

Wpływ obciążenia na charakterystykę filtra typu gamma

Najpopularniejszymi źródłami napięcia stałego w układach średniej i dużej mocy są energoelektroniczne przekształtniki napięcia przemiennego na jednokierunkowe, wyprostowane. Ze względu na sposób działania tych przekształtników, napięcie wyjściowe zawiera składowe przemiennie, zwykle niepożądane w obwodzie obciążenia. W celu ograniczenia tych składowych, na wyjściu przekształtników stosuje się filtry.

Bez względu na typ przekształtnika (niesterowalny – diodowy, sterowany, półsterowany) przekształcanie napięcia przemiennego przez diodowe zespoły prostownikowe na napięcie jednokierunkowe wyprostowane U_d powoduje powstawanie wyższych harmonicznych w napięciu wyprostowanym [3, 4, 6, 7, 9]. Zespół przekształtnikowy wprowadza do sieci prądu stałego wyższe harmoniczne rzędu:

$$n = c \cdot p \quad (1)$$

o częstotliwościach:

$$f_n = n \cdot f_1 \quad (2)$$

gdzie:

c – liczba całkowita: 1, 2, 3, ...

p – wskaźnik tętnień – liczba pulsów przypadająca na jeden okres napięcia zasilającego,

f_1 – częstotliwość znamionowa napięcia zasilającego.

Harmoniczne o tych parametrach nazywane są charakterystycznymi, ponieważ ich rząd i częstotliwości uzależnione są od układu przekształtnika [3, 6, 7, 9]. Przykładowo trójfazowy przekształtnik jednopołówkowy generuje wyższe harmoniczne rzędu $n = 3, 6, 9, \dots$, o częstotliwościach $f_n = 150, 300, 450, \dots$ Hz, natomiast układ sześciopulsowy wprowadza do odbiornika harmoniczne $n = 6, 12, 18, \dots$, o częstotliwościach $f_n = 300, 600, 900, \dots$ Hz.

Oprócz wyższych harmonicznych charakterystycznych mogą pojawić się zakłócenia w napięciu wyprostowanym

o częstotliwościach niecharakterystycznych. Harmoniczne te generowane są przez układ wtedy, gdy występuje asymetria napięcia doprowadzanego do przekształtnika diodowego. Asymetria ta może być spowodowana nierównością poziomów napięć w fazach linii zasilającej zespół prostownikowy lub nierównością przekładni poszczególnych faz transformatora prostownikowego, jak również przy zasilaniu zespołu prostownikowego napięciem odkształconym (np. przez inne odbiory nieliniowe zasilane z tej samej sieci elektroenergetycznej).

Ogólnie rząd niecharakterystycznych wyższych harmonicznych można przedstawić w postaci:

$$n_n = k \cdot c \quad (3)$$

a ich częstotliwości mają wartości:

$$f_n = k \cdot c \cdot f_1 \quad (4)$$

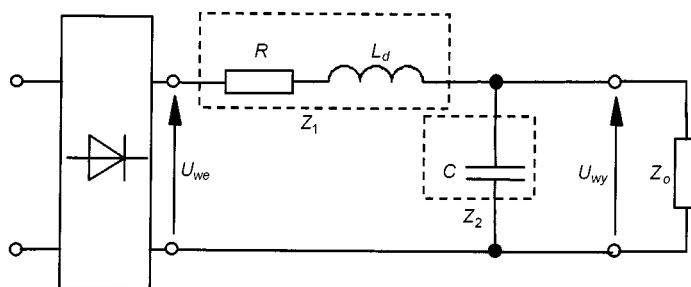
gdzie:

$k = 1$ dla przekształtników jednokierunkowych,

$k = 2$ dla przekształtników dwupołówkowych.

Filtry mają za zadanie ograniczać pulsacje napięcia i prądu na wyjściu przekształtnika. Najprostszymi filtrami są: dławik włączony szeregowo z odbiornikiem i kondensator włączony równolegle do wyjścia przekształtnika. Innym typem urządzenia wygładzającego jest filtr rezonansowy. Składa się on z pewnej liczby gałęzi LC o tak dobranych częstotliwościach rezonansu szeregowego, aby wytłumić określone harmoniczne.

Filtr typu gamma stanowi połączenie filtra indukcyjnego i pojemnościowego (rys. 1). Jest on stosowany między innymi w lokomotywach i pojazdach trakcyjnych z rozruchem energoelektronicznym oraz w podstacjach trakcyjnych.



Rys. 1. Schemat filtra gamma

Filtr ten, jak każdy inny, jest czwórnikami składającym się z impedancji Z_1 i Z_2 [5, 8, 9, 11]. Oznaczając przez Z_o impedancję obciążenia, to stosunek napięcia wyjściowego U_{wy} do wejściowego U_{we} można zapisać w postaci:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{Z}{Z + Z_1} \quad (5)$$

gdzie:

$$Z = \frac{Z_2 \cdot Z_o}{Z_2 + Z_o}$$

Wartość R , wchodząca w skład Z_{in} , jest sumą rezystancji zastępczej układu przed filtrem i rezystancji dławika. Zakładając, że $Z_o = R_o$ to wyrażenie (5) przyjmie postać:

$$\frac{U_{wy}(j\omega_n)}{U_{we}(j\omega_n)} = \frac{R_o}{(R + R_o - \omega_n R_o L_d C) + j\omega(RR_o C + L_d)} \quad (6)$$

$$\omega_n = 2\pi f_n$$

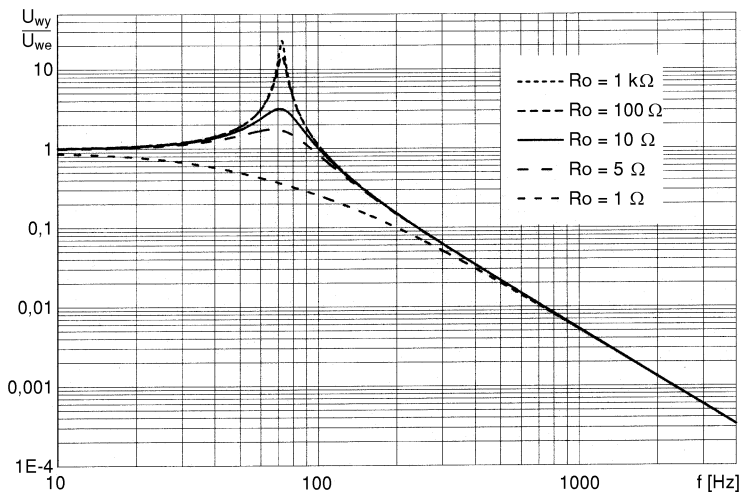
gdzie:

f_n – częstotliwość harmonicznej rzędu n .

Stosunek wartości skutecznych napięć przy częstotliwości n wyniesie więc:

$$\frac{U_{wy}(\omega_n)}{U_{we}(\omega_n)} = \frac{R_o}{\sqrt{(R + R_o - \omega_n R_o L_d C)^2 + (\omega_n L_d + \omega_n R R_o C)^2}} \quad (7)$$

Z równania (7) wynika, że stosunek wyższych harmonicznych napięcia wyjściowego do wejściowego o określonej częstotliwości, przy stałych wartościach elementów LC filtra, zależy od wartości obciążenia zespołu. Charakterystyki omawianego filtra dla różnych wartości rezystancji obciążenia zespołu prostownikowego przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa filtra typu gamma przy różnych wartościach rezystancji obciążenia

Od wartości R_o zależna jest również częstotliwość rezonansowa f_r układu, którą można wyznaczyć za pomocą równania [1, 2]:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d C}} \sqrt{1 - \frac{L_d}{R_o^2 C}} \quad (8)$$

Miarą skuteczności działania każdego filtra jest współczynnik wygładzenia β [8] lub współczynnik pulsacji k_p [11], przy czym:

$$k_p = \frac{1}{\beta} \quad (9)$$

Współczynnik β jest stosunkiem:

$$\beta = \frac{U_{wyn}}{U'_{wyn}} \quad (10)$$

gdzie:

U_{wyn} – amplituda harmonicznej n w układzie z filtrem,
 U'_{wyn} – amplituda harmonicznej n w układzie bez filtra,
 U_{wyn} określone jest zależnością (7), natomiast:

$$U'_{wyn} = \frac{R_o}{R + R_o} U_{wen} \quad (11)$$

stąd

$$\beta = \frac{R + R_o}{\sqrt{(R + R_o - \omega_n^2 R_o L_d C)^2 + (\omega_n L_d + \omega_n R R_o C)^2}} \quad (12)$$

Równanie (7) komplikuje się znacznie, gdy obciążenie podstacji stanowi odbiornik o parametrach RL i stosunku mocy:

$$\cos \varphi = \frac{R_o}{Z_o} \quad (13)$$

$$Z_o = R_o + j\omega L_o$$

Wówczas na podstawie (5) otrzymuje się poniższe zależności na harmoniczną rzędu n napięcia i prądu obciążenia zespołu prostownikowego z filtrem typu Γ :

$$\frac{U_{wyn}}{U_{wen}} = \frac{A_n (\sin \varphi_n - j \cos \varphi_n)}{(A_n - B_n) (\sin \varphi_n - j \cos \varphi_n) + A_n B_n} \quad (14)$$

$$\frac{I_{wyn}}{I_{wen}} = \frac{\cos \varphi_n + j (\sin \varphi_n + A_n)}{A_n (\sin \varphi_n - j \cos \varphi_n)}$$

przy czym:

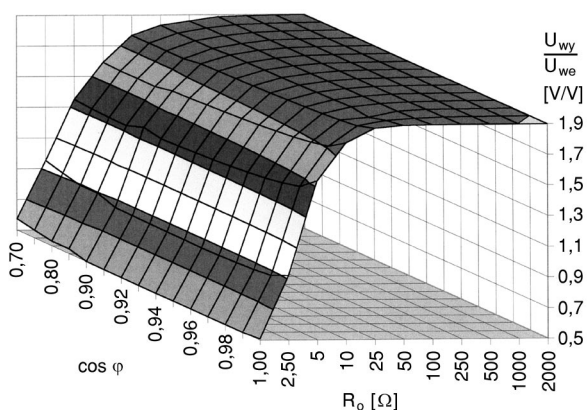
$$\cos \varphi_n = \frac{R_o}{\sqrt{R_o^2 + (\omega_n L_o)^2}}$$

$$\sin \varphi_n = \frac{\omega_n L_o}{\sqrt{R_o^2 + (\omega_n L_o)^2}} \quad (15)$$

$$A_n = \frac{1}{\omega_n C \sqrt{R_o^2 + (\omega_n L_o)^2}}$$

$$B_n = \frac{\omega_n L_d}{\sqrt{R_o^2 + (\omega_n L_o)^2}}$$

Mając powyższe na uwadze, przeprowadzono badania wpływu parametrów obciążenia na charakterystykę filtra typu gamma. Wyznaczano częstotliwość rezonansową filtra oraz współczynnik U_{wy}/U_{we} dla wybranych częstotliwości. Badania te wykonano metodą symulacji numerycznej, rejestrując wyniki co 0,05 Hz. Symulacje przeprowadzono na filtrze typu gamma do trakcyjnego zespołu prostownikowego o pulsacji $p = 12$ (dwa trójfazowe mostki połączone szeregowo). Filtr ten składa się z dławika katodowego o indukcyjności znamionowej 6 mH i baterii kondensatorów o pojemności wy-



Rys. 3. Zmiany stosunku napięcia wyjściowego filtru do wejściowego dla częstotliwości 50 Hz

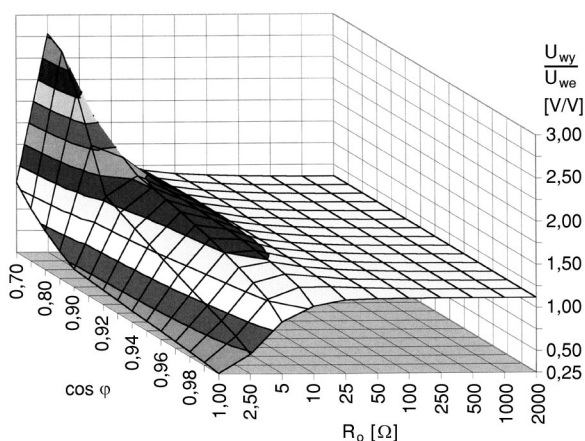
padkowej 800 μF [10]. Obciążenie filtru stanowiła impedancja Z_o składająca się z rezystancji $R_o = 1 \div 2000 \Omega$ i indukcyjności, która została tak dobrana, aby przy danej R_o współczynnik mocy obwodu obciążenia ($\cos \varphi$) zawierał się w granicach od 1 do 0,7 przy częstotliwości 50 Hz.

Na rysunku 2 można zaobserwować, że dla częstotliwości powyżej 600 Hz wartość rezystancji obciążenia praktycznie nie ma wpływu na przebieg charakterystyki rozpatrywanego filtru. Bardziej interesujący jest przedział niskich częstotliwości i dlatego skupiono się na trzech częstotliwościach:

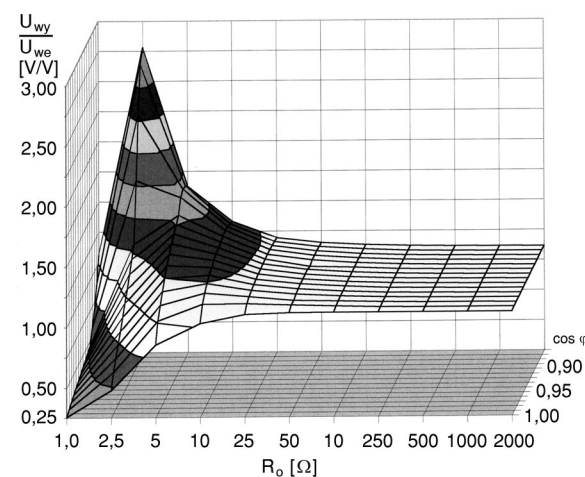
- 50 Hz – częstotliwość znamionowa napięcia zasilającego przekształtnik;
- 100 Hz – pierwsza częstotliwość charakterystyczna dla przekształtnika dwupulsowego oraz pierwsza częstotliwość niecharakterystyczna dla przekształtników dwupółkownikowych o $p \geq 6$;
- 300 Hz – pierwsza harmoniczna dla przekształtnika sześciopulsowego (jednego mostka przekształtnika dwunastopulsowego).

Stosunek $\alpha = U_{wy}/U_{we}$ dla częstotliwości 50 Hz (mniejszej od częstotliwości rezonansowej) jest prawie niezależny od wartości $\cos \varphi$ obciążenia (rys. 3). Na wartość α ma wpływ tylko R_o , lecz w niewielkim stopniu. Dla rezystancji obciążenia powyżej 10 Ω składowa 50 Hz napięcia wyjściowego jest większa około 1,9 razy od składowej napięcia wejściowego. Dopiero dla dużych obciążeń ($R_o < 5 \Omega$) napięcie wyjściowe o tej częstotliwości jest mniejsze od wejściowego.

Inaczej jest dla harmonicznej o $f = 100$ Hz. W tym przypadku współczynnik mocy układu obciążenia ma znaczny wpływ na stosunek α , szczególnie dla $R_o < 50 \Omega$ (rys. 4a i 4b). Dla małych obciążeń filtru $\cos \varphi$ prawie nie wpływa na wartość α . Dla $f = 100$ Hz wraz ze wzrostem obciążenia i spadkiem jego współczynnika mocy stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego się zwiększa, a dla $R_o \approx 2,5 \Omega$ i $\cos \varphi = 0,7$ osiąga on $\alpha > 2,7$. Dalsze zwiększanie obciążenia powoduje spadek wartości α . Tak duże podbijanie przez filtr harmonicznej napięcia o częstotliwości 100 Hz jest niekorzystne, szczególnie w układach zasilanych z sieci, w których może występować duża asymetria napięć (długie linie SN i sieci niskiego napięcia).



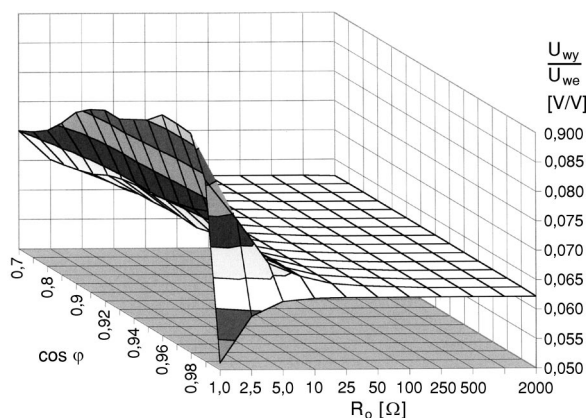
Rys. 4a. Zmiany stosunku napięcia wyjściowego filtru do wejściowego dla częstotliwości 100 Hz



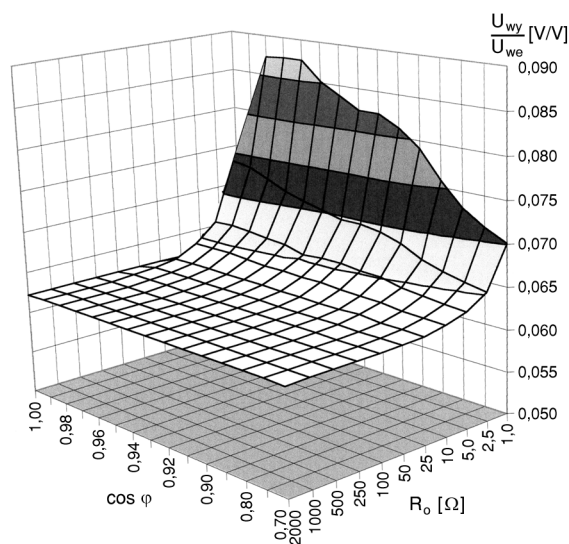
Rys. 4b. Zmiany stosunku napięcia wyjściowego filtru do wejściowego dla częstotliwości 100 Hz

Również dla częstotliwości 300 Hz stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego jest zależny od współczynnika mocy obciążenia (rys. 5a i 5b), przy czym największe wartości osiąga dla największych obciążeń filtru ($R_o = 1 \Omega$), a maksimum stosunku U_{wy}/U_{we} występuje dla dużego współczynnika mocy obwodu obciążenia ($\cos \varphi = 0,96 \div 0,97$). Jednak pomimo powyższego nawet największe wartości nie przekraczają poziomu 0,1, w związku z czym częstotliwość 300 Hz jest dobrze tłumiona przez badany filtr.

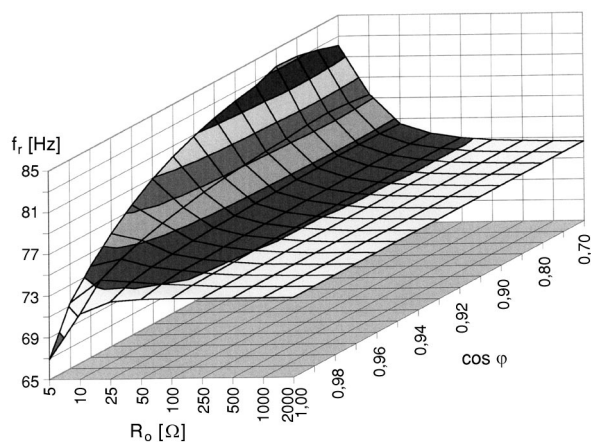
Znaczne podbicie częstotliwości 100 Hz jest związane z wartością częstotliwości rezonansowej filtru. Jak wspomniano wcześniej, jest ona zależna od wartości obciążenia (8). Również współczynnik mocy obwodu obciążenia ma wpływ na f_r . Wpływ wartości R_o i $\cos \varphi$ obciążenia na zmiany częstotliwości rezonansowej obrazują rysunki 6 i 7. Na rysunku 6 przedstawiono zmiany f_r dla R_o w granicach od 5 Ω do 2000 Ω . Ponieważ przy $R_o \leq 2,5 \Omega$ przebieg charakterystyki badanego filtru dla pewnego przedziału $\cos \varphi$ ma charakter aperiodyczny, na rysunku 7 przedstawiono tylko wartości f_r tylko dla $\cos \varphi$, w którym występuje rezonans przy dużych obciążeniach filtru.



Rys. 5a. Zmiany stosunku napięcia wyjściowego filtru do wejściowego dla częstotliwości 300 Hz



Rys. 5b. Zmiany stosunku napięcia wyjściowego filtru do wejściowego dla częstotliwości 300 Hz



Rys. 6. Wartości częstotliwości rezonansowej filtru f_r w zależności od $\cos \varphi$ i R_o zmieniającej się w przedziale 5–2000 Ω

Na zaprezentowanych rysunkach można zauważyć, że prawie dla całego analizowanego przedziału $f_r = f(R_o, \cos \varphi)$ częstotliwość rezonansowa rośnie wraz ze spadkiem R_o i $\cos \varphi$. Jedynie dla współczynnika mocy obwodu obciążenia powyżej 0,97 jest inaczej. Przy obciążeniu czysto rezystancyjnym wartość częstotliwości rezonansowej maleje ze wzrostem obciążenia. Natomiast w przypadku obciążenia z niewielką indukcyjnością ($\cos \varphi = 0,98-0,99$) wartość f_r rośnie przy wzroście obciążenia, osiąga maksimum przy pewnym R_o , a następnie maleje, tak jak dla $\cos \varphi = 1$.

Wraz z przesunięciem częstotliwości rezonansowej zmienia się zakres częstotliwości, dla których napięcie wyjściowe jest podbite w stosunku do napięcia wyjściowego. Zakres ten zawiera się w granicach $0 \div f_r + \Delta f$, gdzie Δf dla rezystancji obciążenia $R_o \geq 5 \Omega$ ma wartość około 30 Hz, niezależnie od $\cos \varphi$. Natomiast dla $R_o \leq 2,5 \Omega$ wartość Δf jest zmienna, zależna od $\cos \varphi$ i R_o . Powyższe zmiany Δf obrazuje rysunek 8, na którym jest wyraźnie widoczny spadek wartości Δf wraz ze wzrostem $\cos \varphi$ (w granicach, w których występuje zjawisko rezonansu).

*
* *

Opisane w tym artykule zjawiska mogą stanowić zarówno wadę, jak i zaletę filtru typu gamma. Jest to zależne od obciążenia filtru oraz od częstotliwości filtrowanych składowych zmiennych. Ilustruje to rysunek 9, na którym pokazano, że zawartość składowej zmiennej na wyjściu filtra, przy symetrycznym zasilaniu przekształtnika dwunastopulowego, rośnie wraz ze wzrostem obciążenia. Natomiast przy asymetrii napięcia zasilającego (pojawienie się harmonicznej o częstotliwości 100 Hz) przy dużym obciążeniu w napięciu wyjściowym jest najmniejsza zawartość składowych zmiennych.

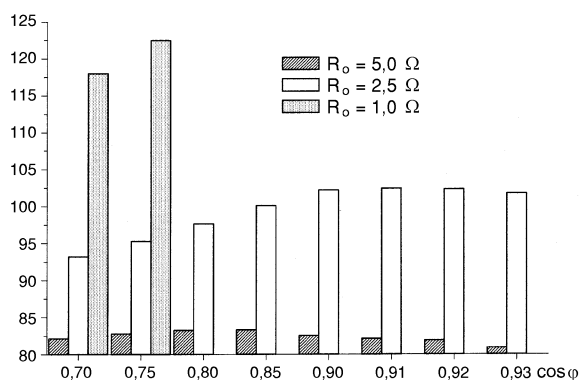
Największa zawartość składowej zmiennej w napięciu wyjściowym filtru przy asymetrii napięcia zasilającego przekładnik dla $R_o = 10 \Omega$ spowodowana jest omówionymi wcześniej zmianami częstotliwości rezonansowej badanego filtru.

Podsumowując, należy stwierdzić, że charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa filtru gamma zależna jest od wartości współczynnika mocy obwodu obciążenia. Ta zależność jest szczególnie silna dla niskich częstotliwości – porównywalnych z częstotliwością rezonansową filtru. Dlatego też, dobierając filtr do układu przekształtnikowego należy brać pod uwagę, oprócz częstotliwości harmonicznych charakterystycznych, również harmoniczne niecharakterystyczne, mogące pojawić się na wyjściu przekształtnika w czasie jego eksploatacji. Ważne jest to szczególnie w przypadku przekształtników zasilających odbiory o zmiennej wartości i współczynnika mocy.

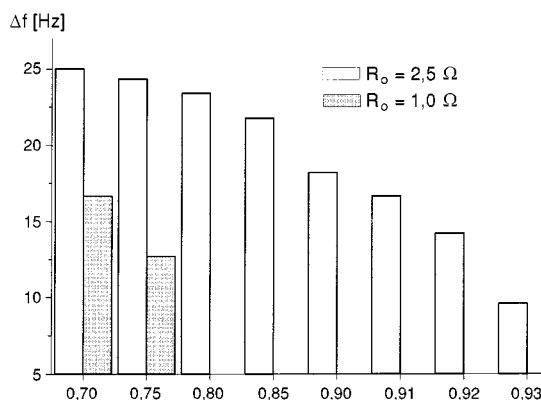
□

Literatura

- [1] Bolkowski S.: *Elektrotechnika teoretyczna. Teoria obwodów elektrycznych*. Tom 1, WNT, Warszawa 1986.
- [2] Cholewicki T.: *Elektrotechnika teoretyczna*. Tom 1. WNT, Warszawa 1967.
- [3] Dzikowski J., Kruciński K.: *Zasilanie trakcji elektrycznej*. Nakładem Politechniki Łódzkiej - PWN, Łódź 1960.

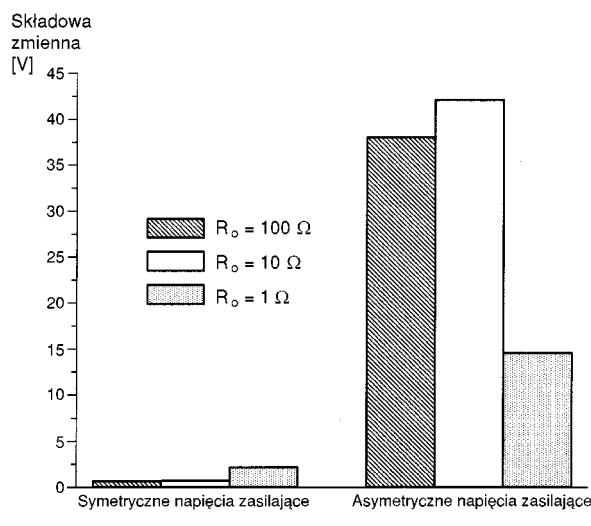


Rys. 7. Wartości częstotliwości rezonansowej filtra f_r w zależności od $\cos \varphi$ zmieniającego się w przedziale 0,7÷0,93 i $R_o = 5; 2,5$ i 1Ω



Rys. 8. Zmiany wartości Δf w zależności od poziomu $\cos \varphi$ przy dużych obciążeniach filtra

- [4] Frontczak F.: *Podstawy trakcyjne i ich zasilanie*. KOW, Warszawa 1994.
- [5] Kaźmierkowski M. P., Matysik J.: *Podstawy elektroniki i energoelektroniki*. Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1985.
- [6] Korzycki E.: *Urządzenia wygładzające dla podstacji trakcyjnych PKP wyposażonych w przekształtniki diodowe o 12-fazowej pulsacji napięcia wyprostowanego*. Prace Instytutu Elektrotechniki, Zeszyt 145, 1987.
- [7] Mierzejewski L., Szelağ A., Gałuszewski M.: *System zasilania trakcji prądu stałego*. Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1989.
- [8] Tunia H., Winiarski B.: *Podstawy energoelektroniki*. WNT, Warszawa 1987.
- [9] Wdowiak J., Mierzejewski L., Szelağ A.: *Projektowanie układów zasilania trakcji elektrycznej systemu prądu stałego*. Podstawy trakcyjne. Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1993.
- [10] *Opracowanie koncepcji i dokumentacji na filtr typu gamma dla podstacji trakcyjnej PKP – Huta Zawadzka z jednostopniową transformacją napięcia 110/3 kV*. Elester PKP i Apena, 1998 (nie publikowane).
- [11] *Poradnik inżyniera elektryka*. Tom 1. WNT, Warszawa 1974.



Rys. 9. Zawartość składowej zmiennej w napięciu wyjściowym filtra w zależności od symetrii napięcia zasilającego przekształtnik i R_o ($\cos \varphi = 0,97$)

Wydział Transportu Politechniki Radomskiej

oraz
Stowarzyszenie Inżynierów i Techników Komunikacji Oddział w Radomiu

zapraszają na

II Konferencję Naukową organizowaną w ramach jubileuszu 50-lecia Politechniki Radomskiej

Problemy funkcjonowania i rozwoju transportu u progu XXI w. Zakopane, 1–2 czerwca 2000 r.

Informacje telefoniczne:

(048) 361 77 38, 361 77 24, 362 31 21 w. 37

tel. kolejowy: Radom 300, 309

fax (048) 363 29 51

e-mail: tdyr@kki.net.pl

Adres do korespondencji:

Oddział SITK w Radomiu

ul. Struga 7a

26-600 Radom

Konferencje, targi, wystawy

Polska

Wrocław, 30.05–2.06.2000

Nowoczesne rozwiązania techniczne w komunikacji tramwajowej

tel. (0-71) 243 18 74, fax (0-71) 344 85 91

Zakopane, 1–2.06.2000

Problemy funkcjonowania i rozwoju transportu u progu XXI w.

tel. (0-48) 361 77 38

Poznań, 12–16.06.2000

72. Międzynarodowe Targi Poznańskie

tel. (0-61) 869 25 92, fax. (0-61) 866 58 27

Warszawa, 28–30.06.2000

Transport i Spedycja

tel. (0-22) 654 73 54, fax (0-22) 627 01 78

Łódź, 19–20.09.2000

V Wystawa Komunikacji Miejskiej

tel. (0-42) 636 29 83, fax. (0-42) 637 29 35

Zakopane, 28–30.09.2000

SEMTRAK '2000 Trakcja Elektryczna

tel. (0-12) 633 03 00 w. 26 15, fax. (0-12) 633 49 15

Bydgoszcz, 4–6.10.2000

III Międzynarodowe Targi Kolejnictwa

tel. (0-52) 581 00 48, fax (0-52) 22 78 45

Arłamów, 9–13.10.2000

XIV Konferencja Naukowa Pojazdy Szynowe 2000

tel. (0-12) 648 33 01, fax (0-12) 648 49 14

Gdynia, 8–9.11.2000

Konferencja TRAKO

tel. (0-58) 628 61 39, fax (0-58) 628 61 64

Europa

Niemcy, Dortmund, 21–23.02.2000

rail # tec 2000 (Wystawa i Konferencja)

tel. 00 49 231 12 045 21, fax 00 49 231 12 048 80

Niemcy, Hanower, 20–25.03.2000

Targi Hanowerskie (Hannover Messe)

tel. 00 49 511 8940, fax 00 49 511 893 26 26

Węgry, Budapeszt, 4–6.04.2000

Central & Eastern European Rail 2000 Wystawa

tel. 00 44 171 8275945, fax 00 44 171 2421508

Wielka Brytania, Birmingham, 16–18.05.2000

Signal Commeurope 2000

tel. 00 44 171 827 5942, fax 00 44 171 242 1508

Rosja, St Petersburg, 23–26.05.2000

Transtec 2000 Wystawa

tel. 00 44 144 9741801, fax 00 44 144 9741628

Włochy, Bolonia, 11–13.09.2000

Comprail 2000 Konferencja

tel. 00 44 2380 293223, fax 00 44 2380 292853

Niemcy, Berlin, 12–15.09.2000

InnoTrans 2000

tel. 00 49 30 30 20 36, fax 00 49 30 38 20 30