

## HYBRYDOWY, OPTYMALIZOWANY FILTR DUŻYCH MOCY ZAKŁÓCEŃ W UKŁADACH ZASILAJĄCYCH Z PRZEKSZTAŁTNIKAMI

*Hybrid, Structure-optimized, High Power Filter for Current  
and Voltage Disturbances in a Supply System with Converters*

Tadeusz KUROWSKI  
Politechnika Zielonogórska

**Streszczenie:** Przedstawiono zarys budowy (syntezy) filtru hybrydowego — na przykładzie filtru w obwodzie prądu stałego — o strukturze „optymalizowanej”. Wykorzystuje się w niej dwójnik aktywny z torem aktywnej filtracji, do osiągnięcia w gałęzi poprzecznej filtru dolnoprzepustowego rezonansu napięć, inwariantnego względem wartości prądu płynącego w tej gałęzi i jego widma. Filtr o takiej strukturze umożliwia osiągnięcie bardzo dużego współczynnika tłumienia zakłóceń prądowych i napięciowych w układzie zasilania z przekształtnikami. Zawarto wyniki symulacji pracy gałęzi poprzecznej z wymuszeniem prądowym: sinusoidalnym, prostokątnym i typu „szum”. Przedstawiono także oscylogramy z pracy filtru wejściowego z kompensacją w układzie zamkniętym dla obwodu rzeczywistego z przerywaczem okresowym.

**Summary:** The paper outlines of hybrid filter synthesis — exemplified by the filter in the direct current circuit — with an optimized structure. An active two-terminal network with an active filtering line is used in the filter to achieve — in the crosswise branch of a low-pass filter — a voltage resonance which is invariant in relation to the value and the spectrum of the current in the branch. A structure of this type makes it possible to achieve a high attenuation factor of circuit and voltage disturbances occurring in a supply system with converters. The paper contains the simulation results for the work of the crosswise branch with sinusoidal, rectangular and “noise” type input functions. It also outlines oscillograms of the work of the input filter with a closed systems compensation for an actual circuit with a chopper.

### 1. UWAGI OGÓLNE

Rzeczywiste obwody elektryczne prądu przemiennego oraz prądu stałego z przekształtnikami (zwłaszcza dużej mocy) charakteryzują się tym, że czasowe przebiegi prądu(ów) i napięcia (napięć) zawierają poza „składowymi idealnymi” również składowe „zakłóceń elektromagnetycznych” obniżające jakość parametrów przesyłanej energii elektrycznej. Zakłócenia te powstają na skutek: nielinowości i niestacjonarności odbiorników (impulsowej pracy przekształtników), niesymetrii trójfazowych (wielofazowych) odbiorników i (lub) źródeł zasilania, a także od innych czynników, podanych w opisach jakości parametrów energii elektrycznej we współczesnych układach zasilających [3, 6, 7, 9].

Ograniczanie zakłóceń elektromagnetycznych wymaga ich identyfikacji teoretycznej i praktycznej (teoretycznego opisu ilościowego oraz budowy czujników tych zakłóceń). Poza tym wymaga budowy układów kompensujących te

zakłócenia (kompensatorów mocy dystorsji, lub mocy wysokoczęstotliwościowych zakłóceń) [3, 6, 9].

W obwodach prądu przemiennego (jedno- i trójfazowego) zagadnienie przesyłu energii elektrycznej, zwłaszcza przy minimalnych stratach, jest rozpatrywane różnorodnie. Uwzględnia się różne teorie mocy (nazywane nazwiskami badaczy, np. Fryze, Budeanu, Czarnecki, Demirezian...), opisując je w ujęciu optymalizacyjnym [8, 11], przy przyjęciu różnych wskaźników optymalizacji. W obu przypadkach efektem końcowym jest (powinno być) określenie elektrycznych i energetycznych parametrów kompensatora z podaniem zasady jego budowy [4, 7, 9, 11].

Ogólnym kompensatorem zakłóceń jest *kompensator mocy dystorsji*, którego szczególną odmianą jest *filtr wyższych harmonicznych*. Nadrzędną zasadą przy instalowaniu tych układów (urządzeń) jest przy tym ta, że instalowane powinny być przy źródle zakłóceń [3, 4, 10].

Ograniczając dalsze rozważania do filtrów wyższych harmonicznych w obwodach prądu przemiennego i stałe-

go, w których wykorzystywane są przekształtniki impulsowe, można uznać, że uprawniony jest ich podział na filtry wyjściowe i wejściowe [3, 4, 10]. *Filtry wyjściowe* instalowane są (powinny być) przy *źródle zasilania* z zakłóceniami, a *filtry wejściowe* na wejściu *przekształtnika* generującego zakłócenia. Jest przy tym możliwe, by jedna struktura pełniła dwie role — co będzie dalej wykazane. Zagadnienie syntezy pasywnych dolnoprzepustowych LC filtrów jedno- i (lub) wieloogniowych sprowadza się do określenia parametrów ich gałęzi podłużnej (wartości reaktancji indukcyjnej) oraz parametrów ich gałęzi poprzecznej (reaktancji pojemnościowej). Szczególną odmianą są filtry rezonansowe, w których gałąź poprzeczną stanowi szeregowo typu LC.

Najprostszym filtrem jest filtr pasywny LC. Współczynnik tłumienia takiego nie obciążonego filtru (jako obiektu dynamicznego autonomicznego) wynosi  $K_v = \omega_v^2 LC - 1$ , gdzie  $\omega_v$  — pulsacja danej harmonicznej zakłócenia. Wartość ta jest przy tym identyczna dla filtru *wyjściowego* (napięciowego), w którym od strony źródła zakłócenia napięciowego umieszcza się dławik  $L$  oraz dla *wejściowego* przekształtnika, w którym pojemność  $C$  instalowana jest od strony przekształtnika jako źródło zakłóceń prądowych; przekształtnik pobiera prąd impulsowo.

Zastosowanie filtrów kompensacyjnych (aktywnych lub hybrydowych) polega na wprowadzaniu w obwód główny napięcia dodatkowego, które „modyfikuje” równania Kirchhoffa układu pasywnego. Można przy tym interpretować wynik tego zabiegu następująco [3, 5, 9]:  
1 — wprowadzenie napięcia aktywnego w gałąź podłużną w przeciwfazie napięcia zakłócenia ogranicza wymuszenie napięciowe w tej gałęzi, a tym samym prąd zakłócenia; jest to tożsame z pozornym wzrostem impedancji tej gałęzi, czyli wzrostowi współczynnika tłumienia filtru,

2 — wprowadzenie napięcia aktywnego w gałąź poprzeczną powinno powodować pozorne zmniejszenie impedancji tej gałęzi, co uzyskuje się przez zgodność zwrotów prądu tej gałęzi i napięcia aktywnego (przy minimalnym możliwym przesunięciu fazowym); wówczas wzrasta wartość prądu tej gałęzi, która „zwiera” zakłócenie prądowe.

Z powyższych interpretacji wynika, że w filtrach kompensacyjnych powinno się dążyć do wzrostu impedancji gałęzi podłużnej i zmniejszania do zera impedancji gałęzi poprzecznej dla wyższych harmonicznych.

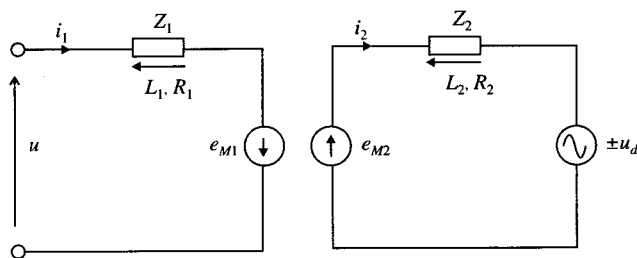
W tej pracy zostanie przedstawiony zarys uogólnionej, optymalizowanej struktury hybrydowego filtru kompensacyjnego z napięciem aktywnym wprowadzanym w gałąź poprzeczną. Filtr taki powinien charakteryzować się gałęzią poprzeczną o właściwościach: rezonansowej, inwariantnej względem wartości i częstotliwości zakłóceń. Uzyskanie takiej właściwości jest możliwe poprzez określenie odpowiedniej transmitancji toru aktywnej filtracji. Tor aktywnej filtracji stanowią: 1 — czujnik zakłócenia elektromagnetycznego, 2 — źródło mocy dodawczej do wytworzenia napięcia aktywnego w obwodzie głównym, 3 — transformator dwustronnie zasilany, który sprzęga tor aktywnej filtracji i obwód główny (transformator ten nazywany jest transformatorem kompensacyjnym). Jeśli

czujnik zakłócenia wykorzystuje transformator, to wówczas tor aktywnej filtracji jest odseparowany od obwodu głównego. Jeśli uzna się, że zakłóceniami są wyższe harmoniczne prądu lub cały prąd odkształcenia, to czujnikiem takich zakłóceń jest np. źródło napięcia sterowane prądem. Napięcie wyjściowe takiego czujnika powinno przy tym ściśle odpowiadać zakłóceniom. W obwodzie prądu stałego zakłóceniem jest składowa okresowa prądu. W obwodach prądu przemiennego na wyjściu czujnika powinno być tylko napięcie odpowiadające zakłóceniom (czujnik powinien mieć filtr górnoprzepustowy [9]). Oznacza to, że sygnał wyjściowy czujnika zakłócenia nie może zawierać „informacji” o podstawowej harmonicznej prądu w obwodzie głównym. W ten sposób w torze aktywnej filtracji syntetyzowany jest sygnał napięciowy określany jedynie przez moc zakłóceń, a nie moc „globalną” obwodu. Jest to szczególnie istotne w obwodach dużej i bardzo dużej mocy.

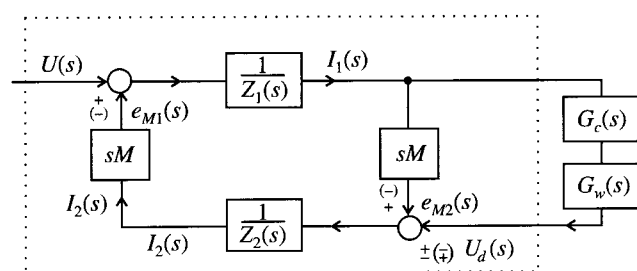
Tor aktywnej filtracji może być przy tym trójfazowy (symetryczny lub niesymetryczny) lub jednofazowy. Ten ostatni natomiast w przypadku obwodu prądu stałego jest najprostszym z możliwych, bo służyć ma (służy) do kompensacji całego spektrum zakłóceń. W obwodach prądu przemiennego natomiast przez tor aktywnej filtracji syntezowane powinno być napięcie określone jedynie przez wyższe harmoniczne; podstawowa harmoniczna nie może być kompensowana.

## 2. TRANSFORMATOR DWUSTRONNIE ZASILANY W TORZE AKTYWNEJ FILTRACJI

Transformator taki, ze względu na konieczność zachowania jego liniowości, powinien być bezrdzeniowy (powietrzny). Jego schemat zastępczy przedstawiony jest na rysunku 1, a schemat strukturalny na rysunku 2 (w obrębie linii przerywanej).



Rys. 1. Schemat zastępczy transformatora dwustronnie zasilanego



Rys. 2. Schemat strukturalny transformatora z rysunku 1. Oznaczono alternatywne znaki sprzężeń, nie zmieniające właściwości układu

Napięcie  $U_d$  wprowadzane w obwód wtórny wpływa na wartość prądu  $i_1$  w obwodzie pierwotnym (przy założeniu niezmienniej wartości napięcia  $U$ ). W ten sposób napięcie  $U_d$  wpływa na wartość impedancji wejściowej transformatora:

$$\underline{Z}_{we} = \frac{U}{I_1}$$

W zapisie operatorowym jest wówczas:

$$Z_{we}(s) = Z_1(s) - \frac{s^2 M^2}{Z_2(s)} + \frac{s M U_d(s)}{Z_2(s) I_1(s)} = Z_1(s) + Z_d(s) \quad (1)$$

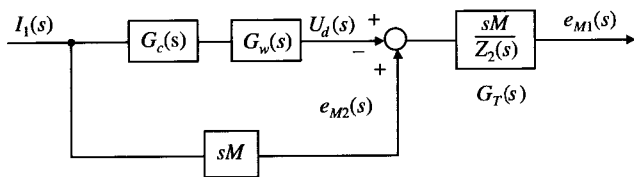
Impedancja ta gdy napięcie  $U_d$  jest tworzone w torze aktywnej filtracji tak, jak przedstawia to rysunek 2 (dla tzw. *dwójnika aktywnego* z kompensacją w układzie zamkniętym), wynosi:

$$Z_{we}(s) = Z_1(s) - \frac{s^2 M^2}{Z_2(s)} + \frac{s M}{Z_2(s)} G_c(s) G_w(s) = Z_1(s) + Z_d(s) \quad (2)$$

gdzie:

- $G_c(s)$  — transmitancja czujnika prądu,
- $G_w(s)$  — transmitancja wzmacniacza,
- $Z_1(s)$  — impedancja strony pierwotnej transformatora,
- $Z_2(s)$  — impedancja strony wtórnej transformatora.

Schemat strukturalny (operatorowy) toru aktywnej filtracji (pomiędzy prądem  $i_1$  i napięciem aktywnym  $e_{M1}$  doprowadzonym do obwodu głównego) przedstawia rysunek 3.



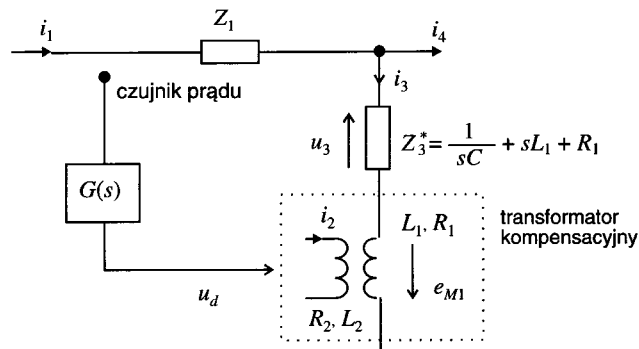
Rys. 3. Schemat strukturalny toru aktywnej filtracji

Na rysunku 1 oznaczono:

$$e_{M1} = M \frac{di_2}{dt} ; e_{M2} = M \frac{di_1}{dt} ;$$

$$M = k_M \sqrt{L_1 L_2}$$

Jeśli natomiast miejsce zainstalowania czujnika prądu zakłócenia jest w innej gałęzi aniżeli w gałęzi z uzwojeniem pierwotnym  $L_1 R_1$  transformatora, to nie można sporządzić schematu strukturalnego w celu jednoznacznego określenia transmitancji toru aktywnej filtracji. Odpowiada to np. takiemu przypadkowi, jak na rysunku 4.



Rys. 4. Fragment filtru hybrydowego

Jedynie w przypadku znanej współzależności pomiędzy prądami  $i_1$ ,  $i_3$  i  $i_4$  taka transmitancja może być określona. Jest to szczególnie możliwe, gdy  $i_4=0$ . Wówczas transmitancję toru wyznacza się na podstawie rysunku 3, gdyż  $i_1=i_3$ . Możliwa jest przy tym kompensacja w układzie otwartym, gdy  $i_1$  jest prądem zakłócenia.

### 3. TOR AKTYWNEJ FILTRACJI — UWAGI OGÓLNE I SZCZEGÓLOWE WYKONANIA

W obwodach filtrów hybrydowych przy ich analizie i syntezy wystąpić mogą dwa rodzaje torów aktywnej filtracji:

- 1 — z opozycją napięć  $U_d(s)$  i  $e_{M2}(s)$ ,
- 2 — ze zgodnymi zwrotami  $U_d(s)$  i  $e_{M2}(s)$ .

Napięcie  $e_{M2}(s)$  odpowiada dodatkowemu, dodatniemu sprzężeniu zwrotnemu istniejącemu wewnątrz transformatora od prądu strony pierwotnej. Napięcie to jest szczególnie istotne w strukturach filtru hybrydowego z kompensacją w gałęzi poprzecznej (vide rys. 4), gdy wartość prądu  $i_3$  jest duża (granicznie równa całemu prądowi zakłócenia  $i_1$  zwierzanemu przez tę gałąź).

Pierwszy rodzaj toru aktywnej filtracji występuje przy kompensacji napięcia zakłócenia w gałęzi podłużnej filtru, gdy dąży się, by:

$$Z_{we}(s) \rightarrow \infty.$$

Drugi rodzaj toru aktywnej filtracji występuje przy kompensacji prądowej (w gałęzi poprzecznej), gdy dąży się, by impedancja tej gałęzi zdążała do zera.

Poza tym wyróżnić można dwa zasadnicze rodzaje czujników zakłócenia:

- 1 — transformator nie obciążony, jako źródło napięcia sterowanego prądem o transmitancji operatorowej  $sM_1$  (reaktancji indukcyjnej),
- 2 — transformator obciążony rezystancją  $R_b$  (z której odbierany jest bezprądowo sygnał napięciowy) o transmitancji  $R_c$ , jako źródła napięcia sterowanego prądem;  $R_c$  jest wówczas rezystancją określaną zależnością  $R_c = R_b \vartheta k_M$ , gdzie  $\vartheta$  — przekładnia transformatorowa,  $k_M$  — współczynnik sprzężenia magnetycznego uzwojeń czujnika.

Istnieć mogą zatem cztery kombinacje (wykonania) toru aktywnej filtracji decydujące o właściwościach dwójnika aktywnego, a więc i filtru. Wybierając kombinację 2-2, czyli kompensację prądową w gałęzi poprzecznej filtru z wykorzystaniem czujnika o transmitancji  $R_c$ , otrzymuje się przypadek, gdy uzwojenia pierwotne transformatora kompensacyjnego i czujnika prądu są połączone szeregowo i znajdują się w gałęzi poprzecznej filtru (dwójnik w gałęzi poprzecznej). Wówczas, zapewniając przeciwfazowość napięć  $u_3$  i  $e_{M1}$  (vide rys. 4) oraz ich równość, otrzymuje się zastępczą impedancję tej gałęzi równą zero (rezonans).

Dla filtru w obwodzie prądu stałego z zakłóceniami należy zapewnić warunek:

$$I_3(s)Z_3^*(s) - e_{M1}(s) = 0 \quad (3)$$

gdzie:

$Z_3^*(s)$  — całkowita impedancja fizycznych składników gałęzi poprzecznej.

W przyjętym w analizie (syntezie) rozwiązaniu jest:

$$Z_3^*(s) = \frac{1}{sC} + sL + R \quad (4)$$

gdzie:

$R, L, C$  — parametry gałęzi poprzecznej (wszystkich elementów fizycznych).

Na podstawie rysunku 3 jest wówczas, przy  $I_1(s) = I_3(s)$  oraz  $G_c(s) = R_c$

$$e_{M1}(s) = G_T(s)[sM + R_c G_w(s)]I_3(s) \quad (5)$$

lub

$$-e_{M1}(s) = -Z_3^*(s)I_3(s)$$

Spełnienie warunku (3) przy uwzględnieniu (4) i (5) jest możliwe przy transmitancji wzmacniacza  $G_w(s)$  równej:

$$G_w(s) = \frac{1}{s^2} \frac{R_2}{MCR_c} + \frac{1}{s} \left[ \frac{RR_2 C + L_2}{MCR_c} \right] + s \left[ \frac{LL_2 - M^2}{MR_c} \right] + \frac{RL + LR_2}{MR_c} \quad (6)$$

gdzie:

$R_2, L_2$  — parametry uzwojenia wtórnego transformatora kompensacyjnego.

Wówczas impedancja  $-Z_3^*(s)$  informuje o źródłowości toru aktywnej filtracji. Oznacza to, że człon wzmacniający toru aktywnej filtracji powinien składać się w tym wykonaniu z równoległego połączenia czterech dynami-

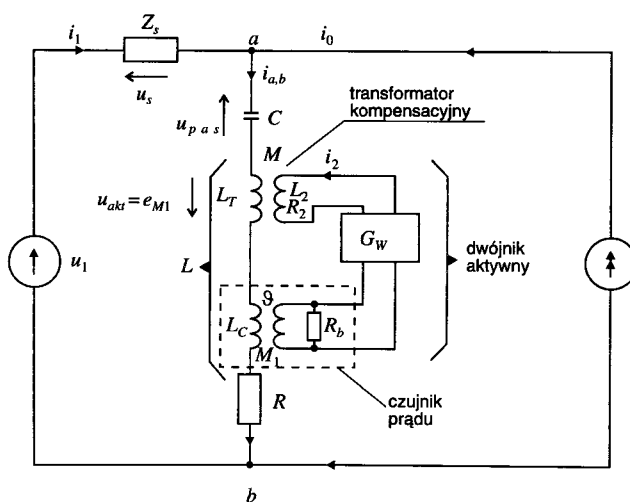
cznych członów elementarnych o transmitancjach widocznych wprost z zależności (6). Jest to realizacja krytycznej postaci transmitancji. Spełnienie warunków (3) i (6) oznacza inwariantność impedancji gałęzi poprzecznej (równej zero) względem wartości i składu harmonicznego prądu  $i_3$  zakłócenia zwieranego przez tę gałąź. Jest to tożsame z rezonansem napięć w tej gałęzi również inwariantnym względem zakłócenia. Realizuje się w ten sposób tzw. kompensację w układzie otwartym.

O wartości napięć  $u_3$  i  $e_{M1}$  decydują wówczas wprost wartości parametrów  $RLC$ . Jest przy tym oczywiste, że w filtrach obwodu stałego pożądane jest, by pojemność  $C$  była możliwie duża, a  $L$  i  $R$  niewielkie.

W obwodach prądu przemiennego o wyborze parametrów  $CL$  decyduje konieczność uwzględnienia zagadnienia kompensacji mocy biernej w obwodzie; dla podstawowej harmonicznej gałęzi  $LC$  powinna mieć charakter pojemnościowy [9].

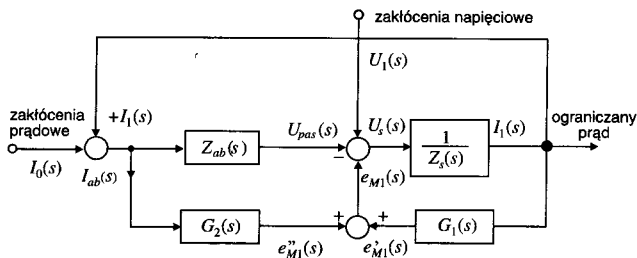
#### 4. FILTR „OPTYMALIZOWANY”

Właściwości filtru z gałęzią poprzeczną o przedstawionej strukturze określone zostaną dla układu z rysunku 5, gdzie zakłóceniami są harmoniczne napięcia zasilania  $u_1$  niedokładnie wyprostowanego oraz harmoniczne zakłócenia prądowe  $i_0$  wygenerowane w przekształtniku. Struktura taka jest jednocześnie filtrem wyjściowym dla źródła o napięciu  $u_1$  zakłócenia oraz filtrem wejściowym prądu  $i_0$  zakłócenia przekształtnika. Ograniczeniu podlega wartość prądu  $i_1$  w linii zasilającej. Z rysunku 5 wynika, że przy  $u_{ab} = 0$  (pełnej kompensacji napięć w gałęzi ab), prąd  $i_1$  zależy wyłącznie od impedancji  $Z_s$ .



Rys. 5. Ogólny schemat filtru hybrydowego z kompensacją zakłóceń w gałęzi poprzecznej ab; schemat „filtru optymalizowanego”; dalszy ciąg z opisu pod rysunkiem

Jej wartość powinna być możliwie duża, a jej powiększenie może być zrealizowane poprzez szeregowe zastalowanie czujnika zakłócenia i realizację kompensacji w układzie zamkniętym zilustrowanym na rysunku 2, przy przyjęciu opozycji napięć  $e_{M2}(s)$  i  $u_d(s)$ . Takiej

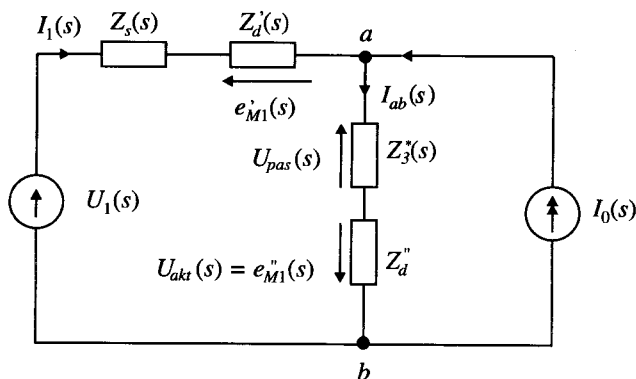


Rys. 6. Schemat strukturalny filtra z rysunku 5 z dwoma rodzajami kompensacji

realizacji odpowiada schemat strukturalny przedstawiony na rysunku 6, na którym dwójnikowi aktywnemu włączonemu w gałąź podłużną odpowiada transmitancja  $G_1(s)$ . Wprowadzenie składowej napięcia aktywnego równej  $e_{M1}''(s)$  jest przy tym możliwe przez wprowadzenie piątego wejścia wzmacniacza realizującego zależność (6) za pomocą transmitancji  $G_2(s)$ , tj. realizującego transmitancję krytyczną wzmacniacza toru filtracji w układzie otwartym poprzez wytworzenie napięcia  $e_{M1}''(s)$ .

Kompensując napięcie  $u_1$  jest bowiem obojętne, gdzie wprowadzi się napięcie aktywne — w gałąź podłużną, czy poprzeczną. Układ zastępczy „optymalizowanego” filtra przedstawia rysunek 7, gdzie oznaczono:

- $Z_d'(s)$  — impedancja dodatkowa zgodna z zależnością (1), czyli zależna od kompensacji napięciowej, w układzie zamkniętym (od  $e_{M1}'(s)$ );
- $Z_d''(s)$  — impedancja gałęzi poprzecznej, kompensowana w układzie otwartym kompensacji (od  $e_{M1}''(s)$ ).



Rys. 7. Układ zastępczy filtra „optymalizowanego”

Przy niepełnej kompensacji w układzie otwartym, czyli realizacji przez tor jedynie wartości impedancji równej  $Z_d'' = -k_2 Z_3^*(s)$ , gdzie  $k_2$  — współczynnik zespolony o module różnym od jedności, można wyrażenie na wartość prądu  $I_1(s)$  zapisać jako dwie składowe od dwóch niezależnych harmonicznnych źródeł zakłócenia:

$$I_1(s) = I_1'(s) + I_1''$$

gdzie:

$$I_1'(s) = I_0(s) \frac{Z_3^*(s)(1-k_2)}{Z_s(s) + Z_d(s) + Z_3^*(s)(1-k_2)} \quad (7)$$

$$I_1''(s) = U_1(s) \frac{1}{Z_s(s) + Z_d(s) + Z_3^*(s)(1-k_2)} \quad (8)$$

Wartość skuteczną obliczyć można na podstawie elektrotechniki klasycznej.

## 5. TOR AKTYWNEJ FILTRACJI W FILTRACH OBWODÓW PRĄDU PRZEMIENNEGO

W filtrach takich podstawowa harmoniczna nie może być filtrowana (kompensowana). Dlatego też w torze aktywnej filtracji pomiędzy czujnikiem prądu rzeczywistego (składowej i wyższych harmonicznnych) a wzmacniaczem musi być zainstalowany filtr górnoprzepustowy. Wówczas, przy transmitancji filtra  $G_F(s)$ , modyfikują się:

- struktura toru aktywnej filtracji (vide rysunek 3),
- zależność na transmitancję wzmacniacza (zależność 6).

Przy przyjęciu, że np. pasywny filtr górnoprzepustowy  $L_f C_f$  jest drugiego rzędu o transmitancji:

$$G_F(s) = \frac{s^2 L_f C_f}{1 + s^2 L_f C_f}$$

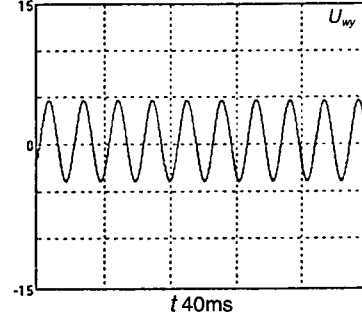
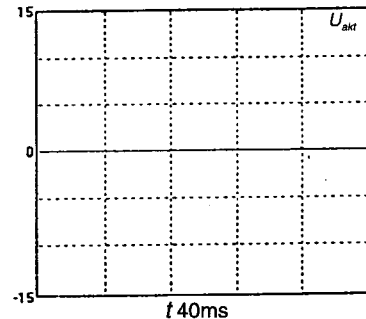
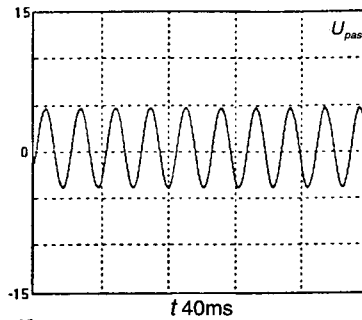
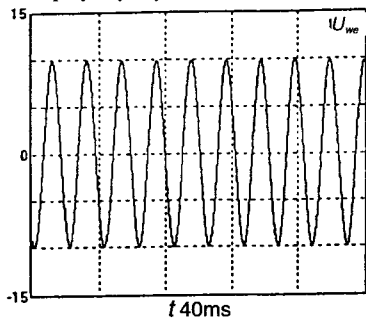
otrzymuje się teoretycznie rozbudowaną zależność analogiczną do zależności (6). Przy przyjęciu  $s^2 L_f C_f \gg 1$  (dobrego tłumienia podstawowej harmonicznej), moduł transmitancji równy jest jedności oraz przebiegi napięcia wejściowego i wyjściowego nie są przesunięte w czasie.

Oznacza to, że w filtrach hybrydowych obwodów prądu przemiennego obowiązują te same podstawy analizy i syntezy, jak w filtrach w obwodach prądu stałego. Współczesna technika pozwala na realizację mikroprocesorową filtrów cyfrowych o różnych charakterystykach [2]. Filtr taki może być „częścią” mikroprocesorowego układu sterowania kompensatorem.

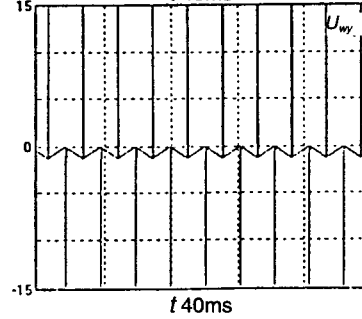
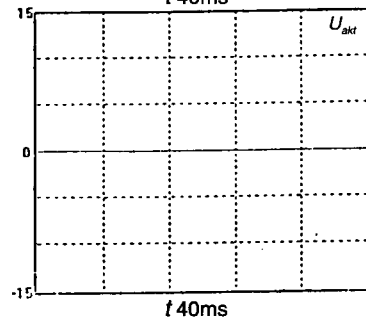
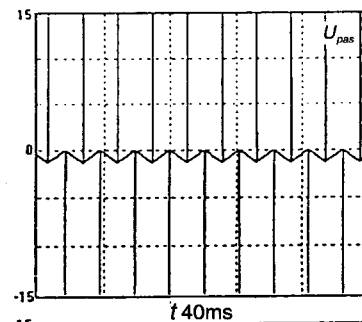
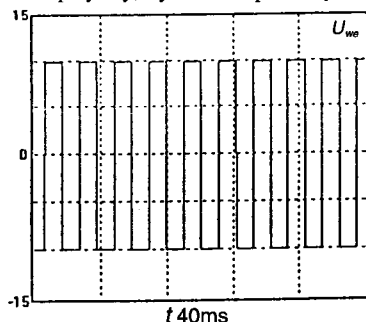
Rozwiązania praktyczne kompensatorów mocy odkształcenia i niesymetrii w obwodach trójfazowych są bardziej skomplikowane od układów filtrów wyższych harmonicznnych, ponieważ [9]:

- syntezowany przebieg napięcia aktywnego musi być taki, by prąd w linii miał charakter czynny i symetryczny,
- wzmacniacz w torze aktywnej filtracji powinien być trójfazowy z odrębną możliwością pracy faz, np. falownik napięcia MSI z obwodem pośredniczącym prądu stałego i histerezowym kształtowaniem fali prądu podawanego na uzwojenie transformatora kompensacyjnego,

Filtr pasywny, wymuszenie sinusoidalne



Filtr pasywny, wymuszenie prostokątne

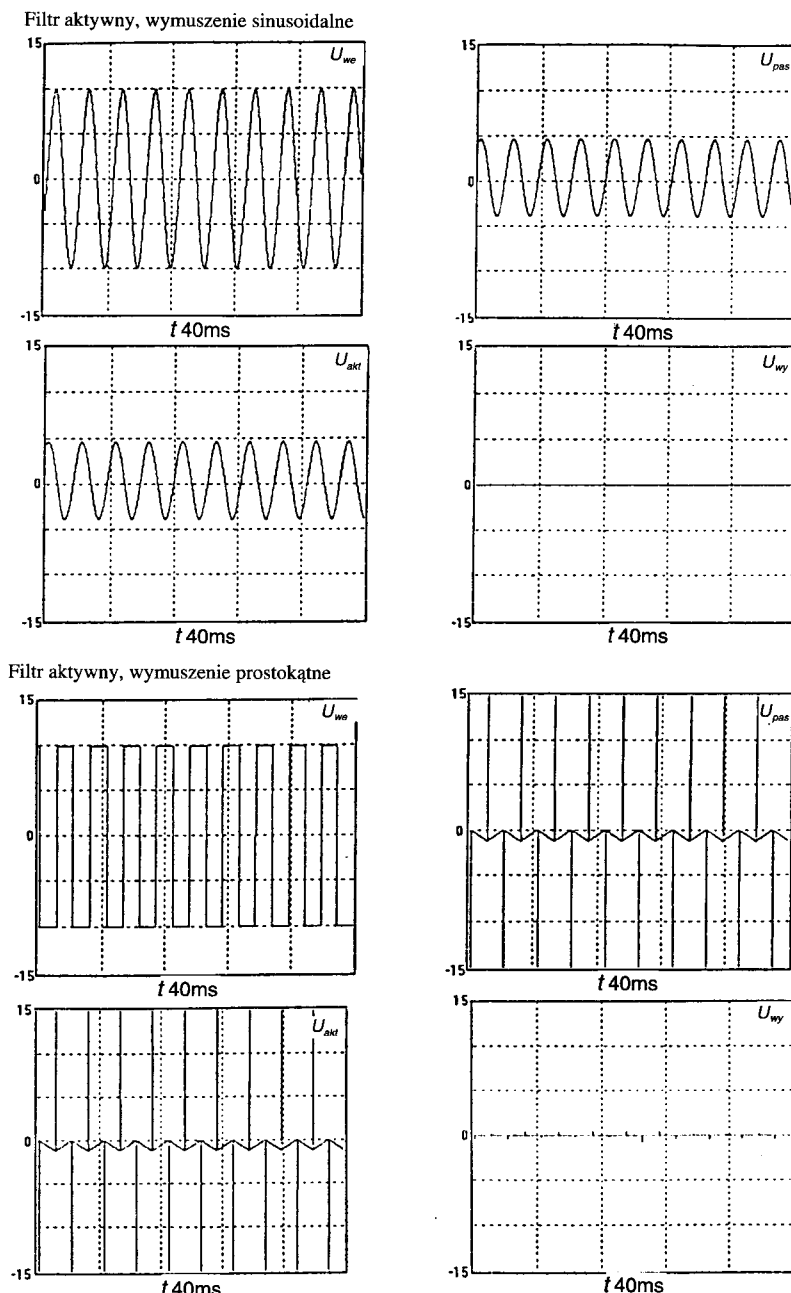


Rys. 8. Wyniki symulacji pracy gałęzi poprzecznej „optymalizowanego” filtru

- prądowy sygnał sterujący pracą fazy falownika, stanowiący zadaną wartość prądu dla toru aktywnej filtracji, powinien być odtwarzany w kompensatorach równoległych (w gałęziach poprzecznych) w postaci prądu kompensacyjnego bezinercyjnie i bez przesunięć fazowych,
  - prądowy sygnał sterujący w kompensatorach szeregowych powinien umożliwić synteżowanie odpowiedniego napięcia aktywnego przez tor aktywnej filtracji z transformatorem kompensacyjnym; jest to możliwe przy odpowiednio dużej wartości wzmocnienia w torze aktywnej filtracji, który realizuje kompensację w układzie zamkniętym.
- Z powyższych uwag wynika wniosek, że spełnione

muszą być szczególne wymagania dotyczące postaci transmitancji *każdego* wzmacniacza w torze aktywnej filtracji. Zarys „algorytmu” określania takiej „krytycznej” transmitancji został przedstawiony w pracy dla odmiany filtru z kompensacją prądową.

Na szczególną uwagę zasługuje wpływ napięcia  $e_{M2}(t)$  — rysunek 3 (dodatniego sprzężenia zwrotnego w transformatorze kompensacyjnym). W kompensatorach szeregowych (z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym), wartość  $e_{M2}(t) \rightarrow 0$ , co upraszcza określenie pożądanej transmitancji toru aktywnej filtracji. Natomiast w kompensatorach (filtrach) równoległych, wartość  $e_{M2}(t)$  jest zawsze duża i musi być *zawsze uwzględniana* przy określaniu „krytycznej transmitancji wzmacniacza”.



Rys. 9. Wyniki symulacji pracy gałęzi poprzecznej „optymalizowanego” filtru

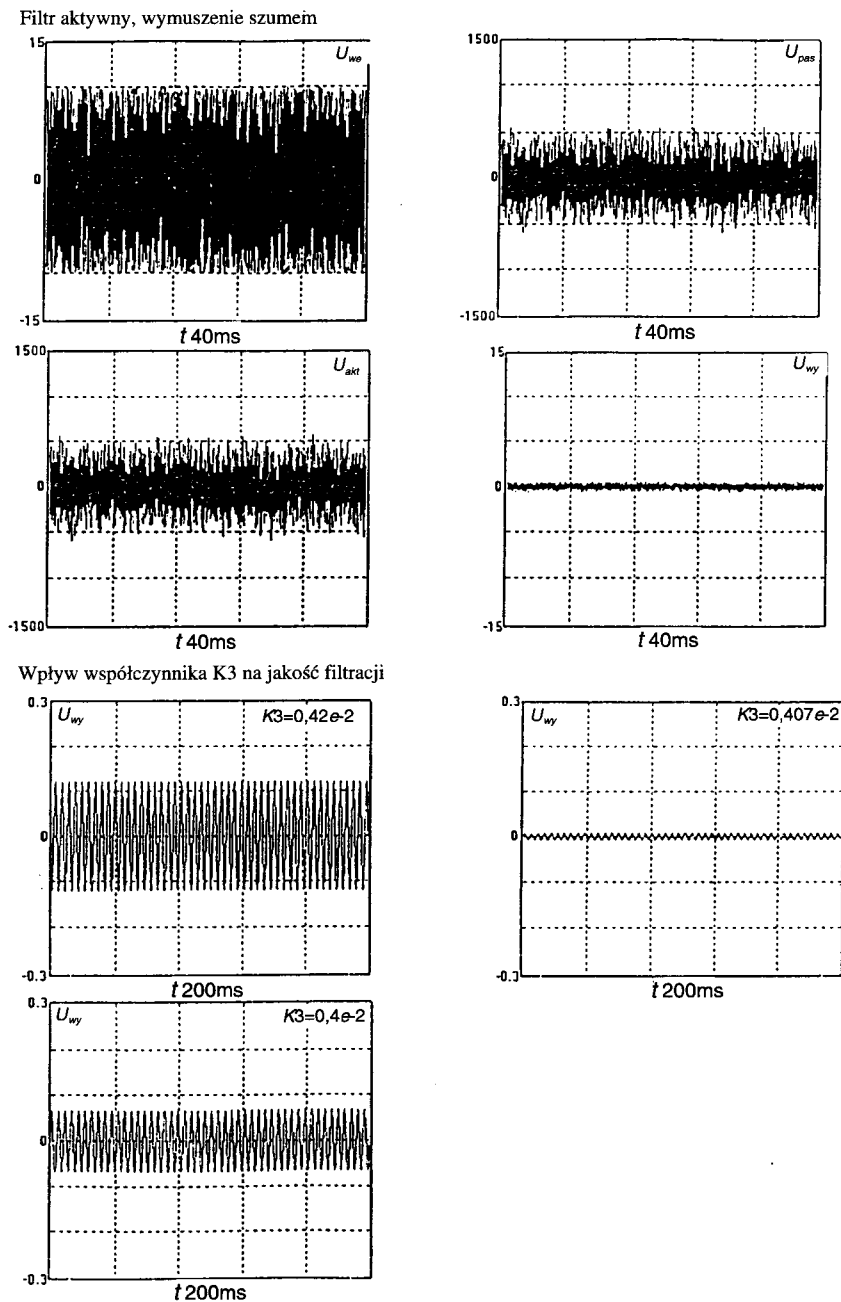
## 6. SYMULACJA PRACY „OPTYMALIZOWANEGO” FILTRU

W przedstawianym na rysunku 5 schemacie takiego filtru dwójnik aktywny dla wytworzenia napięcia  $e_{M1}(t) = -u_{pas}(t)$  jest umieszczony w gałęzi poprzecznej, co oznacza, że przez uzwojenia  $L_T$  i  $L_C$  przepływa tylko prąd przemienny; nie ma ich podmagnesowywania prądem obrotu głównego płynącym w gałęzi podłużnej.

Nawet wówczas, gdy tor aktywnej filtracji nie pracuje ( $e_{M1}(t) = 0$ ) — jest to gałąź rezonansowa  $LC$ . Przy realizacji transmitancji wzmacniacza zgodnie z zależnością (6), wartości współczynników wzmocnienia poszczególnych czterech członów dynamicznych decydują o właściwościach tłumieniowych filtru. Konieczność obecności idealnego członu różniczkującego (praktycznie niemożli-

wego do zrealizowania, zwłaszcza dla wysokich częstotliwości) jest powodem, że kompensacja w układzie otwartym nie jest „idealna”. Wówczas jednak może działać kompensacja w układzie zamkniętym silnie tłumiąca wyższe harmoniczne zakłócenia.

Symulacji poddano [1] pracę gałęzi poprzecznej z kondensatorem  $C$  i dwójnikiem aktywnym (rysunek 5) dla różnych kształtów przebiegów prądu  $i_{ab}(t)$ : sinusoidalnego, prostokątnego i „szumu”. Rejestrowano napięcia:  $u_{we}$  (odtworzonego przebiegu prądu),  $u_{pas}$ ,  $u_{akt}$  oraz  $u_{wy} = u_{ab}$ . Na rysunku 8 przedstawiono pracę filtru pasywnego przy wymuszeniach sinusoidalnym i prostokątnym. Przy wymuszeniu prądowym sinusoidalnym napięcie  $u_{wy} = u_{pas}$  gałęzi  $RLC$  jest również sinusoidalne. Natomiast przy wymuszeniu prostokątnym w napięciu  $u_{wy} = u_{pas}$  występują „szpilki” generowane zbroczem prądu (na indukcyjności  $L$  gałęzi).



Rys. 10. Wyniki symulacji pracy gałęzi poprzecznej „optymalizowanego” filtru

Na rysunku 9 przedstawiono pracę gałęzi przy wymuszeniach, jak na rysunku 8, lecz przy spełnieniu wymagań zgodnego z zależnością (6). Widoczne jest osiągnięcie idealnej kompensacji, czyli  $u_{wy}=0$  dla obu rodzajów wymuszenia.

Na rysunku 10 przedstawiono:

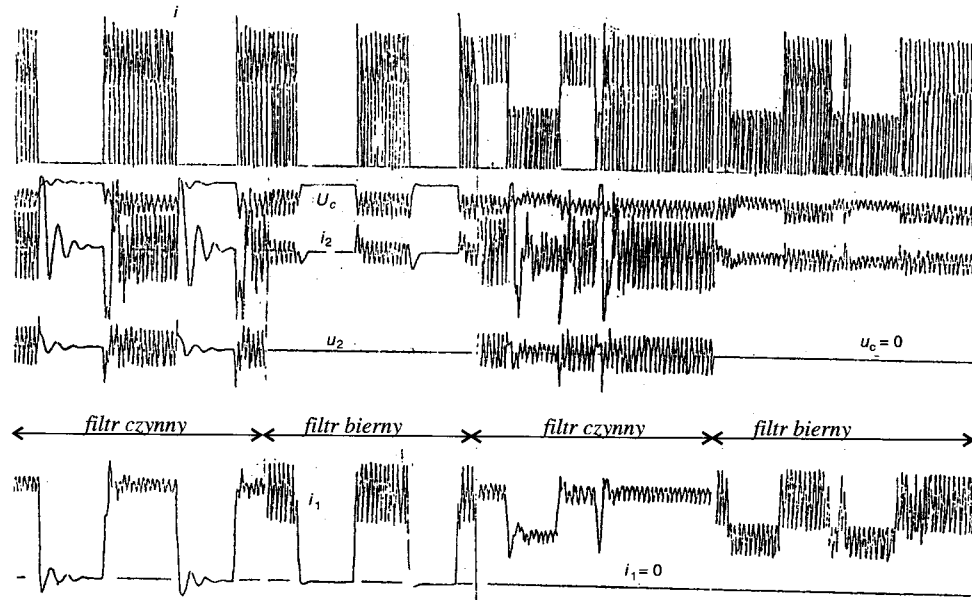
- w czterech górnych oknach symulację pracy filtru przy wymuszeniach „szumem” i pełnej kompensacji,
- w trzech dolnych oknach wpływ decydującego o jakości filtracji współczynnika wzmocnienia członu różniczkującego wzmacniacza (w zależności 6).

Rysunki 9 i 10 świadczą o możliwości budowy filtru hybrydowego z dwójnikiem aktywnym w gałęzi poprzecznej. O jakości filtracji decyduwać będzie jakość realizacji członu różniczkującego oraz jego współczynnik

wzmocnienia. Oddanie filtru do eksploatacji musi być poprzedzone „strojeniem” elementów składowych członu wzmacniającego w torze aktywnej filtracji. Niedokładne nastrojenie lub rozstrojenie eksploatacyjne może być przy tym złagodzone w filtrze poprzez działanie gałęzi toru aktywnej filtracji realizującej kompensację w układzie zamkniętym (z dużym na ogół współczynnikiem wzmocnienia dającym znaczne wartości impedancji  $Z_d$  — rysunek 7).

Pracę filtru wejściowego, realizującego kompensację w układzie zamkniętym (powiększającego jedynie impedancję gałęzi podłużnej) przedstawiono na rysunku 11, dla układu rzeczywistego z przerywaczem okresowym o mocy 10 kW i o częstotliwości impulsowania  $f=100\text{Hz}$ . Rejestrowano przebiegi prądu i pobieranego przez przerywacz, prądu  $i_1$  pobieranego ze źródła zasilania, prądu  $i_2$



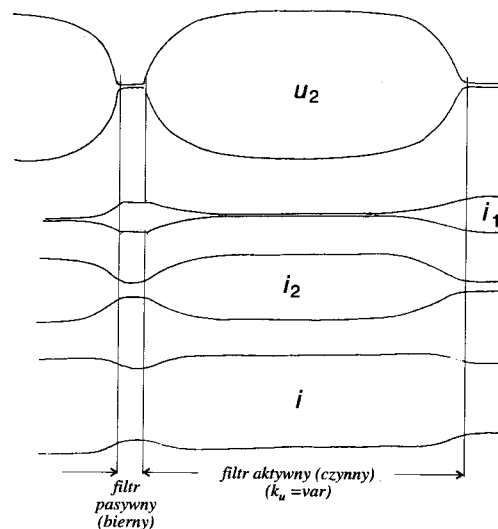


Rys. 11. Przebiegi prądów i napięć w hybrydowym filtrze wejściowym układu rzeczywistego z przerywaczem okresowym

obwodu wtórnego wzmacniacza, napięcia  $u_2$  wzmacniacza — jako napięcia  $u_d$  — rysunek 1, 2, 3, oraz napięcia  $u_c$  na kondensatorze filtru. Rejestrację prowadzono przy:  
 — przerwach prądu  $i$  (dwa pierwsze fragmenty oscylogramu),  
 — skokowych zmianach prądu  $i$  (dwa krańcowe fragmenty oscylogramu).

Przedstawiono przy tym pracę filtru jako pasywnego (biernego) oraz czynnego (aktywnego). Obecności prądu  $i_2$  oraz  $u_2$  odpowiada aktywność filtru i powiększenie współczynnika tłumienia filtru określanego jako stosunek składowych okresowych w prądzie  $i$  do składowych okresowych w prądzie  $i_1$ .

Na rysunku 12 przedstawiono pracę filtru wejściowego jako obiektu autonomicznego przy wymuszeniu napięciowym od strony kondensatora. Rejestrowano przebiegi tych samych wielkości jak na rysunku 11, przy płynnej zmianie wartości współczynnika wzmocnienia wzmacniacza. Zmianie tej odpowiada zmiana prądów  $i$  i  $i_1$ , a zatem zmiana współczynnika tłumienia filtru jako ilorazu  $K_i = i/i_1 = f(k_u)$ .



Rys. 12. Obwiednie prądów i napięć w hybrydowym filtrze wejściowym

## 7. WNIOSKI

Przedstawione: struktura filtru optymalizowanego, wymagania dotyczące parametrów wzmacniacza w torze aktywnej filtracji w celu uzyskania impedancji gałęzi poprzecznej bliskiej zero oraz wyniki symulacji, a także badania fizyczne (na przykładzie filtru wejściowego) upoważniają do stwierdzenia, że możliwa i celowa jest budowa hybrydowych filtrów, jako struktur pasywno-aktywnych. Tor aktywnej filtracji może być przy tym odseparowany od obwodu głównego, co powoduje uniezależnienie mocy toru od mocy obwodu głównego.

## LITERATURA

1. Alvaro A.: *Hybrydowe filtry dużych mocy zakłóceń w obwodach prądu stałego z przekształtnikami*. Wybrane wyniki przygotowywanej rozprawy doktorskiej pod kierunkiem Tadeusza Kurowskiego.
2. Grochal P., Barlik R., Nowak M.: *Mikroprocesorowa realizacja filtru cyfrowego*. Przegl. Elektrotechn. 1994, IXX, 3.
3. Kurowski T.: *Sgłażiwajuszczycie filtry kak sriedstwa elektromagnitnoj sowmestimosti moszcznych preobrazovateliej postojannogo toka*. Monografia habilitacyjna. MEI, Moskwa 1991 (na prawach rękopisu — depozyt u autora).
4. Kurowski T.: *O elektromagnetycznym dopasowaniu impulsowych przekształtników dużej mocy przy zastosowaniu filtrów aktywnych*. Konferencja Naukowa TRAKO'93, Warszawa 1993.
5. Kurowski T.: *Uogólniona struktura hybrydowego filtru kompensacyjnego dużej mocy w obwodach prądu stałego z dużymi zakłóceniami elektromagnetycznymi*. Mat. Konf. „Elektrotechnika

- prądów niesinusoidalnych”, Zielona Góra 1995.
6. Kurowski T.: *Hybrydowe filtry dużej mocy w obwodach prądu stałego z przekształtnikami impulsowymi*. Monografia nr 78, WSInz. Zielona Góra 1996.
  7. Kurowski T., Strzelecki R., Supronowicz H.: *A new method of alternating current harmonic compensation in paralel systems of hybrid filters*. Proc. of the IEEE Symposium ISIE'96, Warsaw 1996 596–601.
  8. Siwczyński M., Kłosiński R.: *Optymalizacyjne podejście do zagadnień poprawiania jakości energii elektrycznej*. JUEE 1996, 2, 2.
  9. Supronowicz H.: *Poprawa współczynnika mocy układów przekształtnikowych*. WNT, Warszawa 1981.
  10. Strzelecki R., Supronowicz H., Kurowski T.: *Application and properties of hybrid filter systems for compensation of current network harmonics and reactive component current...* Proc. of the EPE Conf. PEMC'96, Budapest 1996, 3/551–555.
  11. Walczak J., Pasko M.: *Zastosowanie metod optymalizacji w teorii mocy z przebiegami niesinusoidalnymi*. JUEE 1996, 2, 1.



**Dr hab. inż. Tadeusz Kurowski**

urodzony w 1941 r., tytuł magistra uzyskał w 1964 r. na Wydziale Elektrycznym Politechniki Wrocławskiej. Tam też w roku 1975 uzyskał doktorat. Habilitację, po kilku stażach naukowych, jako stypendysta MEN, uzyskał w Moskiewskim Instytucie Energetycznym w 1991 r.

Obecnie pracuje na Politechnice Zielonogórskiej.

W pracy zawodowej łączy zainteresowania napędem elektrycznym oraz dopasowaniem elektromagnetycznym przekształtników za pomocą hybrydowych filtrów kompensacyjnych dużych mocy zakłóceń.