacije u točki D imamo naponski skok

$$u_{DRZ}(t) = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_f \cdot \sin \alpha \cdot S(t) \quad (14)$$

$S(t)$ je jedinični skok. Napon u točki C u intervalu komutacije je zbog (14)

$$u_{CR}(t) = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_f \cdot \sin(\omega t + \alpha) \cdot \frac{L'_i}{L'_i + L'_t} (1 - \cos \omega_p t) \quad (15)$$

Trajanje intervala komutacije ovisi o veličini kondenzatora C_F . Približno vrijedi [7]

$$\frac{\gamma(C_F \rightarrow \infty)}{\gamma(C_F \rightarrow 0)} \approx \frac{L'_t}{L'_i + L'_t} \quad (16)$$

Ukupni napon u točki C je

$$u_{CR}(t) = u_{fR}(t) + u_{CRZ}(t + t_k) \quad (17)$$

gdje je $u_{fR}(t)$ dan jednadžbom (2), a t_k je konstanta koja ovisi o početnim uvjetima.

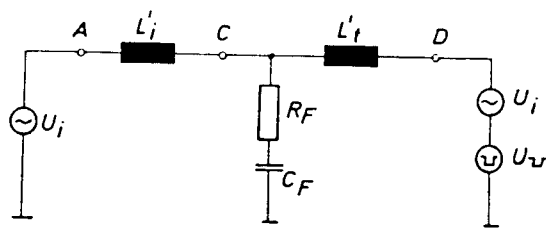
Ovisno o frekvenciji ω_p unutar intervala komutacije može biti jedna ili više perioda oscilacija. Kako su u krugu uvijek nalaze i otpori oscilacije će biti prigušene.

Slična je situacija i na kraju intervala komutacije, prisutne su prigušene oscilacije.

Problem rezonancija otklanjamo unošenjem većih otpora u krug, tako da se postigne granični aperiodički slučaj. Kako se serijska grana filtera dimenzionira na nazivnu struju usmjerivača, otpore je najbolje dodavati u paralelnu granu filtera. Slika 5. prikazuje jednopolnu nadomjesnu shemu prigušenog filtera.

Veličinu otpora izračunavamo iz uvjeta graničnog aperiodičkog slučaja

$$R_F = 2 \left[\frac{L'_i \cdot L'_t}{C_F (L'_i + L'_t)} \right]^{1/2} \quad (18)$$



Sl. 5. Jednopolna nadomjesna shema jedne faze usmjerivača kod analize rezonancija uz prisutan otpor za prigušenje rezonancija

Medjutim, poboljšavajući jedno, pogoršavamo drugo. Dodavanjem otpora smanjuje se vrijednost unesenog gušenja filtera na približnu vrijednost

$$UG [dB] \approx 20 \log \frac{2 \pi f_0 L_F}{R_F} \quad (19)$$

Da bi se postiglo isto gušenje na frekvenciji f_0 kao kod neprigušenog filtera potrebno je povećati vrijednost kondenzatora C_F iz jednadžbe (12) na vrijednost

$$C_{FR} = \frac{4 \cdot L'_i \cdot L'_t}{L'_i + L'_t} (2 \pi f_0)^2 \cdot C_F^2 \quad (20)$$

Povećanjem kondenzatora smanjuje se u skladu sa (18) vrijednost prigušnog otpora R_F .

Nezgodno je što se jednadžbom (20) dobiju velike vrijednosti kondenzatora C_F . Ukoliko se ne žele tako veliki kondenzatori (npr. zbog dimenzija filtera) mora se napraviti kompromis između prigušenja rezonancija i iznosa uneseno gušenja u radio-frekvencijskom području. Može se postupiti na četiri osnovna načina, a moguće su i različite kombinacije osnovnih metoda:

- Smanjiti vrijednost otpornika R_F i na taj način dopustiti postojanje prigušenih oscilacija. Na primjer smanjenjem otpornika za 5 puta dobije se nekoliko prigušenih oscilacija, ali se uneseno gušenje poveća za približno 14 dB.
- Granično prigušenoj $R_F C_F$ kombinaciji dodati još jedan paralelni kondenzator manjeg kapaciteta. Uneseno gušenje se povećava, ali su opet prisutne prigušene oscilacije nešto veće frekvencije.
- Povećati vrijednost kondenzatora C_F , ali ne prema jednadžbi (20) već manje. U tom slučaju se također smanjuje potrebna vrijednost prigušenog otpora R_F (18).
- Rastaviti filter na dva jednaka kaskadno spojena filtera. Vrijednost otpornika R_F se u ovom slučaju određuje ili eksperimentalno ili simuliranjem na elektroničkom računaru. Uneseno gušenje se uz iste vrijednosti kondenzatora približno poveća na vrijednost

$$UG(novi) \approx 2 \cdot UG(stari) - 12 \text{ dB} \quad (21)$$

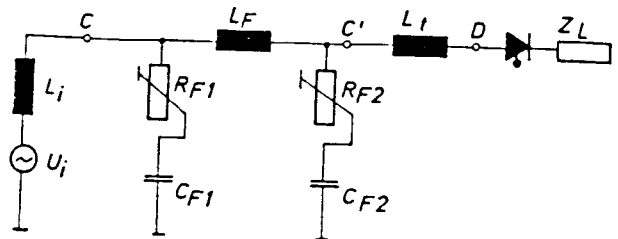
Najbolje je kombinirati pojedine metode, na primjer djelomično povećanje kondenzatora i rastavljanje filtera u dva dijela.

U slučaju kada imamo oba dva kondenzatora, situacija se znatno komplicira. Imamo dvije rezonantne frekvencije čiji su analitički izrazi veliki i nepregledni. Oblik napona u točki C je analitički teško proračunati, pa ga je najbolje tražiti simulacijom sistema na elektroničkom računaru.

Rezonancije i u ovom slučaju prigušujemo unošenjem dodatnih otpora u krug i to u oba dvije kapacitivne grane. Veličine prigušnih otpora R_{F1} i R_{F2} teško je analitički proračunati, pa se obično određuju na dva načina:

- simuliranjem sistema na elektroničkom računaru te traženjem veličine otpornika metodom iteracije i
- stavljanjem promjenljivih otpornika u kapacitivne grane i onda ugađanjem vrijednosti na mjestu ugradnje filtera.

Jednofazna nadomjesna shema izvora, usmjerivača i filtera kod kojega se vrijednosti prigušnih otpora određuju eksperimentalno prikazana je na slici 6.

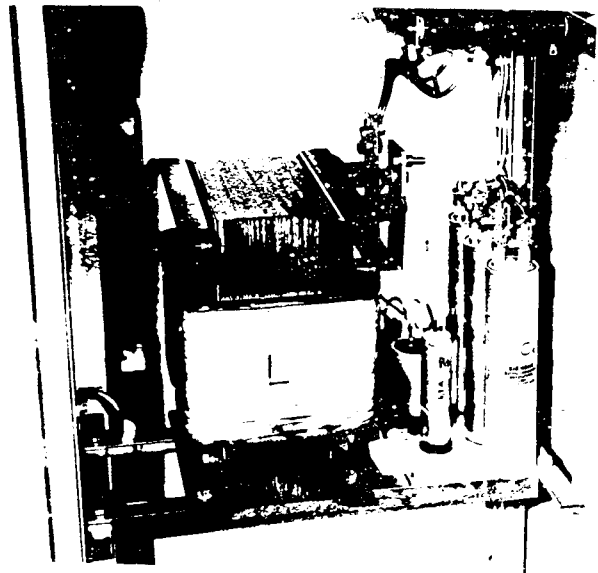


Sl. 6. Jednofazna nadomjesna shema prigušenog složenog filtera

I ovdje vrijede razmišljanja o smanjenju gušenja radio-frekvencijskih smetnji dodavanjem otpornika za prigušenje rezonancija. Kompromis između zahtjeva za iznos unesenog gušenja i prigušenje rezonancija se i ovdje kao kod filtera s jednim kondenzatorom može napraviti na četiri osnovna načina ili različitim kombinacijama osnovnih načina.

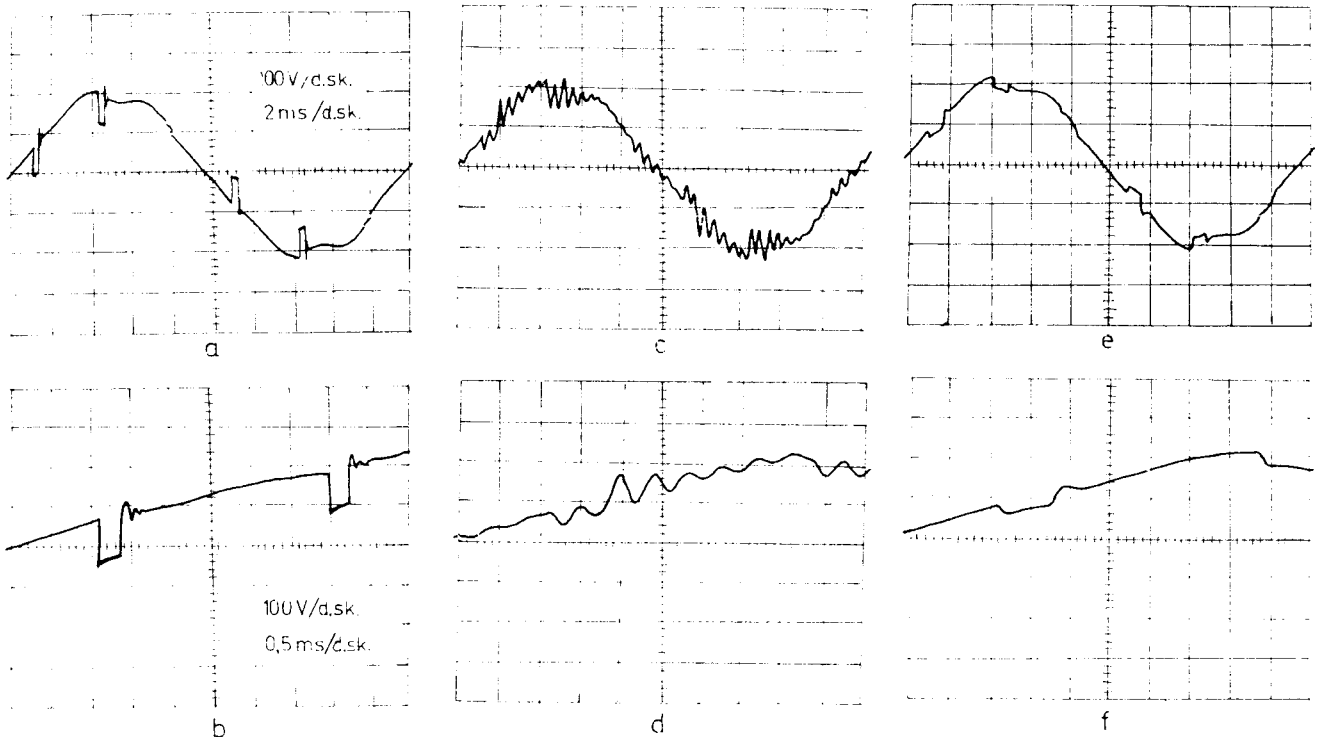
7. REZULTATI MJERENJA SERIJSKOG PASIVNOG FILTERA

Serijski pasivni filter s dva kondenzatora nazivne struje 430 A, priključen je na izvor male snage kratkog spoja. Slika 7. prikazuje izgled jedne faze filtera.



Sl. 7. Fotografija jedne faze prigušenog proširenog serijskog pasivnog filtera nazivne struje 430A

Slika 8a. prikazuje valni oblik napona u točki c prije priključenja filtera. U intervalu komutacije valni oblik napona je prikazan na slici 8b. Nakon priključenja neprigušenog filtera fazni napon je oblika prikazanog na slici 8c, a u intervalu komutacije na slici 8d. Nakon graničnog aperiodičkog prigušenja (vrijednosti prigušnih otpora

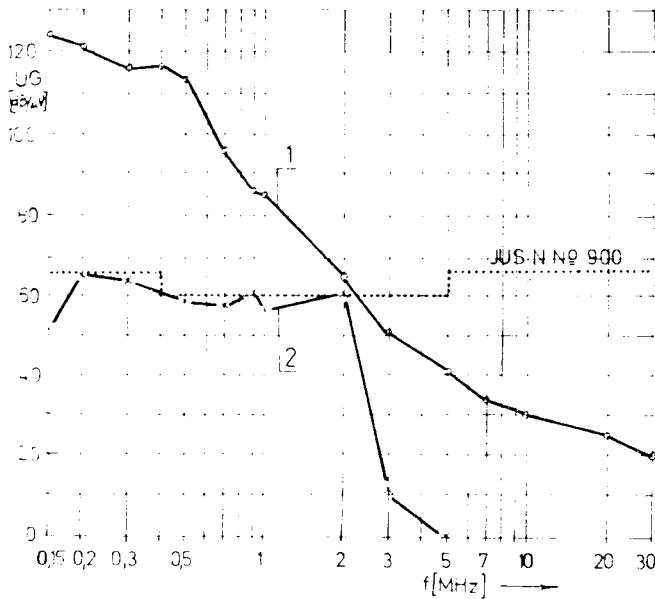


Sl. 8. Valni oblik faznog napona na ulazu usmjerivača
a, b - bez filtera, c, d - s neprigušenim filterom i
e, f - s granično aperioidički prigušenim filterom

su određene eksperimentalno) fazni napon je oblika prikazanog na slici 8e, a u intervalu komutacije na slici 8f.

Prije priključenja filtera komutacijski propadi u faznom naponu su bili približno 90 V (sl. 6a i b). Nakon priključenja filtera iznos komutacijskih propada je smanjen na vrijednost 20 V (sl. 6e i f), ali je zato produženo trajanje komutacije.

Slika 9. prikazuje rezultate mjerenja napona radio-frekvencijskih smetnji na ulazu usmjerivača prije i nakon ugradnje prigušenog proširenog serijskog pasivnog filtera za smanjenje komutacijskih propada.



Sl. 9. Napon radio-frekvencijskih smetnji na ulazu usmjerivača
1 - prije ugradnje filtera, 2 - nakon ugradnje filtera

8. ZAKLJUČAK

Izobličenje napona napajanja u vidu komutacijskih propada, uzrokovano radom tiristorskih usmjerivača može biti uzrok brojnih problema u radu drugih uređaja i sistema priključenih na tu istu mrežu. Usmjerivač je također jaki izvor radio-frekvencijskih smetnji.

Jedan od načina smanjivanja komutacijskih propada je priključenje serijskih pasivnih filtera između izvora napajanja i usmjerivača. Jednostavni serijski filter se može proširiti tako da ujedno služi i kao filter za suzbijanje radio-frekvencijskih smetnji.

Proširenjem filtera mogu se javiti problemi rezonancije koje otklanjamo prigušivanjem filtera. Unošenjem dodatnih otpornika u filter smanjuje se uneseno gušenje radio-frekvencijskih smetnji, pa je u stvarnoj situaciji potrebno pronaći kompromis između zahtjeva za prigušenje rezonancija i zahtjeva za iznos unesenog gušenja radio-frekvencijskih smetnji.

9. LITERATURA

- [1] VDE 0150/Teil 2, VDE-Bestimmung für Austrüstung von Starkstromanlagen mit elektronischen Betriebs-Einrichtungen mit Betriebsmitteln der Leistungselektronik in Starkstromanlagen, 10.1975.
- [2] D. Stipanicev, J. Simić, Niz energetske filtera 10-630 A za suzbijanje VF i RF smetnji na uređajima i postrojenjima energetske elektronike, *Automatika*, 1-2/1978, str. 34-39
- [3] P. Crnošija, Povratno djelovanje tiristorskog usmjerivača na mrežu, *Zbornik radova s Trećeg savjetovanja o energetskej elektronici*, Zagreb 1978., str. 27-43

- [4] S. Thamm, L. Grüder, Beitrag zur Verwendung von Stromrichtern für die Kompensation Von Oberschwingungen, Treće savjetovanje o energetskej elektronici Zagreb, 1978., zakašnjeli referat
- [5] J. Flegar, J. Simić, Smetnje od uredjaja i postrojenja energetske elektronike, Zbornik radova JUREMA 1977: Električne smetnje i elektromagnetska kompatibilnost, Zagreb, 1977.
- [6] H. M. Schlicke, Assuredly Effective Filters, IEEE Transaction on electro magnetic compatibility, Vol. EMC-18, Aug. 1976, str. 106-110
- [7] P. Büchner, Über die Beeinflussung der Netsskummutierung von Stromrichtern durch Leistungs-kondensatoren, Elektrie 33 (1979) H. 3, str. 152 - 154.