Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej
Tom VII Zeszyt 1 Rok 2001

ENERGETYCZNE FILTRY AKTYWNE I KOMPENSATORY PODSTAWOWEJ HARMONICZNEJ PRĄDU BIERNEGO STATCOM STEROWANE WE WSPÓŁRZĘDNYCH WIRUJĄCYCH *dq*[1]

STATCOM Power Active Filters and Compensators of Reactive Current Fundamental, Controlled in Rotation Coordinates dq

Stanisław PIRÓG
Akademia Górniczo-Hutnicza

Streszczenie: **W artykule przedstawiono koncepcję sterowania trójfazowymi energetycznymi filtrami aktywnymi i nadążnymi kompensatorami podstawowej harmonicznej prądu biernego STATCOM. Przedstawiono dynamikę układu kompensacji sterowanego we współrzędnych wirujących *dq* oraz rozwiązanie układu dla sieci średnich napięć. Wyniki analizy zilustrowano badaniami symulacyjnymi.**

Summary: **The paper presents a concept of control of the STATCOM three-phase power active filters and follow-up compensators of reactive current fundamental harmonic. Dynamic behaviourof a compensation system, controlled in rotation coordinates *dq* and a solution for medium voltage network is presented. Results of analysis are illustrated with simulations.**

Słowa kluczowe: moc bierna, prąd bierny, filtr aktywny, falownik PWM, współrzędne wirujące *dq*,
Key words: reactive power, reactive current, active filter, PWM converter, rotation coordinate *dq*

1. SKŁADOWE NIEAKTYWNE WIELOFAZOWEGO NIELINIOWEGO OBCIĄŻENIA NIESYMETRYCZNEGO WG FRYZEGO

Moc czynna P obciążenia N-fazowego, którego każda faza n zasilana jest okresowym (o okresie T) napięciem $u_n(t) = u_n(t + T)$, i przez którą przepływa okresowy prąd $i_n(t) = i_n(t + T)$, ma wartość:

$$P = \sum_{n=1}^{N} P_n = \frac{1}{T} \sum_{n=1}^{N} \int_0^T u_n i_n dt \tag{1}$$

Moc czynną o takiej samej wartości ma symetryczne liniowe obciążenie rezystancyjne o konduktancji każdej fazy G, spełniającej zależność:

$$P = \sum_{n=1}^{N} P_n = \frac{1}{T} \sum_{n=1}^{N} G \int_0^T u_n^2 dt = G \sum_{n=1}^{N} U_n^2 \tag{2}$$

Stąd:

$$G = \frac{\frac{1}{T} \sum_{n=1}^{N} \int_0^T u_n i_n dt}{\frac{1}{T} \sum_{n=1}^{N} \int_0^T u_n^2 dt} = \frac{P}{\sum_{n=1}^{N} U_n^2} \tag{3}$$

Przebieg prądu danej fazy równoważnego liniowego czynnego obciążenia symetrycznego przyjęto nazywać składową aktywną lub czynną prądu tej fazy. Składowe aktywne (czynne) prądu mają przebiegi:

1) Publikacja ta jest dokumentacją części badań realizowanych w ramach grantu KBN nr 8 T10 054 17 pt. „Poprzeczny filtr aktywny ze sterowaniem ślizgowym".

$$i_{pn} = Gu_n \tag{4}$$

Przebiegi składowych czynnych prądów wynikające z zależności (4) mają kształt przebiegów odpowiadających im napięć fazowych. Oznacza to, że jeżeli napięcia źródła są sinusoidalne, to składowe czynne prądów są również sinusoidalne i współfazowe z napięciami. Skuteczna wartość tych prądów jest najmniejsza, jaka jest niezbędna dla dostarczania do obciążenia mocy czynnej P. Składowe czynne (aktywne) prądów faz, wg definicji (4), mają przebiegi takie, jak prądy wywołane przez symetryczne obciążenie rezystancyjne o mocy P.

Jeżeli przebieg prądu fazy różni się od wynikającego z zależności (4), to można z niego wyodrębnić składową nieaktywną (bierną) i_{qn}, określoną dla każdej fazy następująco:

$$i_{qn} = i_n - i_{pn} \tag{5}$$

Składowe nieaktywne (bierne) i_{qn} prądów faz źródła nie uczestniczą w dostarczaniu energii do obciążenia, gdyż:

$$P = \frac{1}{T}\sum_{n=1}^{N}\int_0^T u_n i_n dt = \frac{1}{T}\sum_{n=1}^{N}\int_0^T u_n (i_{pn} + i_{qn}) dt =$$

$$= \frac{1}{T}\sum_{n=1}^{N}\int_0^T u_n i_{pn} dt + \frac{1}{T}\sum_{n=1}^{N}\int_0^T u_n i_{qn} dt =$$

$$= \frac{1}{T}\sum_{n=1}^{N}\int_0^T G u_n^2 dt + \frac{1}{T}\sum_{n=1}^{N}\int_0^T u_n i_{qn} dt = \tag{6}$$

$$\frac{P}{\sum_{n=1}^{N} U_n^2} \cdot \frac{1}{T}\sum_{n=1}^{N}\int_0^T u_n^2 dt + \frac{1}{T}\sum_{n=1}^{N}\int_0^T u_n i_{qn} dt =$$

$$= P + \frac{1}{T}\sum_{n=1}^{N}\int_0^T u_n i_{qn} dt$$

Stąd:

$$\sum_{n=1}^{N}\int_0^T u_n i_{qn} dt = 0 \tag{7}$$

Zależność (7) jest spełniona, gdy wszystkie składniki sumy są równe zero, co ma miejsce wówczas, gdy przebiegi prądu i napięcia każdej fazy są wzajemnie ortogonalne lub gdy suma niezerowych składników jest równa zero. W układzie wielofazowym tak zdefiniowane składowe nieaktywne (bierne) prądów fazowych obciążenia (5) nie muszą być ortogonalne do napięć fazowych. W składowych tych zawarta jest informacja o asymetrii obciążenia.

Z zależności (7) wynika, że składowe bierne prądów wszystkich faz źródła nie uczestniczą w dostarczaniu energii do obciążenia. Dla obciążenia jednofazowego ($N = 1$) składowa nieaktywna prądu (7) jest ortogonalna do napięcia źródła.

2. ENERGETYCZNE POPRZECZNE FILTRY AKTYWNE

Dla odciążenia sieci zasilającej i źródła energii od przepływu składowych nieaktywnych prądu, składowe te należy generować za pomocą wielowrotnika aktywnego, o zerowej mocy czynnej, przyłączonego równolegle do nieliniowego obciążenia. Składowe te mogą być generowane za pomocą falownika napięciowego z kształtowanymi poprzez modulację szerokości impulsów przebiegami prądów zasilanego z kondensatora naładowanego do napięcia większego od amplitudy napięcia źródła. Kondensator ten jest źródłem napięcia stałego, o zerowej mocy, zasilającym falownik. Mimo że ze składowymi nieaktywnymi prądów faz źródła nie jest związana moc czynna, to dla pracy falownika moc czynna jest niezbędna dla pokrycia strat w jego elementach. Straty mocy w falowniku powodują zmniejszenie się napięcia na kondensatorze. Dla stabilizacji tego napięcia należy wywołać przepływ składowych aktywnych (czynnych) prądów faz, tak by dostarczana ze źródła energia pokrywała straty w falowniku. Prądy faz falownika zawierają więc składowe czynne pokrywające jego własne straty mocy oraz składowe nieaktywne o przebiegach kompensujących składowe bierne w prądach faz kompensowanego obciążenia.

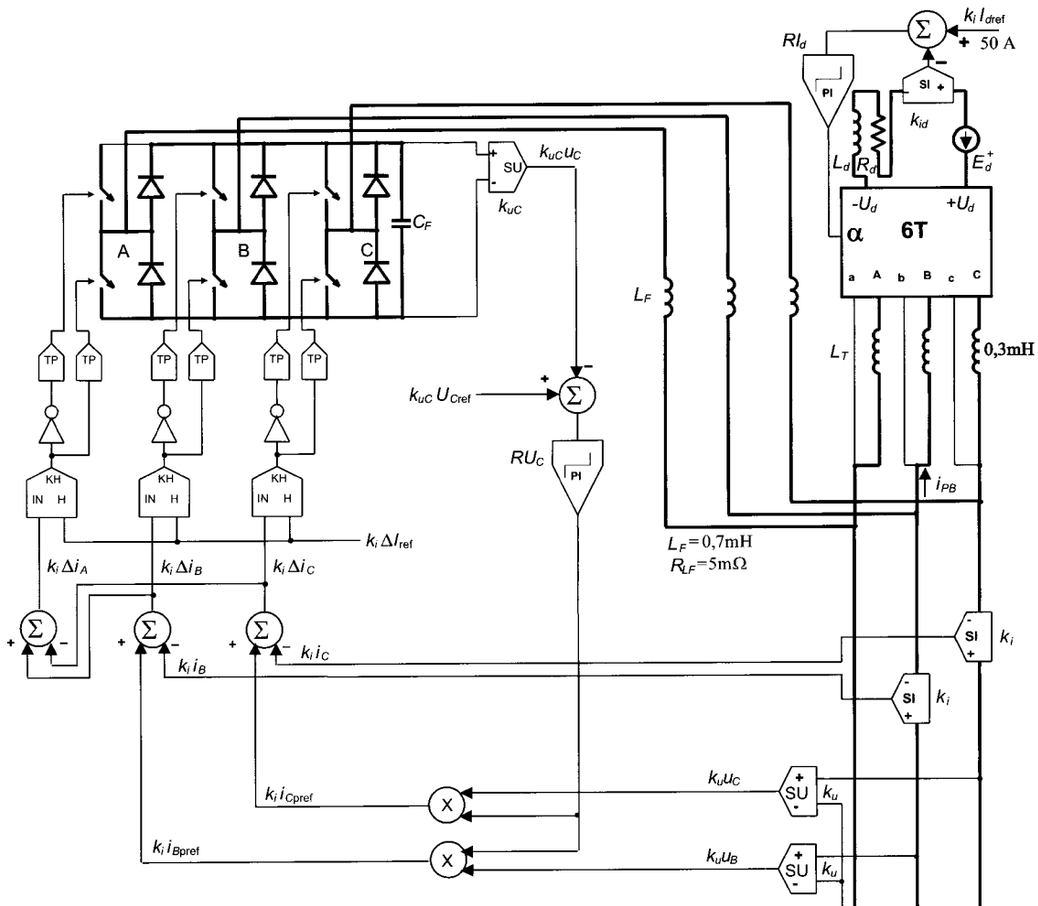
Najprostszym układem realizującym opisane sterowanie jest układ, w którym modulację napięcia wyjściowego realizują histerezowe regulatory prądu.

2.1. Energetyczne poprzeczne filtry aktywne z histerezowymi regulatorami prądu

Na rysunku 1 przedstawiono układ kompensujący składowe nieaktywne generowane przez trójfazowy tyrystorowy prostownik mostkowy. Łączniki falownika napięcia są tak przełączane poprzez regulatory histerezowe, by prądy fazowe odtwarzały przebiegi zadane z błędem nie większym od ΔI_{ref}. Na rysunku tym oznaczono: KH – komparatory histerezowe, SU – czujnik napięcia, SI – czujnik prądu, X – człon mnożący, Σ – sumator, 6T – trójfazowy mostek tyrystorowy, L_T – indukcyjność zastępcza transformatora prostownikowego, L_s – indukcyjność sieci zasilającej. Zadane przebiegi prądów faz źródła (składowe czynne) są generowane jako iloczyny chwilowych wartości napięcia sieci i stanu regulatora napięcia kondensatora wyjściowego. W układzie z rysunku 1 pomiary chwilowych wartości prądów faz realizuje się w dwóch fazach (B i C), a przebieg błędu realizacji zadanego przebiegu prądu trzeciej fazy (A) jest odtwarzany, dla $i_A + i_B + i_C = 0$, na podstawie zależności:

$$\Delta i_A = i_{Aref} - i_A = -i_{Bref} - i_{Cref} + i_B + i_C = -\Delta i_B - \Delta i_C$$

Jeżeli filtr jest załączony i jego kondensator jest naładowany, a kompensowane obciążenie jest odłączone, to na wyjściu regulatora RU_C utrzymuje się stan wywołujący przepływ składowych czynnych prądu dostarczających do falownika moc czyn-


$k_i I_{dref}$
+ 50 A
RI_d
PI
SI
k_{id}
L_d
R_d
E_d^+
$-U_d$
$+U_d$
α
6T
a A b B c C
L_T
0,3mH
i_{PB}
$k_{uC}u_C$
SU
k_{uC}
C_F
A
B
C
L_F
TP
$k_{uC}U_{Cref}$
RU_C
KH
IN H
$k_i \Delta I_{ref}$
L_F=0,7mH
R_{LF}=5mΩ
$k_i \Delta i_A$
$k_i \Delta i_B$
$k_i \Delta i_C$
$k_i i_C$
$k_i i_B$
k_i
$k_i i_{Cpref}$
$k_i i_{Bpref}$
$k_u u_C$
$k_u u_B$
k_u
X

2.2. Energetyczne poprzeczne filtry aktywne sterowane w wirującym układzie odniesienia *dq* ze stałą częstotliwością impulsowania

Aby elementy falownika mogły być przełączane ze stałą częstotliwością, należy wytworzyć wzorcowe przebiegi napięć fazowych, dla których generowane prądy fazowe będą mieć oczekiwane przebiegi. Analizę trójfazowego filtru aktywnego wygodnie jest prowadzić w wirującym układzie odniesienia, gdyż w tym układzie odniesienia przebiegom o częstotliwości podstawowej harmonicznej odpowiadają wielkości stałe.

2.2.1. Przekształcenie trójfazowego układu bez przewodu neutralnego z naturalnego układu odniesienia *ABC* do dwufazowego układu wirującego *αβ* i do układu stacjonarnego *dq*

a. *Przekształcenie z układu naturalnego ABC do układu wirującego αβ*

Dowolne przebiegi nie zawierające składowej symetrycznej kolejności zerowej (np. prądy, napięcia, strumienie, itp.), opisane w stacjonarnym trójfazowym układzie odniesienia *ABC*, mogą być przedstawione w równoważnym wirującym układzie dwufazowym poprzez przekształcenie:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3}\left(v_A + \boldsymbol{a} v_B + \boldsymbol{a}^2 v_C\right) = v_\alpha + j v_\beta \tag{8}$$

w którym $\boldsymbol{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ — operator obrotu o 1/3 kąta pełnego, zachowujące równość amplitud przebiegów fazowych w układzie naturalnym i po transformacji.

Dla:

$$v_A + v_B + v_C = 0 \tag{9}$$

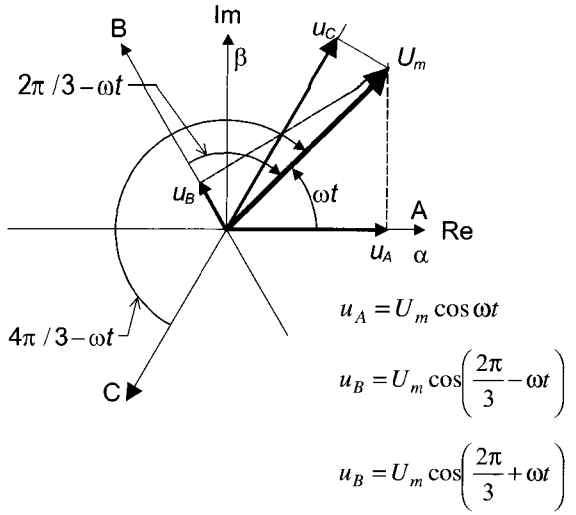
otrzymuje się:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \begin{vmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} v_A \\ v_B \end{vmatrix} \tag{10}$$

Przekształcenie odwrotne:

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{vmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{vmatrix} \tag{11}$$

Moc chwilowa układu po przekształceniu:



Rys. 3. Interpretacja napięciowego wektora wirującego na płaszczyźnie zespolonej *αβ* i jego związek z napięciami fazowymi układu trójfazowego *(ABC)*

$$p = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C = \frac{3}{2}\left(u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta\right) \tag{12}$$

Chwilowe wartości przebiegów fazowych otrzymuje się w wyniku rzutowania wirującego wektora ***u*** na kierunki naturalne *ABC*, a składowe w układzie dwufazowym na kierunki *αβ*.

b. Przekształcenie do układu wirującego dq

Przekształcenie to opisuje wynik obserwacji wirującego wektora $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ przez obserwatora wirującego z prędkością ω. Obserwacje te są opisywane w ortogonalnym układzie odniesienia *dq* wirującym z prędkością ω. Wartości obserwowanych składowych w wirującym układzie odniesienia otrzymuje się w wyniku następującego przekształcenia:

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{v}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\omega t} = v_d + j v_q \tag{13}$$

lub

$$\mathbf{v}_{dq} = \begin{vmatrix} v_d \\ v_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{vmatrix} \tag{14}$$

Przekształcenie odwrotne:

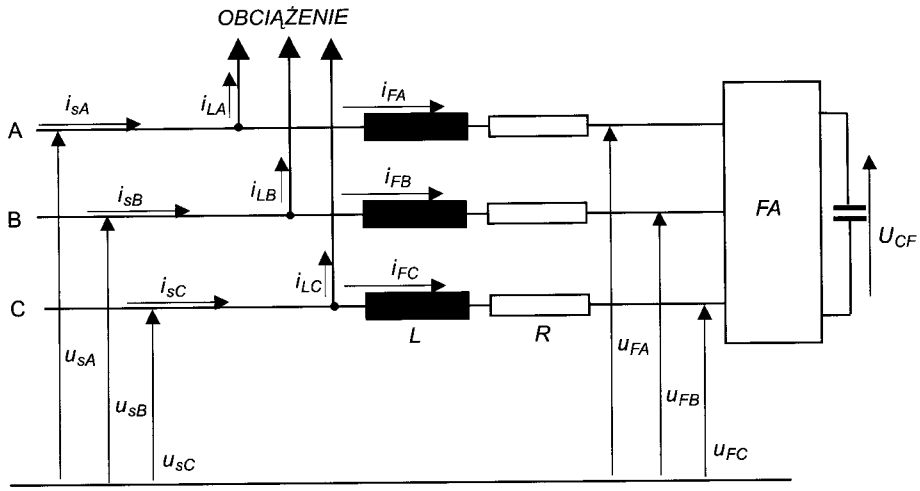
$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{v}_{dq} \cdot e^{j\omega t} = v_\alpha + j v_\beta \tag{15}$$

lub

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \begin{vmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t \\ \sin\omega t & \cos\omega t \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} v_d \\ v_q \end{vmatrix} \tag{16}$$

2.2.2. Prądy trójfazowe jako wektor wirujący

Prądy niesymetrycznego obciążenia zasilanego trójprzewodowo (bez przewodu neutralnego) zawierają składowe symetryczne kolejności zgodnej $\mathbf{i}_I$ i przeciwnej $\mathbf{i}_{II}$ o następu-



Rys. 4. Filtr aktywny z kompensowanym obciążeniem

jących przebiegach zespolonych:

$$\mathbf{i}_I = \sqrt{2}\sum_{h=1}^{\infty} I_{hI} \cdot e^{j(h\omega t + \psi_{hI} + \varphi_{hI})} \tag{17}$$

$$\mathbf{i}_{II} = \sqrt{2}\sum_{h=1}^{\infty} I_{hII} \cdot e^{j(h\omega t + \psi_{hII} + \varphi_{hII})} \tag{18}$$

Prądy poszczególnych faz mają następujące przebiegi zespolone:

$$\begin{vmatrix} \mathbf{i}_A \\ \mathbf{i}_B \\ \mathbf{i}_C \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ \boldsymbol{a}^2 & \boldsymbol{a} \\ \boldsymbol{a} & \boldsymbol{a}^2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \mathbf{i}_I \\ \mathbf{i}_{II} \end{vmatrix} \tag{19}$$

Wektor prądów fazowych w stacjonarnym układzie odniesienia ma następujący przebieg zespolony:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3}\left(\frac{\mathbf{i}_A + \mathbf{i}_A^*}{2} + \boldsymbol{a} \cdot \frac{\mathbf{i}_B + \mathbf{i}_B^*}{2} + \boldsymbol{a}^2 \cdot \frac{\mathbf{i}_C + \mathbf{i}_C^*}{2} \right) = \mathbf{i}_I + \mathbf{i}_{II}^* \tag{20a}$$

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \sqrt{2}\sum_{h=1}^{\infty}\left[I_{hI} \cdot e^{j(h\omega t + \psi_{hI} + \varphi_{hI})} + I_{hII} \cdot e^{-j(h\omega t + \psi_{hII} + \varphi_{hII})} \right] \tag{20b}$$

Ten sam wektor prądu w wirującym układzie odniesienia dq ma następujący przebieg zespolony:

$$\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{i}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\omega t} = \tag{21}$$

$$= \sqrt{2}\sum_{h=1}^{\infty}\left[I_{hI} \cdot e^{j[(h-1)\omega t + \psi_{hI} + \varphi_{hI}]} + I_{hII} \cdot e^{-j[(h+1)\omega t + \psi_{hII} + \varphi_{hII}]} \right]$$

Z zależności (21) wynika, że przebiegi składowej symetrycznej zgodnej podstawowej harmonicznej obserwowane są w wirującym układzie odniesienia dq jako składowe stałe.

Jeżeli przebiegi funkcji $\cos \omega t$ pokrywają się z przebiegiem podstawowej harmonicznej napięcia fazy A, to składowa stała składowej i_d odpowiada składowej czynnej prądu, a składowej i_q składowej biernej podstawowej harmonicznej prądu.

Funkcje $\cos \omega t$ i $\sin \omega t$ mogą być generowane przez układ pętli fazowej PLL synchronizowanej odpowiednim napięciem fazowym źródła zasilającego.

2.2.3. Związek pomiędzy przebiegami składowych *dq* napięć trójfazowego falownika napięcia (filtru aktywnego) i składowymi *dq* jego prądów

Przebieg prądu każdej fazy poprzecznego trójfazowego filtru aktywnego, przedstawionego na rysunku 4, opisuje równanie:

$$u_{sn} - u_{Fn} = R \cdot i_{Fn} + L \cdot \frac{d}{dt} i_{Fn} \tag{22}$$

W stacjonarnym układzie odniesienia $\alpha\beta$ zależność (22) ma postać wektorową:

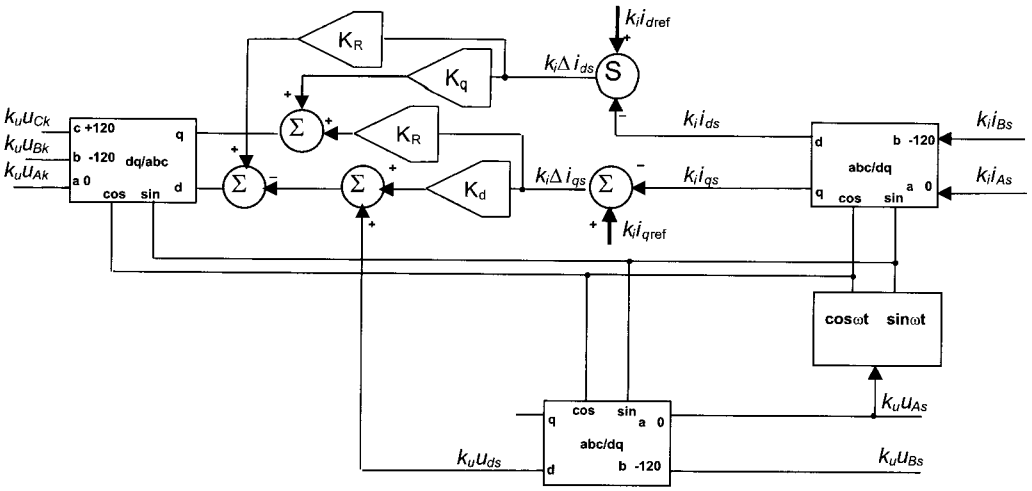
$$\mathbf{u}_{s\alpha\beta} - \mathbf{u}_{F\alpha\beta} = R \cdot \mathbf{i}_{F\alpha\beta} + L \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{F\alpha\beta} \tag{23}$$

po uwzględnieniu, że $\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{v}_{dq} \cdot e^{j\omega t}$ zależność (23) ma postać:

$$\left(\mathbf{u}_{sdq} - \mathbf{u}_{Fdq}\right) \cdot e^{j\omega t} = R \cdot \mathbf{i}_{Fdq} \cdot e^{j\omega t} + L \frac{d}{dt}\left(\mathbf{i}_{Fdq} \cdot e^{j\omega t}\right) \tag{24}$$

po wykonaniu różniczkowania ostatniego wyrazu prawej strony (24) i po obustronnym podzieleniu przez $e^{j\omega t}$ otrzymuje się:

$$\Delta \mathbf{u}_{dq} = R \cdot i_{Fdq} + L \cdot \frac{d}{dt} i_{Fdq} + j\omega L \cdot i_{Fdq} \tag{25}$$



Rys. 5. Struktura układu regulacji napięcia wyjściowego falownika filtru aktywnego

lub inaczej:

$$\Delta u_d = u_{sd} - u_{Fd} = R \cdot i_{Fd} + L \cdot \frac{di_{Fd}}{dt} - \omega L \cdot i_{Fq} \quad (26a)$$

$$\Delta u_q = u_{sq} - u_{Fq} = R \cdot i_{Fq} + L \cdot \frac{di_{Fq}}{dt} + \omega L \cdot i_{Fd} \quad (26b)$$

Jeżeli napięcie fazowe $u_{sA} = \sqrt{2}U_s \cdot \cos \omega t$ i $u_{sd} = \sqrt{2}U_s$; $u_{sq} = 0$, to składowa prądu i_d jest prądem czynnym (składowa aktywna), a składowa i_q jest składową nieaktywną (bierną). Składowe napięcia źródła mają w takim przypadku wartości:

$$u_{sd} = \sqrt{2}U_s; \qquad u_{sq} = 0 \quad (27)$$

Z zależności (26) wynika, że każda ze składowych prądu filtru jest funkcją obu składowych napięcia generowanego przez falownik napięcia.

2.2.4. Struktura układu regulacji przebiegów napięć falownika filtru aktywnego we współrzędnych wirujących *dq*

Układ regulacji chwilowych wartości składowych prądów źródła (sieci zasilającej) zawierający tylko człony proporcjonalne (P), którego strukturę przedstawiono na rysunku 5, dla spełnienia zależności (26) powinien realizować następujące zależności:

$$\Delta u_d = K_R \Delta i_{sd} - K_d \Delta i_{sq} = K_R (i_{sdr} - i_{sd}) - K_d (i_{sqr} - i_{sq}) \quad (28a)$$

$$\Delta u_q = K_q \Delta i_{sd} + K_R \Delta i_{sq} = K_q (i_{sdr} - i_{sd}) + K_R (i_{sqr} - i_{sq}) \quad (28b)$$

w których indeksem *r* oznaczono przebiegi zadane (referencyjne) składowych prądów w wirującym układzie *dq*. Dla układu z rysunku 4 błędy realizacji zadanych chwilowych wartości składowych *dq* prądów (sieci) opisuje następująca zależność:

$$\begin{aligned} \Delta i_{sd} &= i_{sdr} - i_{sd} = i_{sdr} - (i_{Fd} + i_{Ld}) = \\ &= (i_{sdr} - i_{Ld}) - i_{Fd} = i_{Ldr} - i_{Fd} \end{aligned} \quad (29a)$$

$$\begin{aligned} \Delta i_{sq} &= i_{sqr} - i_{sq} = i_{sqr} - (i_{Fq} + i_{Lq}) = \\ &= (i_{sqr} - i_{Lq}) - i_{Fq} = i_{Lqr} - i_{Fq} \end{aligned} \quad (29b)$$

przy czym:

i_{LD}, i_{Lq} — składowe aktywna i nieaktywna prądów kompensowanego obciążenia,

i_{Ldr}, i_{Lqr} — składowe aktywna i nieaktywna prądów zadawane z zewnątrz przez użytkownika i przez kompensowane obciążenie.

Po uwzględnieniu (29) dla $u_q = 0$ z zależności (28) otrzymuje się:

$$\begin{aligned} u_{Fd} &= u_{sd} - \Delta u_d = u_{sd} - K_R \cdot \Delta i_{sd} + K_d \cdot \Delta i_{sq} = \\ &= u_{sd} - K_R (i_{sdr} - i_{sd}) + K_d (i_{sqr} - i_{sq}) \end{aligned} \quad (30a)$$

$$\begin{aligned} u_{Fq} &= -\Delta u_q = -K_R \cdot \Delta i_{sd} - K_q \cdot \Delta i_{sq} = \\ &= -K_R (i_{sdr} - i_{sd}) - K_q (i_{sqr} - i_{sq}) \end{aligned} \quad (30b)$$

Po porównaniu zależności (26) i (28) otrzymuje się:

$$\begin{aligned} (R + K_R) \cdot i_{Fd} + L \cdot \frac{di_{Fd}}{dt} - (K_q + \omega L) \cdot i_{Fq} &= \\ = K_R \cdot i_{Ldr} - K_q \cdot i_{sqr} \end{aligned} \quad (31a)$$

$$(K_q + \omega L)\cdot i_{Fd} + L\cdot\frac{di_q}{dt} + (R + K_R)\cdot i_q = \\ = K_d \cdot i_{Ldr} + K_R \cdot i_{Lqr} \tag{31b}$$

Zależności (31) w dziedzinie operatorowej (dla zerowych warunków początkowych) mają postać:

$$(R + K_R + Ls)\cdot i_{Fd} - (K_d + \omega L)\cdot i_{Fq} = \\ = K_R \cdot i_{Ldr} - K_d \cdot i_{Lqr} \tag{32a}$$

$$(K_q + \omega L)\cdot i_{Fd} + (R + K_R + Ls)\cdot i_{Fq} = \\ = K_q \cdot i_{Ldr} + K_R \cdot i_{Lqr} \tag{32b}$$

Stąd operatorowe przebiegi składowych *dq* prądów filtru:

$$i_{Fd} = \frac{i_{drL}\cdot[K_R\cdot Ls + K_R(R+K_R) + K_q(X+K_d)] - i_{qrL}\cdot[K_d(Ls+R) - XK_R]}{L^2\left[s^2 + 2\cdot\frac{R+K_R}{L}\cdot s + \frac{(R+K_R)^2 + (X+K_d)\cdot(X+K_q)}{L^2}\right]} \tag{33a}$$

$$i_{Fq} = \frac{i_{qrL}\cdot[K_R\cdot Ls + K_R(R+K_R) + K_d(X+K_q)] + i_{drL}\cdot[K_q(Ls+R) - XK_R]}{L^2\left[s^2 + 2\cdot\frac{R+K_R}{L}\cdot s + \frac{(R+K_R)^2 + (X+K_d)\cdot(X+K_q)}{L^2}\right]} \tag{33b}$$

przy czym $X = \omega L$.

Z postaci mianownika zależności (33) wynika, że w przebiegach obu składowych prądu występują tłumione składowe oscylacyjne.

Częstotliwość własna układu ω_r:

$$\omega_r = \frac{\sqrt{(R+K_R)^2 + (X+K_d)(X+K_q)}}{L} \tag{34}$$

Względna częstotliwość własna układu (odniesiona do częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia źródła):

$$\frac{\omega_r}{\omega_s} = \frac{\sqrt{(R+K_R)^2 + (X+K_d)\cdot(X+K_q)}}{X} \tag{35}$$

Współczynnik tłumienia:

$$\xi = \frac{R+K_R}{L\omega_r} = \frac{R+K_R}{\sqrt{(R+K_R)^2 + (X+K_d)\cdot(X+K_q)}} < 1 \tag{36}$$

Z zależności (36) wynika, że nie można dobrać takiej wartości wzmocnienia K_R, dla której przebiegi będą aperiodyczne. Pomiędzy wartością współczynnika wzmocnienia K_R i współczynnikiem tłumienia istnieje związek:

$$K_R = \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\cdot\left[\sqrt{(X+K_d)\cdot(X+K_q)} - R\right] \tag{37}$$

Współczynnik wzmocnienia K_R spełnia rolę rezystancji tłumiącej w układzie oscylacyjnym.

Z zależności (37) można wyznaczyć wartość współczynnika wzmocnienia K_R zapewniającą żądaną wartość tłumienia. Jeżeli $K_d = K_q = K$, to:

— operatorowe przebiegi składowych *dq* prądów filtru (33)

$$i_d = \frac{i_{drL}\cdot[K_R\cdot Ls + K_R(R+K_R) + K(X+K)] - i_{qrL}\cdot[K(Ls+R) - XK_R]}{L^2\left[s^2 + 2\cdot\frac{R+K_R}{L}\cdot s + \frac{(R+K_R)^2 + (X+K)^2}{L^2}\right]} \tag{38a}$$

$$i_q = \frac{i_{qrL}\cdot[K_R\cdot Ls + K_R(R+K_R) + K(X+K)] + i_{drL}\cdot[K(Ls+R) - XK_R]}{L^2\left[s^2 + 2\cdot\frac{R+K_R}{L}\cdot s + \frac{(R+K_R)^2 + (X+K)^2}{L^2}\right]} \tag{38b}$$

— częstotliwość własna układu (34):

$$\omega_r = \frac{\sqrt{(R+K_R)^2 + (X+K)^2}}{L} \tag{39}$$

— względna częstotliwość własna (35):

$$\frac{\omega_r}{\omega_s} = \frac{\sqrt{(R+K_R)^2 + (X+K)^2}}{X} \tag{40}$$

— współczynnik tłumienia (36):

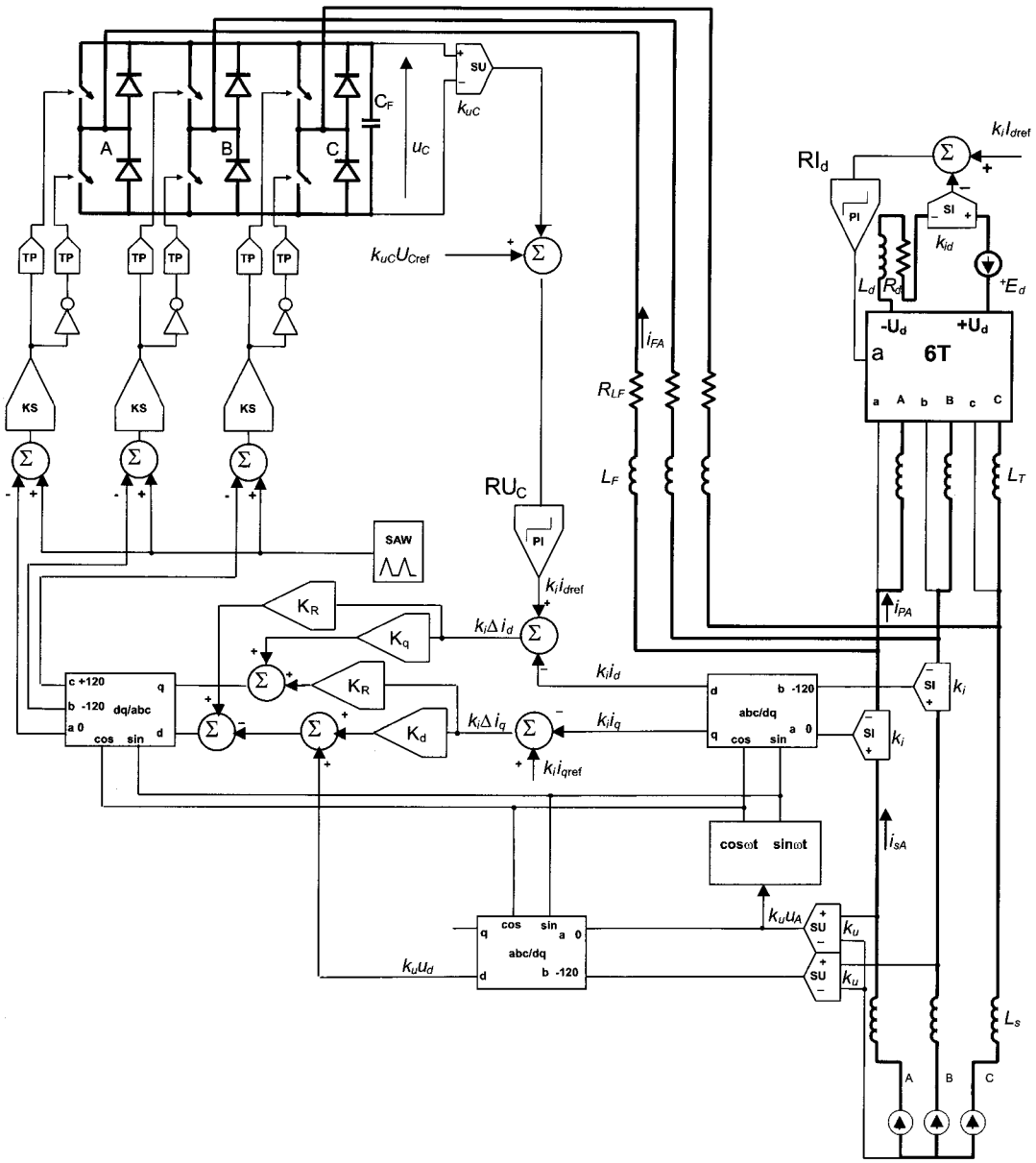
$$\xi = \frac{R+K_R}{L\omega_w} = \frac{R+K_R}{\sqrt{(R+K_R)^2 + (X+K)^2}} < 1 \tag{41}$$

— czas ustalania się odpowiedzi (stała czasowa obwiedni tłumiącej oscylacje):

$$\tau = \frac{1}{\omega_r\cdot\xi} \approx \frac{L}{K_R} \tag{42}$$

Na rysunku 6 przedstawiono trójfazowy filtr aktywny wraz ze strukturą układu jego sterowania i regulacji, kompensujący mostkowy prostownik tyrystorowy.

Napięcie kondensatora winno być dobrane tak, aby chwilowa wartość napięcia fazowego falownika była większa od chwilowej wartości napięcia fazowego źródła.



Rys. 6. Filtr aktywny o stałej częstotliwości impulsowania sterowany we współrzędnych *dq* wraz z kompensowanym obciążeniem

Z rysunku 7 wynika, że dla poprawnej pracy filtru należy spełnić warunek:

$$\frac{U_C}{3} > \sqrt{2}U_s \cdot \sin\frac{\pi}{3} \Rightarrow U_C > 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} U_s = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot U_p$$

W układzie takiego filtru aktywnego wymagana jest ponad 1,5-krotna nadwyżka napięcia kondensatora (tym samym napięcia pracy wszystkich jego elementów) nad amplitudą międzyfazowego napięcia źródła.

Współczynniki wzmocnienia poszczególnych regulatorów k_{reg} spełniają następującą zależność:

$$\Delta i \cdot k_i \cdot k_{reg} \cdot \frac{2}{3} \cdot U_C = \Delta u \qquad (43a)$$

gdzie:

k_i — współczynnik wzmocnienia czujnika prądu,

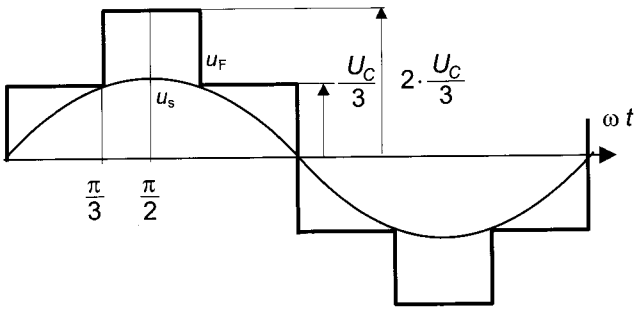
$\Delta u, \Delta i$ — przyrost składowej napięcia w wyniku przyrostu ortogonalnej składowej prądu,

U_C — wartość napięcia stałego utrzymywanego na kondensatorze wyjściowym,

$\frac{2}{3} \cdot U_C$ — amplituda napięcia fazowego falownika.

Stąd:

$$k_{reg} = \frac{\Delta u}{\Delta i} \cdot \frac{3}{2k_i \cdot U_C} = K \cdot \frac{3}{2k_i \cdot U_C} \qquad (43b)$$



Rys. 7. Relacja pomiędzy obwiednią napięcia fazowego generowanego przez falownik (u_F) i przebiegiem napięcia fazowego źródła (u_s)

2.2.5. Przebiegi prądów i napięć filtru[2]

W układzie z rysunku 6: $L_s = 20\,\mu$H; $L_F = 0{,}7$ mH ($X_L = 0{,}22\Omega$); $R = 5$ mW; $C_F = 0{,}75$ mF; $U_s = 230$ V; $f_i = 10$ kHz; $U_{C0} = 850$ V; $k_i = 0{,}02$; $K_d = K_q = K = 10$ V/A; $K_R = 20$ V/A. Regulator napięcia kondensatora, wytwarzający sygnał proporcjonalny do zadanej wartości składowej i_{ds}, ma wzmocnienie $k = 7{,}5$ i czas zdwajania $T = 5$ ms. Napięcie kondensatora jest mierzone przez czujnik o wzmocnieniu $k_{uC} = 0{,}00125$. Prąd prostownika $I_d = 50$ A zadano skokowo przy $E_d = 250$V.

Dla tych wartości parametrów otrzymuje się:

$$k_{reg} = K \cdot \frac{3}{2 \cdot 0{,}02 \cdot 800} = 0{,}09375 \cdot K\,;$$

$$k_{dreg} = k_{qreg} = 0{,}9375\,; \qquad k_{Rreg} = 1{,}875$$

$$\xi \approx 0{,}89$$

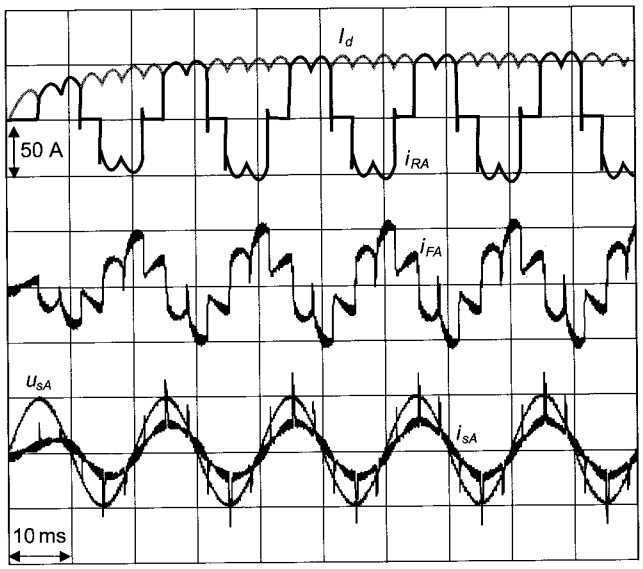
$$\frac{\omega_r}{\omega_s} \approx \frac{\sqrt{K_R^2 + (X+K)^2}}{X} = \frac{\sqrt{20^2 + 10{,}22^2}}{0{,}22} = 102$$

częstotliwość własna układu $f_r = 102 \bullet 50 = 5{,}1$ kHz

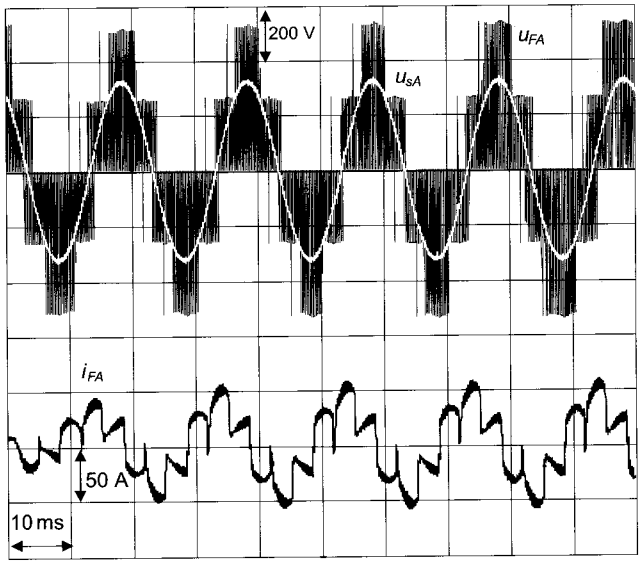
$$\tau = \frac{1}{\xi\omega_r} \approx \frac{L}{K_R} = \frac{X}{K_R \cdot \omega_s} = \frac{0{,}22}{20 \cdot 100 \cdot \pi} = 35\,\mu s$$

Wpływ wartości zadanej składowej biernej i_q na składową czynną prądu i_d (38a) jest kompensowany przez astatyczny regulator napięcia kondensatora. Na rysunkach 8, 9 i 10 przedstawiono przebiegi ilustrujące pracę układu z rysunku 6. Po skokowym zadaniu prądu prostownika tyrystorowego (będącego kompensowanym obciążeniem) zmniejsza się wartość napięcia kondensatora (rys. 10). Napięcie to w czasie wzrasta do zadanej wartości dzięki astatyzmowi jego regulatora. Działanie takie eliminuje statyczny uchyb realizacji składowej czynnej prądu źródła. Jak wynika z zależności (38b) składowa bierna prądu źródła i_q jest zależna od zadanej wartości składowej

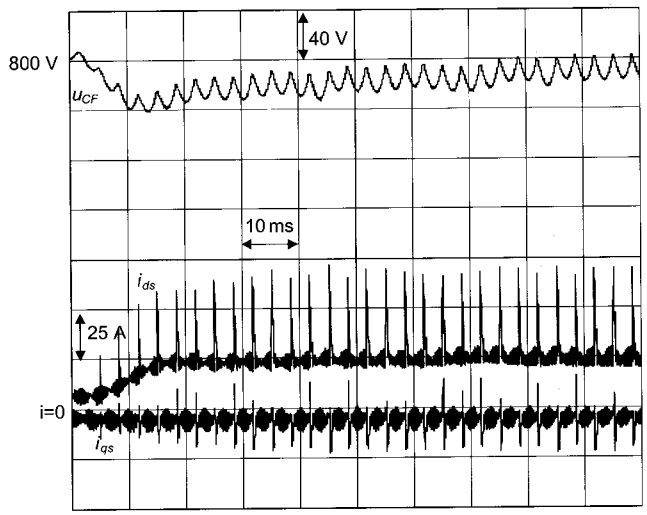
2) Wszystkie badania symulacyjne i obliczenia wykonano wykorzystując program Spice (ICAP4).



Rys. 8. Przebiegi prądów jednej fazy: trójfazowego prostownika tyrystorowego (i_{RA}), filtru aktywnego (i_{FA}), źródła (i_{sA}) i napięcia tej fazy (u_{sA})



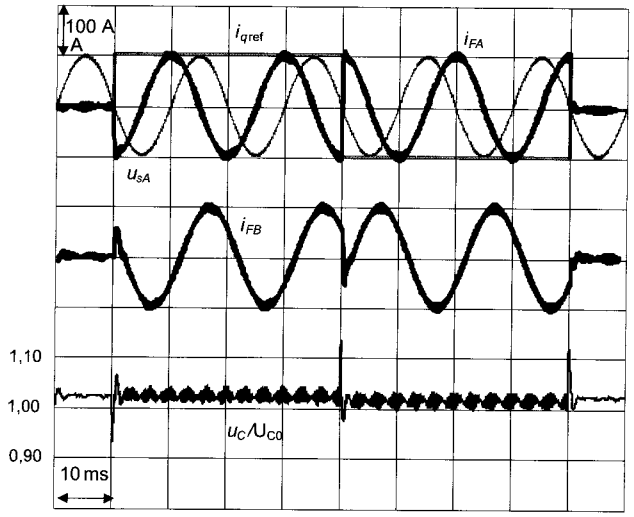
Rys. 9. Przebiegi napięcia jednej fazy źródła (u_{sA}) (kolor biały) i falownika (u_F) oraz prądu filtru (i_{FA})



Rys. 10. Przebieg napięcia na kondensatorze filtru w odpowiedzi na skokowe zadanie prądu kompensowanego prostownika tyrystorowego oraz przebiegi składowych dq prądów źródła

czynnej prądu obciążenia i_{drL}. Dlatego składowa i_q prądów źródła (oscylogram z rysunku 10) w stanie ustalonym ma niezerową wartość.

Filtr aktywny nie może skompensować składowych prądów obciążenia o dużych szybkościach zmian. Powoduje to odkształcenie przebiegów prądów fazowych w wyniku nienadążania filtru za szybkimi zmianami prądów obciążenia i pozostawanie składowych biernych w prądach źródła (rys. 8 i 10). Ograniczenie szybkości zmiany prądów fazowych filtru wynika ze skończonej nadwyżki napięcia kondensatora nad chwilowymi wartościami napięć źródła oraz z wartości indukcyjności dławików wejściowych. Zmniejszenie indukcyjności dławików lub zwiększenie napięcia kondensatora prowadzi do zwiększenia szybkości zmian prądu filtru, ale jednocześnie do zwiększenia amplitudy składowej o częstotliwości przełączeń w prądach źródła. Dobór napięcia kondensatora, indukcyjności dławików wejściowych i częstotliwości impulsowania filtru jest kompromisem pomiędzy maksymalną częstotliwością filtrowanej składowej prądu obciążenia i amplitudą składowej o częstotliwości impulsowania filtru w prądach źródła.



Rys. 11. Przebiegi prądów dwóch faz kompensatora (i_{FA}), (i_{FB}), napięcia fazowego (u_{sA}) i względnej wartości napięcia kondensatora (u_C/U_{C0}). Oscylogram ilustruje reakcję układu na skokową zmianę charakteru prądu biernego (i_{qref})

3. KOMPENSATOR STATCOM

Jeżeli falownik kompensuje tylko podstawową harmoniczną prądu biernego symetrycznego obciążenia trójfazowego, to składowa i_q ma zerową częstotliwość, podobnie jak składowa i_d dostarczająca mocy czynnej na pokrycie stałych strat w falowniku. Tak sterowany falownik pełniący funkcję kompensatora podstawowej harmonicznej prądu nazywany bywa STATCOM. W stanie ustalonym składowe *dq* prądów STATCOMu mają wartości:

$$i_{du} = \frac{i_{dr} \cdot [K_R(R+K_R)+K(X+K)] - i_{qr} \cdot [KR - XK_R]}{(R+K_R)^2+(X+K)^2} \quad (44a)$$

$$i_{qu} = \frac{i_{qr} \cdot [K_R(R+K_R)+K(X+K)] + i_{dr} \cdot [KR - XK_R]}{(R+K_R)^2+(X+K)^2} \quad (44b)$$

Jeżeli $K >> X$; $K_R >> X$ oraz $X >> R$ to można przyjąć, że $R \approx 0$. Dla takiego założenia (zawsze prawdziwego) otrzymuje się:

$$\xi \approx \frac{K_R}{\sqrt{K_R^2+(X+K)^2}} \quad (45)$$

$$K_R \approx \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}(X+K) \quad (46)$$

$$\frac{\omega_r}{\omega_s} \approx \frac{\sqrt{K_R^2+(X+K)^2}}{X} = \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}}\left(1+\frac{K}{X}\right) \quad (47)$$

$$i_{du} \approx i_{dr}\left[1-\frac{X(K+X)}{K_R^2+(K+X)^2}\right] + i_{qr}\frac{XK_R}{K_R^2+(K+X)^2} \quad (48a)$$

$$i_{qu} \approx i_{qr}\left[1-\frac{X(K+X)}{K_R^2+(K+X)^2}\right] - i_{dr}\frac{XK_R}{K_R^2+(K+X)^2} \quad (48b)$$

Jeżeli napięcia w sieci zasilającej mają przebiegi sinusoidalne i zadawane przebiegi prądów biernych są również symetryczne i sinusoidalne, to chwilowa moc czynna związana z tymi prądami ma wartość:

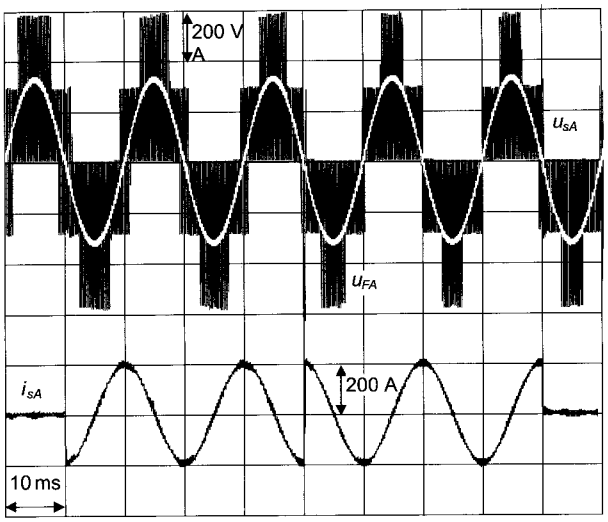
$$p = \sum_{n=A,B,C} u_n i_n = 0 \quad (49)$$

Tym samym kondensator wyjściowy falownika nie uczestniczy w wymianie energii pomiędzy fazami źródła. Oznacza to, że w jego napięciu nie występuje składowa zmienna odpowiedzialna za chwilowe akumulacje energii.

Po skokowym zadaniu podstawowej harmonicznej prądu biernego i prawie bezzwłocznej odpowiedzi układu (43) w polach magnetycznych dławików wejściowych układu o indukcyjnościach L_F zostanie zakumulowana energia o wartości:

$$W_L = \frac{1}{2}L_F\left(i_A^2+i_B^2+i_C^2\right) = \frac{3}{2}L_F I_q^2 \quad (50)$$

zależna od skutecznej wartości generowanego prądu biernego. Energia ta w pierwszej chwili jest dostarczona z kondensatora filtru. Stąd bilans energii:



Rys. 12. Przebiegi napięcia fazowego źródła (u_{sA}) — biała linia, napięcia fazowego falownika (u_{FA}), prąd jednej fazy kompensatora (i_{FA})

$$W_L = \Delta W_C = \frac{3}{2} L_F I_q^2 = \frac{1}{2} C_F \left(U_{C0}^2 - U_C^2\right) \quad (51)$$

z którego można wyznaczyć spadek napięcia na kondensatorze:

$$\frac{\Delta U_C}{U_{C0}} = \frac{U_{C0} - U_C}{U_{C0}} = 1 - \sqrt{1 - 3 \cdot \frac{L_F}{C_F} \frac{I_q^2}{U_{C0}^2}} \quad (52)$$

Dla poprawnego funkcjonowania układu pojemność kondensatora i jego napięcie początkowe muszą być tak dobrane, aby zawsze jego napięcie było większe od amplitudy napięcia mię-dzyfazowego źródła, czyli:

$$\sqrt{U_{C0}^2 - 3 \frac{L_F}{C_F} I_q^2} > \sqrt{2} U_p \quad (53)$$

3.1. Przebiegi prądów i napięć w trójfazowym kompensatorze STATCOM

Przebiegi przedstawione na rysunkach 11 i 12 ilustrują pracę układu przedstawionego na rysunku 6 o parametrach U_{C0} = 850 V; C_F = 50 mF; L_F = 0,5 mH pracującego jako kompensator STATCOM kompensującego trójfazowe symetryczne obciążenie w sieci U_{sp} = 400 V, którego prąd bierny $I_q = 100/\sqrt{2}$. W układzie tym, po skokowym zadaniu prądu biernego, względny spadek napięcia na kondensatorze (54) ma wartość:

$$\frac{\Delta U_C}{U_{C0}} = 1 - \sqrt{1 - 3 \cdot \frac{0{,}5 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-6}} \frac{100^2}{850^2 \cdot 2}} = 0{,}11$$

Z zależności (48) wynika, że w stanie ustalonym w układzie tym (K = 10V/A, K_R = 20V/A) składowe prądu mają następujące wartości::

$$i_{du} \approx 0.995 \cdot i_{dr} + 0.00862 \cdot i_{qr}$$

$$i_{qu} \approx 0.995 \cdot i_{qr} - 0.00862 \cdot i_{dr}$$

Oznacza to, że dla odpowiednio dużej wartości współczynnika wzmocnienia K_R wzajemny wpływ składowych dq jest niewielki.

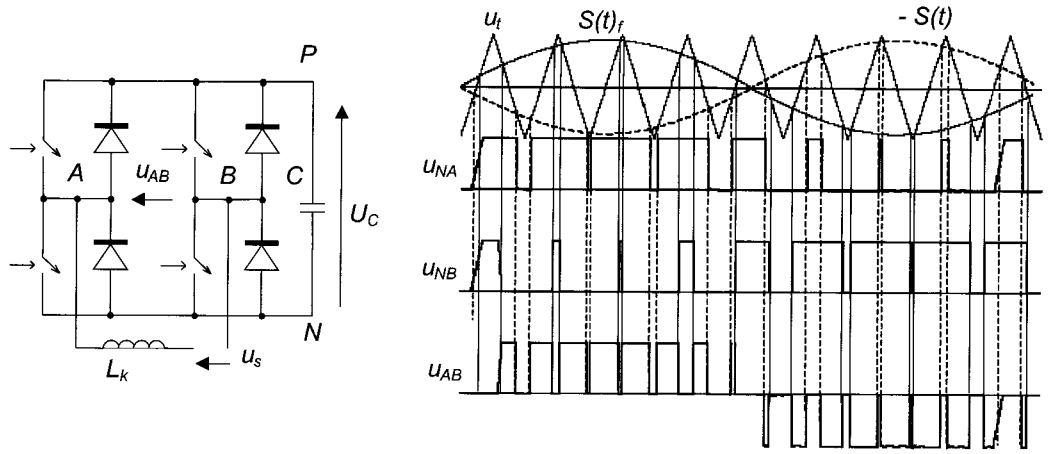
4. FILTRY AKTYWNE I UKŁADY STATCOM DLA SIECI ŚREDNICH NAPIĘĆ

Szeregowe łączenie w pełni sterowalnych przyrządów półprzewodnikowych (tranzystory IGBT, tyrystory GTO lub IGCT) jest możliwe, ale mało opłacalne ze względu na trudności z wyrównaniem podziału napięcia w stanach statycznych i dynamicznych. Dlatego poszukuje się rozwiązań układowych zapewniających naturalny podział napięcia. Jednym z takich układów jest zastosowanie dla każdej fazy kilku (N) połączonych szeregowo jednofazowych mostkowych przekształtników (inwertorów w układzie H) z modulacją szerokości unipolarnych impulsów napięcia o stałej częstotliwości impulsowania sterowanych z przesunięciem impulsów kolejnego mostka o $1/N$ okresu impulsowania T_i. Na rysunku 13 przedstawiono schemat jednej fazy układu STATCOM zbudowanego z trzech połączonych szeregowo jednofazowych przekształtników mostkowych (H). Modulacja szerokości impulsów napięcia wyjściowego każdego jednofazowego mostkowego przekształtnika jest realizowana poprzez poziomowanie zadanego przebiegu napięcia wyjściowego przebiegiem liniowym (piłokształtnym) o stałych częstotliwości i amplitudzie. Sposób wytwarzania napięcia wyjściowego wynika z przebiegów przedstawionych na rysunku 13.

Z rysunku 14 wynika, że szerokość impulsu napięcia wyjściowego jest równa

$$t_i = \frac{T_i}{2} \cdot \frac{S(t)}{S_m} \quad (54)$$

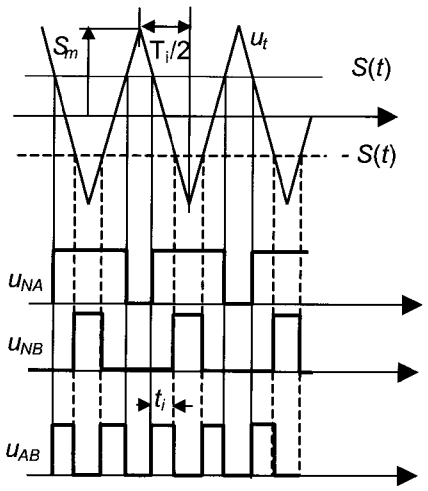
Jeżeli szerokość impulsu wejściowego jest mniejsza od $T_i/2N$, to w napięciu wyjściowym będącym sumą napięć wszystkich szeregowo połączonych mostków pojawią się kolejno impulsy wyjściowe każdego mostka i napięcie wyjściowe zawiera tylko składową zmienną o amplitudzie U_C i częstotliwości $N/T_i = Nf_i$. Jeżeli szerokość impulsu wejściowego jest zawarta w przedziale $T_i/2N < t_i < 2T_i/2N$, to na wyjściu wystąpi składowa stała napięcia o wartości U_d i składowa zmienna o amplitudzie U_C i częstotliwości Nf_i. W ogólnym przypadku, gdy $nT_i/2N < t_i < (n+1)T_i/2N$ w napięciu wyjściowym wystąpi składowa stała o wartości nU_C i składowa zmienna o amplitudzie U_C i częstotliwości Nf_i. Jeżeli zadaniem układu jest generowanie napięcia o przebiegu sinusoidalnym, to na wyjściu uzyskuje się przebieg schodkowy, jaki przykładowo dla N = 3 przedstawia przebieg na rysunkach 16 i 17.



Rys. 13. Schemat jednofazowego falownika napięcia w układzie H i przebiegi ilustrujące realizację unipolarnej modulacji szerokości impulsów napięcia wyjściowego

Na rysunku 15 przedstawiono schemat jednej fazy trójfazowego kompensatora STATCOM zawierającego w każdej fazie trzy szeregowo połączone jednofazowe falowniki mostkowe.

Na rysunku tym oznaczono: KS — komparatory znaku sygnału, TP — człony opóźniający narastające zbocza impulsów załączających dla wyeliminowania zwarć kondensatora, X — człon mnożący, Σ — sumator, SU — separujący czujnik napięcia, SI — czujnik prądu, x^2 — kwadrator, RU — regulator napięcia wyjściowego falownika, RU_C — regulator napięcia kondensatorów, EXT — człon próbkujący (ekstrapolator zerowego rzędu), GI — generator impulsu próbkującego odpowiadający na dodatnie zbocze sygnału wejściowego, $\sin\omega t$, $\cos\omega$ — generatory funkcji trygonometrycznych synchronizowane napięciem źródła, k_i — współczynnik wzmocnienia czujnika prądu, k_u — współczynnik wzmocnienia czujnika napięcia, $t1$–$t3$ — generatory przebiegów liniowych (piłokształtnych) o częstotliwości przełączania elementów półprzewodnikowych mostka H i wzajemnie opóźnionych o 1/3 okresu, $t1$–$t3$ — generatory przebiegów liniowych (piłokształtnych) o częstotliwości przełączania elementów półprzewodnikowych mostka H i wzajemnie opóźnionych o 1/3 okresu, INERT — człon inercyjny, $S(t)$ — funkcja modulująca napięcia kondensatorów dla uzyskania żądanego przebiegu napięcia wyjściowego z falownika.



Rys. 14. Przebiegi ilustrujące związek pomiędzy szerokością impulsu napięcia wyjściowego ti i chwilową wartością funkcji modulującej napięcie kondensatora $S(t)$ w układzie z rysunku 13

Przebieg prądu kompensatora i_k jest kształtowany przez zadawany z układu sterowania i realizowany przez falownik przebieg napięcia wyjściowego u_k.

Przebieg prądu jednofazowego falownika napięcia zasilanego ze źródła o napięciu u_s poprzez dławik o indukcyjności L_k i rezystancji R_k, opisuje równanie:

$$L_k \frac{di_k}{dt} + R_k i_k = u_s - u_k \tag{55a}$$

Jeżeli częstotliwość przełączeń falownika f_i jest znacznie większa od częstotliwości żądanej najwyższej harmonicznej w przebiegach wyjściowych, to:

$$u_k = S(t) \cdot u_C \tag{55b}$$

gdzie $S(t)$ — funkcja modulująca napięcie kondensatora.

Przebieg u_C napięcia kondensatora, o pojemności C, na wyjściu jednofazowego falownika mostkowego opisuje równanie:

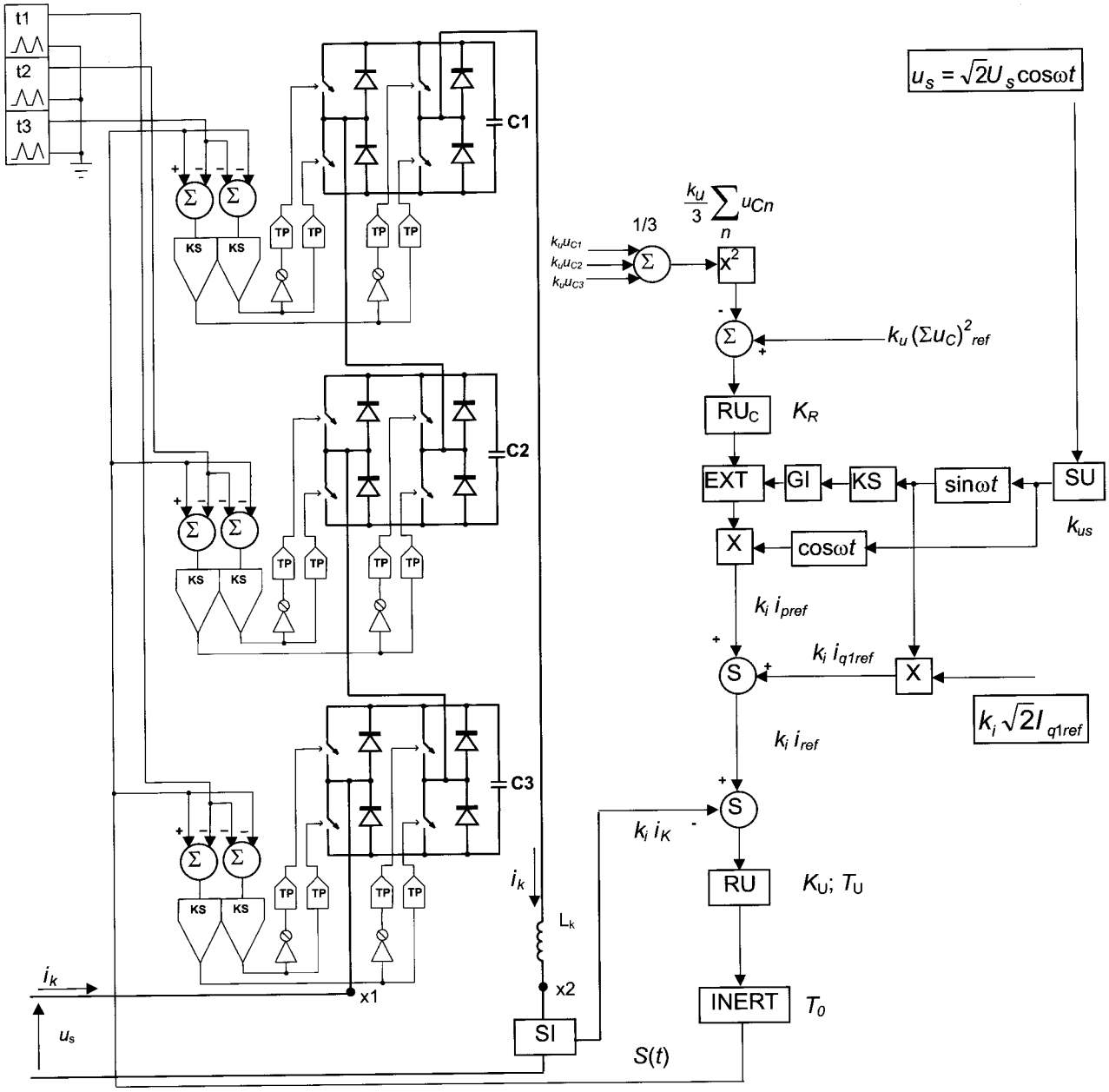
$$C \frac{du_C}{dt} = S(t) \cdot i_k \tag{56}$$

Prąd kompensatora i_k zawiera składową czynną (aktywną) i_p pokrywającą straty energii w elementach falownika i w dławiku wejściowym i składową bierną (nieaktywną) i_q o zadanym przebiegu.

$$i_k = i_p + i_q \tag{57a}$$

przy czym:

$$i_p = G \cdot u_s = \frac{P}{U_s^2} \cdot u_s \tag{57b}$$



Rys. 15. Schemat jednej fazy przekształtnika STATCOM, zawierającego w każdej fazie trzy mostkowe przekształtniki jednofazowe z modulacją szerokości unipolarnych impulsów napięcia, oraz struktura jego układu sterowania

Jeżeli układ pracuje jako nadążny kompensator podstawowej harmonicznej prądu biernego (STATCOM) w jednofazowej sieci z zasilaniem sinusoidalnym, to:

$$u_s = \sqrt{2}U_s \cos\omega t \tag{58a}$$

$$i = \pm\sqrt{2}I_q \sin\omega t \tag{58b}$$

gdzie: U_s — skuteczna wartość napięcia zasilającego, I_q — skuteczna wartość prądu biernego generowanego przez jednofazowy STATCOM, to równania (55a), (56) przyjmują postać:

$$C\frac{du_C}{dt} = \pm S(t)\cdot\sqrt{2}I_q \sin\omega t \tag{59}$$

$$\pm\sqrt{2}I_q\left(L_k\omega\cos\omega t + R_k\sin\omega t\right) = \sqrt{2}U_s\cos\omega t - S(t)\cdot u_C \tag{60}$$

Dla dławika wejściowego spełniona jest relacja $L_k\omega >> R_k$. Pozwala to na uproszczenie zależności (60) do postaci:

$$\left(\sqrt{2}U_s \pm \sqrt{2}I_q L_k\omega\right)\cos\omega t \approx S(t)\cdot u_C \tag{61}$$

Z zależności (59) i (61) otrzymuje się:

$$C \cdot u_C \cdot \frac{du_C}{dt} = \left(L_k \omega I_q^2 \pm I_q U_s\right) \sin 2\omega t \qquad (62)$$

Rozwiązaniem równania (62) jest:

$$u_C^2 = U_{C0}^2 \left(1 - \frac{L_k \omega I_q \pm U_s}{2\omega C U_{C0}^2} I_q \cos 2\omega t\right) \approx$$

$$\approx U_{C0}^2 \left(1 \pm \frac{U_k}{2\omega C U_{C0}^2} I_q \cos 2\omega t\right) \qquad (63)$$

$$U_{C\min}^2 \approx U_{C0}^2 \left(1 - \frac{U_k}{2\omega C U_{C0}^2} I_q\right) \qquad (64)$$

Na podstawie zależności (64) można wyznaczyć wartość pojemności kondensatora dla założonych granicznych wartości: prądu biernego I_q i amplitudy wahań jego napięcia ΔU_C:

$$U_C^2 = (U_{C0} - \Delta U_C)^2 \approx U_{C0}^2 - 2 \cdot U_{C0} \cdot \Delta U_C \quad \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \quad \Delta U_{C\max} \approx \frac{U_{C0}^2 - U_{C\min}^2}{2U_{C0}} \qquad (65)$$

Stąd:

$$\Delta U_{C\max} \approx \frac{U_k I_q}{4\omega C U_{C0}} \qquad (66)$$

$$C \approx \frac{U_k I_q}{4\omega U_{C0} \cdot \Delta U_{C\max}} \qquad (67)$$

Dla uzyskania sinusoidalnego przebiegu prądu biernego funkcja modulująca $S(t)$ (59) powinna mieć przebieg:

$$S(t) = \frac{\frac{\sqrt{2}U_k}{U_{C0}} \cos \omega t}{\frac{u_C}{U_{C0}}} = \frac{m_a \cos \omega t}{\frac{u_C}{U_{C0}}} = \frac{m_a \cos \omega t}{\sqrt{1 \pm \frac{U_k I_q}{2\omega C U_{Co}^2} \cos 2\omega t}} \qquad (68)$$

Jeżeli składowa zmienna w napięciu kondensatora ma niewielką amplitudę w stosunku do składowej stałej, to zależność (68) można uprościć do postaci:

$$S(t) \approx \frac{\sqrt{2}U_k}{U_{C0}} \cos \omega t = m_a \cos \omega t \qquad (69)$$

Współczynnik modulacji amplitudy m_a może przyjmować dla tej struktury falownika wartości bliskie jedności.

Realizacja modulacji szerokości impulsów wg zależności (69) powoduje wytwarzanie w napięciu falownika wyższych harmonicznych i w wyniku tego wyższych harmonicznych w prądzie kompensatora.

Modulowanie szerokości impulsów napięcia wyjściowego falownika z użyciem funkcji (68) jest poprawne tylko w stanie ustalonym. Funkcja ta nie uwzględnia dodatkowego wymuszenia napięciowego koniecznego do szybkiego stłumienia składowej przejściowej prądu. Sterowanie takie może prowadzić do powstawania harmonicznych prądu w stanie ustalonym, jeżeli dławik wejściowy jest nieliniowy (a tak jest zawsze w przypadku zastosowania dławika rdzeniowego). Dlatego w realizowanych układach należy poszukiwać sterowania minimalizującego błąd pomiędzy chwilowymi wartościami prądu falownika (kompensatora) i zadawanym przebiegiem prądu.

Jednym ze sposobów sterowania zapewniającego poprawne działanie jednofazowego kompensatora w stanach przejściowych jest propozycja przedstawiona na rys. 15. W układzie tym generowany jest sygnał proporcjonalny do zadanego przebiegu prądu kompensatora ($k_i\, i_{ref}$) będący sumą składowej biernej ($k_i\, i_{q1ref}$) generowanej na podstawie zadawanej z zewnątrz amplitudy podstawowej harmonicznej prądu biernego ($k_i \sqrt{2} I_{q1ref}$) oraz przebiegu składowej czynnej prądu ($k_i\, i_{pref}$) zadawanej na podstawie wartości napięcia na kondensatorze (strat mocy czynnej). Na wyjściu ekstrapolatora EXT, w czasie trwania każdego kolejnego okresu, utrzymywana jest stała, aktualizowana na początku okresu, wartość amplitudy składowej czynnej prądu. Działanie takie eliminuje wpływ na przebieg składowej czynnej prądu składowej zmiennej w napięciu kondensatora. Pomiędzy składową czynną prądu a napięciem kondensatorów na końcu każdego kolejnego okresu istnieje związek wynikający z bilansu energii:

$$k_i \sqrt{2} I_{q1ref} \qquad (70)$$

gdzie:

- N — ilość szeregowo połączonych jednofazowych falowników mostkowych,
- U_0, U_C — wartość, na początku i na końcu okresu, napięcia kondensatora każdego mostka,
- Ip, Us — skuteczna wartość składowej czynnej prądu i napięcia źródła,
- T — okres napięcia źródła.

Z zależności (70) wynika, że:

$$I_p = \frac{N \cdot C}{2T \cdot U_s} \cdot \left(U_0^2 - U_C^2\right) \qquad (71)$$

Amplituda sygnału proporcjonalnego do składowej czynnej prądu mierzonej przez czujnik o wzmocnieniu k_i powinna mieć wartość:

$$k_i\sqrt{2}I_p = \frac{N\cdot C\cdot f_s\sqrt{2}\cdot k_u}{2\cdot U_s}\cdot\frac{\Delta u_C^2}{k_u^2} \qquad (72)$$

gdzie:
f_s — częstotliwość napięcia źródła,

$$\Delta u_C^2 = k_u^2\left(U_0^2 - U_k^2\right) \qquad (73)$$

W układzie sterowania z rysunku 15 zachodzi:

$$k_i\sqrt{2}I_p = K_R\cdot k_u^2(U_0^2 - U_C^2) = K_R\cdot\Delta u_C^2 \qquad (74)$$

Po porównaniu (72) i (74) otrzymuje się współczynnik wzmocnienia regulatora RU_C:

$$K_{RU_C} = \frac{k_i\cdot N\cdot C}{\sqrt{2}\cdot U_s\cdot k_u} \qquad (75)$$

W bilansie energii (70) nie uwzględniono energii gromadzonej w polu magnetycznym dławika. Nie prowadzi to do dużych błędów, gdyż wartość energii gromadzonej w polu magnetycznym dławika w chwilach próbkowania (przy przechodzeniu podstawowej harmonicznej prądu przez wartość zero) jest znacznie mniejsza niż energia gromadzona w kondensatorach.

Na rysunkach 16 i 17 przedstawiono przebiegi napięć i prądu w układzie z rysunku 15 dla: Ti = 21μs (f_i = 4719 Hz); C = 3 mF/3; U_s = 2000 V; N = 3; L_k = 5 mH; U_0 = 1000 V; K_{RUC} = 0,032; K_u = 100.

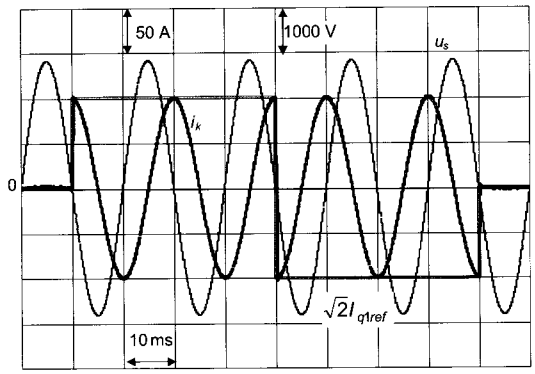
Układ z rysunku 15 może być stosowany jako filtr aktywny śledzący składową bierną prądu kompensowanego obciążenia. W takim przypadku obciążenie należy włączyć pomiędzy punkty oznaczone na tym rysunku jako x1 i x2. W układzie takim można zadawać wartość podstawowej harmonicznej prądu biernego źródła poprzez zadawanie $k_i\sqrt{2}I_{q1ref} \neq 0$.

W układzie filtru aktywnego, dla umożliwienia generowania prądu biernego o dużych szybkościach zmian, należy przyjąć dużą nadwyżkę sumy napięć kondensatorów nad amplitudą napięcia źródła (55).

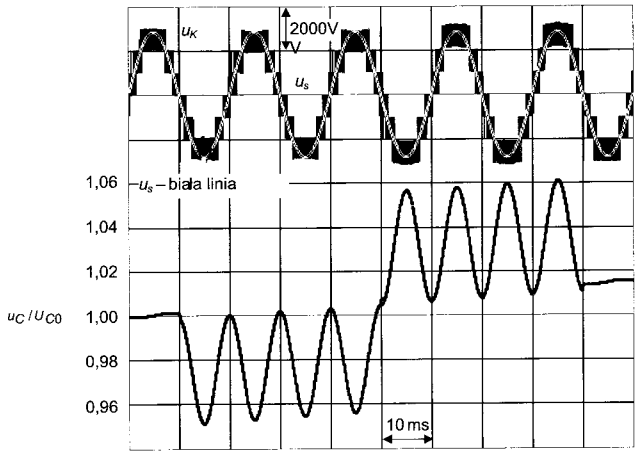
Człon inercyjny na wyjściu regulatora RU ma na celu niewielkie uśrednienie sygnału wyjściowego tego regulatora dla umożliwienia jego komparacji z przebiegami piłokształtnymi. Stała czasowa tego członu powinna być możliwie mała, gdyż jej wartość wpływa na przesunięcie fazowe (opóźnienie) napięcia wyjściowego falownika, co pociąga za sobą przepływ składowej czynnej (aktywnej) prądu źródła. Składowa ta wpływa na odchyłkę napięcia kondensatorów, która jest kompensowana poprzez działanie regulatora RU_C.

Na rysunkach 18 i 19 przedstawiono przebiegi napięć i prądu w układzie z rysunku 15 pracującym jako filtr aktywny jednofazowego tyrystorowego regulatora mocy czynnej obciążenia rezystancyjnego włączonego pomiędzy punkty x1-x2, dla: T_i = 21 μs (f_i = 4719 Hz); U_s = 2000 V; N = 3; C = 3 mF/3; L_k = 5 mH; R_F = 10 mΩ; U_0 = 1320 V; K_{RUC} = 2,7; K_u = 100; T_0 = 20 ms.

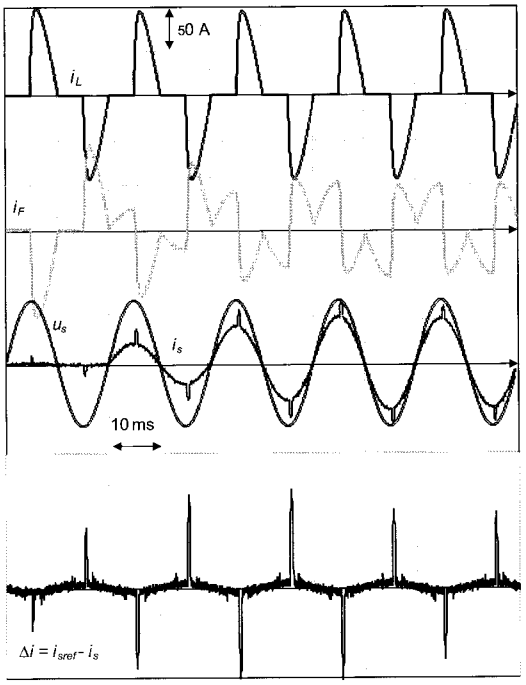
Trójfazowy STATCOM lub filtr aktywny może być zrealizowany z trzech układów jednofazowych połączonych



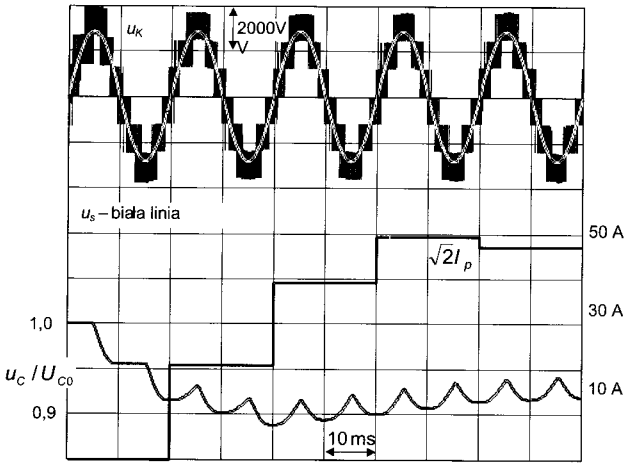
Rys. 16. Przebiegi napięcia źródła u_s i prądu i_k jednofazowego układu STATCOM z rys. 15 oraz przebieg zadający amplitudę podstawowej harmonicznej prądu biernego



Rys. 17. Przebiegi napięcia źródła u_s i napięcia falownika u_k jednofazowego układu STATCOM z rysunku 15 oraz przebieg napięcia kondensatorów dla wymuszenia przedstawionego na rysunku 16



Rys. 18. Przebiegi prądu obciążenia (jednofazowego tyrystorowego regulatora mocy obciążenia rezystancyjnego, przy kącie opóźnienia wyzwalania $\alpha = 90^o$) i_L, filtru aktywnego z rysunku 15 i_k, prądu fazy źródła i_s i napięcia fazowego u_s, oraz przebieg błędu realizacji składowej aktywnej prądu



Rys. 19. Przebiegi napięcia źródła u_s i napięcia falownika u_k jednofazowego filtru aktywnego z rysunku 15 oraz przebieg napięcia kondensatorów i zadawanej przez układ regulacji amplitudy składowej czynnej prądu kompensatora i obciążenia (prądu źródła)

w gwiazdę (mniejsze napięcie robocze) lub trójkąt (mniejsze wartości prądów elementów półprzewodnikowych). Dla sterowania układu trójfazowego może być wykorzystany taki sam układ, działający we współrzędnych dq, jak dla układów mostkowych (rys. 5), z tym, że w miejsce sygnału proporcjonalnego do napięcia kondensatora należy wprowadzać sygnał proporcjonalny do sumy napięć wszystkich kondensatorów (w sygnale tym nie występuje składowa zmienna o częstotliwościach będących wielokrotnością częstotliwości napięcia trójfazowego źródła) lub trzy układy jednofazowe z rysunku 15.

Zalety tego układu STATCOM lub filtru aktywnego, to:

— napięcie robocze każdego z szeregowych mostków jest jednakowe i ma wartość U_{C0} (napięcie na N szeregowo połączonych jednofazowych mostkach ma wartość $N \cdot U_{C0}$),
— pełne wykorzystanie napięcia stałego $\sqrt{2}U_s \approx NU_{C0}$,
— wypadkowa częstotliwość składowej zmiennej, wynikającej z impulsowej pracy falownika, obserwowana od strony źródła jest N razy większa od częstotliwości przełączeń pojedynczego mostka f_i,
— mała wartość składowych o częstotliwości $N \cdot f_i$ w prądzie, gdyż amplituda składowej napięcia o tej częstotliwości ma wartość $U_{C0} \approx \sqrt{2}U_s / N$,
— brak składowej kolejności zerowej w napięciach fazowych układu trójfazowego
— możliwość konstruowania układów na odpowiednio duże napięcie robocze.

LITERATURA

1. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A.: *Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits.* Proceeding of the 1983 International Power Electronics Conference, Tokyo, Japan (pp.1375–1386), 1983
2. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A.: *Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Com*ponents. IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 20, no. 3 (pp.625–630), 1984
3. Fryze S: *Moc rzeczywista, urojona i pozorna w obwodach elektrycznych o przebiegach odkształconych prądu i napięcia.* Przegląd Elektrotechniczny Nr 7 i 8, 1931
4. Fujita H.,. Akagi H: *Control and Analysis of a Unified Power Flow Controller,* IEEE Transactions on Power Electronics, vol.14 no. 6. 1999
5. Liang Y., Nwankpa C.O.: *A New Type of STATCOM Based on Cascading Voltage-Source Inverters with Phase-Shifted Unipolar SPWM,* IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35. no 5, 1999
6. Piróg S.: *Energoelektronika – negatywne oddziaływanie układów energoelektronicznych na źródła energii.* Monografia z serii wyd. Komitetu Elektrotechniki PAN "Postępy Napędu Elektrycznego", WND AGH Kraków 1998
7. Tunia H., Winiarski B.: *Energoelektronika.* Warszawa, WNT 1994

Prof. dr hab. inż. Stanisław Piróg

Ur. w 1947 r., ukończył studia na Wydziale Elektrotechniki Akademii Górniczo-Hutniczej im. S. Staszica w Krakowie w 1972 r., gdzie w 1977 r. doktoryzował się, a w 1990 r. habilitował w specjalności energoelektronika. Od roku 1972 pracuje w Instytucie (obecnie Katedrze) Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych AGH. Autor wielu publikacji i wystąpień konferencyjnych z zakresu energoelektroniki, jakości energii elektrycznej i napędu elektrycznego. Współautor rozwiązań chronionych patentami i wdrożonych do praktyki przemysłowej. Członek Sekcji Energoelektroniki i Napędu Elektrycznego Komitetu Elektrotechniki PAN, członek Komisji Elektrotechniki, Informatyki i Automatyki Krakowskiego Oddziału PAN, członek Zarządu Krakowskiego Oddziału Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej (PTETiS), członek Prezydium Zarządu Komitetu Energoelektroniki SEP, członek Centralnej Komisji Szkolnictwa Wyższego i Średniego Zarządu Głównego SEP, rzeczoznawca SEP w zakresie energoelektroniki i napędu elektrycznego, członek IEEE.