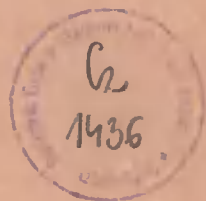


AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE NR 191

ELEKTROTECHNIKA 11



BYDGOSZCZ - 1995

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE NR 191

ELEKTROTECHNIKA 11

62
1436

BYDGOSZCZ - 1995

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
prof. dr hab. Ojcumiła Stefaniak

REDAKTOR NAUKOWY
dr hab. inż. Ryszard Borowski

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE
mgr Halina Klupczyńska, Zbigniew Gackowski

Wydano za zgodą Rektora
Akademii Techniczno-Rolniczej
w Bydgoszczy

ISSN 0209-0570

**WYDAWNICTWO UCZELNIANE AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ
W BYDGOSZCZY**

Wyd. I. Nakład 150 egz. Ark.wyd. 4,00. Ark. druk 3,75. Papier kl. III.
Oddano do druku w czerwcu 1995 r. Druk ukończono w lipcu 1995 r.
MEN

Uczelniany Zakład Małej Poligrafii ATR, Bydgoszcz, ul. Ks. A. Kordeckiego 20.
Zamówienie nr 46/95

Spis treści

	str.
1. Ryszard Borowski - Wpływ zmienności obciążenia na niezawodność tyrystorów	5
2. Ryszard Borowski - Symulacja tyrystora i symistora w języku NAP-2 dla układu rezerwy zasilania	11
3. Andrzej Demenko, Lech Nowak - Wspomagana komputerem optymalizacja elektromagnetycznych elementów wykonawczych o symetrii osiowej	18
4. Zdzisław Gientkowski - Określanie momentów komutacji zaworów prostownika wyjściowego prądnicy asynchronicznej	21
5. Vitalij V. Gołubiew, Konstantin A. Lipkowskij, Jan Mućko, Ryszard Strzelecki - Środki zwiększania efektywności regulatorów impulsowych napięcia przemiennego.....	41
6. Ryszard Strzelecki, Marek Kowalski - Filtry hybrydowe harmonicznych prądu sieci dużej mocy z napięciowym źródłem dodatkowym	49

WPLYW ZMIENNOŚCI OBCIĄŻENIA NA NIEZAWODNOŚĆ TYRYSTORÓW

Ryszard Borowski

Instytut Elektrotechniki ATR
85-791 Bydgoszcz, ul. Prof. S. Kaliskiego 7

Autor w publikacji zajmuje się obliczaniem niezawodności tyrystorów z uwzględnieniem zmienności obciążenia.

Zaproponowano dwie metody doboru stopnia obciążenia (dla tyrystorów i całych układów energoelektronicznych) z uwzględnieniem oczekiwanych czasów pracy i kosztów inwestycyjnych.

1. WPROWADZENIE

Ważnym elementem przy ocenie jakości działania układów energoelektronicznych jest parametr niezawodności działania. Wiąże się to z niezawodnością elementów tego układu, a w szczególności z niezawodnością tyrystorów.

W niniejszej publikacji autor zajmuje się wpływem zmienności obciążenia na niezawodność tyrystora oraz ustaleniem stopnia obciążenia, optymalnego ze względu na niezawodność.

Ogólnie niezawodność jest określana na podstawie zależności [2]:

$$R(t) = R_0 \cdot \exp \left[- \int_0^t \lambda(t) dt \right] \quad (1)$$

gdzie:

R_0 - niezawodność początkowa (często $R_0 = R(t=0) = 1$).

Dla elementów energoelektronicznych przyjmuje się [1,5], że intensywność uszkodzeń jest stała (niezależna od czasu), skąd:

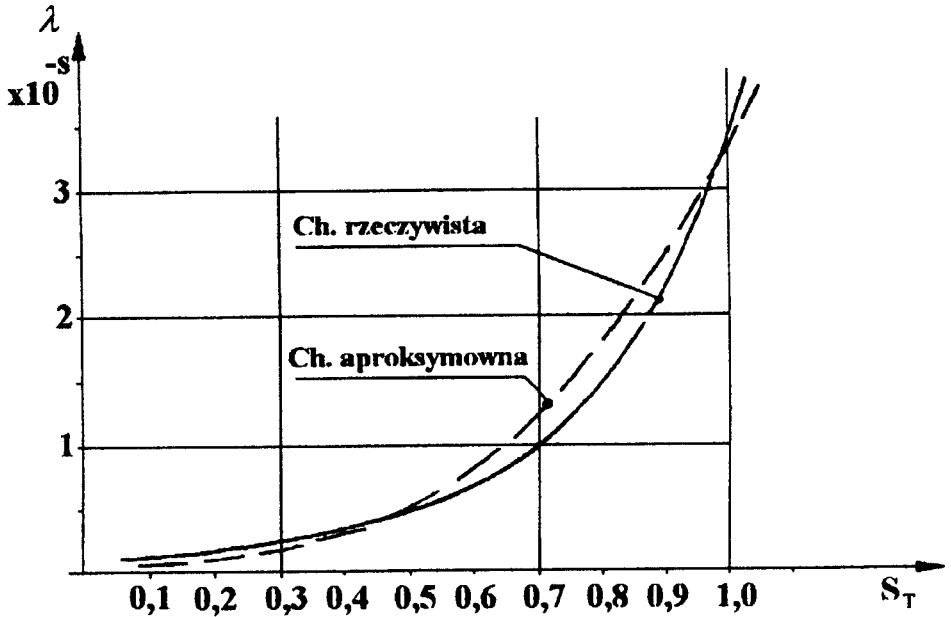
$$R(t) = R_0 \cdot \exp[-\lambda \cdot t] \quad (2)$$

Przy założeniu określonego czasu pracy np. $t = T_p = 10.000$ h oraz wyznaczonej λ dla danego obciążenia tyrystora S_t , wyznacza się prawdopodobieństwo poprawnej pracy w założonym czasie z zależności (2).

Zgodnie z literaturą [1], parametrem obciążenia tyrystorów i diód jest prąd. Można dodatkowo uwzględnić wpływ napięcia.

Intensywność uszkodzeń tyrystora przedstawiona na rysunku 1 [1] jest więc rozumiana jako funkcja stopnia obciążenia prądem. Dla celów symulacji funkcja ta jest aproksymowana przez autora zależnością:

$$\lambda_t = (0,1 + 3,3 \cdot S_t^3) \cdot 10^{-5} \quad (3)$$



Rys.1. Intensywność uszkodzeń tyrystora T160 w funkcji stopnia obciążenia prądowego

2. WPŁYW ZMIAN OBCIĄŻENIA NA NIEZAWODNOŚĆ TYRYSTORA

Dotychczasowe podejście dla określenia niezawodności polega na przyjęciu maksymalnego lub średniego obciążenia z danego rozkładu gęstości prawdopodobieństwa oraz określeniu intensywności uszkodzeń z funkcji $\lambda_S = f(S_S)$. Następnie wyznacza się prawdopodobieństwo poprawnej pracy z zależności (2).

Autor proponuje uwzględnienie zmienności obciążenia w czasie wg założonych rozkładów, a więc obliczenie całki z zależności (1):

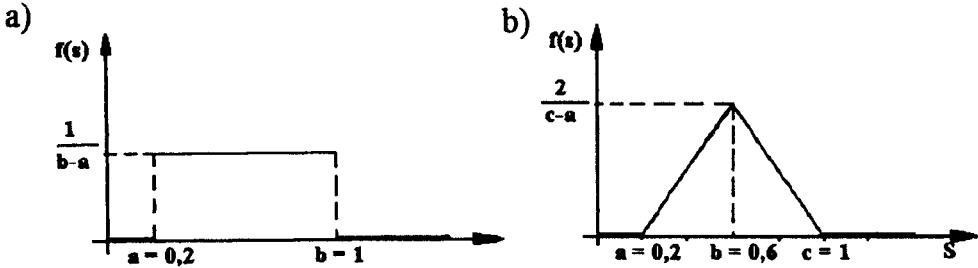
$$\int_0^t \lambda(t) dt \cong \sum_{i=1}^n \lambda_i(S_i) \cdot dt = \Delta t \cdot n(1/n) \cdot \sum_{i=1}^n \lambda_i(S_i) = T_p \cdot \lambda_{sr} \quad (4)$$

Dokładność jest tu uzależniona od liczby podziału n czasu pracy T_p .

Intensywność uszkodzeń λ_i wyznacza się z funkcji $\lambda = f(S_S)$ określonej dla obciążenia S_i , przy znanym rozkładzie tego obciążenia.

Należy podkreślić, że λ_{sr} określone w (4) jest inne od λ_S wyznaczanego przy dotychczasowych podejściach.

Można określić λ_{gr} w sposób analityczny poprzez przekształcenie rozkładu obciążenia związane z nieliniową funkcją wiążącą intensywność uszkodzeń ze stopniem obciążenia. Następnie poprzez scalkowanie wyznacza się wartość oczekiwaną intensywności uszkodzeń. Jest to jednak procedura bardzo skomplikowana, co powoduje, że korzysta się z symulacji komputerowej [3] w oparciu o zależność (4). Dla symulacji przyjęto, że zmiany obciążenia zachodzą wg dwóch rozkładów prawdopodobieństwa: rozkładu równomiernego (rys. 2a) i rozkładu trójkątnego (rys. 2b).



Rys. 2. Gęstość prawdopodobieństwa dla rozkładów:
a) równomiernego,
b) trójkątnego (Simpsona)

W tabelicy T-1 przedstawiono porównanie poszczególnych metod ze względu na obliczone intensywności uszkodzeń λ i czasy pracy T_p dla tyrystora z charakterystyką $\lambda = f(S)$ jak na rysunku 1.

Tablica T-1

Zastosowane metody	Zastęp. intensyw. uszkodzeń $\lambda \cdot 10^{-5}$	Oczekiwany czas pracy T_p dla $R(t) = 0,90$
Metoda dotychczasowa dla S_s	0,813	12962,7
dla S_{max}	3,4	3098,8
Metoda symulacji komputerowej:		
- rozkład równomierny	1,1544	9126,9
- rozkład trójkątny	0,9535	11049,9

W tabelicy T-1 jest widoczna znaczna różnica pomiędzy wynikami metody stosowanej, a metodą symulacji zaproponowaną przez autora. Zaproponowana metoda jest dokładniejsza, ponieważ uwzględnia zależność intensywności uszkodzeń od stopnia obciążenia oraz prawdopodobieństwo rozkładu tego obciążenia.

3. ZALECANE WIELKOŚCI OBCIĄŻENIA TYRYSTORA ZE WZGLĘDU NA NIEZAWODNOŚĆ

Ze względu na nieliniową zależność intensywności uszkodzeń tyrystora od obciążenia, powstaje problem doboru takiego obciążenia, które maksymalizuje czas pracy tyrystora przy stałych kosztach lub powoduje zmniejszenie kosztów względem rozwiązania alternatywnego.

Zalecane wielkości obciążenia (bez uzasadnienia) dla tyrystora i kilku wybranych elementów przedstawiono w tablicy T-2 w oparciu o literaturę [4,5].

Tablica T-2

Element	Obciążenie zależne od:	Zalecane wartości współczynnika obciążenia	
		obciążenie krótkotrwałe	obciążenie długotrwałe
Tyrystory, diody	Prąd średni	0,7	0,5
Kondensatory	Moc rozproszenia	0,5	0,3
Tranzystory	Napięcie	0,5	0,3
Maszyny elektryczne	Moc silnika	0,9	0,8

Autor proponuje wyznaczenie stopnia obciążenia tyrystora w oparciu o następujące metody:

Metoda I - przy stałych kosztach dobór tylu tyrystorów do pracy równoległej (obciążonych częściowo), które zastępują taką samą liczbę tyrystorów pracujących oddzielnie (obciążonych w pełni). Dla obu tych przypadków oczekiwane czasy pracy są porównywalne:

- 1) dla dwóch tyrystorów - porównanie oczekiwanych czasów pracy przy założeniu rozkładu wykładniczego ($T = 1/\lambda$):

$$1/(2\lambda_{0,5}) + 1/\lambda_1 \geq 1/\lambda_1 + 1/\lambda_1 \quad \text{stad} \quad 2\lambda_{0,5} \geq \lambda_1$$

gdzie:

$\lambda_{0,5}$, λ_1 - intensywności uszkodzeń tyrystorów odpowiednio dla obciążenia częściowego ($S = 0,5$) i pełnego ($S = 1$).

Oznacza to, że opłaca się zastosowanie dwóch tyrystorów niedociążonych do pracy równoległej, jeżeli intensywność uszkodzeń dla obciążenia pełnego jest więcej niż dwukrotnie większa od intensywności uszkodzeń przy obciążeniu częściowym. Zysk na liczbie zastosowanych elementów ze względu na przedłużony czas pracy:

$$n_{r2} = \left(\frac{1}{2\lambda_{0,5}} + \frac{1}{\lambda_1} - \frac{2}{\lambda_1} \right) / \left(\frac{1}{\lambda_1} \right) = \frac{\lambda_1}{2\lambda_{0,5}} - 1$$

Po obliczeniu n_{r2} wyznacza się zysk w kosztach: $C_z = n_{r2} \cdot C_1$

- 2) dla trzech tyrystorów - porównanie jak dla p.1:

$$1/(2\lambda_{0,33}) + 1/(2\lambda_{0,5}) + 1/\lambda_1 \geq 3/\lambda_1 \quad \text{stad} \quad 3\lambda_{0,33} \leq \lambda_1$$

i jednocześnie $1,5\lambda_{0,33} \leq \lambda_{0,5}$ oraz $2\lambda_{0,5} \leq \lambda_1$.

Zysk na liczbie zastosowanych elementów oraz zysk w kosztach wyznacza się z poniższych zależności:

$$n_{r3} = \frac{\lambda_1}{\lambda_{0,33}} + \frac{\lambda_1}{\lambda_{0,5}} - 2; \quad C_2 = n_{r2} \cdot C_1$$

Wprowadzenie więcej niż trzech tyrystorów do pracy równoległej jest niecelowe ze względów technicznych (komplikacja układu).

Metoda II - tyrystor niedociążony, droższy w porównaniu z dwoma lub trzema tyrystorami tańszymi, które są obciążone w pełni i pracują kolejno:

1) dla dwóch tyrystorów - porównanie oczekiwanych czasów pracy i kosztów:

$$1 / \lambda_n \geq 2 / \lambda_1 \quad \text{stad} \quad 2\lambda_n \leq \lambda_1 \quad \text{i} \quad C_n \leq 2C_1$$

gdzie:

C_n, C_1 - odpowiednio koszty tyrystorów niedociążonego (większego) i obciążonego w pełni (mniejszego),

2) dla trzech tyrystorów - porównanie jak w p. 1:

$$1 / \lambda_n \geq 3 / \lambda_1 \quad \text{stad} \quad 3\lambda_n \leq \lambda_1 \quad \text{i} \quad C_n \leq 3C_1$$

dla trzech elementów warunek uwzględniający koszty jest na ogół niespełniony.

Należy preferować metodę II, ponieważ oprócz efektów w przedłużeniu czasu pracy tyrystora uzyskuje się także efekt ekonomiczny, związany z różnicą kosztów ($2C_1 - C_n$).

Dla metody II stopień obciążenia wynika z wielkości tyrystora, który jest następny w typoszeregu względem tyrystora w pełni obciążonego. Metoda ta powoduje mniejszą komplikację układu niż metoda I.

4. PODSUMOWANIE

1. Zwiększenie dokładności przy oszacowaniu niezawodności daje uwzględnienie zmienności obciążenia wg określonego rozkładu, co udowodniono w p.2.
2. Przy projektowaniu układów tyrystorowych należy uwzględnić określony stopień niedociążenia tyrystorów (p.3), co zapewni bardziej niezawodną pracę całego układu i zmniejszy koszty użytkowania.
3. Dla uwzględnienia zmienności obciążenia i jednocześnie zwiększenia niezawodności, należy najpierw obliczyć oczekiwaną intensywność uszkodzeń wg metody zaproponowanej w p.2, a następnie wyznaczyć stopień niedociążenia z uwzględnieniem metod z p.3.

4. Zaproponowane w p.2 i p.3 metody mogą znaleźć zastosowanie dla innych elementów układu energoelektronicznego oraz mogą być również stosowane dla doboru całych układów.

LITERATURA

- [1] Bardin W.M.: "Nadieżność silowych polprzewodnikowych przyrządów". Energija, Moskwa 1978
- [2] Bobrowski D.: "Probabilistyka w zastosowaniach technicznych". WNT, Warszawa 1986
- [3] Borowski R.: "Program komputerowy do obliczeń niezawodności tyrystorów z uwzględnieniem zmienności obciążenia". ATR Bydgoszcz 1989
- [4] Borowski R.: "Theoretische Analyse sowie Modellierung und Zuverlässigkeitssimulation der Thyristorsysteme für Reservestromversorgung". Habilitationsschrift, Universität Rostock 1993
- [5] Żybara E.: "Ocena parametrów niezawodności przekształtników statycznych półprzewodnikowych". Wiadomości Elektrotechniczne nr 14/1979

THE INFLUENCE OF THE VARIABILITY OF LOADING ON THE RELIABILITY OF THYRISTORS

Summary

In this paper the author deals with a calculation of the reliability of thyristors taking into account the variability of loading. The author proposes two methods of the choice of the load factor (of thyristors and of power electronics systems) which enable to calculate the expected worktime and capital costs.

SYMULACJA TYRYSTORA I SYMISTORA W JĘZYKU NAP-2 DLA UKŁADU REZERWY ZASILANIA

Ryszard Borowski

Instytut Elektrotechniki ATR
85-791 Bydgoszcz, ul Prof. S.Kaliskiego 7

Przy symulacji pracy tyrystora i symistora korzystano z IBM PC, stosując język NAP-2 opracowany w Danii. Autor zaproponował modele tyrystora składające się z diody idealnej oraz rezystancji nieliniowych zależnych od czasu i prądu.

Symulowano pracę tyrystora przy obciążeniu typu RL oraz zasilaniu napięciem sinusoidalnym z zabezpieczeniem przepięciowym i bez takiego zabezpieczenia. Uwzględniając symulowany wcześniej tyrystor, przeprowadzono również symulację symistorów pracujących w tyrystorowym układzie rezerwy zasilania.

1. WPROWADZENIE

Język NAP-2 opracowano w Danii [4,5] dla analizy liniowych i nieliniowych układów elektronicznych w dziedzinie czasu i częstotliwości. Do analizy i symulacji układów elektronicznych wykorzystuje się zmodyfikowaną metodę potencjałów węzłowych [3], przy zastosowaniu zyratorów dla symulacji indukcyjności, rezystancji zerowych i idealnych źródeł napięciowych.

Przy całkowaniu równań różniczkowych wykorzystuje się niejawną metodę wielomianową ze zmiennym rzędem i krokiem. Do rozwiązywania równań nieliniowych stosuje się metodę Newtona-Raphsona [3].

Programy w języku NAP-2 były uruchamiane dotychczas na maszynie cyfrowej z serii ODRA 1300 [4], a obecnie korzysta się z systemu IBM PC z pamięcią o pojemności 640 kB [5].

2. SYMULACJA TYRYSTORA

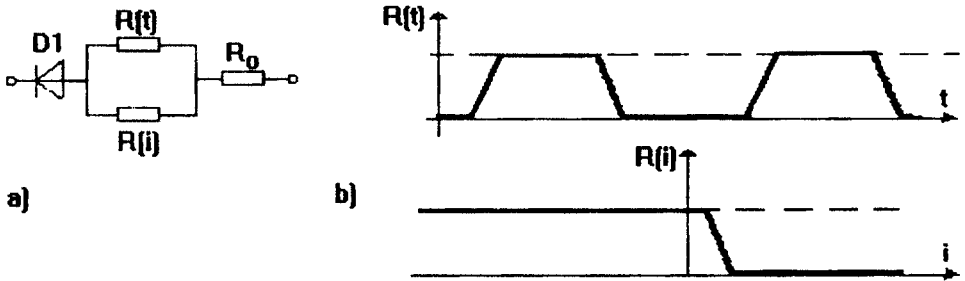
Do symulacji działania tyrystora są stosowane modele proponowane w literaturze [6]. Autor wykorzystując te modele, proponuje własne modele służące do symulacji załączania i wyłączania tyrystora i symistora w języku NAP-2.

Korzysta się z ogólnej teorii modelu symulacyjnego [2] przyjmując, że cel zastosowania metody symulacji determinuje strukturę modelu. Realizacja symulacji wymaga czasami uwzględnienia w modelu symulacyjnym elementów nie mających odpowiednika w odwzorowanej rzeczywistości, które są jednak niezbędne dla jej naślada-

dowania. Np. załączenie tyrystora, a także jego wyłączenie jest realizowane przez funkcje mające kształt trapezu, co jest uzasadnione dogodnością obliczeniową.

Do modelowania symulacyjnego tyrystora autor zaproponował dwa modele przedstawione niżej:

- 1) model MST-I składający się z diody idealnej i rezystancji, których wartość jest funkcją czasu $R(t)$ i prądu $R(i)$ oraz rezystancji R_O symulującej rezystancję tyrystora w stanie przewodzenia, co poglądowo przedstawiono na rysunku 1,
- 2) model MST-II podobny do tego z rysunku 1, tylko bez diody, a zawierający rezystancje $R(t)$, $R(i)$ oraz R_O .



Rys.1. Model symulacyjny MST-I z diodą idealną DI:

a) model tyrystora, b) przebiegi rezystancji w funkcji czasu $R(t)$ i prądu $R(i)$

W wyniku symulacji działania tyrystora w obwodzie elektrycznym, przy zasilaniu napięciem sinusoidalnym i obciążeniu typu RL, nie stwierdzono zasadniczych różnic w otrzymanych wynikach przy zastosowaniu modeli MST-I i MST-II.

Do symulacji obwodu elektrycznego z tyrystorem korzystano z następującego programu NAP-2:

* CIRCUIT

*: MODEL TYRYSTORA 2

R1 1 2 50: Rezystancja obciążenia

L1 R1 0.07: Indukcyjność obciążenia szeregowo z R1

R23 2 3 0.1

RRO 4 0 0.1: Rezystancja tyrystora w stanie przewodzenia

R4 2 5 500: Zabezpieczenie przepięciowe typu RC

C1 5 0 0.1 μ F

FT17TAB2/ P 20MS 0 1 2.9MS 1 3MS 0 6.9MS 0 7MS 1 20MS 1

F11/TAB/ -8 1 0.01a 1 0.05a 0 8a 0

RT 3 4 1E5*FT1 (TIME): Rezystancja zależna od czasu

RI 3 4 1E5*F11 (IRRO: Rezystancja zależna od prądu

SIN/SIN/

RG 1 0 0 E=310*SIN(100PHI*TIME): Źródło zasilania

*TIME 0 22MS: Analizowany przedział czasu

*TR *PLOT (220) V1 V2 VR1 IRRO : Przebiegi wyjściowe

*RUN

*END

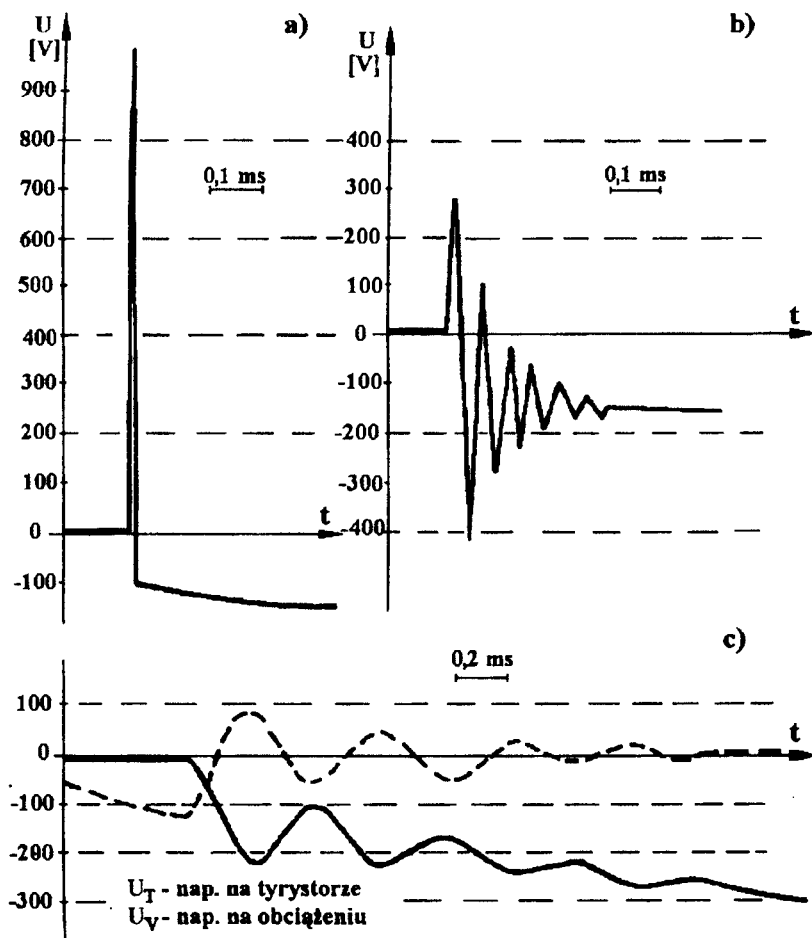
Do symulacji rezystancji $R(t)$ i $R(i)$ w języku NAP-2 przedstawiono ich funkcje w postaci tabelarycznej (FT1/TAB2/ i FI1/TAB2/).

Wprowadzenie diody w tym języku jest też dogodne, gdyż program NAP-2 posiada wbudowany model diody i tranzystora. Konieczne jest natomiast wprowadzenie własnego modelu tyrystora i symistora, potrzebnego przy analizie układów tyrystorowych.

W modelu tyrystora zrezygnowano jednak z diody, ze względu na zmniejszenie liczby węzłów i elementów w analizowanych obwodach. W dalszym ciągu do symulacji stosowano wyłącznie model MST-II.

Na rysunku 2 przedstawiono wyniki symulacji tyrystora z modelem MST-II. Tyrystor ten pracował w obwodzie elektrycznym typu RL, który był zasilany napięciem sinusoidalnym o częstotliwości 50 Hz.

Uwzględniono wpływ zabezpieczenia przepięciowego typu RC na przepięcia występujące w analizowanym obwodzie. Należy stwierdzić, że przedstawione na rysunku 2 przebiegi dobrze symulują rzeczywiste przepięcia występujące w czasie wyłączenia tyrystora, przy naturalnym przejściu prądu przez zero. Można w ten sposób sprawdzić skuteczność działania zaprojektowanych zabezpieczeń przepięciowych.

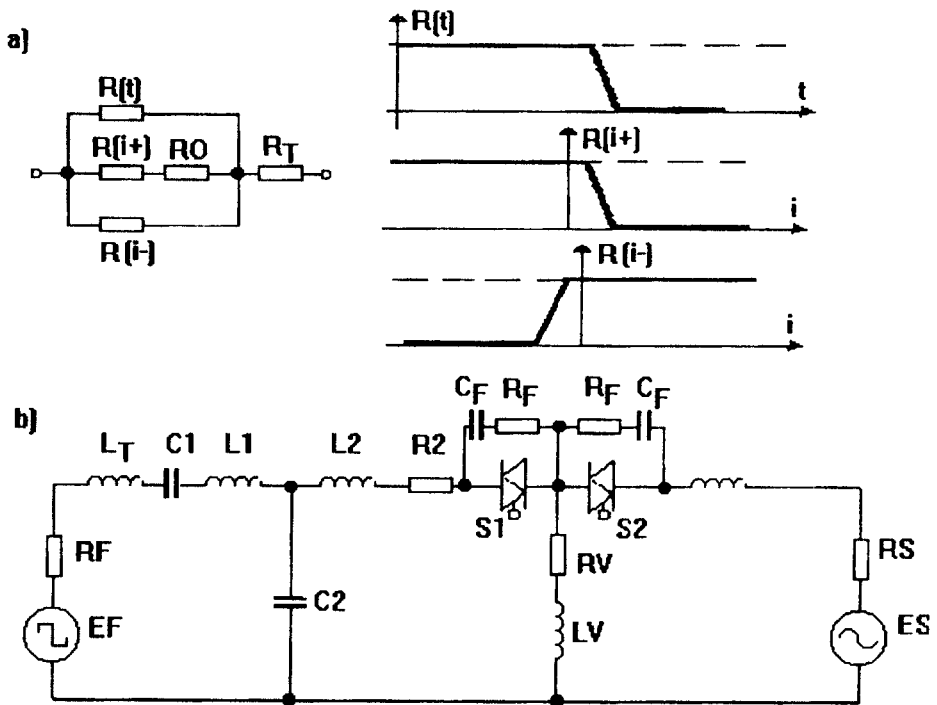


Rys.2. Przepięcia na tyrystorze po jego wyłączeniu: a) bez zabezpieczenia przepięciowego, b) z zabezpieczeniem ($R_F = 100 \Omega$, $C_F = 1 \mu\text{F}$), c) z zabezpieczeniem ($R_F = 100 \Omega$, $C_F = 0,1 \mu\text{F}$)

3. SYMULACJA UKŁADU REZERWY ZASILANIA Z SYMISTORAMI

Jako przykład do symulacji układu elektrycznego z symistorami wybrano tyristorowy układ rezerwy zasilania (rezerwa natychmiastowa synchroniczna), którego analizę w stanach przejściowych autor zajmuje się już od dłuższego czasu [1]. Na rysunku 3 przedstawiono schemat ideowy symulowanego układu oraz przyjęty model symistora.

Należy podkreślić, że przyjęcie takiego modelu symistora jak na rysunku 3a wynikało z możliwości języka NAP-2. Pierwszy model symistora opracowano dla rezystancji $R(i)$, jako funkcji symetrycznej względem zera prądu. Ponieważ całkowanie w trakcie symulacji odbywa się ze zmiennym krokiem, to przejście przez zero prądu było przeskakiwane i niezauważane w czasie całkowania.



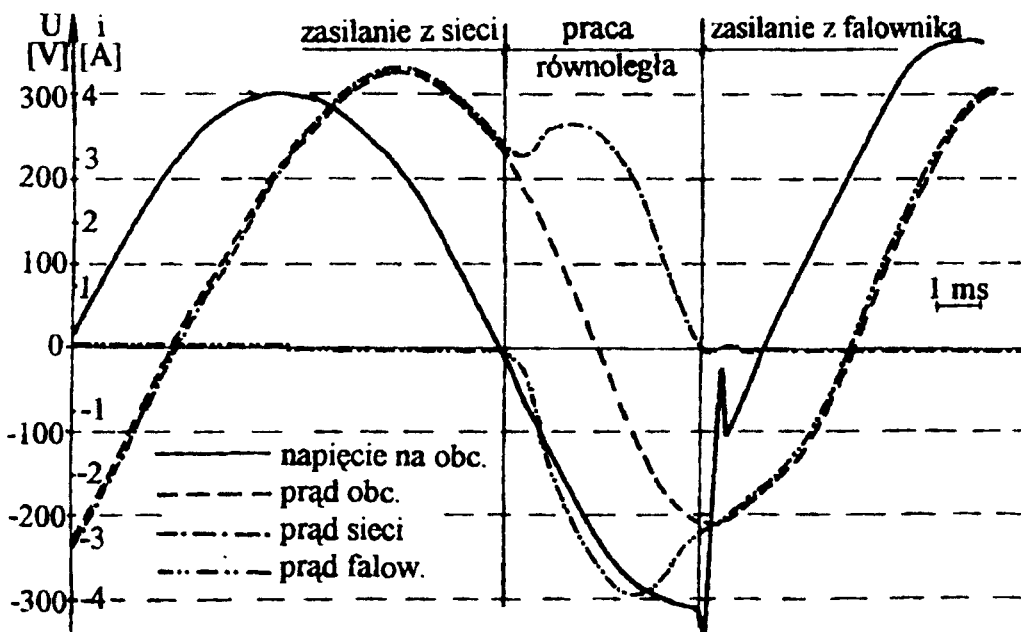
Rys. 3. Schemat ideowy symulowanego układu rezerwy zasilania: a) przyjęty model symistora i przebiegi rezystancji nieliniowej, b) schemat układu rezerwy zasilania

Ciekawe jest również to, że nawet przy wprowadzeniu w następnym modelu dwóch rezystancji niesymetrycznych $R(i_+)$ i $R(i_-)$ tylko częściowo spowodowało reakcję układu na zmiany rezystancji, w funkcji prądu. Dopiero wprowadzenie w trzecim modelu rezystancji szeregowej (tzw. rezystancji zerowej R_0) pozwoliło na poprawne działanie symistora w symulowanym modelu.

Wprowadzenie rezystora o wartości zerowej R_0 jest traktowane w programie NAP-2 jako konieczność kontroli prądu w tym obwodzie, gdzie on się znajduje. Używa się tu pojęcia pierwotnej odpowiedzi obwodowej [4], pod którym rozumie się napięcie węzłowe lub prąd elementu wprowadzonego za pomocą żyrytora (dotyczy to właśnie prądu cewki lub rezystora o wartości zerowej).

Wyniki zastosowania modelu symulacyjnego do symulacji przełączania w tyrystorowym układzie rezerwy zasilania przedstawiono na rysunku 4. Należy podkreślić, że falownik tyrystorowy (rys.3) zamodelowano poprzez źródło napięcia o kształcie trapezowym (EF), a elementy C1, C2, L1 i L2 modelują filtr Otta, który służy do uzyskania przebiegu sinusoidalnego dla zasilania odbiorcy.

Przedstawione na rysunku 4 przebiegi napięcia i prądu posłużyły do sprawdzenia zaproponowanej przez autora metody przełączania układu rezerwy zasilania, która przewiduje częściową pracę równoległą dwóch źródeł zasilania [1]. Pozwala to na ograniczenie czasu trwania stanu przejściowego oraz na ograniczenie przepięć i prądów, które występują przy dotychczasowej metodzie przełączania układu rezerwy zasilania.



Rys.4. Przebiegi napięcia i prądu w układzie przedstawionym na rysunku 3

4. WNIOSKI KOŃCOWE

1. Udowodniono przydatność języka NAP-2 oraz zaproponowanego przez autora modelu tyrystora do symulacji w układzie tyrystorowym z zabezpieczeniem przepięciowym i bez takiego zabezpieczenia.
2. Przy symulacji symistora należy zwrócić uwagę na specyfikę programowania w języku NAP-2, związaną z wprowadzeniem rezystancji niesymetrycznych i symetrycznych w funkcji prądu. Dostosowanie kroku całkowania do zmian rezystancji nieliniowej uzyskano poprzez wprowadzenie rezystancji zerowej.
3. Symulacja tyrystorowego układu rezerwy zasilania oraz przełączenia w tym układzie w języku NAP-2 jest porównywalna z innymi metodami analizy tego układu. Potwierdzono przy tym możliwość pracy równoległej układu tyrystorowego i sieci zasilającej dla ograniczenia stanu przejściowego w czasie przełączania na układ rezerwowy.

LITERATURA

- [1] Borowski R.: Umschaltung im System der Reservestromversorgung mit einem Thyristorwechselfrichter. 4. Symposjum Maritime Elektronik, Rostock 1983
- [2] Kondratowicz L.: Modelowanie symulacyjne systemów. WNT, Warszawa 1978
- [3] Leon O.Chua, Pen-Min Lin: Komputerowa analiza układów elektronicznych. WNT, Warszawa 1981
- [4] Opis programu NAP-2 na Odrę 1300
- [5] Opis programu NAP-2 dla systemu IBM PC
- [6] Praca zbiorowa: Układy energoelektroniczne. Obliczanie, modelowanie, projektowanie. WNT, Warszawa 1982

COMPUTER SIMULATION OF A THYRISTOR AND TRIAC IN THE SCR RESERVE POWER SYSTEM USING THE LANGUAGE NAP-2

Summary

The autor proposes models of a thyristor composed of the ideal diode and non-linear resistances, which are functions of the time and the current. The operation of a thyristor fed with sinusoidal voltage under RL loading has been simulated. Two cases have been considered: (i) with overvoltage protection, and (ii) without this protection.

The simulation of the triacs working in the SCR reserve power system has been made taking into account the above mentioned models simulated thyristor. To simulate the operating condition of a thyristor and a triac using the IBM PC the language NAP-2 has been implemented.

WSPOMAGANA KOMPUTEREM OPTYMALIZACJA ELEKTROMAGNETYCZNYCH ELEMENTÓW WYKONAWCZYCH O SYMETRII OSIOWEJ

Andrzej Demenko, Lech Nowak

Instytut Elektrotechniki ATR
85-791 Bydgoszcz, ul. Prof. S. Kaliskiego 7

Przedstawiono algorytm i program obliczeniowy umożliwiający projektowanie optymalnych elektromagnesów prądu stałego o symetrii osiowej. W algorytmie zastosowano polowo-obwodowy model zjawisk magnetycznych. Ograniczenia uwzględniono w procedurze optymalizacyjnej za pomocą metody funkcji kary wewnętrznej. Natomiast do optymalizacji bezwarunkowej zastosowano metodę gradientów sprzężonych. Przedstawiono przykładowe wyniki obliczeń optymalizacyjnych.

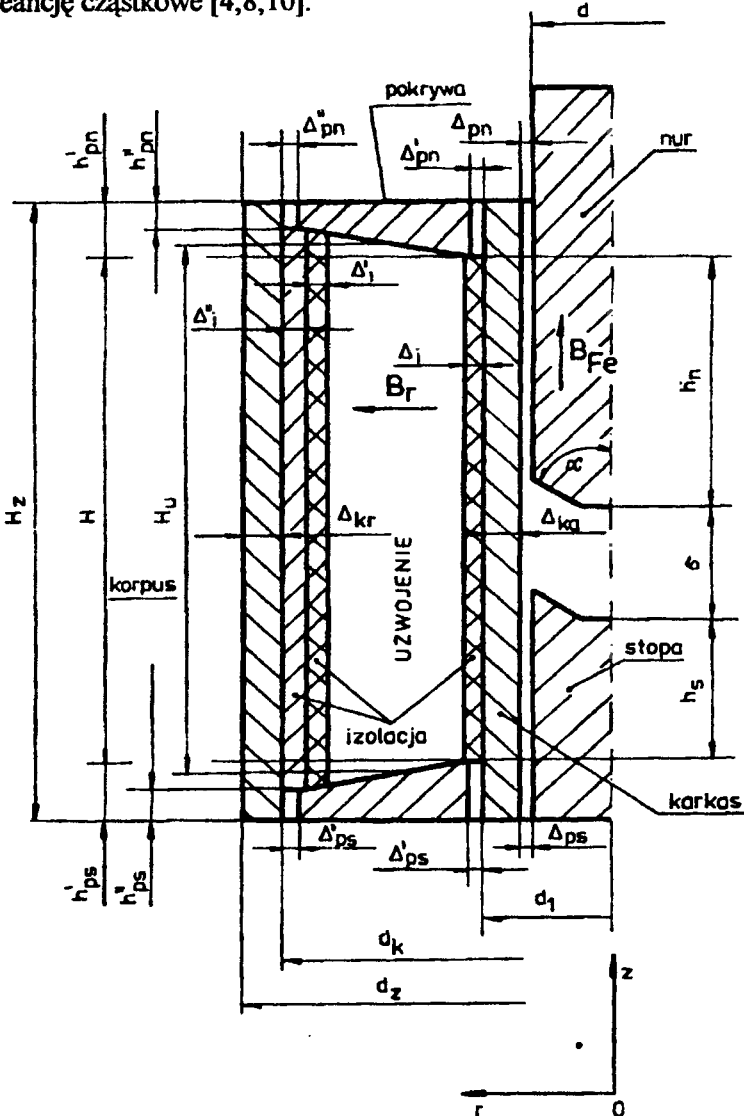
1. WPROWADZENIE

Elektromagnesy o symetrii osiowej stanowią obszerną, liczącą dziesiątki odmian, klasę siłowych mechanizmów elektromagnetycznych znajdujących zastosowanie w wielu dziedzinach techniki. Do ich produkcji stosuje się drogie i deficytowe materiały, jak np. przewody nawojowe w izolacji klasy F a nawet H, specjalne gatunki stali, materiały elektroizolacyjne zapewniające trwałość i niezawodność elektromagnesów w różnych warunkach środowiskowych. Wynika stąd często konieczność kompromisu pomiędzy przeciwstawnymi wymaganiami co do parametrów użytkowych, a wymaganiami dotyczącymi kosztów wytworzenia i eksploatacji. W niektórych zastosowaniach elektromagnesów - np. w przemyśle samochodowym, lotniczym, górniczym - występują dodatkowe ograniczenia dotyczące np. wymiarów gabarytowych lub pobieranego przez elektromagnes prądu. Często wymaga się także minimalizacji masy lub wybranych wymiarów przy jednoczesnym spełnieniu wszystkich niekiedy szczególnie wysokich wymagań funkcjonalnych oraz zapewnieniu dużych wskaźników niezawodności.

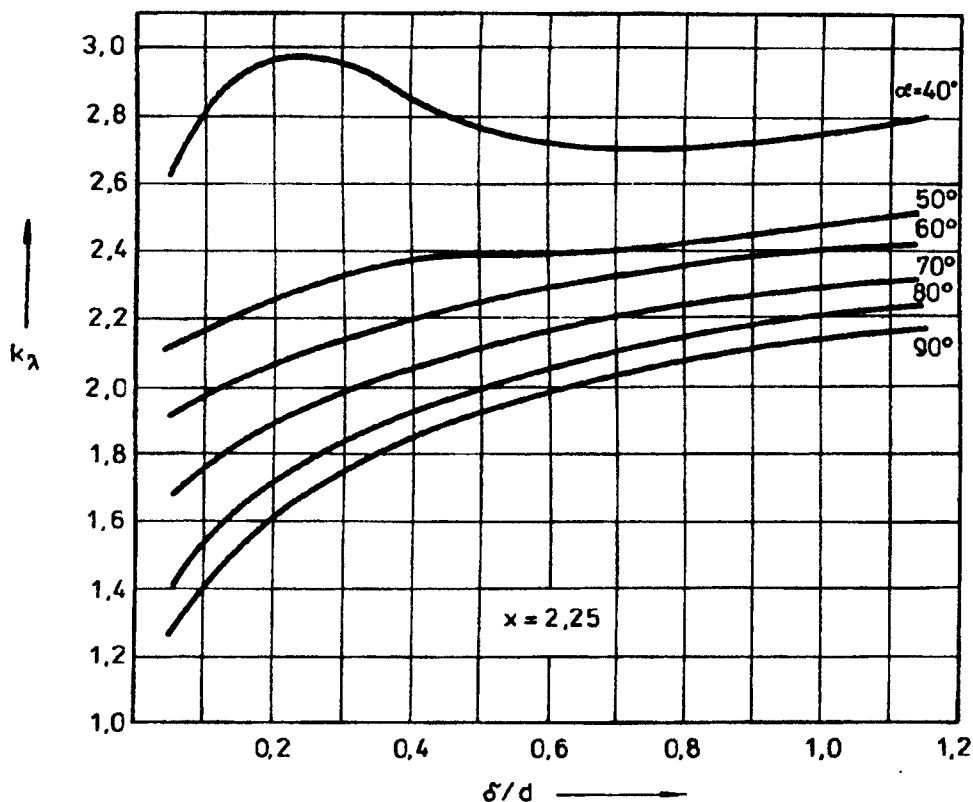
Rozwiązanie tego problemu może być uzyskane tylko dzięki zastosowaniu złożonych, zapewniających dużą dokładność, metod uwzględniających analizę zjawisk magnetycznych i cieplnych, a także dzięki zastosowaniu nowoczesnych metod optymalizacji z ograniczeniami, które powinny uwzględniać, że funkcja celu, jak też funkcje ograniczeń charakteryzują się nieliniowością i nie są dane w postaci jawnej lecz muszą być wyznaczone za pomocą rozbudowanych procedur numerycznych.

2. CHARAKTERYSTYKA ZASTOSOWANYCH METOD ANALIZY ZJAWISK MAGNETYCZNYCH I CIEPLNYCH

Uwzględnienie w algorytmie optymalizacji w pełni polowego modelu zjawisk magnetycznych i cieplnych wydatnie wydłuża czas obliczeń na sprzęcie klasy IBM PC - do kilku lub nawet kilkunastu godzin. Poszukiwanie bowiem, w zbiorze rozwiązań dopuszczalnych, wariantu optymalnego wymaga wielokrotnego zaprojektowania i wyznaczenia parametrów funkcjonalnych syntetyzowanego obiektu. Dlatego zastosowano podejście pośrednie polowo-obwodowe [2,5]. Najpierw, dla różnych proporcji wymiarów obwodu magnetycznego, oblicza się wybrane parametry całkowite. Parametry te w postaci tabelarycznej wprowadza się do programu obliczeniowego. W taki sposób wyznaczono np. permeancję całkowitą Λ szczeliny głównej - rysunek 1, a także permeancję cząstkowe [4,8,10].



Rys. 1. Schemat obwodu magnetycznego elektromagnesu osiowoosymetrycznego



Rys.2. Zależność względnej permeancji szczeliny głównej od wymiarów obszaru przyszczelinowego

Permeancję główną przedstawiono w postaci bezwymiarowej, jako funkcję proporcji wymiarów obszaru przyszczelinowego:

$$k_\lambda = k_\lambda \left(\frac{\delta}{d}, x = \frac{d_k}{d}, \alpha \right) = \frac{\Lambda \left(\frac{\delta}{d}, x = \frac{d_k}{d}, \alpha \right)}{\frac{\mu_0 \pi d^2}{4}};$$

oznaczenie wymiarów jak na rysunku 1. Przykładową zależność $k_\lambda = k_\lambda(\delta/d, \alpha)$, dla $x = d_k/d = 2,25$ przedstawiono na rysunku 2. Rozkłady osiowosymetrycznego pola magnetycznego wyznaczono metodą modelowania na siatkowym analizatorze pola [3,5,8].

Indukcję B_{Fe} w magnetowodzie, indukcję B_r pola rozproszenia oraz przyrost temperatury θ w uzwojeniu wyznacza się przy założeniu, że wielkości te są funkcją jednej współrzędnej: $B_{Fe} = B_{Fez}(z)$, $B_r = B_{rz}(z)$, $\theta = \theta(r)$; r, z - współrzędne cylindryczne (rys. 1). Takie założenie jest dopuszczalne z uwagi na dużą smukłość rozpatrywanych elektromagnesów, tzn. duży stosunek wymiarów osiowych obszaru zajmowanego przez uzwojenie do jego wymiarów promieniowych.

Obliczenia magnetyczne są wykonywane metodą rekurencyjno-iteracyjną z uwzględnieniem nieliniowości [7,8]. Obliczenia te polegają na wyznaczeniu prze-

plywu Θ uzwojenia zapewniającego - przy zadanych wymiarach obwodu - postulowaną siłę ponderomotoryczną F_z . Przy takim ujęciu można w zbiorze ograniczeń nie uwzględniać ograniczenia dotyczącego siły F_z .

W stosowanej metodzie obwód magnetyczny jest dzielony płaszczyznami $z = \text{const}$ na elementarne warstwy [7]. Wartości poszukiwanych wielkości w k -tej warstwie wyznaczane są rekurencyjnie na podstawie rozwiązania dla warstwy $k-1$. Proces obliczeniowy realizowany jest iteracyjnie; nie jest bowiem "a priori" znana liniowa gęstość prądu w uzwojeniu $m = \Theta/h_u$, h_u - wysokość uzwojenia. W pierwszej iteracji przyjmuje się $m_1 = V_{\mu\delta}/h_u$, gdzie: $V_{\mu\delta}$ - napięcie magnetyczne w szczelinie głównej, przy którym siła $F = F_z$.

Obliczenia cieplne są wykonywane metodą analityczną z uwzględnieniem nierównomierności rozkładu temperatury w obszarze uzwojenia [8,10].

3. PROCEDURA OPTYMALIZACJA

Funkcja celu

Przyjęto, że funkcją celu FC jest stosunek masy m materiałów czynnych elektromagnesu do masy m_0 uzyskanej w pierwszym przybliżeniu (tj. dla początkowych wartości zmiennych decyzyjnych) lub stosunek kosztu K tych materiałów do kosztu K_0

$$FC = \frac{m}{m_0} \leq 1 \quad (1)$$

lub

$$FC = \frac{K}{K_0} \leq 1 \quad (2)$$

Zmienne decyzyjne

Przyjęto cztery zmienne decyzyjne s_i ; $i = 1, \dots, n = 4$:

- średnicę nura: $s_1 = d$,
- wysokość zewnętrzną: $s_2 = H_z$,
- średnicę zewnętrzną: $s_3 = d_z$,
- kąt stożka nura: $s_4 = \alpha$ - rys. 1,

przy czym kąt α może być wielkością zadaną. Wymiar przestrzeni zmiennych decyzyjnych jest wówczas mniejszy, równy 3.

Zmienne decyzyjne powinny być w procedurze optymalizacji unormowane. W tym celu, najdogodniej jest wprowadzić bezwymiarowe wielkości x_i - wg zależności:

$$x_i = \frac{s_i - s_{id}}{s_{ig} - s_{id}}, \quad (3)$$

w której s_{id} oraz s_{ig} oznaczają odpowiednio dolną i górną granicę przedziału wartości każdej ze zmiennych s_i . Przy takim określeniu zmiennych decyzyjnych należą one do przedziału $\langle 0,1 \rangle$. Zbiór unormowanych zmiennych decyzyjnych x_1, x_2, \dots, x_n może być rozpatrywany jako wektor $[X]$ w n -wymiarowej przestrzeni liniowej o kształcie

n -wymiarowej kostki jednostkowej z jednym narożem w początku układu współrzędnych. W analogiczny sposób zbiory zmiennych s_i , s_{id} , s_{ig} można rozpatrywać jako n -wymiarowe wektory $[S]$, $[S_d]$, $[S_g]$, powiązane z wektorem $[X]$ zależnością

$$[S] = [S_d] + [DS][X] \quad (4)$$

w której $[DS]$ - diagonalna macierz utworzona z elementów wektora $[S_g] - [S_d]$.

Ograniczenia funkcjonalne

Relacje o postaci

$$P_j([X]) \geq P_{jz} \quad \text{lub} \quad P_j([X]) \leq P_{jz}, \quad j = 1, 2, \dots, m_f \quad (5)$$

między wyznaczonymi parametrami funkcjonalnymi P_j a ich postulowanymi wartościami P_{jz} , tj. wymaganiami funkcjonalnymi, określają w procesie optymalizacji ograniczenia funkcjonalne, które można zapisać w jednolitej postaci:

$$q_j \{ P_{jz} - P_j([X]) \} \leq 0, \quad j = 1, 2, \dots, m_f, \quad (6)$$

przy czym:

$$q_j = \begin{cases} 1 & \text{gdy wymaga się by } P_j([X]) \geq P_{jz}, \\ -1 & \text{gdy wymaga się by } P_j([X]) \leq P_{jz}, \end{cases}$$

m_f - liczba ograniczeń funkcjonalnych.

W celu unormowania przestrzeni funkcji $P_j([X])$, należy odnieść je np. do postulowanych wartości P_{jz} . Otrzymuje się wówczas bezwymiarowe ograniczenia funkcjonalne o postaci:

$$G_{fj}([X]) = q_j \left\{ 1 - \frac{P_j([X])}{P_{jz}} \right\} \leq 0, \quad j = 1, 2, \dots, m_f \quad (7)$$

Przyjęto trzy ograniczenia funkcjonalne dotyczące:

- przyrostu temperatury uzwojenia: $\mathcal{G}_u \leq \mathcal{G}_{udop}$
- pobieranego prądu: $I \leq I_{dop}$
- średnicy zewnętrznej: $D_z \leq D_{zdop}$

To znaczy:

$$G_{f1}[X] = \mathcal{G}_u([X]) / \mathcal{G}_{udop} - 1 \leq 0,$$

$$G_{f2}[X] = I([X]) / I_{dop} - 1 \leq 0, \quad (8)$$

$$G_{f3}[X] = D_z([X]) / D_{zdop} - 1 \leq 0.$$

Pierwsze ograniczenie występuje zawsze, natomiast o uwzględnieniu ograniczenia G_{f2} lub G_{f3} decyduje projektant - w trybie konwersacyjnym.

Ograniczenia strukturalne

W celu uniknięcia błędów w trakcie wykonywania programu wprowadzono dodatkowe ograniczenia nie wynikające z wymagań funkcjonalnych, a dotyczące bezpośrednio struktury projektowanego elektromagnesu. Wymaga się mianowicie, aby wymiary uzwojenia pozostawały podczas realizacji procedury optymalizacyjnej dodatnie, przy uwzględnieniu miejsca zajmowanego przez karkas i izolację. Uwzględniając ponadto, że kąt stożka nura $\alpha \in \langle 30^\circ, 90^\circ \rangle$, ograniczenia strukturalne można zapisać następująco:

$$\begin{aligned} G_{s1} &= 1 - \alpha / 30 \leq 0, \\ G_{s2} &= 1 - \alpha / 90 \leq 0, \end{aligned}$$

$$\Delta_k + \Delta_i + \Delta'_i + \Delta''_i - 0,5 \left\{ \sqrt{d_z^2 - (d + 2\Delta_k)^2} - d \right\} \leq 0 \quad (9)$$

$$2(h_p + \Delta_k + \Delta_i) - H_z \leq 0 ;$$

oznaczenia jak na rysunku 1.

Ograniczenia funkcjonalne i strukturalne tworzą zbiór ograniczeń, który w zadaniu optymalizacji określa przestrzeń D rozwiązań dopuszczalnych:

$$D = \{ [X] : G_j([X]) \leq 0, \quad j = 1, 2, \dots, 7 \} \quad (10)$$

przy czym:

$$G_j = G_{fj} \quad \text{dla } j = 1, 2, 3$$

oraz

$$G_j = G_{sj+3} \quad \text{dla } j = 4, 5, 6, 7.$$

Zadanie optymalizacji elektromagnesu polega na zminimalizowaniu funkcji celu FC w przestrzeni D, tj. na wyznaczeniu takiego punktu wektora, że:

$$\forall [X] \in D : FC([X]) \geq FC([\hat{X}]) \quad (11)$$

Metoda uwzględniania ograniczeń

Jak wynika z rozwiązań przedstawionych w pracy [9], do optymalizacji przetworników elektromechanicznych, w szczególności gdy wykorzystywany jest połowy model zjawisk, najbardziej przydatne są metody bazujące na wewnętrznej funkcji kary, tzw. metody funkcji barierowych [1,6]. Przy tym, z uwagi na wymaganą postać warunków ograniczających $G_j([X]) \leq 0$, najbardziej przydatna jest metoda Carrola [1].

W metodach funkcji kary, zadanie poszukiwania minimum funkcji z ograniczeniami zastępuje się ciągiem zadań poszukiwania minimum bez ograniczeń. W tym celu tworzy się ciąg zmodyfikowanych funkcji celu:

$$ZFC_k([X]) = FC([X]) + r_k K([X]), \quad k = 1, 2, \dots, \quad (12)$$

przy czym składnik $r_k K([X])$ reprezentuje karę za przekroczenie granicy dopuszczalnego obszaru (kara zewnętrzna) lub zbliżenie się do tej granicy (kara we-

wewnętrzna). W pierwszym przypadku ciąg liczbowy r_k dąży przy wzrastającym k do nieskończoności, w drugim natomiast - do zera. W metodzie Carrola, przy nierównościowych warunkach ograniczających $G_j([X]) \leq 0$, zmodyfikowana funkcja celu ma postać:

$$ZFC_k([X]) = FC([X]) + r_k \sum_{j=1}^m \frac{-1}{G_j([X])}, \quad k = 1, 2, \dots, \quad (13)$$

Przyjęto ciąg $r_k = 1/r^k$, r - liczba rzeczywista, $r > 1$. W wyniku kolejnych bezwarunkowych minimalizacji funkcji ZFC_k , wyznacza się ciąg punktów optymalnych $[\hat{X}_k] \in D$ takich, że:

$$[X] \in D: ZFC_k([X]) \geq ZFC_k([\hat{X}_k]). \quad (14)$$

W opracowanym programie zastosowano podwójne kryterium zakończenia optymalizacji. Przyjęto, że punkt $[\hat{X}_k]$ jest poszukiwanym minimum globalnym w obszarze D , jeżeli jednocześnie zachodzą warunki:

$$\|[\hat{X}_k] - [\hat{X}_{k-1}]\| \leq \varepsilon_{FK} \quad (15)$$

oraz

$$\frac{ZFC_k([\hat{X}_k])}{ZFC_{k-1}([\hat{X}_{k-1}])} \geq 1 - \varepsilon_{FK} \quad (16)$$

Wartość założonego błędu ε_{FK} nie wpływa na działanie algorytmu, ma natomiast wpływ na odległość uzyskanego punktu optymalnego $[\hat{X}_k]$ od punktu $[\hat{X}]$.

W metodzie funkcji kary wewnętrznej ważnym zagadnieniem jest wyznaczenie punktu startowego $[X_0]$, należącego do obszaru dopuszczalnego D . Proponowane do tego celu są specjalne algorytmy. W projektowaniu optymalnym przetworników elektromechanicznych zadanie to upraszcza się. Ograniczenia strukturalne $G_j([X_0]) \leq 0$ są w punkcie $[X_0]$ spełnione, jeżeli przy granicach s_{id} , $s_{iq} > 0$ wprowadzi się współrzędne $s_{i0} > 0$. Natomiast w celu spełnienia ograniczeń funkcjonalnych projektowany przetwornik należy "przewymiarować", tzn. wstępnie zadać duże wymiary przy małych wartościach parametrów charakteryzujących stopień wykorzystania materiałów czynnych. W algorytmie, po zadaniu współrzędnych punktu $[X_0]$, są określone na podstawie uproszczonych zależności granice przedziałów zmienności zmiennych s_i , to znaczy współrzędne wektorów $[X_d]$ i $[X_g]$; w przypadku niespełnienia jednego z ograniczeń funkcjonalnych współrzędne te są korygowane.

Metoda ekstremalizacji bez ograniczeń

Po zastąpieniu funkcji celu wg zależności (1) lub (2) funkcją zmodyfikowaną $ZFC_k([X])$ - zależność (13), zadanie (11) programowania nieliniowego sprowadza się

w każdej iteracji głównej do znacznie prostszego problemu poszukiwania minimum bezwarunkowego (tj. minimum bez ograniczeń) funkcji $ZFC_k([X])$ [6].

W większości metod położenie punktu w $n+1$ -ej iteracji określa się z zależności:

$$[X^{n+1}] = [X^n] + \hat{\tau}^{(n)}[D^n] \quad n = 1, 2, \dots, N_k \quad (17)$$

przy czym: $[D^n]$ - kierunek poszukiwań w n -tej iteracji, $\hat{\tau}^{(n)}$ - długość kroku w kierunku $[D^n]$, N_k - całkowita liczba kierunków poszukiwań w k -tej iteracji głównej, tj. liczba wykonanych iteracji przy bezwarunkowej minimalizacji funkcji $ZFC_k([X])$.

Długość kroku $\hat{\tau}^{(n)}$ w kierunku $[D^n]$ jest wyznaczana w wyniku minimalizacji kierunkowej, tj. w wyniku minimalizacji funkcji jednej zmiennej:

$$\hat{\tau}^{(n)} = \min q(\tau); q(\tau) = ZFC_k([X^n]) + \tau[D^n] \quad (18)$$

Poszczególne metody minimalizacji bez ograniczeń różnią się sposobem określania kierunku $[D^n]$. W przypadku funkcji kryterialnej opisanej zależnością (13) najbardziej efektywna okazała się metoda gradientów sprzężonych [1,6,9], w której kierunek $[D^n]$ jest liniową kombinacją gradientu funkcji kryterialnej f oraz kierunku $[D^{n-1}]$ w poprzedniej iteracji:

$$[D^n] = -\text{grad } f([X^n]) + \beta^{(n)}[D^{n-1}] \quad (19)$$

Poszczególne metody tej grupy różnią się sposobem obliczania współczynnika $\beta^{(n)}$ decydującego o wadze kierunku $[D^{n-1}]$ w wyrażeniu opisującym kierunek $[D^n]$. W zastosowanej metodzie Fletchera-Reevesa współczynnik:

$$\beta^{(n)} = \frac{\text{grad } f([X^n])}{\text{grad } f([X^{n-1}])} \quad (20)$$

Przyjęto, że punkt $[X^n]$ jest poszukiwanym minimum funkcji $ZFC_k([X])$, tzn., że $[X^n] = [\hat{X}_k]$, jeżeli:

$$\|[X^n] - [X^{n-1}]\| \leq \varepsilon_{GS}^{(k)} \quad (21)$$

W algorytmie przyjęto zmienną dokładność wyznaczania minimów $[\hat{X}_k]$ funkcji ZFC_k , a mianowicie:

$$\varepsilon_{GS}(k) = \frac{\varepsilon_{GS1}}{4k-3}$$

dopuszczając większy błąd w początkowych etapach zadania optymalizacji, tj. przy małym wskaźniku k .

Minimalizacja kierunkowa

Po określeniu z zależności (19) kierunku poszukiwań $[D^n]$ kolejny punkt $[X^{n+1}]$ wyznacza się minimalizując funkcję $ZFC_k([X])$ wzdłuż kierunku $[D^n]$, tzn. poszukując minimum funkcji jednej zmiennej: $q(\tau)$ - wg zależności (18).

W procesie optymalizacji przetworników nie można zastosować klasycznych metod minimalizacji kierunkowej, w których wymagana jest analityczna postać funkcji $q(\tau)$, jak np. w metodzie stycznych, w metodzie siecznych czy też w metodzie "reguła fałsi" [6]. Ze względu na specyficzny kształt minimalizowanej funkcji celu z karą wewnętrzną (głęboka i wąska dolina o bardzo stromym zboczu) nieefektywne są także metody aproksymacyjne. Aproksymacja kwadratowa lub nawet sześcienna obciążona jest wówczas dużym błędem. Ponadto wyznaczane w kolejnych krokach minima funkcji aproksymującej często leżą poza obszarem dopuszczalnym i muszą być w związku z tym odrzucane. Wymaga to znacznej modyfikacji procedury już na etapie programowania. Na podobne trudności napotyka się przy zastosowaniu metody złotego podziału odcinka.

Najbardziej efektywna w działaniu okazała się metoda polegająca na wykonaniu kroków próbnych. Kroki te, o określonej wstępnie długości $\Delta\tau = \Delta\tau_0$, wykonywane są tak długo, dopóki funkcja celu maleje. Jeżeli dochodzi się do punktu, w którym funkcja wzrośnie, to następuje powrót do punktu poprzedniego, zmniejszenie kroku ξ - razy: $\Delta\tau := \Delta\tau/\xi$ oraz przeszukanie jednego z dwóch przylegających przedziałów. Najbardziej prawdopodobna liczba zmniejszonych ξ razy kroków próbnych jest mniejsza od 0,5 ξ . Przyjęto $\xi = 10$ i wówczas - po zmniejszeniu długości kroków - najmniejszą wartość funkcji q osiągnano najczęściej po $j = 3$ krokach.

Jeżeli proces 10-krotnego dzielenia przedziału powtórzyć M razy, to długość kroku zmniejsza się do wartości $\Delta\tau \cdot 10^{-M}$. Średnia liczba prób wykonanych w tym czasie $J \cong J_0 + 3,2 M$; J_0 - liczba kroków próbnych o długości $\Delta\tau_0$ [9]. W n -tej minimalizacji bezwarunkowej $\Delta\tau_0^{(n)} = \Delta\tau_0^{(n-1)}$, $\Delta\tau_0^{(1)} = 10^{-2}$. Przyjęto, że w punkcie $\hat{\tau}^{(n)}$ funkcja osiąga minimum, gdy przyrost $\Delta\tau < \varepsilon_{KIER} = 10^{-9} + 10^{-6}$.

Dokładność wyznaczenia optymalnej wartości $\hat{\tau}^{(n)}$, a więc dokładność wyznaczenia punktu:

$$[X^{n+1}] = [X^n] + \hat{\tau}^{(n)}[D^n]$$

jest zagadnieniem istotnym. Przy niedokładnym bowiem określeniu dwóch kolejnych punktów $[X^n]$ oraz $[X^{n+1}]$, kierunki $[D^n]$ i $[D^{n+1}]$ nie będą dokładnie ortogonalne, co może wyraźnie osłabić efektywność algorytmu.

Jeżeli w kolejnej j -tej próbie punkt

$$[X_j] = [X^n] + \tau_j[D^n]$$

znajduje się poza obszarem D , to następuje przerwanie obliczeń oraz podstawienie

$$ZFC_k([X_j]) = ZFC_k([X^n])$$

Taka próba zostanie oczywiście uznana za nieudaną, co spowoduje automatycznie zmniejszenie długości kroku.

4. STRUKTURA LOGICZNA PROGRAMU

Oprogramowanie o nazwie "OPTY" opracowano w języku Turbo Pascal 4.0 i dostosowano do możliwości komputerów klasy IBM PC XT/AT z kartami graficz-

nyimi Herkules, CGA lub EGA. Rodzaj karty jest rozpoznawany samoczynnie przez program.

Ze względu na ograniczoną do 64 kB pamięć dostępną w systemie Turbo Pascal 4.0 dla postaci źródłowej, z programu wydzielono:

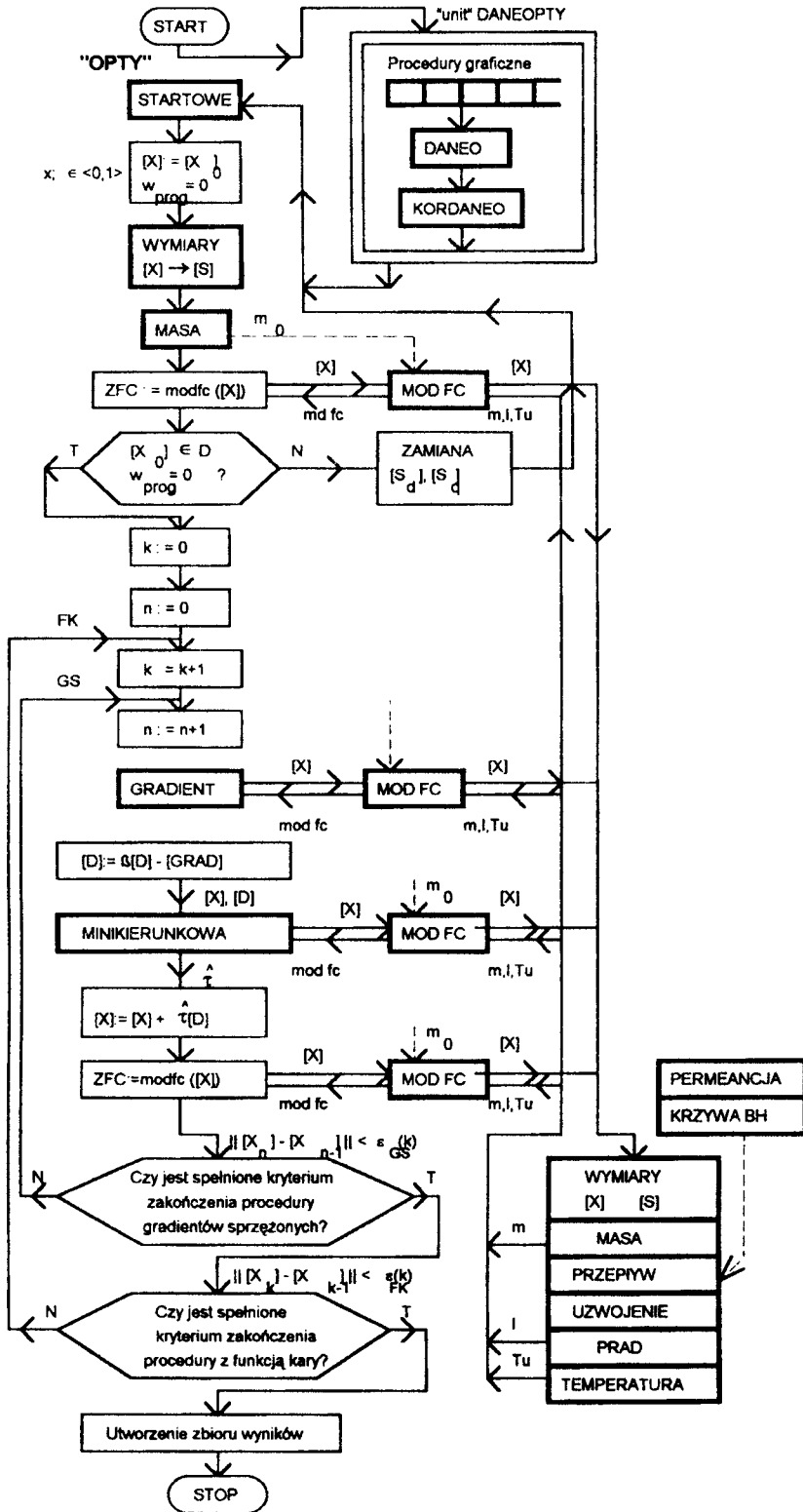
- pomocnicze procedury graficzne ułatwiające sporządzenie rysunków, ramek wykresów podczas wprowadzania danych i wyprowadzania wyników;
- procedurę DANE0 wprowadzania danych;
- procedurę KORDANE0 korygowania danych.

Wydzielone procedury są zawarte w oddzielonej jednostce programowej typu "unit" o nazwie DANE0PTY - z rozszerzeniem PAS dla postaci źródłowej oraz z rozszerzeniem TPU dla postaci skomplikowanej.

Schemat logiczny programu "OPTY" jest przedstawiony na rysunku 3. Program ma hierarchiczną strukturę segmentową; składa się z segmentów typu "procedure" lub function, których zawartość i nazwy odpowiadają funkcjonalnym blokom algorytmu. Program "OPTY" obejmuje:

- procedury DANE0 i KORDANE0 wczytywania i korekty danych; procedury te wraz z procedurami graficznymi i innymi procedurami pomocniczymi ułatwiającymi wczytywanie danych oraz wizualizację wyników (np. wydruk wektorów) tworzą "unit" DANE0PTY;
- procedurę START0WE wyznaczania granic s_{id} , s_{ig} przedziałów spodziewanych wartości zmiennych decyzyjnych s_i . W punkcie startowym: $s_i = 0,5(s_{id} + s_{ig})$, $x_i = (s_i - s_{si}) / (s_{ig} - s_{si}) = 0,5$;
- procedurę WYMIARY, w której następuje transformacja unormowanych zmiennych decyzyjnych $x_i \in (0, 1)$ na wielkości fizyczne (wymiary) $s_i \in (s_{id}, s_{ig})$ oraz obliczenie wymiarów wynikowych,
- procedurę MASA obliczanie masy i kosztu materiałów czynnych,
- procedurę PRAĐ obliczanie pobieranego przez elektromagnes prądu,
- procedurę TEMPERATURA obliczeń cieplnych,
- procedurę PRZEPLYW obliczeń magnetycznych,
- procedurę UZWOJENIE, za pomocą której jest projektowane uzwojenie elektromagnesu,
- procedurę MODEC typu "function", w której jest syntetyzowana zmodyfikowana funkcja celu ZFC - wg zależności [13],
- procedurę GRADIENT numerycznej estymacji gradientu funkcji ZFC,
- procedurę MINIKIERUNKOWA wyznaczania minimum funkcji ZFC, w kierunku gradientu sprzężonego,
- pomocnicze procedury: PERMEANCJA odczytywania permeancji obwodu głównego i KRZYWABH - odczytywania wartości natężenia pola z charakterystyki magnesowania zastosowanego ferromagnetyka.

Wymienione procedury są na schemacie blokowym - rysunku 3 - przedstawione za pomocą pogrubionych ramek.



Rys. 3. Struktura logiczna programu "OPTY"

5. WPROWADZENIE DANYCH

Dane do inicjacji programu "OPTY" są wprowadzone sekwencyjnie, przy czym wpisanie każdej danej jest poprzedzone pojawieniem się odpowiedniego polecenia w ramce w dolnej części ekranu monitora.

W trakcie wprowadzania wymiarów na ekranie pojawi się rysunek zwymiarowanego elektromagnesu z pulsującą strzałką wymiarową odpowiadającą aktualnie wczytywanemu wymiarowi. Po wpisaniu wymiaru pulsowanie strzałki wymiarowej ustaje, zaś symbol literowy obok strzałki zostaje zastąpiony przez wprowadzoną wartość liczbową.

Natomiast przy wprowadzaniu wymuszeń zewnętrznych oraz wymagań funkcjonalnych na ekranie - oprócz poleceń w jego dolnej części - pojawiają się rubryki z napisami odpowiadającymi wprowadzanim wielkościom. Po wprowadzeniu parametru wartość liczbowa jest umieszczona obok właściwego napisu.

Oprócz wprowadzania wartości liczbowych użytkownik musi także podejmować decyzje związane np. z wyborem rodzaju pracy elektromagnesu: ciągła, przerywana, dorywcza. Wybór następuje poprzez podanie pierwszej litery z podanego zestawu, a więc np. "c", "p" albo "d".

Dane materiałowe i dane numeryczne algorytmów są zawarte na dysku wraz z programem. Użytkownik programu ma jednak możliwość zmiany tych parametrów - po udzieleniu twierdzącej odpowiedzi na odpowiadające na ekranie monitora pytanie.

Podczas wprowadzania w programie "OPTY" wymagań funkcjonalnych, użytkownik musi także udzielić odpowiedzi "tak" lub "nie" na pojawiające się na ekranie pytania dotyczące zbioru ograniczeń. W ten sposób decyduje o tym, czy w zbiorze tym należy uwzględnić ograniczenia dotyczące pobieranego prądu zewnętrznej średnicy elektromagnesu i kąta stożka nura. Po udzieleniu odpowiedzi pozytywnej następuje wprowadzenie dopuszczalnej lub zadanej wartości.

Po zakończeniu wczytywania wszystkich wymienionych danych, a więc wymiarów, wymuszeń zewnętrznych i wymagań funkcjonalnych, ich wartości są ponownie prezentowane na ekranie monitora. Projektant ma wówczas możliwość skorygowania, np. błędnie wprowadzonej wartości wybranego parametru.

Wszystkie wprowadzone i ewentualnie skorygowane parametry liczbowe i tekstowe są zapamiętywane w pliku z danymi na dysku. Przy kolejnej inicjacji programu użytkownik nie musi więc wprowadzać wartości wszystkich danych; zamiast wprowadzania wartości liczbowej może wcisnąć tylko klawisz "enter". Dane są wczytywane wówczas z pliku. Po zakończeniu obliczeń w plikach z danymi zachowane są aktualne, np. skorygowane ich wartości.

6. PRZYKŁAD OBLICZENIOWY

Wykonano obliczenia optymalizacyjne elektromagnesu o następujących postulowanych parametrach (wymaganiach funkcjonalnych i wymuszeniach zewnętrznych):

- siła udźwigu $F_z = 40$ N,
- skok roboczy $\delta = 3$ mm,
- napięcie zasilające, stałe $U = 12$ V,
- temperatura otoczenia $T_0 = 293$ K,

- dopuszczalna temperatura uzwojenia $T_{dop} = 428 \text{ K}$,
- rodzaj pracy - ciągła.

W zadaniu nie narzucono żadnych dodatkowych ograniczeń dotyczących pobieranego prądu, średnicy zewnętrznej i kąta stożka nura. Przyjęto następujące wymiary pomocnicze (odstępny izolacyjne, szczeliny pasożytnicze - rys. 1):

$$\Delta_{pn} = 0,03, \quad \Delta_{ps} = \Delta'_{ps} = \Delta'_{pn} = 0, \quad \Delta''_{pn} = \Delta''_{ps} = 0,02 \text{ mm}$$

$$\Delta_{ka} = 1 \text{ mm}, \quad \Delta_i = 0,3 \text{ mm}, \quad \Delta'_i = 0,3 \text{ mm}, \quad \Delta''_i = 0,6 \text{ mm},$$

oraz następujące ważniejsze parametry numeryczne algorytmu:

$$r = 1,8, \quad \varepsilon_{Gsl} = 10^{-3}, \quad \varepsilon_{FK} = 4 \cdot 10^{-4}, \quad \varepsilon_{KIER} = 10^{-6}, \quad \xi = 10.$$

Wykonano $k = 21$ głównych kroków iteracyjnych (zmian kary), podczas których wyznaczono łączenie $N = 241$ kierunków sprzężonych (tj. kierunków poszukiwań). Wyniki obliczeń wariantu optymalnego ($k = 21, n = 2$) przedstawiono poniżej, przy czym dla porównania podano także parametry wariantu początkowego ($k = 1, n = 0$) oraz wybranego wariantu pośredniego ($k = 3, n = 15$).

Lp.	Parametr	Wariant			
		jednostka	startowy k = 1, n = 0	pośredni k = 3, n = 15	optymalny k = 21, n = 12
1.	Średnica zewnętrzna d_z	mm	60,73	48,35	43,21
2.	Średnica nura d	mm	28,28	20,57	18,89
3.	Grubość korpusu Δ_{kr}	mm	4,06	2,81	2,71
4.	Grubość uzwojenia g_u	mm	9,93	8,84	7,21
5.	Wysokość zewnętrzna H_z	mm	56,57	89,00	79,47
6.	Wysokość nura h_n	mm	19,20	37,34	32,99
7.	Grubość pokrywy $h'_{pn} = h'_{ps}$	mm	7,59	5,66	5,24
8.	Grubość pokrywy $h''_{pn} = h''_{ps}$	mm	4,59	5,66	5,24
9.	Kąt stożka nura α	deg	60	55,77	58,64
10.	Liczba zwojów uzwojenia	-	680	1030	788
11.	Średnica drutu nawojowego	mm	0,696	0,724	0,705
12.	Pobierany prąd	A	1,88	1,72	2,34
13.	Temperatura uzwojenia	K	402,2	383,4	427,8
14.	Masa materiałów czynnych	kg	1,003	0,9756	0,699

Wymiary elektromagnesu odpowiadające wariantowi startowemu zostały dobrane na podstawie zaleceń podanych w literaturze poświęconej klasycznym metodom projektowania elektromagnesów. Przegląd tych metod oraz ich ocena zostały przedstawione w pracy [8]. W klasycznych metodach obliczeń projektowych wymiary elektromagnesu wyznaczone są na podstawie uproszczonego (obwodu) modelu zjawisk. Tłumaczy to tak wyraźną różnicę między parametrami wariantu optymalnego.

LITERATURA

- [1] Davies D., Swann W.H.: Review of constrained optimization, Optimization - Symposium of Institute of Mathematics and Its Applications. University of Keele. England, 1968, pp. 187-202
- [2] Dąbrowski M., Nowak L.: Projektowanie optymalne elektromagnesów prądu stałego. Przegląd Elektrotechniczny, nr 6, 1983, ss. 240-244
- [3] Demenko A., Nowak L.: Modelowanie pola magnetostaticznego o symetrii osiowej. Rozprawy Elektrotechniczne, nr 1, 1979, ss. 67-81
- [4] Demenko A., Nowak L., Szlag W.: Permeancja szczeliny roboczej elektromagnesów o symetrii osiowej. Przegląd Elektrotechniczny, nr 7, 1983, ss. 300-302
- [5] Demenko A., Nowak L.: Hybrydowe metody modelowania pól w projektowaniu przetworników elektromechanicznych. XXI Sympozjum Maszyn Elektrycznych, Poznań, 1986, ss. 31-48
- [6] Findeisen W., Szymanowski J., Wierzbicki A.: Teoria i metody obliczeniowe optymalizacji. PWN, Warszawa 1977
- [7] Nowak L.: Iteracyjna metoda obliczania obwodów o symetrii osiowej. VII Sympozjum "Zjawiska elektromagnetyczne w obwodach nieliniowych", Poznań, 1981, ss. 93-100
- [8] Nowak L.: Zagadnienia optymalizacji elektromagnesów o symetrii osiowej. Rozprawa doktorska, Politechnika Poznańska, 1980
- [9] Nowak L.: Optymalizacja acyklicznych przetworników elektromechanicznych z uwzględnieniem stanów dynamicznych. Wydawnictwa Politechniki Poznańskiej, Seria Rozprawy, Poznań 1988
- [10] Studium badawcze oraz opracowania nowych specjalnych elektromagnesów prądu stałego. Opracowanie Instytutu Elektrotechniki Politechniki Poznańskiej, 1980

COMPUTER AIDED OPTIMIZATION OF ELECTROMAGNETIC ACTUATORS WITH AXIAL SYMMETRY

Summary

Algorithm and computing program of optimal d.c. axis - symmetrical electromagnets design is presented. In the algorithm, the field circuit mathematical model of magnetic phenomena is applied. The constraints in optimization procedure are included by internal penalty function method. However, for the unconstrained optimization the conjugate gradient method is applied. Results of an exemplary computation of optimal electromagnet are shown.

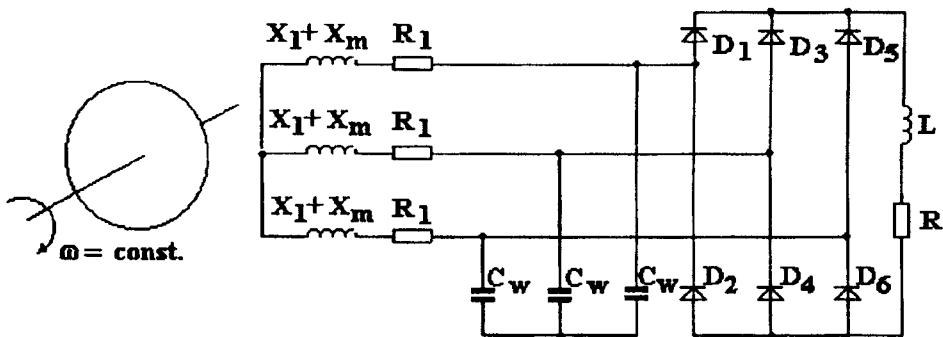
OKREŚLANIE MOMENTÓW KOMUTACJI ZAWORÓW PROSTOWNIKA WYJŚCIOWEGO PRĄDNICY ASYNCHRONICZNEJ

Zdzisław Gientkowski

Instytut Elektrotechniki ATR
85-791 Bydgoszcz, ul. Prof. S.Kaliskiego 7

Przedstawiono wybrane metody określania momentów komutacji zaworów w sześciopulsowym niesterowanym prostowniku wyjściowym, współpracującym z prądnicą asynchroniczną o wzbudzeniu kondensatorowym. Przeanalizowano wpływ wyboru metody określania momentów komutacji zaworu na efektywność obliczeń symulacyjnych.

Spośród wielu wariantów autonomicznych prądnic asynchronicznych o wzbudzeniu kondensatorowym, ciekawą pod względem własności eksploatacyjnych jest prądnica z wyjściem stałoprądowym (rys.1). Prądnica taka jest stosowana z reguły tam, gdzie wytwarzana energia elektryczna jest wykorzystywana do celów grzewczych. Obciążenie rezystancyjne jest w danym przypadku dołączone do zacisków wyjściowych prądnicy poprzez niesterowany prostownik półprzewodnikowy, który, jak wykazały badania, stanowi dodatkowe źródło mocy bierniej pojemnościowej. Poprawia to stabilność pracy prądnicy przy obciążeniach bliskich znamionowemu oraz przy przeciążeniach.



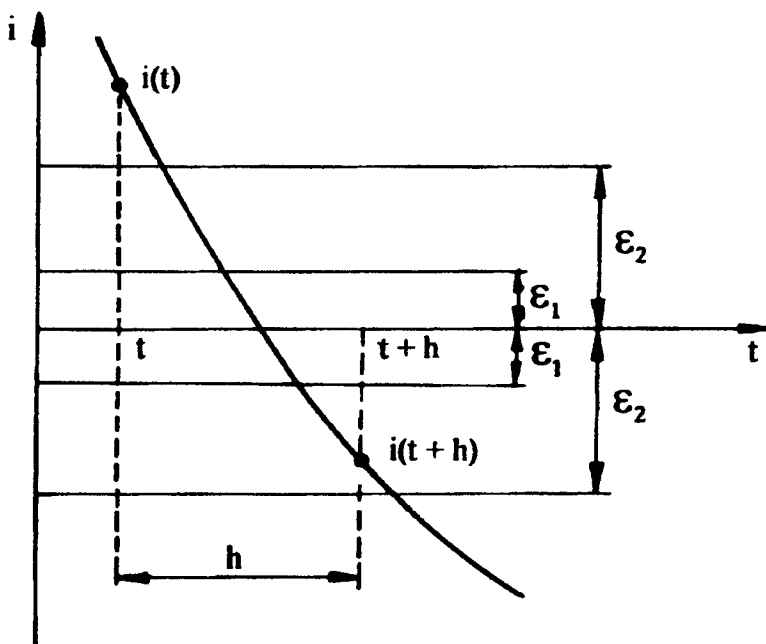
Rys.1. Schemat ideowy autonomicznej prądnicy asynchronicznej z wyjściem stałoprądowym

W procesie obliczeń symulacyjnych, mających na celu wyjaśnienie specyfiki pracy prostownika niesterowanego z dołączonymi do jego wejścia kondensatorami (kondensatory wzbudzające prądnicę), istotnym zagadnieniem okazało się określenie modelu symulacyjnego (załączanie odpowiedniej rezystancji zastępczej w zależności od stanu zaworu). Bowiern od przyjętej metody określania momentu komutacji zaworów w znacznym stopniu zależy efektywność obliczeń.

Niniejszy artykuł stanowi próbę oceny wybranych metod określania momentów komutacji zaworów pod tym kątem.

W przedstawionych rozważaniach poczyniono następujące założenia:

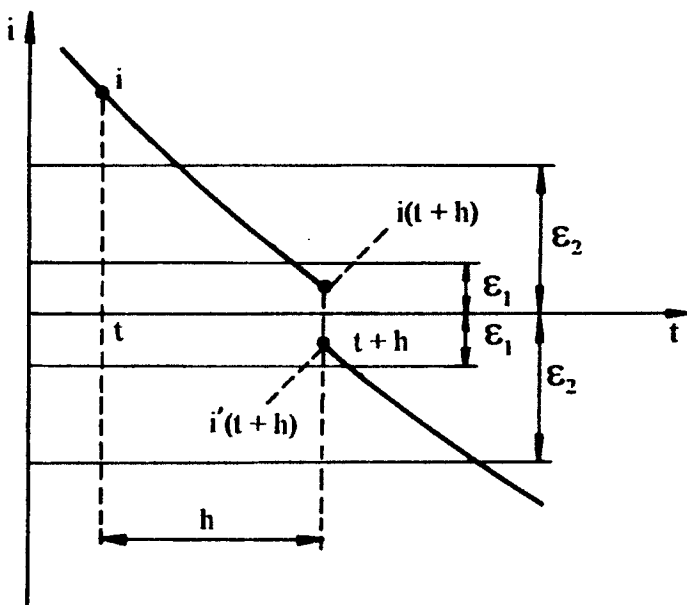
1. Wartości zerowe prądu komutującego zaworu są określone przez dwa wybrane, dostatecznie małe przedziały $\pm \epsilon_1$ i $\pm \epsilon_2$ (rys.2). Dla przykładu dla zastosowanych diod typu DK32 o szczytowym prądzie wstecznym $I_{RM} = 10 \text{ mA}$ przyjęto $\epsilon_1 = \pm 2 \cdot 10^{-3} \text{ A}$, oraz $\epsilon_2 = \pm 10 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.



Rys.2. Określenie momentu komutacji zaworu dla przypadku kiedy $i(t)$ oraz $i(t+h)$ mają przeciwne znaki i $|i(t+h)| < \epsilon_2$.

2. Jeżeli wartości prądu zaworu w momentach czasowych różniących się o krok całkowania h , tj. $i(t)$ oraz $i(t+h)$ posiadają różne znaki i $|i(t+h)| < \epsilon_2$ (rys.2), to wartość prądu $i(t+h)$ oraz odpowiadające chwili czasowej $t+h$ wartości pozostałych prądów w rozpatrywanym modelu są przyjmowane jako wartości ostateczne, stanowiące rozwiązanie odpowiedniego układu równań różniczkowych dla danego punktu.
3. Jeżeli wartości prądów $i(t)$ oraz $i(t+h)$ mają jednakowe znaki oraz $|i(t+h)| < \epsilon_1$ (rys.3), to jako ostateczną wartość prądu zaworu dla rozpatrywanego punktu przyjmuje się wartość $i(t+h)$, równą co do wartości $i(t+h)$, lecz o przeciwnym znaku.

4. Jeżeli wartości prądów $i(t)$ oraz $i(t+h)$ posiadają przeciwne znaki, lecz $i(t+h)$ nie mieści się w przedziale $\pm \epsilon_2$, to moment komutacji określa się za pomocą jednej z niżej przedstawionych metod.
5. Jeżeli jedna z wartości prądów $i(t)$ lub $i(t+h)$ jest równa zero, to odpowiadającą tej wartości chwilę czasową przyjmuje się jako moment komutacji.



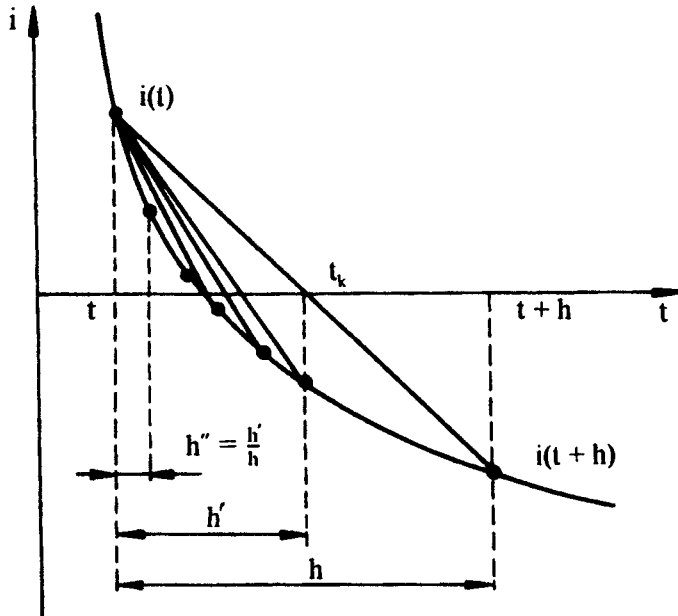
Rys.3. Określenie momentu komutacji zaworu dla przypadku gdy $i(t)$ oraz $i(t+h)$ mają jednakowe znaki i $|i(t+h)| < \epsilon_1$.

Najprostszą z punktu widzenia stopnia złożoności obliczeń, metodą określenia momentu komutacji zaworów jest tzw. metoda cięciw. Opiera się ona na założeniu, że prąd zaworu w przedziale czasowym $(t, t+h)$ zmienia się w sposób liniowy (rys.4). Przy tak przyjętym założeniu krok całkowania h , odpowiadający momentowi komutacji zaworu, określa się z zależności $h' = -h \cdot i(t) / [(i(t) - i(t+h))]$, wartość prądu $i(t+h)/n$ odrzuca się jako nieprawdziwą, a dalsze obliczenia prowadzi się z krokiem $h'' = h'/n$ poczynając od punktu t (n przyjmuje się zwykle 3-5 w zależności od spodziewanej stromości prądu komutującego zaworu).

Proces obliczeń prowadzi się do momentu, kiedy wartość prądu zaworu znajdzie się w przedziale $\pm \epsilon_1$ lub $\pm \epsilon_2$. Określona z uwzględnieniem założeń 2 lub 3 wartość prądu zaworu, oraz odpowiadające tej chwili czasowej wartości pozostałych prądów, przyjmuje się jako rozwiązanie układu równań różniczkowych dla danego punktu.

W obliczeniach symulacyjnych dla prądnicy asynchronicznej z pełnokresowym mostkiem prostowniczym, jak na rys. 1, przy założonych wartościach $\epsilon_1 = \pm 2 \cdot 10^{-3}$ A, $\epsilon_2 = \pm 10 \cdot 10^{-3}$ A, $n = 3$ oraz kroku całkowania $h = 0,2$ radiana w ciągu jednego okresu, było wykonywane 90 cykli obliczeniowych, przy czym dla każdego określonego momentu komutacji obserwowano 2 do 3 przejść prądu zaworu przez zero, którym odpowiadało po 3-5 obliczeń ze zmniejszonym krokiem całkowania. Należy zaznaczyć, że podane ilości obliczeń silnie zależały od przyjętych wartości ϵ_1 , ϵ_2 , h i n .

Z przedstawionych wyników można wyciągnąć wniosek, że prostota metody jest okupiona ilością obliczeń, którą należy uznać za zbyt dużą, szczególnie w przypadkach, kiedy zachodzi konieczność wykonywania obliczeń dla większej liczby okresów.



Rys.4. Określenie momentu komutacji zaworu przy założeniu liniowego przebiegu prądu zaworu w przedziale czasowym $(t, t+h)$.

W poszukiwaniu bardziej efektywnych metod określania momentów komutacji zaworów przeprowadzono próby aproksymacji przebiegu prądu komutującego zaworu wewnątrz kroku całkowania krzywymi wyższych rzędów. Jedną z możliwości jest aproksymacja prądu komutującego zaworu krzywą wykładniczą w postaci ogólnej

$$i(t) = ae^{\alpha t} + b \quad (1)$$

gdzie:

a, b - współczynniki;
 t - czas (argument równań).

Dysponując dwiema wartościami prądu zaworu $i(t)$ oraz $i(t+h)$, spełniającymi czwarte z przyjętych na wstępie założeń, należy znaleźć krzywą wykładniczą, przechodzącą przez te punkty. Aby znaleziona krzywa była jednoznaczna, trzeba dysponować trzecim punktem leżącym wewnątrz przedziału $(t, t+h)$. Może być to wartość prądu obliczona dla chwili czasowej np. $t+0,5h$ (rys.5).

Oznaczając wartość prądu zaworu dla tej chwili czasowej przez $i(t+0,5h)$ oraz zakładając, że argument t w wyrażeniu (1) dla wartości prądu zaworu $i(t)$, $i(t+0,5h)$, $i(t+h)$ z przedziału $(t, t+h)$ przyjmuje wartości odpowiednio $0, 0,5h$ i h , otrzymuje się układ równań

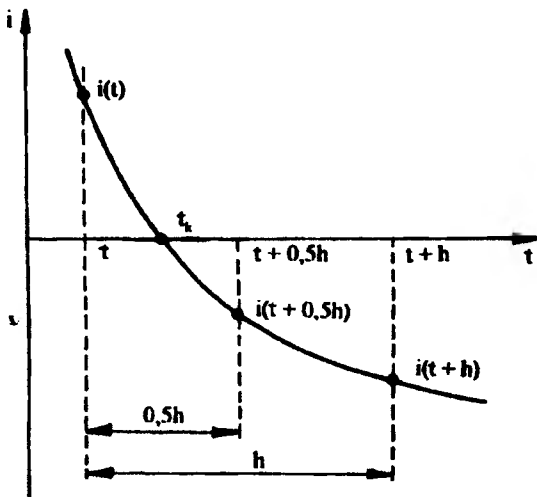
$$i(t) = a + b; \quad i(t+0,5h) = ae^{0,5h\alpha} + b; \quad i(t+h) = ae^{\alpha h} + b \quad (2)$$

pozwalający wyznaczyć współczynniki równania (1) jako funkcje znanych wartości prądów w punktach, przez które ma być poprowadzona krzywa. Współczynniki te są określone wyrażeniami:

$$a = \frac{i(t+h) - i(t)}{e^{\alpha h} - 1} \quad b = \frac{i(t)e^{\alpha h} - i(t+h)}{e^{\alpha h} - 1} \quad (3)$$

$$a = \frac{2}{h} \ln \frac{i(t+h) - i(t+0,5h)}{i(t+0,5h) - i(t)}$$

Podstawiając tak obliczone współczynniki do równania (2), otrzymuje się wyrażenie opisujące przebieg prądu komutującego zaworu w przedziale $(t, t+h)$.



Rys.5. Określenie momentu komutacji zaworu z wykorzystaniem aproksymacji przebiegu prądu zaworu krzywą wykładniczą, przechodzącą przez punkty $(t, t+0,5h, t+h)$.

W celu wyznaczenia momentu komutacji t_k należy rozwiązać względem czasu równanie

$$ae^{\alpha t_k} + b = 0 \quad (4)$$

przy czym otrzymaną wartość t_k należy traktować jako nową długość kroku, dla której trzeba ponownie rozwiązać cały układ równań różniczkowych, odrzucając rozwiązanie w punkcie $t+h$. Obliczone z równania (4) wyrażenie ma postać:

$$t_k = \frac{1}{\alpha} \ln \left[1 - i(t) \frac{e^{\left(\frac{\alpha h}{2} - 1\right)}}{i(t+0,5) - i(t)} \right] \quad (5)$$

gdzie:

α - jak w wyrażeniu (3),

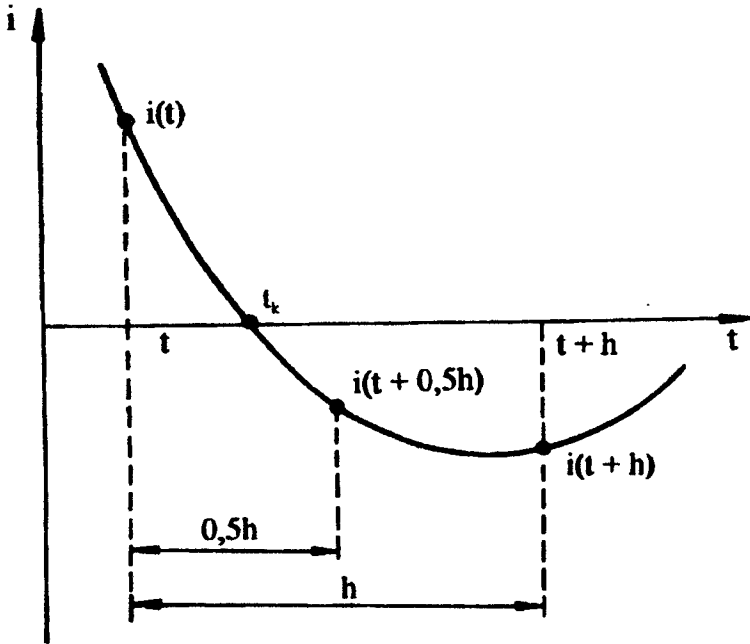
h - wyjściowy krok całkowania dla którego wyznaczono wartość prądu $i(t+h)$.

Metoda określania momentu komutacji zaworów, polegająca na aproksymacji przebiegu prądu zaworu w otoczeniu punktu komutacji krzywą wykładniczą, zastosowana do obliczeń symulacyjnych generatora asynchronicznego jak na rysunku 1, okazała się znacznie efektywniejsza od poprzedniej metody. Przy zachowaniu identycznych wartości ε_1 , ε_2 , h liczba cykli obliczeniowych w ciągu jednego okresu wynosiła 48, tj. nieco powyżej 50% liczby obliczeń niezbędnych do określenia momentu komutacji zaworu z wykorzystaniem liniowej aproksymacji prądu zaworu.

Najlepsze wyniki, jeżeli chodzi o ilość obliczeń niezbędnych do określenia momentu komutacji zaworu, uzyskano aproksymując przebieg prądu zaworu w otoczeniu punktu komutacji parabolą

$$i(t) = at^2 + bt + c \quad (6)$$

przechodzącą, tak jak w poprzedniej metodzie, przez punkty $i(t)$, $i(t+0,5h)$, $i(t+h)$ (rys.6).



Rys.6. Określenie momentu komutacji zaworu z wykorzystaniem aproksymacji prądu zaworu parabolą, przechodzącą przez punkty $(t, t+0,5h, t+h)$

W celu wyznaczenia współczynników a , b , c tego równania należy rozwiązać układ równań otrzymany z równania (6) po kolejnym podstawieniu za t wartości 0 , $h/2$, h . Wyznaczone w ten sposób współczynniki a , b , c są określone następującymi zależnościami:

$$\begin{aligned} i(i(t)) &= c \\ i(t+0,5h) &= a(h/2)^2 + b(h/2) + c \\ i(t+h) &= ah^2 + bh + c \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned}
 a &= [i(t+h) - 2i(t+0,5h) + i(t)]/0,5h^2 \\
 b &= [-i(t+h) + 4i(t+0,5h) - 3i(t)]/h \\
 c &= i(t)
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

Po podstawieniu obliczonych współczynników do równania (6), przyrównaniu tegoż równania do zera i rozwiązaniu go względem czasu otrzymuje się dwa pierwiastki. Pierwiastek, którego wartość leży w przedziale $(0, h)$ jest poszukiwanym czasem komutacji t_k , a pierwiastek o wartości spoza tego przedziału odrzuca się.

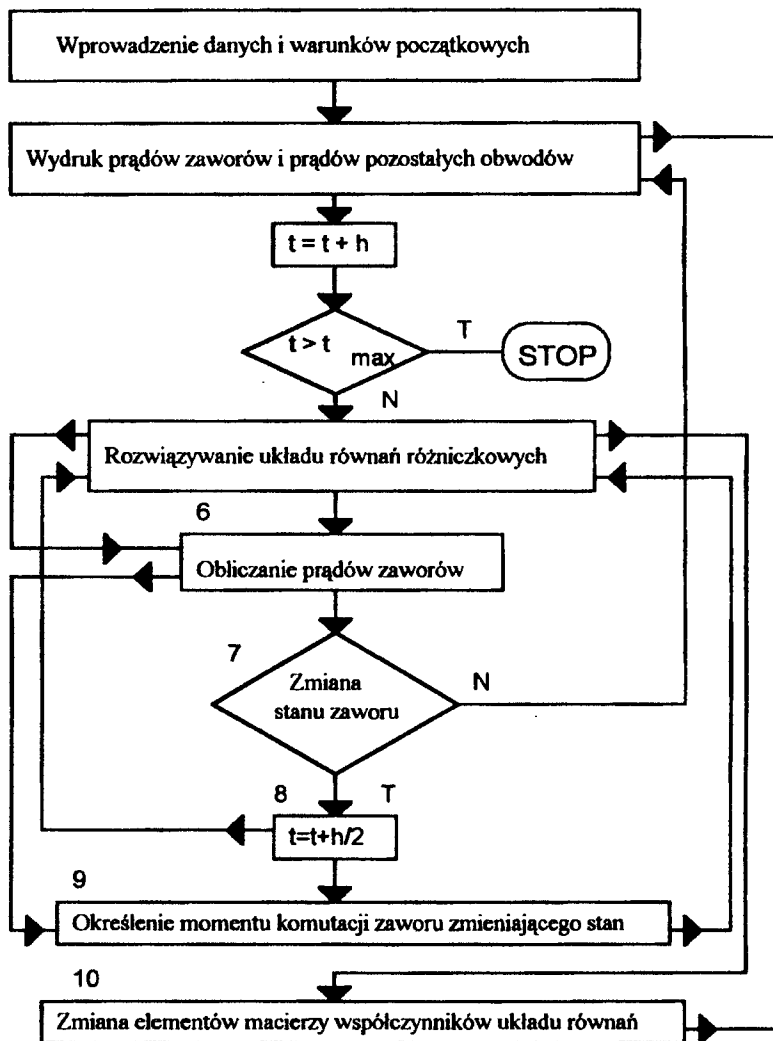
Znając moment komutacji zaworu t_k , ponownie rozwiązuje się układ równań różniczkowych dla kroku h , równego pierwiastkowi równania (6) z przedziału $(0, h)$, a rozwiązanie uzyskane dla momentu $t+h$ odrzuca się.

Metoda określania momentu komutacji zaworu, wykorzystująca aproksymację przebiegu prądu zaworu parabolą, spowodowała (przy zachowaniu tych samych wartości ϵ_1 , ϵ_2 i h) dalsze zmniejszenie liczby obliczeń do 37 punktów na okres, co stanowi około 40% liczby obliczeń metody, zakładającej liniowy przebieg prądu komutującego zaworu.

Metoda ta okazała się także znacznie mniej wrażliwa na zmianę wartości parametrów ϵ_1, ϵ_2 i h . Na rysunku 7 przedstawiono fragment algorytmu obliczeń symulacyjnych procesów przejściowych w prądnicy asynchronicznej jak na rysunku 1, dotyczący wyznaczania momentów komutacji zaworów. Po wprowadzeniu danych i warunków początkowych (blok 1), w pierwszym cyklu obliczeń następuje wydrukowanie wartości początkowych wszystkich prądów (blok 2), po czym w bloku 3 argument t zostaje zwiększony o krok całkowania h . W bloku 4 sprawdzany jest warunek czy argument nie przekracza założonej wartości maksymalnej. Jeżeli "tak" - proces obliczeń zostaje zakończony, jeżeli "nie" - proces obliczeń jest kontynuowany i w bloku 5 następuje rozwiązanie układu równań różniczkowych dla wartości argumentu $t+h$. Otrzymane rozwiązanie pozwala obliczyć prądy zaworów dla tej wartości argumentu (blok 6).

W bloku 7 następuje sprawdzenie czy wystąpiła zmiana stanu zaworu. Jeżeli zmiana stanu zaworu nie wystąpiła, to następuje wydruk obliczonych prądów (blok 2), i kolejne zwiększenie argumentu o krok całkowania (blok 3). Po sprawdzeniu warunku $t > t_{\max}$ (blok 4), w przypadku "nie" - rozwiązywany jest układ równań różniczkowych dla nowej wartości argumentu (blok 5), obliczane są prądy zaworów (blok 6) i ponownie sprawdzany jest warunek dotyczący zmiany stanu któregoś z zaworów. Opisany cykl obliczeń jest powtarzany tak długo, aż w bloku 7 zostanie wykryta zmiana stanu zaworu. W tej sytuacji argument zostaje zmniejszony o $h/2$ i ponownie rozwiązywany jest układ równań różniczkowych i obliczane są prądy zaworów.

Na podstawie znanych rozwiązań układu równań różniczkowych w punktach t , $t+0,5h$, $t+h$ w bloku 9 następuje wyznaczenie momentu komutacji t_k za pomocą jednej z opisanych metod i ponowne rozwiązanie układu równań dla wartości argumentu $t = t_k$. Następnie (blok 10) zostaje zmieniony element macierzy współczynników, odpowiadający gałęzi, w której nastąpiła zmiana stanu zaworu i powrót do bloku 2. Po wydrukowaniu wyników dla obliczonego momentu komutacji t_k , aktualny argument t zostaje zwiększony o krok całkowania h i cykl obliczeń powtarza się aż do momentu, kiedy zostanie spełniony warunek $t > t_{\max}$. Spełnienie tego warunku kończy obliczenia.



Rys.7. Algorytm określania momentu komutacji zaworu z wykorzystaniem aproksymacji przebiegu prądu zaworu krzywymi wyższych rzędów

WNIOSKI

1. Przy określaniu momentu komutacji zaworu celowy jest podział przedziału prądów zerowych zaworu na dwie strefy $\pm \epsilon_1$ i $\pm \epsilon_2$. Ogranicza to uruchamianie algorytmu obliczeniowego do przypadku, kiedy wartości prądu zaworu $i(t)$ i $i(t+h)$ spełniają warunek wymieniony w założeniu 4. W pozostałych przypadkach moment komutacji jest określany bez dodatkowych obliczeń.
2. Za najefektywniejszą z przedstawionych metod określania momentu komutacji zaworów należy uznać metodę, wykorzystującą aproksymację prądu komutującego zaworu parabolą. Zaletą tej metody jest również stosunkowo mała wrażliwość na zmianę wartości parametrów ϵ_1 , ϵ_2 , h .

DETERMINATION OF OVERLAP ANGLE IN OUTPUT RECTIFIER FOR ASYNCHRONOUS GENERATOR

Summary

Selected methods of overlap angle determination on six-pulse output rectifier coupled with condenser excited asynchronous generator were presented. The influence of overlap angle determination method on computing efficiency was analysed.

ŚRODKI ZWIĘKSZANIA EFEKTYWNOŚCI REGULATORÓW IMPULSOWYCH NAPIĘCIA PRZEMIENNEGO

Vitalij V. Gołubiew, Konstantin A. Lipkowskij, Jan Mućko, Ryszard Strzelecki

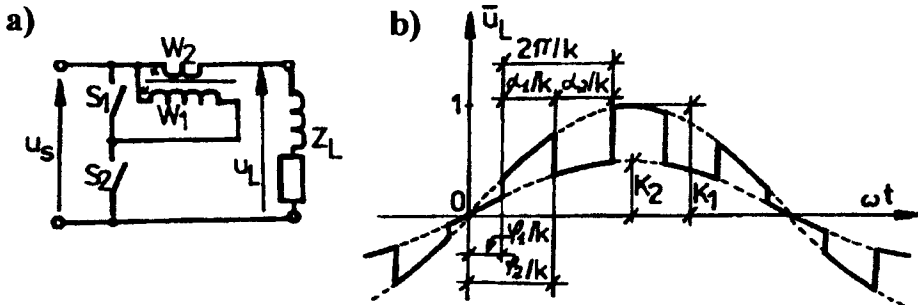
Instytut Elektrotechniki ATR
85-791 Bydgoszcz, ul. Prof. S. Kaliskiego 7

W pracy przedstawiono algorytmy sterowania strukturami transformatorowo-łącznikowymi. Pokazano również celowość regulowania napięcia przemiennego poprzez zmianę częstotliwości łączy, przy stałej lub zmiennej szerokości impulsów w napięciu wyjściowym. Zmiany częstotliwości impulsów, przy równoczesnych zmianach ich szerokości, pozwalają zmniejszyć wskaźniki masowo-objętościowe filtrów i straty komutacyjne przy szerokim zakresie regulacji.

1. WPROWADZENIE

Regulowanie (oraz stabilizacja) wartości napięcia przemiennego układami transformatorowo-łącznikowymi charakteryzuje się szeregiem zalet, takich jak np. dokładność i szybkość regulacji, wysoka sprawność, dobre wskaźniki masowo-objętościowe [3,5]. Jednakże pobocznym efektem regulowania (impulsowego) są zniekształcenia prądu zasilającego i napięcia na obciążeniu [1,4]. Zmniejszenie tych zniekształceń do rozsądnych wartości możliwe jest poprzez zastosowanie filtrów wejściowych i wyjściowych oraz przez wybór odpowiednich struktur przekształtników i sposobów ich sterowania.

W niniejszej pracy analizowany jest wpływ parametrów i algorytmów sterowania regulatorem (sterownikiem) impulsowym napięcia przemiennego na jakość jego prądów (napięć) wejściowych i wyjściowych. Szczególną uwagę poświęcono sterownikowi dwustanowemu (dwupoziomowemu) z obciążeniem R-L (rys. 1a).



Rys.1. Układ podstawowy dwustanowego (dwupoziomowego) regulatora napięcia przemiennego: a) schemat ideowy; b) przebieg czasowy napięcia wyjściowego

Przyjęto przy tym następujące założenia upraszczające: transformatory i łączniki (np. mostki diodowe z włączonym w przekątną tranzystorem) są idealne, komutacja zachodzi natychmiastowo, między siecią i przekształtnikiem nie zachodzą oddziaływania bilateralne.

W dalszej części pracy zastosowano następujące oznaczenia:

$a_{(v)1}$, $a_{(v)2}$, $a_{(v)}$ - współczynniki składowej cosinusoidalnej v -tej harmonicznej napięcia obciążenia dla pierwszego i drugiego stanu pracy oraz dla sumarycznego napięcia na obciążeniu;

$b_{(v)1}$, $b_{(v)2}$, $b_{(v)}$ - odpowiadające $a_{(v)1}$, $a_{(v)2}$, $a_{(v)}$ współczynniki składowej sinusoidalnej;

u_s , u_L , u_{Li} - wartości chwilowe napięcia sieci, napięcia na obciążeniu i napięcia na obciążeniu w i -tym stanie pracy;

$\bar{U}_L = \frac{U_L}{U_s}$, $\bar{U}_{L(i)} = \frac{U_{L(i)}}{U_s}$ - względna wartość skuteczna oraz względna wartość skuteczna pierwszej harmonicznej napięcia na obciążeniu;

$I_L = \frac{I_L}{I_s}$, $I_{L(i)} = \frac{I_{L(i)}}{I_s}$ - względna wartość skuteczna oraz względna wartość skuteczna pierwszej harmonicznej prądu obciążenia;

$k = \Omega/\omega$ - względna częstotliwość przełączeń (względem częstotliwości napięcia sieci);

K_1 , K_2 - współczynniki transformacji dla pierwszego i drugiego stanu pracy

α_1/k , α_2/k - kąty trwania pierwszego i drugiego stanu pracy (rys. 1b);

ϕ_1/k , ϕ_2/k - kąty fazowe wejścia w pierwszy i drugi stan pracy (rys. 1b);

ϕ_L - przesunięcie fazowe między napięciem i prądem obciążenia;

m - głębokość modulacji.

2. PARAMETRY REGULACJI I ALGORYTM STEROWANIA

Impulsowy regulator napięcia można przedstawić jako czwórnik posiadający zmienną w czasie strukturę. Współczynniki transformacji napięcia $K_i = u_{Li}/U_s$ są stałe w każdym i -tym przedziale niezmienności struktury, zwanym dalej stanem pracy. W czasie trwania stanu "i" napięcie wyjściowe wynosi $u_{Li}(t) = K_i \cdot U_{smax} \cdot \sin(\omega t)$. Czas trwania wszystkich stanów pracy zwany będzie cyklem pracy. W okresie napięcia zasilającego występuje k cykli pracy.

Przykład realizacji regulatora (sterownika) dwustanowego przedstawiony został na rysunku 1a. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego tego regulatora zamieszczony jest na rysunku 1b. Przebieg ten opisać można przy pomocy szeregu Fouriera, w postaci:

$$\bar{u}_L = \frac{u_L}{U_{smax}} = \sum_{v=1}^{\infty} [a_{(v)} \cos v \omega t + b_{(v)} \sin v \omega t], \quad (1)$$

gdzie:

$$a_{(v)} = K_1 a_{(v)1} + K_2 a_{(v)2}, \quad b_{(v)} = K_1 b_{(v)1} + K_2 b_{(v)2}.$$

W celu oceny efektywności i jakości przekształcania napięcia przemiennego wyznaczyć należy z zależności (1):

– współczynnik zawartości harmonicznych w napięciu wyjściowym

$$K_{hu} = \left[\overline{U}_L^2 - \overline{U}_{L(1)}^2 \right]^{1/2} / \overline{U}_{L(1)} \quad (2)$$

– współczynnik odkształcenia prądu sieci

$$K_s = \overline{I}_{s(1)} / \overline{I}_s \quad (3)$$

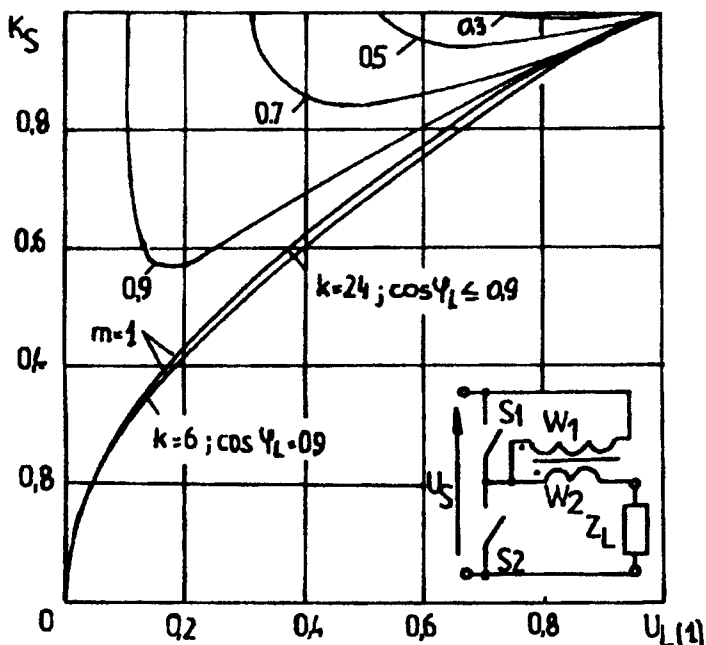
– współczynnik zawartości harmonicznych w prądzie obciążenia

$$K_{hi} = \left[\overline{I}_L^2 - \overline{I}_{L(1)}^2 \right]^{1/2} / \overline{I}_{L(1)} \quad (4)$$

Wielkości występujące w powyższych wyrażeniach wyznaczono w pracach [1,2,4]. Analiza powyższych zależności wykazała, że dla wysokoczęstotliwościowego regulowania impulsowego ($k \geq 2$) faza ϕ_1 nie wpływa na:

- fazy i wartości pierwszych harmonicznych;
- wartości skuteczne; napięcia i prądu obciążenia oraz prądu sieci.

Tym samym faza ϕ_1 nie wpływa także na wartości rozpatrywanych współczynników efektywności przekształcania napięcia przemiennego. Można więc przyjąć: $\phi_1 = 0$, $\phi_2 = \phi_1 + \alpha_1 = \alpha_1$. Równocześnie współczynniki zawartości harmonicznych w napięciu wyjściowym i w prądzie wejściowym nie zależą od wartości względnej częstotliwości "k". Od wartości k praktycznie nie zależy także wartość współczynnika odkształcenia prądu sieci K_s (rys.2). Wartości K_s mogą być zwiększone wyłączenie poprzez zmniejszenie głębokości modulacji.

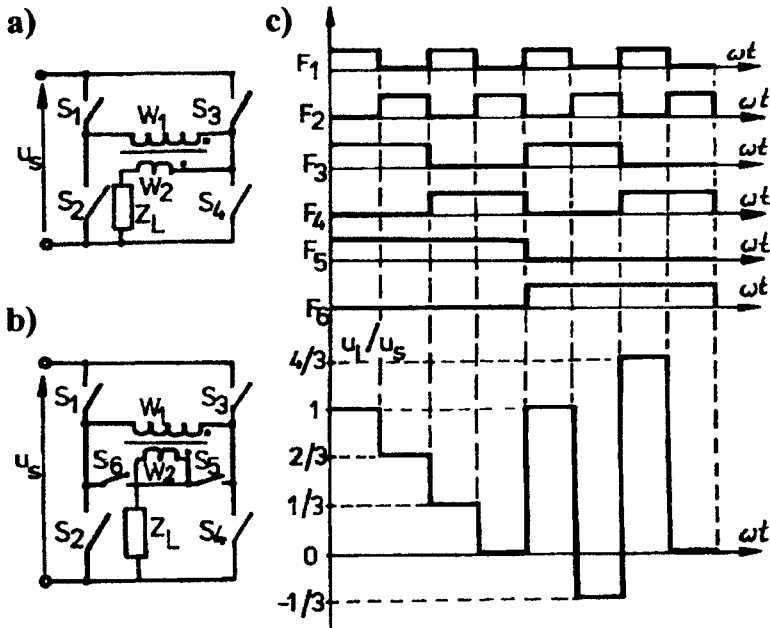


Rys.2. Współczynnik odkształcenia prądu sieci w funkcji pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego dwustanowego regulatora impulsowego

W przypadku $u_L/u_S = 0,5 \dots 1$ transformator należy włączyć jako dodawczy, zgodnie z rysunkiem 1a. Moc transformatora oraz zniekształcenia napięcia wyjściowego proporcjonalne będą do $1 - K_2$ ($K_1 = 1$). W przypadku $u_L/u_S = 0 \dots 0,5$ moc transformatora można istotnie zmniejszyć poprzez załączenie jego uzwojeń zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 2. W tym układzie moc transformatora proporcjonalna jest do K_2 , a zniekształcenia napięcia na obciążeniu rosną ze wzrostem $1 - K_2$ [2].

Powyższą sprzeczność, pogarszającą wskaźniki masowo-objętościowe przy szerokim zakresie regulowania [$u_L = (0 \dots 1) \cdot u_S$], można zlikwidować łącząc przedstawione na rysunkach 1a i 2 układy regulatorów w jeden (rys.3a). Należy przy tym zaznaczyć, że dla:

- $W_2/W_1 = K_2 = m = 0,5$ otrzymujemy trzy stopnie (poziomy) napięcia wyjściowego,
- $W_2/W_1 = 1/3$ otrzymujemy cztery stopnie (poziomy) napięcia wyjściowego.

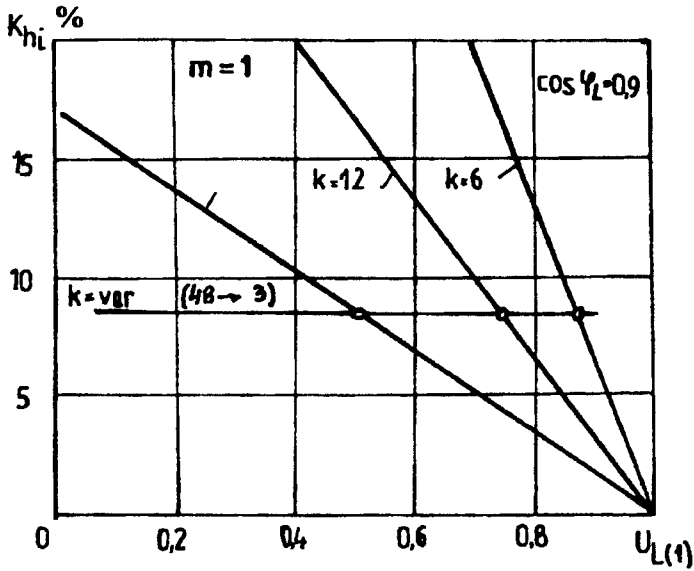


Rys. 3. a) zmodyfikowany układ impulsowego regulatora napięcia przemiennego, b) zmodyfikowany układ impulsowego regulatora napięcia przemiennego o zwiększonej ilości poziomów napięcia wyjściowego, c) diagramy funkcji komutacyjnych i względnego napięcia wyjściowego

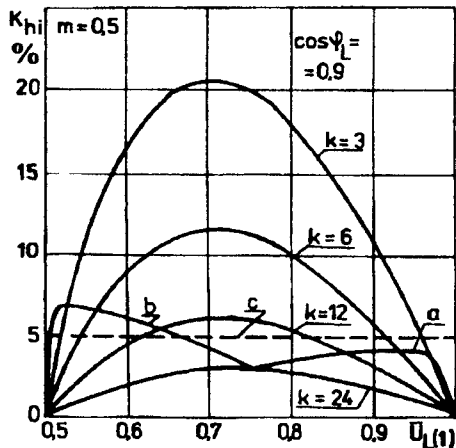
Wysokoczęstotliwościowa regulacja impulsowa odbywa się w strefach między dwoma sąsiednimi poziomami. W przypadku a) wystąpią dwie strefy regulacji impulsowej. Stosunek liczby zwojów $W_2/W_1 = 1/3$ charakteryzuje się dla układu z rys.3a najlepszymi wskaźnikami jakościowymi i masowo-objętościowymi [2]. Przypadkowi temu odpowiadają diagramy funkcji komutacji $F_1 \dots F_4$ (dla łączników $S_1 \dots S_4$) i diagram napięcia wyjściowego u_L (odniesionego do napięcia sieci u_S , rys.3c). W układzie tym, poprzez wprowadzenie dodatkowych łączników S_5 i S_6 (rys.3b), można uzyskać dodatkowo dwa stopnie i dwie strefy regulacji. Prowadzi to do uzyskania zakresu

regulacji $u_L = (-1/3...4/3) \cdot u_s$. Odpowiadające łącznikom S_5 i S_6 diagramy funkcji komutacyjnych F_5 i F_6 oraz diagram napięcia u_L zostały przedstawione również na rysunku 3c.

Na rysunkach 4 i 5 przedstawiono graficznie zależności współczynnika zawartości harmonicznych w prądzie obciążenia K_{hi} w funkcji $\bar{U}_{L(1)}$ dla stałych częstotliwości k (rys.4, $m = 1$; rys.5, $m = 0,5$). Z powyższych zależności (jak również na podstawie analizy [1] przedstawionych wcześniej wyrażeń (1...4)) wynika, że dla obciążenia R-L współczynnik zawartości harmonicznych K_{hi} zmienia się praktycznie odwrotnie proporcjonalnie do częstotliwości przełączania k . Przy podwyższeniu częstotliwości k rosną jednak straty komutacyjne. Wybór maksymalnej częstotliwości k zależy od właściwości zastosowanych łączników.



Rys.4. Współczynnik zawartości harmonicznych w prądzie wyjściowym regulatora w funkcji pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego ($m = 1$)



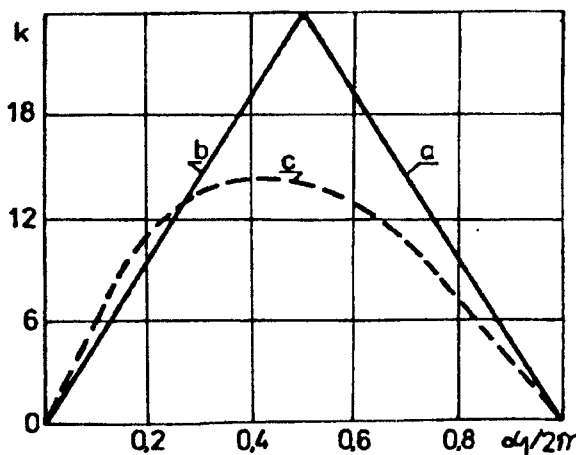
Rys.5. Współczynnik zawartości harmonicznych w prądzie wyjściowym regulatora w funkcji pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego ($m = 0,5$)

Ograniczenie częstotliwości przełączeń i ograniczenie tych strat przy zachowaniu małej wartości K_{hi} (przy małych filtrach i wysokiej jakości napięcia wyjściowego) osiągnąć można stosując regulowanie częstotliwościowo-impulsowe. Polega ono na równoczesnych zmianach częstotliwości i szerokości impulsów.

Dla $m = 1$, zmieniając k i utrzymując stałą szerokość przerw między impulsami, regulować można wartość skuteczną 1 harmonicznej napięcia wyjściowego. Utrzymywana jest przy tym stała zawartość harmonicznych w prądzie obciążenia. Np. dla czasu trwania przerwy $t_p = (\alpha_1/k) \cdot (1/\omega) = (\pi/24) \cdot (1/\omega)$ i obciążeniu R-L ($\cos\phi = 0,9$) współczynnik K_{hi} wynosi ok. 8,7% (rys.4).

Przy węższym zakresie regulowania ($m < 1$), w celu osiągnięcia kompromisu między minimalizacją zawartości harmonicznych K_{hi} oraz minimalizacją częstotliwości przełączeń k , należy sterować układem zgodnie z odpowiednimi funkcjami $k = f(\alpha_1, K_{hi})$. Przykłady takich funkcji zamieszczono na rysunku 6. Odpowiadające im współczynniki zawartości harmonicznych przedstawione są na rysunku 5 i oznaczone odpowiednio "a", "b" i "c".

Funkcje sterujące $k = f(\alpha_1, K_{hi} = \text{const.})$ (np. krzywa c, rys.5 i 6) mogą być realizowane w odpowiednich układach cyfrowych z pamięciami stałymi.



Rys.6. Zmiana liczby impulsów w funkcji szerokości impulsów dla różnych sposobów regulowania

3. WNIOSKI

1. Kąt fazowy ϕ_1/k (ϕ_2/k) wejścia w pierwszy (drugi) stan pracy względem sinusoidy napięcia zasilającego nie ma wpływu na fazy wartości pierwszych harmonicznych oraz wartości skuteczne napięcia i prądu obciążenia oraz prądu sieci.
2. Współczynniki zawartości harmonicznych w napięciu wyjściowym i w prądzie wyjściowym nie zależą od wartości względnej częstotliwości k . Od wartości k praktycznie nie zależy także wartość współczynnika odkształcenia prądu sieci K_s (rys.2). Wartości K_s mogą być zwiększone poprzez zmniejszenie głębokości modulacji.

3. Współczynnik zawartości harmoniczných w prądzie obciążenia K_{hi} zmienia się praktycznie odwrotnie proporcjonalnie do częstotliwości k , rosną jednak straty komutacyjne. Ograniczenie częstotliwości przełączeń i ograniczenie tych strat przy zachowaniu małej wartości K_{hi} osiągnąć można stosując regulowanie częstotliwościowo-impulsowe.

3. LITERATURA

- [1] Gołubiev V.V.: Garmoniczeskij analiz vychodnogo napriazhenija szirotno-impulsnogo regulatora napriazhenija pieremiennogo toka. W kn. Problemy Techniczieskoj Elektrodynamiki, Naukova Dumka, Kiev, 1979
- [2] Gołubiev V.V., Lipkowskij K.A.: Rascziot energeticzieskich charakteristik odnofaznych tiristono-kliucziewych priobrazowatieliej pieremiennogo napriazhenija. Naukova Dumka, Kiev, 1985
- [3] Kobziew A.V.; Mnogozonnaja impulsnaja modulacija. Nauka, Novosybirsk, 1979
- [4] Lipkowskij K.A.: Transformatorno-kliucziewyje ispolnitielnyje struktury priobrazowatieliej pieremiennogo napriazhenija. Nauk. Dumka, Kiev, 1983
- [5] Tonkal V.E.: Sintiez awtonomnych inwertorow moduljacionnogo tipa. Naukova Dumka, Kiev, 1979

EFFICIENCY INCREASING MEANS OF ALTERNATING VOLTAGE IMPULSE REGULATOR

Summary

This work presents the purpose of the alternating voltage adjustment through commutation frequency at steady or variable width impulses in the output voltage. The change of the impulses frequency at the change of its width allows to reduce the mass-volumetric indicator of the filters and commutation losses, at the wide range of adjustment. This work presents also controll algorithms of a transformer-switch structures.

FILTRY HYBRYDOWE HARMONICZNYCH PRĄDU SIECI DUŻEJ MOCY Z NAPIĘCIOWYM ŹRÓDŁEM DODAWCZYM

*Ryszard Strzelecki, Marek Kowalski

Instytut Elektrotechniki ATR
85-791 Bydgoszcz, ul. Prof. S.Kaliskiego 7

*Instytut Elektrotechniki Przemysłowej WSI
65-246 Zielona Góra, ul. Podgórna 50

W pracy omówiono energetyczne i filtracyjne właściwości hybrydowych układów kompensacji wyższych harmonicznym prądu sieci dużej mocy zaproponowane przez Hideaki Fujita i Hirofumi Akagi. Przedstawiono podstawowe zależności opisujące działanie tych układów. Wyprowadzono wzory dla oceny współczynnika zawartości harmonicznym odfiltrowanego prądu sieci oraz stosunku mocy ustalonej filtru aktywnego do mocy obciążenia. Wykreślono odpowiednie zależności ilustrujące wpływ na te wielkości podstawowych parametrów układów hybrydowych i obciążenia. Otrzymane w pracy rezultaty zweryfikowano badaniami symulacyjnymi.

1. WPROWADZENIE

W układach dużej mocy do ograniczenia harmonicznym prądów generowanych przez odbiorniki nieliniowe powszechnie są stosowane filtry pasywne LC. Ich wadą jest silna zależność właściwości filtracyjnych od impedancji sieci oraz niebezpieczeństwo powstawania rezonansów. W ostatnich latach filtry pasywne coraz częściej zastępuje się filtrami aktywnymi, pozwalającymi uzyskać bardzo dobre wyniki. Zastosowanie filtrów aktywnych w układach o mocach ok. 100 kVA i wyżej jest jednak ograniczone z uwagi na koszt wynikający z ich dużej mocy ustalonej. Np. przy obciążeniu sieci prostownikiem 6-pulsowym wymagana moc ustalona filtru aktywnego wynosi minimum około 30%.

W pracach [3] i [4] przedstawiono nowe koncepcje układów hybrydowych filtrów harmonicznym prądu sieci, złożonych z filtrów LC i filtru aktywnego - sterowanego źródła napięcia dodawczego. Układy te charakteryzują się właściwościami filtracyjnymi zbliżonymi do filtrów aktywnych przy jednocześnie znacznie zmniejszonej mocy ustalonej źródła napięcia dodawczego. Ich omówienie i ocena zawarte w powyższych publikacjach oraz w [1], [5], [6] i [7] dotyczą jednak głównie właściwości filtracyjnych dla poszczególnych harmonicznym i wpływu na te właściwości algorytmu sterowania. Problematyka energetyczna, w tym również dla układów filtrów hybrydowych ze źródłem prądu dodawczego [2], nie została przedstawiona w sposób wystarczający. Brak jest dokładnej analizy i porównania mocy ustalonych: obciążenia (źródła harmonicznym), filtru pasywnego i filtru aktywnego. Niewyzna-

czono wartości współczynnika zawartości harmonicznych THD, będącego jednym z podstawowych wskaźników globalnych jakości prądu ujmowanych w normach. Pominięto zagadnienia zmian THD oraz minimalnej mocy ustalonej filtru aktywnego w funkcji przesunięcia fazowego prądu obciążenia względem napięcia sieci.

Celem niniejszej pracy jest dokładniejsze przedstawienie powyższych zagadnień w oparciu o znane i nowe rezultaty badań teoretycznych i symulacyjnych, z przeznaczeniem do wykorzystania przy projektowaniu i praktycznej realizacji części energetycznej układów filtrów hybrydowych z napięciowym źródłem dodatkowym.

2. KONFIGURACJE I ZASADA DZIAŁANIA

Na rysunku 1 przedstawiono podstawowe konfiguracje układów filtracji hybrydowej z napięciowym sterowanym źródłem dodatkowym V_C (filtrem aktywnym), gdzie: źródło prądu I_L reprezentuje obciążenie; źródło napięcia V_S i impedancja Z_S - sieć zasilająca; impedancja Z_F - filtr pasywny LC. Sterownik zawiera filtr górno-przepustowy o transmitancji $G(j\omega)$ (wydzielający wartości chwilowe harmonicznych prądu sieci I_S) oraz człon proporcjonalny o wzmocnieniu K . Sygnał wyjściowy tego członu steruje źródłem V_C zgodnie z zależnością:

$$V_C(j\omega) = K \times G(j\omega) \times I_S(j\omega) \quad (1)$$

Źródło to wymusza w sieci przepływ składowej kompensującej prądu wyrażanej wzorem:

$$I_{S_C}(j\omega) = -V_C(j\omega) / [Z_S(j\omega) + Z_F(j\omega)] \quad (2)$$

Pozostałe składowe prądu sieci wymuszane przez źródła V_S i I_L są określane następująco:

$$I_{S_S}(j\omega) = V_S(j\omega) / [Z_S(j\omega) + Z_F(j\omega)] \quad (3)$$

$$I_{S_L}(j) = I_L(j\omega) \times Z_F(j\omega) / [Z_S(j\omega) + Z_F(j\omega)] \quad (4)$$

Na podstawie równań (1)-(4), uwzględniając, że:

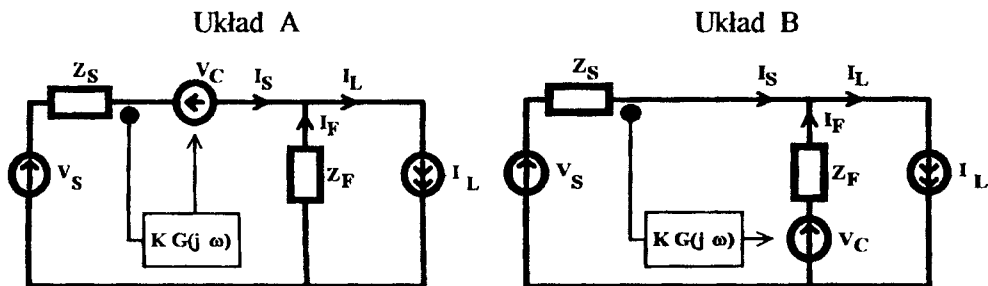
$$I_S(j\omega) = I_{S_S}(j\omega) + I_{S_C}(j\omega) + I_{S_L}(j\omega) \quad (5)$$

otrzymuje się w dziedzinie częstotliwości następują zależność dla prądu sieci I_S :

$$I_S(j\omega) = \left\{ [Z_S(j\omega) + Z_F(j\omega)] \times 1 + K \times G(j\omega) \right\}^{-1} \times [Z_F(j\omega) \times I_L(j\omega) + V_S(j\omega)] \quad (6)$$

Z równania (6) przy założeniu: $G(j\omega) = 1$ dla $\omega > \omega_c$ oraz $G(j\omega) = 0$ dla $\omega \leq \omega_c$ (ω_s - częstotliwość podstawowa sieci) wynika, że harmoniczne I_{S_h} prądu sieci zarówno w układzie A jak i B są wytłumiane w stosunku do harmonicznych I_{L_h} generowanych przez obciążenie zgodnie ze wzorem:

$$I_{S_h}(j\omega) / I_{L_h}(j\omega) = Z_F(j\omega) / [Z_S(j\omega) + Z_F(j\omega) + K] \quad (7)$$



Rys. 1. Konfiguracje układów filtrów hybrydowych

Wzory (6) i (7) pozwalają wyznaczyć wpływ wzmocnienia K , impedancji sieci Z_S i impedancji filtra pasywnego Z_F oraz transmitancji $G(j\omega)$ na stabilność układów hybrydowych i ich właściwości filtracyjne dla poszczególnych harmonicznych. Dokładną analizę tego zagadnienia przeprowadzono w pracach [5], [6], [7].

3. INTEGRALNE CHARAKTERYSTYKI ENERGETYCZNE I FILTRACYJNE

W układach filtrów hybrydowych przedstawionych na rysunku 1 wartość impedancji Z_F jest niewielka dla filtrowanych harmonicznych i względnie duża dla częstotliwości ω_s . Dla wymuszenia odpowiedniej wartości składowej kompensującej (wzór (2) wystarczają więc małe wartości V_C . Decyduje to o zmniejszonych mocach ustalonych S_C źródła napięcia dodatkowego V_C , różnych jednak dla układów A i B. W przypadku granicznym $K \rightarrow \infty$, tj. przy całkowitym odfiltrowaniu harmonicznych prądu sieci, gęstości widmowe mocy S_C z uwzględnieniem zależności (1)-(5) i (7) wyrażają się odpowiednio wzorami:

a) dla układu A

$$|S_{CA}(j\omega)| = |Z_F(j\omega) \times I_{L_h}(j\omega)| \times \left| \frac{V_S(j\omega) + I_{L_1}(j\omega) \times Z_F(j\omega)}{Z_F(j\omega) + Z_S(j\omega)} \right| \quad (8a)$$

b) dla układu B

$$|S_{CB}(j\omega)| = |Z_F(j\omega) \times I_{L_h}(j\omega)| \times \left| \frac{V_S(j\omega) - I_{L_1}(j\omega) \times Z_F(j\omega)}{Z_F(j\omega) + Z_S(j\omega)} - I_{L_h}(j\omega) \right| \quad (8b)$$

gdzie:

podindeks "1" oznacza składowe częstotliwości podstawowej, a podindeks "h" harmoniczne.

Na podstawie wzorów (8a) i (8b) wyznaczono stosunek mocy ustalonej źródła V_C w układzie A do mocy ustalonej tego źródła w układzie B (dla $K \rightarrow \infty$). Przyjęto przy tym dodatkowe założenie, że dla częstotliwości podstawowej ω_s spełniona jest

nierówność $Z_F \gg Z_S$. Po odpowiednich przekształceniach otrzymano następującą integralną zależność:

$$\frac{S_{C_A}}{S_{C_B}} = \frac{\sqrt{1 + \text{THD}_L^2 + (S_L/Q_C)^2 - 2 \sin \alpha \sqrt{1 + \text{THD}_L^2} (S_L/Q_C)}}{\sqrt{1 + \text{THD}_L^2 [1 + (S_L/Q_C)^2]}} \quad (9)$$

gdzie:

- THD_L - współczynnik zawartości harmonicznego prądu obciążenia;
- S_L - moc ustalona obciążenia przy zasilaniu sinusoidalnym;
- Q_C - moc bierna filtru pasywnego;
- LC - dla częstotliwości ω_S ;
- α - kąt przesunięcia fazowego częstotliwości podstawowej prądu obciążenia względem napięcia zasilającego.

Z zależności (9) w prosty sposób określa się kąt α_{gr} , powyżej którego lepsze właściwości energetyczne wykazuje układ A. Dla mniejszych kątów α korzystniejszy jest układ B.

Przy założeniu $Z_F(j\omega_S) \gg Z_S(j\omega_S)$ otrzymano również wzór określający względny wpływ mocy obciążenia na zmiany współczynnika zawartości harmonicznego prądu sieci (THD_S). Warunkiem jego wykorzystania jest stały kształt prądu obciążenia. Wzór ten wyprowadzony na podstawie równania (7) ma postać:

$$\frac{\text{THD}_{S(1)}}{\text{THD}_{S(0)}} = \frac{\sqrt{1 + (1 + \text{THD}_L^2) (Q_C/S_{L(0)})^2 - 2 \sin \alpha_{(0)} \sqrt{1 + \text{THD}_L^2} (Q_C/S_{L(0)})}}{\sqrt{1 + (1 + \text{THD}_L^2) (Q_C/S_{L(1)})^2 - 2 \sin \alpha_{(1)} \sqrt{1 + \text{THD}_L^2} (Q_C/S_{L(1)})}} \quad (10)$$

gdzie:

indeksy "(0)" i "(1)" odnoszą się do dwóch różnych mocy ustalonych obciążenia i kątów α oraz odpowiadających im współczynników THD_S .

Zależność (10) dotyczy zarówno układu A jak i układu B (rys. 1). Na jej podstawie, wyznaczając wstępnie (np. metodami spektralnymi) współczynnik $\text{THD}_{S(0)}$, można np. obliczyć nowy współczynnik $\text{THD}_{S(1)}$ przy stałej lub zmiennej mocy ustalonej i zmianie kąta wysterowania prostownika tyrystorowego (obciążenia). Poprawność wzoru (9) oraz zależności (10) sprawdzono w trakcie badań symulacyjnych układów A i B.

4. REZULTATY SYMULACJI

Symulację układów przedstawiono na rysunku 1 przeprowadzono dla obwodów 3-fazowych przy stałych parametrach filtrów hybrydowych wyszczególnionych w tabelicy 1, dla sieci z sinusoidalnym napięciem V_S o indukcyjności $L_S = 0.127$ [mH],

Tablica 1

Stałe parametry symulowanych układów			
Filtr aktywny	$K = 2 [\Omega]$	$\max V_C = 20 [V]$	$\omega_G = 62.8 [\text{rad/s}]$
Mały filtr $L_R - C_R$	$L_R = 1 [\text{mH}]$	$C_R = 1 [\mu\text{F}]$	$L_T = 0.1 [\text{mH}]$
Filtr pasywny LC	5 - th	7 - th	HPF
	$L_5 = 1.2 [\text{mH}]$	$L_7 = 1.2 [\text{mH}]$	$L_H = 1.2 [\text{mH}]$
	$C_5 = 340 [\mu\text{F}]$	$C_5 = 170 [\text{mH}]$	$C_H = 300 [\text{mH}]$
	$Q = 14$	$Q = 14$	$R_H = 3 [\Omega]$

przy obciążeniu sieci 6-pulsowym prostownikiem sterowanym (dla różnych kątów α wyzwalań zaworów oraz mocy ustalonych S_L). W symulowanych układach uwzględniono mały filtr $L_R - C_R$ nie zaznaczony na rysunku 1, eliminujący skokowe zmiany prądu źródła dodatkowego V_C . Uwzględniono również odpowiedni transformator o indukcyjności rozproszenia L_T [1], [3], [6], oraz przykładową transmitancję $G(j\omega)$ filtru sterownika, mającą wektorową postać [7]:

$$G(j\omega) = \frac{1}{\omega_S^2 + (\omega_G + j\omega)^2} \begin{vmatrix} \omega_G + j\omega & -\omega_S \\ \omega_S & \omega_G + j\omega \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} j\omega & \omega_S \\ -\omega_S & j\omega \end{vmatrix} \quad (11)$$

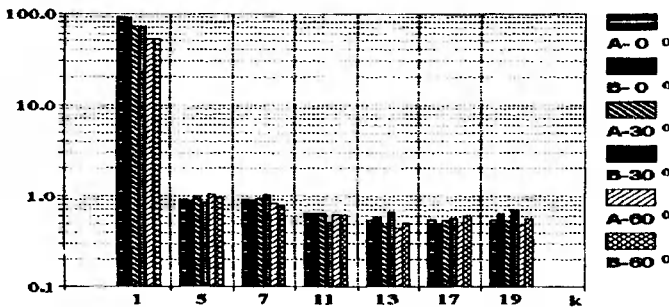
gdzie:

ω_G - pulsacja graniczna.

W tabelicy 2 zestawiono przebiegi czasowe prądów sieci I_S i obciążenia I_L otrzymane przy trzech kątach α dla trzech wartości mocy ustalonej prostownika. Dla uzyskanych przebiegów prądu I_S wyznaczono ich widma częstotliwościowe, wartość skuteczną $I_{S(sk)}$ i amplitudę $I_{S(1)}$ składowej o częstotliwości podstawowej.

Rezultaty analizy widmowej pokazano na rysunku 2. Z tego rysunku wynika, że właściwości filtracyjne układu A i B są praktycznie identyczne. Przyczyną nieco

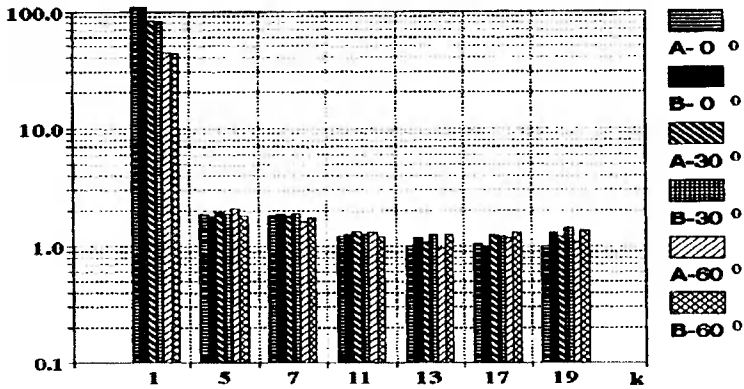
a) $S_L = 20 [\text{kVA}]$



UKŁAD - KĄT	A - 0°	B - 0°	A - 30°	B - 30°	A - 60°	B - 60°
$I_{S(sk)} [A]$	65,02	64.26	51.06	50.84	36.60	37.70
$I_{S(1)} [A]$	91.93	90.89	72.17	71.84	51.7	51.82

b)

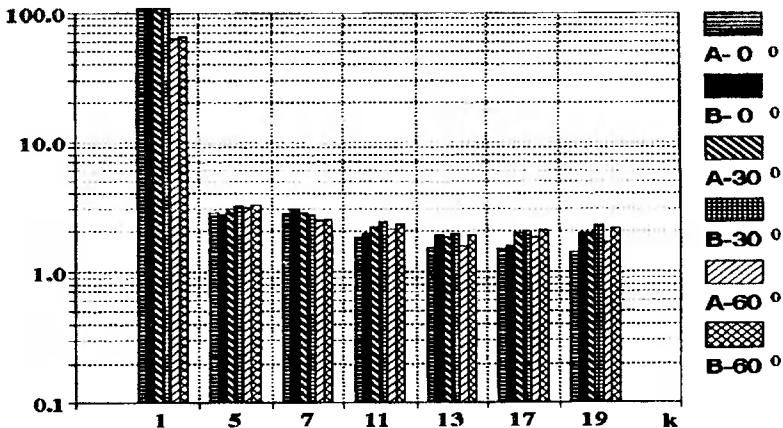
$$S_T = 40 \text{ [kVA]}$$



UKŁAD - KĄT	A - 0°	B - 0°	A - 30°	B - 30°	A - 60°	B - 60°
$I_{S(sk)} \text{ [A]}$	81.20	80.07	58.96	58.57	31.29	30.75
$I_{S(l)} \text{ [A]}$	114.77	113.16	83.21	82.63	43.96	43.11

c)

$$S_T = 60 \text{ [kVA]}$$

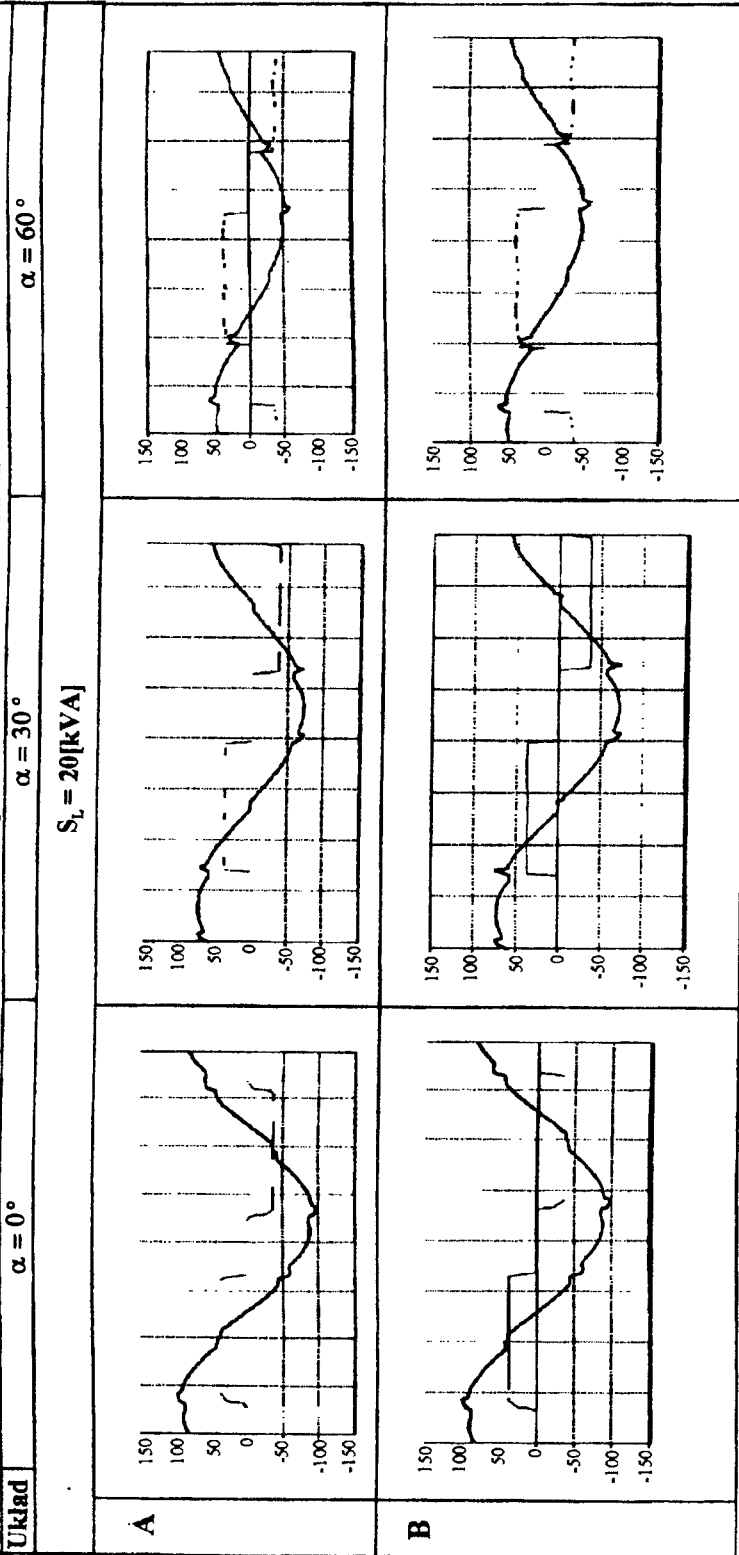


UKŁAD - KĄT	A - 0°	B - 0°	A - 30°	B - 30°	A - 60°	B - 60°
$I_{S(sk)} \text{ [A]}$	101.79	101.51	76.41	76.95	45.26	46.40
$I_{S(l)} \text{ [A]}$	143.85	143.42	107.75	108.47	63.54	65.04

Rys.2. Widma częstotliwościowe przebiegów prądu sieci pokazanych w tablicy 2

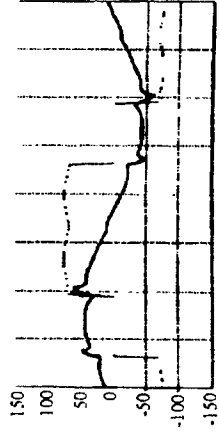
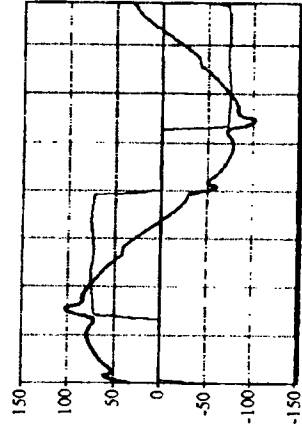
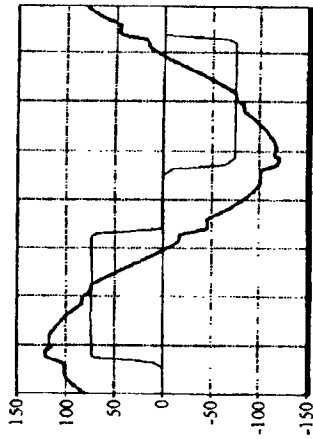
Tablica 2

Przebiegi prądów obciążenia i sieci w układach A i B

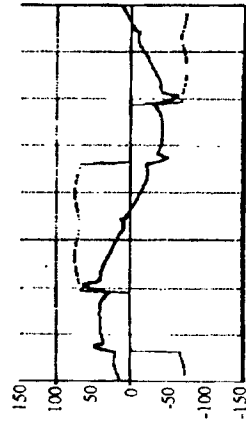
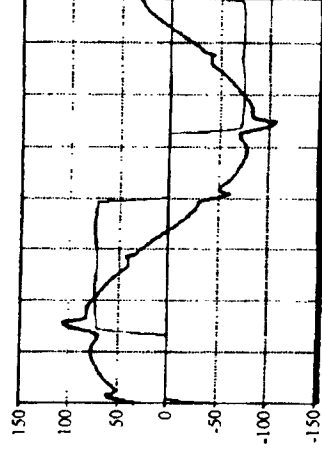
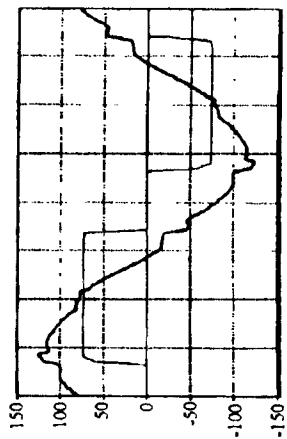


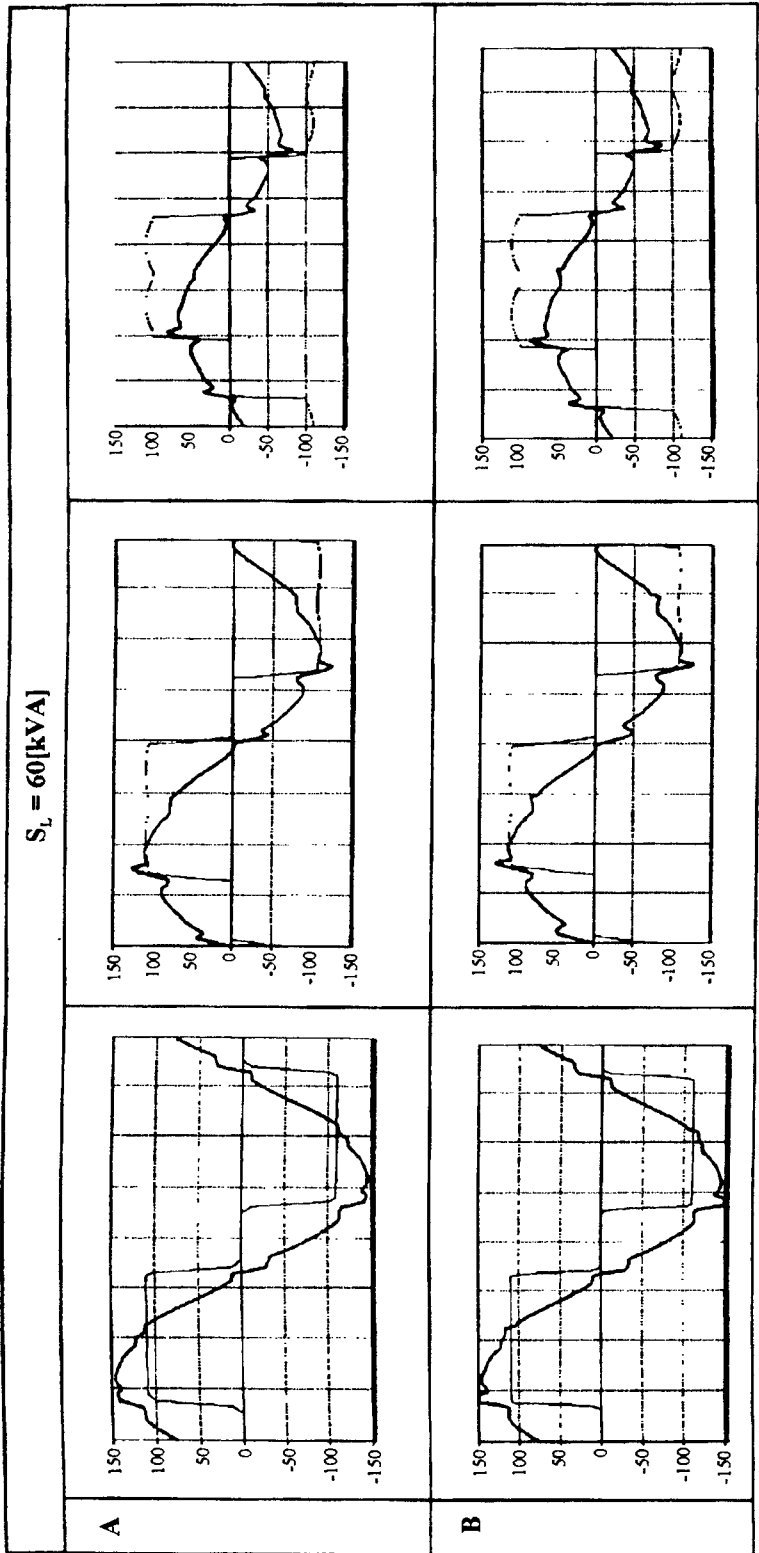
$S_L = 40$ [kva]

A



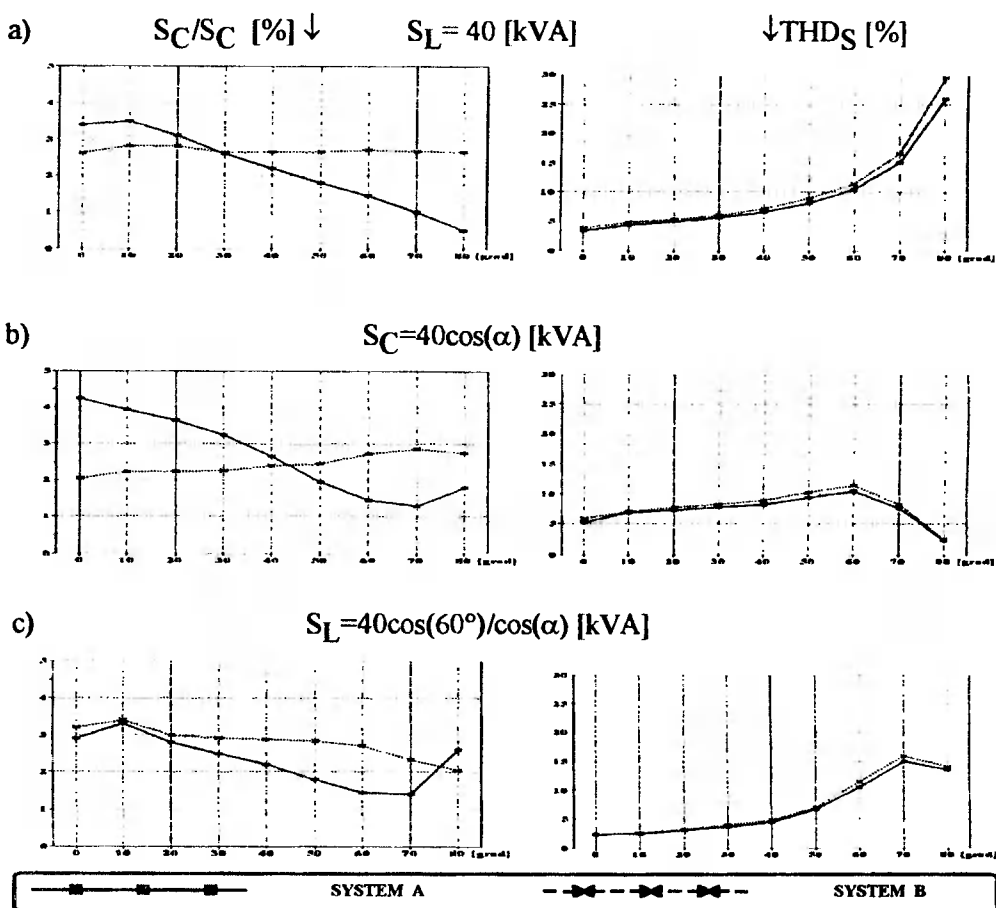
B





lepszego widma dla układu B jest wpływ indukcyjności rozproszenia transformatora załączonego szeregowo z siecią. Amplitudy harmonicznych prądu sieci mało zmieniają się wraz ze zmianą kąta α . Przyczyną tych nieznacznych zmian jest wzrost pulsacji wyprostowanego prądu obciążenia, nieco tylko zmieniającego kształt prądu I_L . Harmoniczne prądu sieci wzrastają prawie proporcjonalnie wraz ze wzrostem obciążenia. Ta właściwość została wcześniej uwzględniona przy wyprowadzaniu wzoru (10).

Na podstawie badań symulacyjnych obliczano również wartości względne S_C/S_L (stosunek mocy ustalonych źródła dodatkowego i obciążenia) oraz wartości współczynnika THD_S prądu sieci. Otrzymane w ten sposób zależności S_C/S i THD_S w funkcji kąta α , dla: a) stałej się mocy ustalonej prostownika $S_L = 40$ [kVA]; b) niezmiennej rezystancji obciążenia prostownika, tj. $S_L = 40\cos(\alpha)/\cos(60^\circ)$ [kVA]; c) stałej mocy czynnej pobieranej przez prostownik, tj. $S_L = 40\cos(60^\circ)/\cos(\alpha)$ [kVA], przedstawiono na rysunku 3. Stosunek wartości S_C/S_L dla układu A do wartości S_C/S_L dla układu B jest zgodny z obliczeniami na podstawie wzoru (9). W ten sam sposób, uwzględniając przedstawione zależności THD_S , potwierdzono poprawność wzoru (10).



Rys. 3. Zależności mocy filtra aktywnego (S_A/S_L) i współczynnika THD_S w funkcji kąta α

5. WNIOSKI

1. Układy filtrów hybrydowych skutecznie tłumią harmoniczne generowane przez obciążenie i wynikające z odkształcenia napięcia sieci. Zabezpieczają one od powstawania rezonansów. Polepszenie filtracji w porównaniu z samym filtrem pasywnym LC jest tym większe, im mniejsza jest impedancja sieci i większa moc ustalona Q_C filtru LC. Dla tłumienia harmonicznych ≈ 20 [dB] wystarcza wzmocnienie $K = 2$ sterownika i dobroć obwodów LC rzędu $Q = 10 \div 15$. Moc ustalona źródła napięcia dodatkowego w przypadku nieprzewymiarowanego filtru LC (mocy Q_C) zawiera się w granicach $1 \div 4$ [%] mocy ustalonej obciążenia.
2. W układzie A moc ustalona S_C źródła napięcia dodatkowego zależy od przesunięcia fazowego prądu obciążenia. Przyczyną są zmiany stopnia kompensacji składowej indukcyjnej prądu obciążenia prądem pojemnościowym filtru LC. W układzie B przy niezmiennym mocy ustalonej obciążenia moc S_C jest prawie stała. Moc ta jest również mniej zależna od zmian mocy obciążenia, ponieważ największą składową prądu źródła dodatkowego jest prąd pojemnościowy filtru LC. Układ B ma korzystniejsze właściwości energetyczne dla obciążeń o dużym współczynniku mocy, a układ A w przypadku przeciwnym. Zakresy współczynnika mocy korzystniejsze dla układu A lub B można wyznaczyć z zależności (9). Jeśli sieć jest obciążona odbiornikiem o współczynniku mocy zmniejszającym się w obydwu zakresach, to powinien być stosowany układ B.
3. Układy A i B są prawie jednakowe pod względem właściwości filtracyjnych dla poszczególnych harmonicznych i dla współczynnika harmonicznych prądu sieci THD_S. Kąt przesunięcia fazowego prądu obciążenia nie wpływa na tłumienie harmonicznych. Zmiany THD_S w funkcji tego kąta są wywołane zmianami amplitudy składowej podstawowej prądu sieci. Amplituda ta zależy od stopnia kompensacji składowej indukcyjnej prądu obciążenia. W celu ograniczenia wartości THD_S należy zwiększyć moc ustaloną Q_C filtru LC. Wymaganą moc Q_C (przy niezmiennym kształcie prądu obciążenia) można obliczyć z zależności (10).

LITERATURA

- [1] Akagi H., Fuita H.: A combinet system of shunt passive and series active filters - alternative to shunt active filters. EPE'91 Conf., pp.3-1012-017, 1991
- [2] Balbo N., et al.: Hybrid active filter for parallel harmonic compensation. EPE'93 Conf., pp.8-1133-138, 1993
- [3] Fujita H., Akagi H.: A practical approach to harmonic compensation in power systems - series connection of passive and active filters. IEEE/IAS Annual Meeting Conf. pp.1107- 112, 1990
- [4] Peng F.Z., Akagi H., Nabae A.: Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters. IEEE/IAS Annual Meeting Conf. Rec., pp.956-966, 1988
- [5] Strzelecki R., Supronowicz H.: Improving the filtering characteristic of the passive filters by use of active filter. International Symposium on Modern Control for Power Electronics and Electrical Drives Conf. Rec., pp.455-471, Łódź, 1993

- [6] Strzelecki R., Supronowicz H., Kowalski M.: Algorytmy sterowania filtrów hybrydowych wyższych harmonicznycy prądu sieci. International Symposium on Modern Control for Power Electronics and Electrical Drives Conf. Rec., pp.472-480, Łódź, 1993
- [7] Strzelecki R., Supronowicz H.: Kompensacja wyższych harmonicznycy prądów w układzie hybrydowym złożonym z filtrów biernycy i szeregowego filtru aktywnego. Przegląd Elektrotechniczny (w druku)

THE HYBRID FILTER OF NETWORK CURRENT HARMONIC HIGH POWER WITH ADDITIONAL VOLTAGE SOURCE

Summary

This paper presented the results of analysis energetic and filtering properties of a hybrid compensator systems, which was proposed by Hideaki Fujita and Hirofumi Akagi. The objectives of this paper covers as follows introduction to the basic functioning of the THD factor of the rated power of the active filter to rated power of the and verified experimentally using simulation.

ISSN 0209-0570