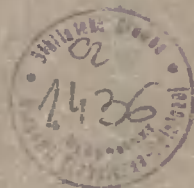


AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE NR 130

ELEKTROTECHNIKA 6



BYDGOSZCZ — 1986

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



ZESZYTY NAUKOWE NR 130

ELEKTROTECHNIKA 6

BYDGOSZCZ — 1986

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
doc. dr hab. Juliusz Skonieczny

REDAKTOR NAUKOWY
dr inż. Janusz Hebenstreit

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE
mgr Halina Koziolkiewicz, Zbigniew Gackowski

Wydano za zgodą Rektora
Akademii Techniczno-Rolniczej
w Bydgoszczy

ISSN 0209-0570

WYDAWNICTWO UCZELNIANE AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ
W BYDGOSZCZY

Wyd. I. Nakład 100 + 50. Ark. (wyd. 4,93. Ark. druk. 5. Papier kl. V. Oddano do druku w grudniu 1985. Druk ukończono w styczniu 1986 r. MNSzWiT. Cena 72 zł. Prasowe Zakłady Graficzne RSW „Prasa—Książka—Ruch” w Bydgoszczy, ul. Dworcowa 13. Zamówienie nr 4105/85. H-10.

S p i s t r e ś c i

	str.
1. Zdzisław Gientkowski - Samowzbudny generator indukcyjny o wzbu- dzeniu kondensatorowym	5
2. Zdzisław Gientkowski, Wiesław Zech - Właściwości samowzbudnego generators indukcyjnego	17
3. Jan Mućko - Symulacja cyfrowa tyrystorowego stabilizatora na- pięcia przemiennego o komutacji wymuszonej	29
4. Ryszard Strzelecki, Włodzimierz Jabłoński - Modulacyjne falow- niki napięcia o modułowej konstrukcji z pośrednim ogniwem wyso- kiej częstotliwości	39
5. Ryszard Strzelecki, Włodzimierz Jabłoński - Regulacja quasi- sinusoidalnego napięcia wyjściowego falowników	49
6. Włodzimierz Jabłoński, Ryszard Strzelecki - Zastosowanie mody- fikacji metody Lina w analitycznych metodach analizy układów elektrycznych	59
7. Ryszard Borowski - Badania statystyczne uszkodzeń wczesnych ty- rystorowych układów rezerwy zasilania	71

Zdzisław Gientkowski

SAMOWZBUDNY GENERATOR INDUKCYJNY O WZBUDZENIU KONDENSATOROWYM

W artykule przedstawiono zasadę działania, warunki samowzbudzenia oraz podstawowe zależności, opisujące właściwości samowzbudnego generatora indukcyjnego. Uzasadniono celowość prac nad budową i zastosowaniem tego typu generatorów.

1. WPROWADZENIE

Wykorzystanie maszyn indukcyjnych z wirnikiem klatkowym jako generatorów od dawna zwracało uwagę uczonych i inżynierów. Wynikało to z zalet, jakie posiada maszyna indukcyjna z takim właśnie wirnikiem. Praktyczne wykorzystanie takich generatorów było jednak do niedawna ograniczone dużą masą i wymiarami kondensatorów wzbudzących oraz trudnościami w stabilizacji napięcia.

Postęp technologiczny w przemyśle półprzewodnikowym i kondensatorowym oraz masowość produkcji spowodowały poważne zmniejszenie kosztów wytwarzania oraz masy i wymiarów produkowanych wyrobów. Pojawiły się również elementy /kondensatory nieliniowe na bazie segnetoceramiki/ stwarzające nowe możliwości w dziedzinie generatorów indukcyjnych [9].

Powyższe czynniki spowodowały, że w wielu krajach z powodzeniem buduje się i eksploatuje tego typu generatory, przy czym niekiedy o znacznej mocy.

W kraju generatory indukcyjne, jak dotychczas, nie znalazły zastosowania. Nie prowadzi się również szerszych badań w tym zakresie. Zdaniem autora generatory indukcyjne, szczególnie z wirnikiem klatkowym, w wielu przypadkach mogą być równoważne, a niekiedy konkurencyjne w stosunku do analogicznych generatorów synchronicznych. Duża niezawodność, mniejsza masa i koszty wytwarzania, oszczędność materiałów, odporność na zwarcia oraz fakt wykorzystania maszyn, których konstrukcja i technologia są w wysokim stopniu opanowane - oto podstawowe zalety tego typu generatorów [4,5]. Najistotniejszą wadą, jaką jest silna zależność napięcia wyjściowego od wielkości i charakteru obciążenia, daje się obecnie wyeliminować przez zastosowanie stosunkowo prostych regulatorów tyrystorowych.

Wymienione wyżej cechy generatorów indukcyjnych powodują, że mogą one znaleźć zastosowanie w wielu gałęziach gospodarki narodowej. Szczegól-

nie korzystne wskaźniki uzyskuje się przy wykorzystaniu szybkoobrotowych maszyn indukcyjnych oraz tychże maszyn na podwyższone częstotliwości, np. 400 Hz. Predysponuje to generatory indukcyjne do współpracy z silnikami spalinowymi, tj. do stosowania we wszelkiego rodzaju agregatach prądotwórczych, stanowiących rezerwowe bądź podstawowe źródła zasilania w miejscach pozbawionych sieci elektrycznych. Mogą one znaleźć zastosowanie również w tzw. małej energetyce wodnej, energetyce wiatrowej oraz w wielu innych dziedzinach techniki [12].

Z uwagi na bardzo małą ilość literatury krajowej na temat samowzbudnych generatorów indukcyjnych, w niniejszym artykule będącym pierwszym z cyklu poświęconego temu zagadnieniu, przedstawiono podstawowe wiadomości oraz zależności, opisujące najważniejsze właściwości tego typu generatorów.

2. PRACA GENERATOROWA MASZYNY INDUKCYJNEJ PRZY WSPÓŁPRACY Z SIECIĄ

W celu uzyskania pracy generatorowej maszynę indukcyjną należy podłączyć do trójfazowej sieci prądu przemiennego i napędzić silnikiem zewnętrznym w kierunku wirowania pola magnetycznego z prędkością przewyższającą prędkość synchroniczną. Prąd ustalony w uzwojeniu wirnika maszyny indukcyjnej jest zawsze określony wyrażeniem:

$$\underline{I}_2 = \frac{s E_{20}}{R_2 + j s X_{62}} = \frac{s R_2 E_{20}}{R_2^2 + s^2 X_{62}^2} - j \frac{s^2 E_{20} X_{62}}{R_2^2 + s^2 X_{62}^2} \quad (1)$$

$$\underline{I}_2 = I_{cz} + j I_b$$

gdzie:

- E_{20} - napięcie indukowane w uzwojeniu nieruchomego wirnika
- R_2, X_{62} - rezystancja i reaktancja rozproszenia uzwojenia wirnika
- $s = \frac{\omega_1 - \Omega}{\omega_1}$ - poślizg / ω_1 - prędkość kątowna pola, Ω - prędkość kątowna wirnika/

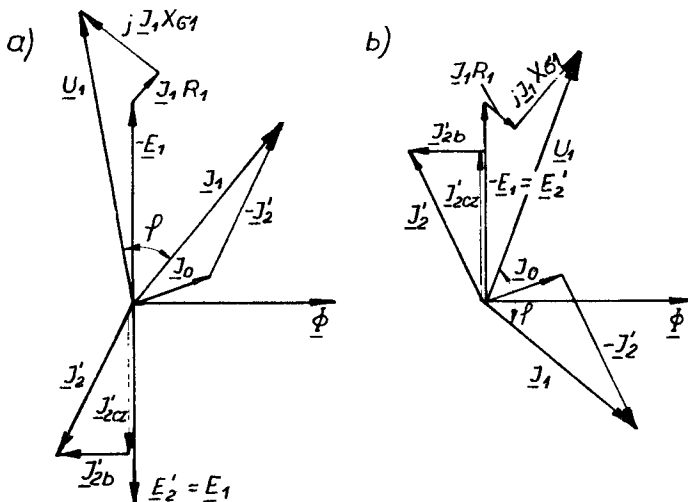
Przy pracy silnikowej $s > 0$ i obie składowe prądu są dodatnie. Czynniki $-j$ oznacza obrót wskazów składowej biernej prądu względem składowej czynnej o kąt 90° . Oznacza to, że składowa bierna prądu ma charakter indukcyjny. W stanie pracy generatorowej $s < 0$ składowa czynna prądu wirnika zmienia znak na przeciwny, zmieniając fazę o 180° . Fizycznie oznacza to, że pole magnetyczne wiruje względem wirnika w przeciwną stronę niż przy pracy silnikowej, wskutek czego zmieniają się znaki napięcia indukowanego w uzwojeniu wirnika i momentu obrotowego, który staje się momentem hamującym.

W stanie pracy generatorowej wskaz prądu

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_0 + (-\underline{I}_2) \quad (2)$$

wskutek obrotu \underline{I}_2 również obraca się w kierunku ruchu wskazówek zegara. Kąt przesunięcia fazowego $\varphi_1 > 90^\circ$, a składowa czynna prądu stojana i moc czynna stają się ujemne. Znaczy to, że przy przejściu maszyny w stan pracy generatorowej składowa czynna prądu stojana oraz moc czynna zmieniają swoje kierunki na przeciwne i maszyna nie pobiera już z sieci mocy czynnej, jak przy pracy silnikowej, lecz oddaje takową do sieci.

Z wykresu wskazowego /rys.1/ wynika również, że składowa bierna prądu \underline{I}_1 oraz moc bierna Q_1 zachowują swoje znaki, co świadczy o tym, że maszyna indukcyjna po przejściu w stan pracy generatorowej pobiera z sieci prąd indukcyjny oraz moc bierną indukcyjną, niezbędną do wytworzenia pola magnetycznego. Dlatego też przy wykorzystaniu maszyny indukcyjnej jako generatora, pracującego na sieć autonomiczną, konieczne jest zapewnienie maszynie niezbędnej wartości mocy biernej indukcyjnej. Osiąga się to przez równoległe dołączenie do sieci, na którą pracuje generator, kondensatorów o odpowiedniej pojemności. Generator taki nazywa się samowzbudnym, a kondensatory, zapewniające niezbędną moc bierną, kondensatorami wzbudzającymi.



Rys.1. Wykresy wskazowe maszyny indukcyjnej:

a/ dla stanu pracy silnikowej

b/ dla stanu pracy generatorowej

3. PROCES SAMOWZBUDZENIA GENERATORA INDUKCYJNEGO NA BIEGU JAŁOWYM

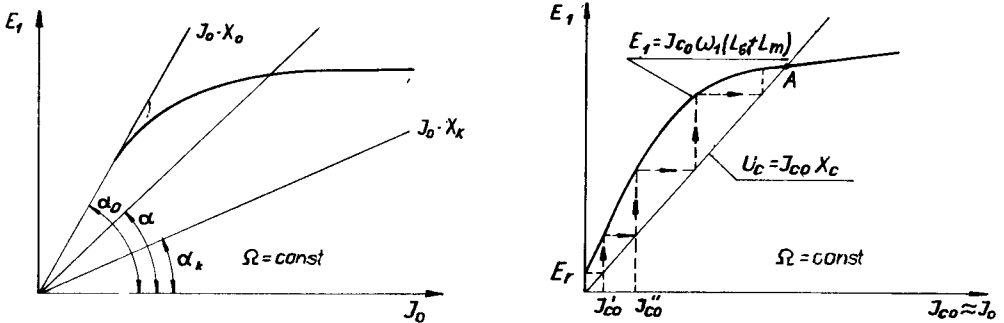
3.1. Fizyczna strona procesu samowzbudzenia

Jak dotychczas brak jest jednolitej teorii samowzbudzenia generatora indukcyjnego. Oprócz klasycznej teorii samowzbudzenia [2, 12], opartej na zjawisku magnetyzmu szcążkowego, istniała teoria energetyczna [7], teoria rezonansu parametrycznego [3] i inne. W literaturze ostatnich lat [6, 8]

można zauważyć tendencję do traktowania generatora indukcyjnego jako układu, składającego się z członów, które po spełnieniu określonych warunków, mogą stanowić układ drgający.

Z ogólnej teorii drgań samowzbudnych wynika, że aby w układzie powstały drgania, układ ten musi zawierać źródło energii, obwód drgający, zawór regulujący okresowe podawanie porcji energii, sprzężenie zwrotne sterujące działaniem zaworu. Ponadto powinien być spełniony warunek równości energii podawanej do obwodu i traconej w nim oraz jednoczesności dostarczania i tracenia energii. Warunkiem koniecznym do uzyskania w takim układzie drgań niegasnących jest obecność przynajmniej jednego członu nieliniowego.

W przypadku generatora indukcyjnego źródłem energii jest silnik napędzający, elementem zapewniającym podawanie energii w takt drgań w obwodzie - obwód wirnika maszyny, obwodem drgającym - obwód złożony z pojemności kondensatorów i indukcyjności maszyny, a sprzężeniem zwrotnym - sprzężenie magnetyczne wirnika i stojana oraz zależność indukcyjności obwodu magnesowania od głównego strumienia magnetycznego. W takim układzie rolę impulsu inicjującego może odegrać dowolna, nawet bardzo mała, fluktuacja /na przykład termiczna/ lub indukowane pod wpływem czynników zewnętrznych napięcie. Tak więc samowzbudny generator indukcyjny można traktować jako dynamicznie niestabilny w stanie spoczynku układ, nie wymagający inicjującego sygnału początkowego o skończonej wartości. Przebieg procesu samowzbudzenia generatora indukcyjnego na biegu jałowym można przedstawić następująco /rys.2a/:



Rys.2. Proces samowzbudzenia generatora indukcyjnego:
a/ przebieg procesu samowzbudzenia
b/ określenie zakresu samowzbudzenia przy $C = \text{var}$

Niech czynnikiem inicjującym proces będzie np. strumień magnetyzmu szczątkowego wirującego wirnika. Strumień ten powoduje indukowanie się w uzwojeniach stojana napięcia remanentu E_r , które wymusza w kondensatorze przepływ prądu I_{co}' . Prąd ten wyprzedza napięcie o kąt elektryczny równy w przybliżeniu $\frac{\pi}{2}$ i jest dla generatora prądem magnesującym. Wzbudzenie jest możliwe, jeśli straty wywołane tym prądem są kompensowane energią, dopływającą z wirnika. Przepływ prądu magnesującego powoduje zwiększenie

napięcia indukowanego w uzwojeniu stojana, to z kolei dalszy wzrost prądu magnesującego itd. Proces samowzbudzania kończy się i przechodzi w drgania o ustalonej amplitudzie i częstotliwości w punkcie, dla którego spełnione jest równanie

$$\omega_1 (L_{G1} + L_m) = \frac{i}{\omega_1 C} \quad (3)$$

3.2. Warunki wzbudzenia generatora

Warunkami wzbudzenia samowzbudnego generatora indukcyjnego są:

- a/ równoległe podłączenie do każdej z faz kondensatorów o pojemności, zapewniającej wzbudzenie generatora,
- b/ napędzenie wirnika określoną prędkością obrotową, zależną od parametrów maszyny i pojemności kondensatorów wzbudzających.

Z rys.2a wynika, że przy stałej prędkości wirowania wirnika samowzbudzenie generatora jest możliwe jedynie dla pewnego zakresu pojemności wzbudzającej

$$C_0 < C < C_k \quad (4)$$

gdzie:

C_0, C_k - graniczne wartości pojemności, przy których nastąpi samowzbudzenie

Z rys.2b wynika, że dolna wartość ustalonego na biegu jałowym napięcia jest określona styczną do charakterystyki magnesowania $\alpha_0 = \arctg X_0$, gdzie X_0 jest reaktancją fazy na biegu jałowym. Górna wartość napięcia jest określona charakterystyką zwarciovą, nachyloną do osi odciętych pod kątem $\alpha_k = \arctg X_k$, gdzie X_k jest reaktancją fazy przy zwarciu.

Z powyższego wynika, że wzbudzenie generatora indukcyjnego na biegu jałowym jest możliwe jedynie w przypadku, kiedy kąt nachylenia charakterystyki napięciowo-prądowej kondensatorów leży w granicach

$$\alpha_0 < \alpha < \alpha_k$$

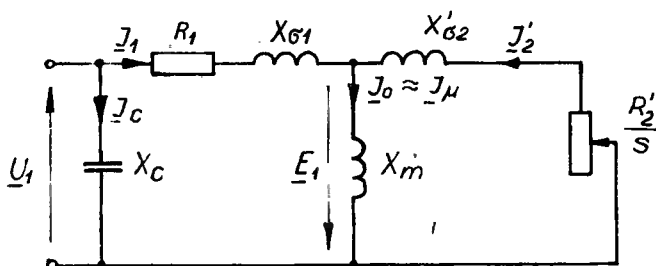
lub, co jest równoznaczne, reaktancja pojemnościowa spełnia warunek

$$X_0 < X_c < X_k$$

W świetle powyższego, warunek (4) samowzbudzenia generatora jest oczywisty. Przy stałej pojemności kondensatorów wzbudzających można również mówić o krytycznych prędkościach kątowych wirnika, po przekroczeniu których samowzbudzenie generatora jest niemożliwe. Prędkości te zależą od parametrów maszyny i zostaną dokładnie określone /p.3.3/.

3.3. Częstotliwość generowanego napięcia

W celu określenia częstotliwości generowanego napięcia przyjęto schemat zastępczy jednej fazy maszyny jak na rys.3, oraz założono, że spełnione są warunki samowzbudzenia generatora.



Rys.3. Uproszczony schemat zastępczy generatora indukcyjnego

Dla biegu jałowego generatora oczywistym jest warunek

$$\underline{I}_c + \underline{I}_1 = 0 \quad (5)$$

lub, po podzieleniu przez napięcie fazowe, równoważny warunek

$$\underline{Y}_c + \underline{Y}_1 = 0 \quad (5a)$$

gdzie:

$\underline{Y}_c, \underline{Y}_1$ - admitancje fazowe odpowiednio kondensatorów i generatora

Po wyrażeniu poszczególnych admitancji przez parametry schematu zastępczego otrzymuje się równanie (5a) w postaci:

$$j \omega_1 C + \frac{\frac{R_2'}{s} + j \omega_1 L_{G2}' + j \omega_1 L_m}{(R_1 + j \omega_1 L_{G1}') \left(\frac{R_2'}{s} + j \omega_1 L_{G2}' + j \omega_1 L_m \right) + j \omega_1 L_m \left(\frac{R_2'}{s} + j \omega_1 L_{G2}' \right)} = 0 \quad (5b)$$

Aby w układzie jak na rys.3 powstały drgania niegasnące, równanie to musi być spełnione. Ma to miejsce w przypadku, kiedy licznik sprowadzonej do wspólnego mianownika lewej części równania (5b) jest równy zero, tj.

$$\frac{\omega_1^2 R_2' L_1 C}{s} + \omega_1^2 R_1 L_2' C - \frac{R_2'}{s} - j \omega_1 \left\{ \frac{R_1 R_2' C}{s} - \omega_1^2 C [(L_1 + L_m)(L_2' - L_m) + (L_1 - L_m)L_m + (L_2' - L_m)L_m] + L_2' \right\} = 0 \quad (6)$$

gdzie:

$L_1 = L_{G1}' + L_m$ - całkowita indukcyjność fazy stojana

$L_2' = L_{G2}' + L_m$ - całkowita indukcyjność fazy wirnika sprowadzona do częstotliwości stojana

Przyrównując część rzeczywistą i urojoną wyrażenia (6) do zera otrzymuje się dwa wyrażenia na poślizg, które przyrównane do siebie dają dwukwadratowe równanie względem ω_1 w postaci:

$$6L_1^2 C^2 \omega_1^4 - (6L_1 C + L_1 C - R_1^2 C^2) \omega_1^2 + 1 = 0 \quad (7)$$

gdzie:

$$\delta = 1 - \frac{L_m}{L_1 L_2} - \text{współczynnik rozproszenia generatora wg [2, 12]}$$

Równanie to posiada cztery pierwiastki, z których po odrzuceniu pierwiastków ujemnych jako nie mających sensu fizycznego, otrzymuje się wyrażenie, określające pulsacje generowanego napięcia:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{2\delta L_1 C} \left[1 + \delta - \frac{R_1^2 C}{L_1} \pm \sqrt{\left(1 + \delta - \frac{R_1^2 C}{L_1} \right)^2 - 4\delta} \right]} \quad (8)$$

Ponieważ dla realnych maszyn indukcyjnych wyrażenie $\frac{R_1^2 C}{L_1}$ stanowi ułamek rzędu tysięcznych całości [2], można je dla uproszczenia pominąć, nie popełniając przy tym istotnego błędu. Jest to równoznaczne z pominięciem poślizgu przy biegu jałowym. Pulsacje generowanego napięcia można wtedy wyrazić przybliżonymi zależnościami:

$$\omega_1 \approx \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad (9)$$

oraz

$$\omega_1' \approx \frac{1}{\sqrt{6L_1 C}} \quad (10)$$

Z powyższych rozważań wynika, że samowzbudny generator indukcyjny może na biegu jałowym generować napięcie o dwóch pulsacjach: pulsacji ω_1 - wynikającej z warunku rezonansu pojemności wzbudzającej i całkowitej indukcyjności fazy stojana /rezonans prądów/, oraz pulsacji ω_1' - wynikającej z warunku rezonansu tejże pojemności z indukcyjnością rozproszenia $6L_1$ /rezonans napięć/.

Odpowiednie częstotliwości generowanych w obwodzie stojana napięć wyniosą:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C}} \quad (11)$$

oraz

$$f_1' = \frac{1}{2\pi \sqrt{6L_1 C}} \quad (11a)$$

W przypadku ogólnym maszyna może mieć p par biegunów i pulsacja elektryczna przy pominięciu poślizgu biegu jałowego $\omega_1 = p\Omega$, gdzie Ω - mechaniczna prędkość kątowa wirnika.

Częstotliwości generowanych napięć wyniosą wtedy:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi p \sqrt{L_1 C}} \quad (12)$$

oraz

$$f_1' = \frac{1}{2\pi p \sqrt{6L_1 C}} \quad (12a)$$

Podstawiając (9) i (10) do (6) można obliczyć poślizgi krytyczne odpowiadające dolnej i górnej częstotliwości samowzbudzenia generatora dla zadanej pojemności wzbudzającej. Zachowując wcześniej przyjęte uproszczenia oraz uwzględniając, że w przypadku ogólnym

$$s = \frac{\omega_1 - p\Omega}{\omega_1} \quad (13)$$

otrzymuje się krytyczne prędkości kątowe wirnika

$$\Omega = \frac{1}{p \sqrt{L_1 C}} \left(1 + \frac{R_1 R_2' C}{L_1} \right) \quad (14)$$

oraz

$$\Omega' = \frac{R_1 + R_2'}{p R_1} \sqrt{\frac{1}{6L_1 C}} \quad (15)$$

Z analizy wyrażeń (11a) i (12a) oraz (14) i (15) wynika, że w celu uzyskania częstotliwości f_1' wirnik maszyny należałoby napędzać z bardzo dużą prędkością kątową. Ponieważ prędkości wirowania typowych maszyn indukcyjnych leżą w granicach 1000 - 3000 obr/min, w praktyce wykorzystuje się jedynie przypadek, odpowiadający częstotliwości f_1 . Wszystkie dalsze rozważania również będą dotyczyć w/w przypadku.

3.4. Związek między prędkością wirowania wirnika i częstotliwością generowanego napięcia

Korzystając z zależności (9) i (13) można napisać, że

$$f_1 = \frac{p\Omega}{2\pi(1-s)} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C}} \quad (16)$$

Z zależności tej wynika, że częstotliwość generowanego napięcia jest określona prędkością kątową wirnika oraz poślizgiem. Na biegu jałowym, kiedy poślizg $s \approx 0$, częstotliwość f_1 jest wprost proporcjonalna do prędkości wirowania wirnika. Z drugiej strony częstotliwość ta jest określona parametrami generatora: indukcyjnością L_1 i pojemnością kondensatorów wzbudzających C . Pozwala to sformułować wniosek, że częstotliwość napięcia indukowanego na biegu jałowym w obwodzie stojana samowzbudnego generatora indukcyjnego jest praktycznie określona prędkością wirowania

wirnika, a parametry obwodu rezonansowego automatycznie dostrajają się do tej częstotliwości. Znaczy to, że np. zmianie pojemności C przy $\Omega = \text{const}$ towarzyszy odpowiednia zmiana indukcyjności L_1 taka, aby iloczyn $L_1 C$ pozostał stały i odwrotnie - zmianie Ω przy $C = \text{const}$ towarzyszy taka zmiana indukcyjności L_1 , aby częstotliwość określona zależnością (11) była równa częstotliwości wymuszonej przez prędkość wirowania wirnika. Zmiany indukcyjności L_1 są spowodowane odpowiednimi zmianami stanu nasycenia obwodu magnetycznego generatora. Na przykład dla przypadku $\Omega = \text{const}$, $C = \text{var}$ zwiększenie pojemności powoduje zwiększenie prądu magnesującego maszyny indukcyjnej, co powoduje zwiększenie nasycenia jej obwodu magnetycznego, a to z kolei odpowiednie zmiany indukcyjności L_1 takie, aby iloczyn $L_1 C = \text{const}$. Analogiczne rozumowanie można przeprowadzić dla przypadku $C = \text{const}$, $\Omega = \text{var}$.

W przypadku obciążenia generatora prąd w uzwojeniu wirnika wytwarza pole wirujące, które musi wyprzedzać pole stojana. Przy stałej prędkości wirowania wirnika prędkość wirowania pola stojana musi zmaleć w stosunku do prędkości przy biegu jałowym. Zmiana ta jest określona zależnością $\frac{1}{(1-s)}$. W tym też stosunku będzie malała częstotliwość napięcia w obwodzie stojana, co wynika bezpośrednio z zależności (16). Tak więc wzrostowi obciążenia generatora indukcyjnego będzie towarzyszyło zwiększenie poślizgu, a to z kolei spowoduje pewne zmniejszenie częstotliwości generowanego napięcia.

Biorąc pod uwagę, że wartości poślizgu przy obciążeniu typowych maszyn indukcyjnych są niewielkie, niewielkie będą również zmiany częstotliwości napięcia generatora przy obciążeniu.

4. RÓWNANIA I SCHEMAT ZASTĘPCZY SAMOWZBUDNEGO GENERATORA INDUKCYJNEGO

Równania generatora indukcyjnego posiadają analogiczną strukturę jak powszechnie znane równania silnika indukcyjnego będące w zasadzie równaniem maszyny indukcyjnej. Przyjmując zasadę strzałkowania napięć i prądów jak w [11] równania te można zapisać w następującej postaci:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 (R_1 + j X_{\sigma 1}) \\ 0 &= \underline{E}'_2 - \underline{I}'_2 \left(\frac{R_2}{s} + j X'_{\sigma 2} \right) \\ \underline{I}_0 &= \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 \end{aligned} \quad (17)$$

Rozwiązania te w odniesieniu do generatora indukcyjnego posiadają pewną specyfikę. Występującą w drugim równaniu rezystancję R_2/s można przedstawić w postaci:

$$\frac{R_2'}{s} = R_2' \frac{1-s}{s} + R_2' \quad (18)$$

przy czym przy pracy generatorowej

$$\left| R_2' \frac{1-s}{s} \right| = \left| \frac{R_2'}{s} \right| + R_2' \quad (19)$$

tj. dodatkowa ujemna rezystancja jest co do wartości bezwzględnej większa od ujemnej rezystancji R_2'/s , co jest charakterystyczne dla pracy generatorowej.

Zmiana znaku rezystancji $R_2' \frac{1-s}{s}$ i $\frac{R_2'}{s}$ wskazuje na zmianę kierunku przepływu mocy czynnej w porównaniu ze stanem pracy silnikowej. Rezystancja $R_2' \frac{1-s}{s}$ jest niekiedy nazywana elementem generującym, bowiem wyrażenie

$$m_1 (I_2')^2 R_2' \frac{1-s}{s} \quad (20)$$

określa generowaną moc czynną, która jest większa od mocy elektromagnetycznej

$$m_1 (I_2')^2 \frac{R_2'}{s}$$

o moc strat w uzwojeniu wirnika $m_1 (I_2')^2 R_2'$.

Równaniom (17) można przyporządkować typowy schemat zastępczy maszyny indukcyjnej oraz wykres wskazowy jak na rys.1b. Należy jednak zauważyć, że tak sporządzony wykres wskazowy nie odzwierciedla poprawnie procesów fizycznych, zachodzących w obwodzie twornika. Przyczyną tego jest fakt, że w przeciwieństwie do pracy silnikowej w stanie pracy generatorowej pole magnetyczne wiruje względem stojana i wirnika w przeciwnych kierunkach. Jeżeli przedstawić umownie siły elektromotoryczne \underline{E}_1 i \underline{E}_2' w przeciwfazie, to okazuje się, że wektor prądu \underline{I}_2' wyprzedza w fazie wektor \underline{E}_2' , co nie odpowiada rzeczywistości. Z tej to przyczyny wykresy wskazowe dla pracy generatorowej sporządza się najczęściej oddzielnie dla obwodu stojana i wirnika.

LITERATURA

- [1] Dubicki B.: Maszyny elektryczne. T.3 - Silniki indukcyjne. PWN, Warszawa 1964
- [2] Ivanov A.A.: Asinchronnyje generatory dlja gidroelektrostantsij niebolšoj moščnosti. Moskva - Leningrad 1948
- [3] Kicis S.I.: K analizu processov samovozbuđenija asinchronnych generatorov. Izv. VUZ-ov Elektromechanika nr 5, 1977

- [4] Kostyrov M.L.: Perspektyvy primenenija asinchronnyh ventilyhnyh generatorov s k.z. rotorom v avtonomnyh sistemach elektrosnabženija. Elektrotehnika, nr 2, 1980
- [5] Nailen R.L.: How induction generators work. Elec. Appar., 33, nr 7, 1980
- [6] Netušil A.V.: Avtonomnyj asinchronnyj generator kak nelinejnaja avtokolebatelnaja sistema. Izv. VUZ-ov Elektromechanika, nr 5, 1977
- [7] Netušil A.V.: Samovozbuždenije asinchronnovo generatora. Izv. VUZ-ov Elektromechanika, nr 6, 1981
- [8] Osadčij Ju.M.: Issledovanije režima raboty asinchronnovo generatora metodom garmoničeskovo bałansa. Izv. VUZ-ov Elektromechanika, nr 7, 1977
- [9] Popov J.A.: Avtonomnyj asinchronnyj generator s vozbuždenijem ot varikondov. Elektromechanika, nr 11, 1964
- [10] Radin V.I.: Primenenije asinchronnyh generatorov kak avtonomnyh istočnikov peremennovo toka. Elektrotehnika, nr 8, 1967
- [11] Roszczyk S.: Teoria maszyn elektrycznych. WNT, Warszawa 1979
- [12] Toropcev N.D.: Aviacjonnyje asinchronnyje generatory. Izd. Transport, Moskva 1970, s.204

SELF-EXCITED INDUCTION GENERATOR WITH CONDENSER EXCITATION

Summary

The work presents the principle of operation, conditions of self-excitation and basic formulae which describe properties of the self-excited induction generator. The usefulness of studies on the construction and application of the generators was substantiated.

САМОВОЗБУЖДАЮЩИЙСЯ АСИНХРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР С КОНДЕНСАТОРНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Резюме

В статье представлен принцип действия, условия самовозбуждения и основные зависимости, описывающие свойства самовозбуждающегося асинхронного генератора. Обоснована целесообразность работ по созданию и применению таких генераторов.

Zdzisław Gientkowski
Wiesław Zech

WŁAŚCIWOŚCI SAMOWZBUDNEGO GENERATORA INDUKCYJNEGO

W artykule przedstawiono wyniki badań samowzbudnego generatora indukcyjnego. Do badań wykorzystano typowy silnik indukcyjny z wirnikiem klatkowym. Podano metodykę i algorytmy obliczeń charakterystyk statycznych na EMC. Wyniki obliczeń porównano z wynikami pomiarów. Dokonano oceny przydatności takiego generatora.

Aktualność zagadnienia szeroko pojętej oszczędności, obniżania kosztów wytwarzania i eksploatacji oraz poczynania zmierzające do wykorzystania wszelkich źródeł energii /energetyka wiatrowa, mała energetyka wodna/, skłoniła autora do podjęcia prac nad generatorami indukcyjnymi. Generatory tego typu, będące typowymi maszynami indukcyjnymi o wirniku klatkowym mogą w wielu przypadkach stanowić tanie i niezawodne źródło energii elektrycznej, szczególnie tam, gdzie wymagania odnośnie stabilności napięcia i częstotliwości nie są zbyt wysokie. Pozwalają one uzyskiwać również stabilne parametry energii elektrycznej, jednak jest to związane z budową mniej lub bardziej skomplikowanych regulatorów.

Przedstawione w niniejszym artykule materiały stanowią wyniki wstępnego etapu badań typowego samowzbudnego generatora indukcyjnego /bez regulatorów/. Do badań wykorzystano silnik indukcyjny klatkowy typu SZJe 24b o następujących danych znamionowych:

- | | |
|---------------------|------------------|
| - moc | P = 2,2 kW |
| - napięcie | U = 220/380 V |
| - prąd stojana | I = 8,8/5,1 A |
| - prędkość obrotowa | n = 1410 obr/min |
| - klasa izolacji | E |

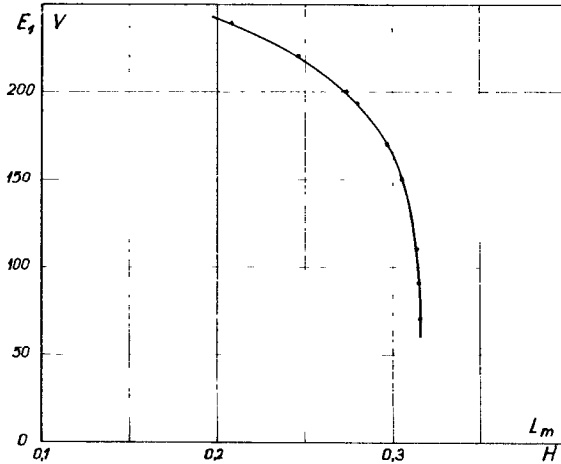
Niezbędne parametry obliczono na podstawie [1] i zweryfikowano doświadczalnie. Uzyskane w ten sposób parametry gałęzi podłużnej schematu zastępczego silnika, przeliczone do temperatury 115°C, wynosiły:

$$R_1 = R_2 = 2,71 \Omega$$

oraz

$$X_{61} = X_{62} = 4,84 \Omega$$

Gałąź poprzeczną schematu zastępczego scharakteryzowano zależnością $E_1 = f(I_m)$, zdjętą przy pracy silnikowej. Zależność ta została przedstawiona na rysunku 1.



Rys.1. Zależność napięcia indukowanego głównym strumieniem magnetycznym od indukcyjności

Pojemność jednej fazy kondensatorów obliczono dla przypadku biegu jałowego wychodząc z założenia, że moc bierna pojemnościowa powinna być równa mocy biernej indukcyjnej, pobieranej przez maszynę na biegu jałowym. Odpowiednia zależność ma postać [2] :

$$C = \frac{I_{\mu}}{2\pi f_1 U_1} \quad (1)$$

gdzie:

- I_{μ} - prąd biegu jałowego, pobierany przy danym napięciu fazowym /przyjęto $I_{\mu} \approx I_0$ /
- U_1 - napięcie fazowe /przyjęto 230 V/

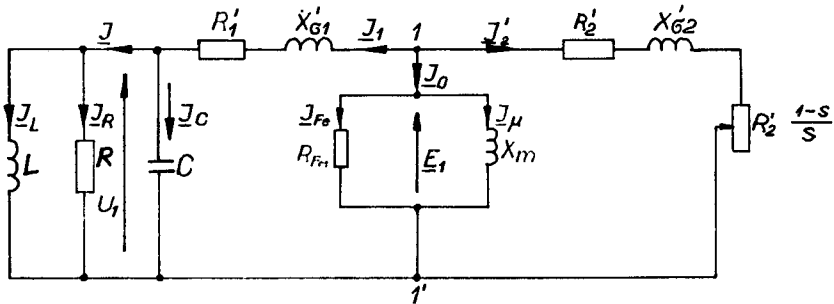
W odniesieniu do charakterystyk statycznych generatora indukcyjnego można mówić o dwóch przypadkach pracy:

- przy stałej częstotliwości napięcia i zmiennej prędkości kątowej wirnika $/f_1 = \text{const}, \omega = \text{var}/$,
- przy stałej prędkości kątowej wirnika i zmiennej częstotliwości napięcia $/\omega = \text{const}, f_1 = \text{var}/$.

Utrzymanie stałej częstotliwości przy zmianie obciążenia wymaga regulowania prędkości obrotowej silnika napędzającego w takt zmian obciążenia i jest trudniejsze do zrealizowania niż stabilizacja prędkości. Dlatego też częściej spotykanym przypadkiem jest przypadek $f_1 = \text{var}, \omega = \text{const}$, w którym wymagana stabilizacja prędkości obrotowej z reguły nie sprawia trudności, a proporcjonalna do poślizgu zmiana częstotliwości nie stanowi is-

totnej przeszkody dla korzystających z sieci autonomicznych użytkowników. Uwzględniając powyższe, badania i obliczenia charakterystyk statycznych zostały przeprowadzone dla drugiego przypadku, to jest $\omega = \text{const}$, $f_1 = \text{var}$.

Jako model fizyczny generatora przyjęto nieliniowy samowzbudny układ drgający, którego schemat przedstawiono na rysunku 2.



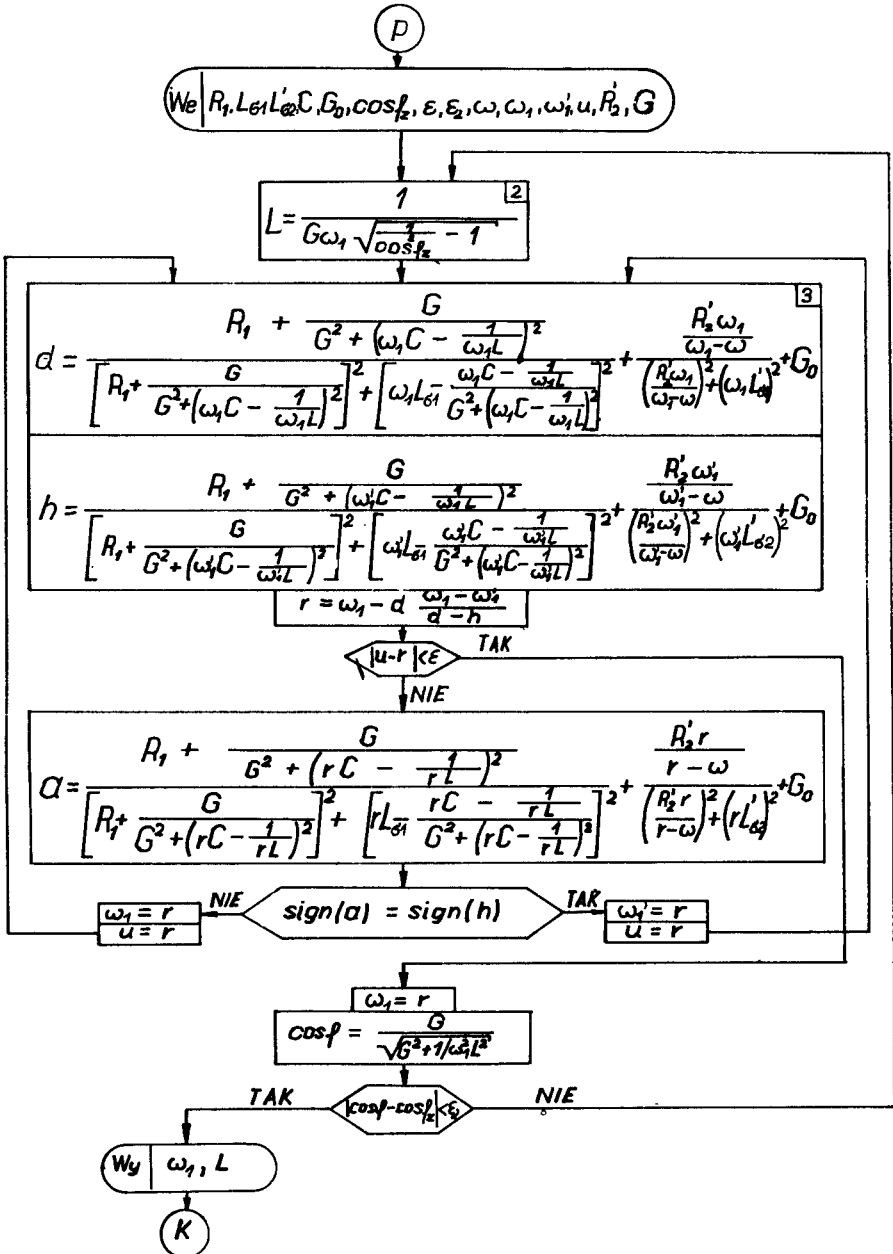
Rys.2. Schemat zastępczy generatora indukcyjnego z obciążeniem R, L

Warunkiem wzbudzenia w takim układzie drgań niegasnących jest [3], aby admitancja \underline{Y} widziana z zacisków 1-1' tego układu była równa zero. Admitancję tę można wyrazić zależnością:

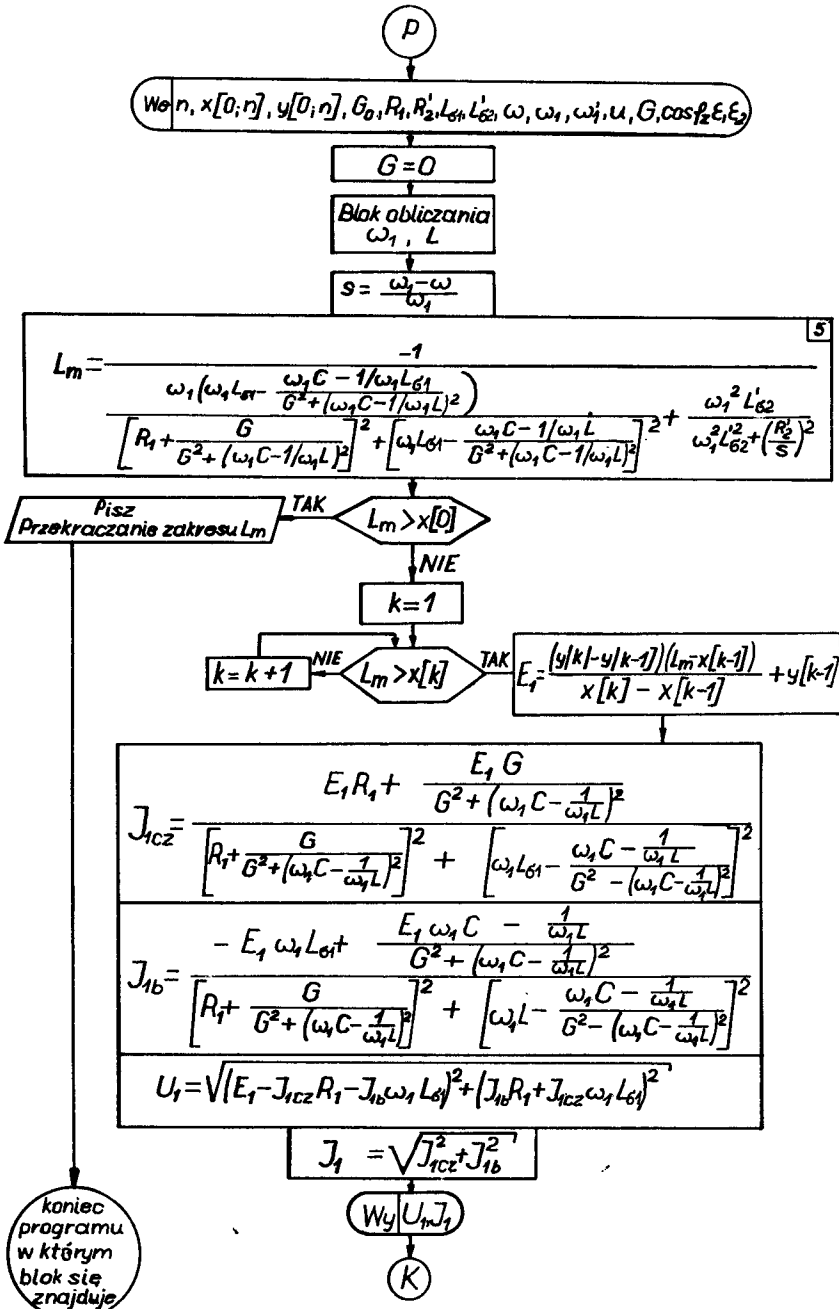
$$\underline{Y} = \frac{1}{R_{Fe}} - j \frac{1}{\omega_1 L_m} + \frac{1}{R_1 + j\omega_1 L_{G1} + \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega_1 C - j \frac{1}{\omega_1 L}}} + \frac{1}{\frac{R'_2}{s} + j\omega_1 L'_{G2}} = 0 \quad (2)$$

Algorytm obliczeń charakterystyk statycznych generatora przedstawiono w postaci schematów blokowych, zawierających również wszystkie zależności matematyczne, wykorzystane w obliczeniach. Algorytm, którego schemat blokowy przedstawiono na rysunku 3, dotyczy obliczenia pulsacji ω_1 na wyjściu generatora i indukcyjności L jego obciążenia, przy zadanym współczynniku mocy $\cos \varphi$ i rezystancji R obciążenia, jest częścią składową wszystkich pozostałych algorytmów.

Użyta w bloku 3 tego schematu część rzeczywista wyrażenia (2) łącznie z wyrażeniem w bloku 2, stanowią nieliniowy układ równań algebraicznych, których rozwiązanie pozwala określić ω_1 i L. Użyte w schemacie wyrażenia zawierają oznaczenia jak na rysunku 2, z wyjątkiem rezystancji R i R_{Fe} , które dla uproszczenia opisu matematycznego zastąpiono odpowiednimi przewodnościami G i G_0 . Z pozostałych oznaczeń, oprócz ogólnie przyjętych, u jest dowolną liczbą różniącą się od wartości r dla pierwszego kroku iteracji więcej niż o przyjęty błąd ξ , ξ_2 - założona dokładność obliczeń $\cos \varphi$, ω'_1 - startowa wartość pulsacji ω .

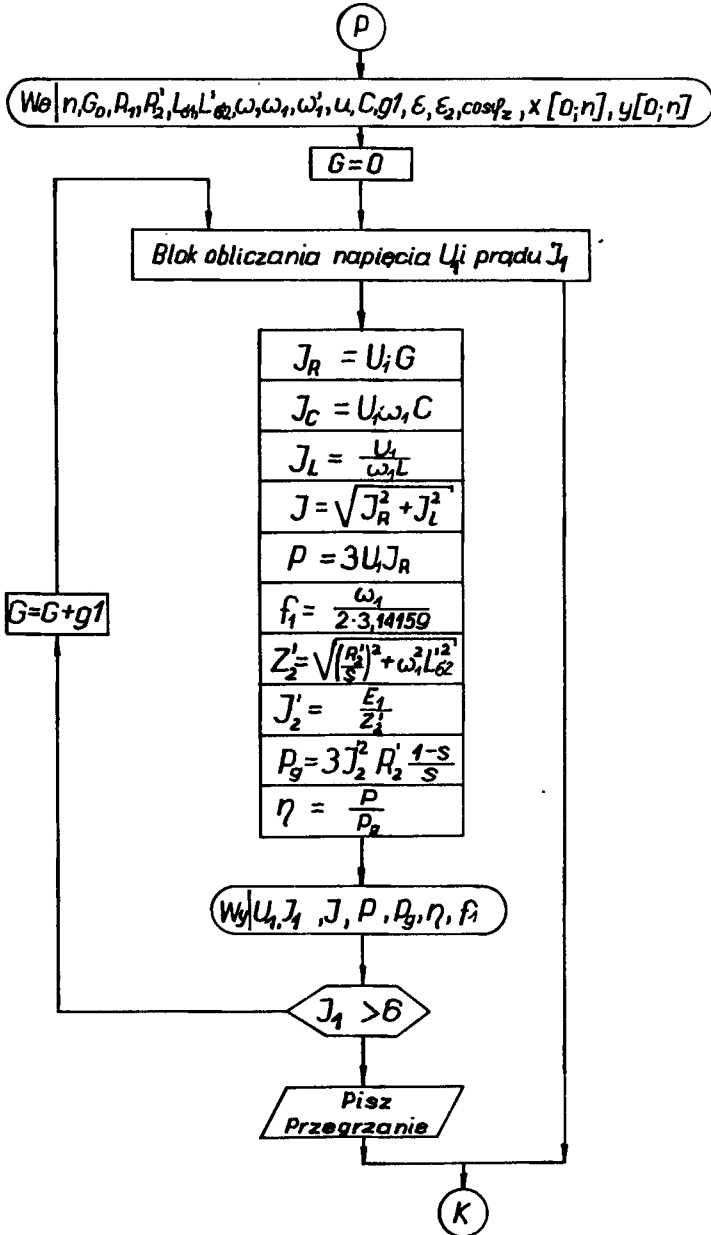


władającą obliczonej pulsacji ω_1 , wartość L_m obliczono wykorzystując część urojoną wyrażenia (2) /blok 5 na rysunku 4/.



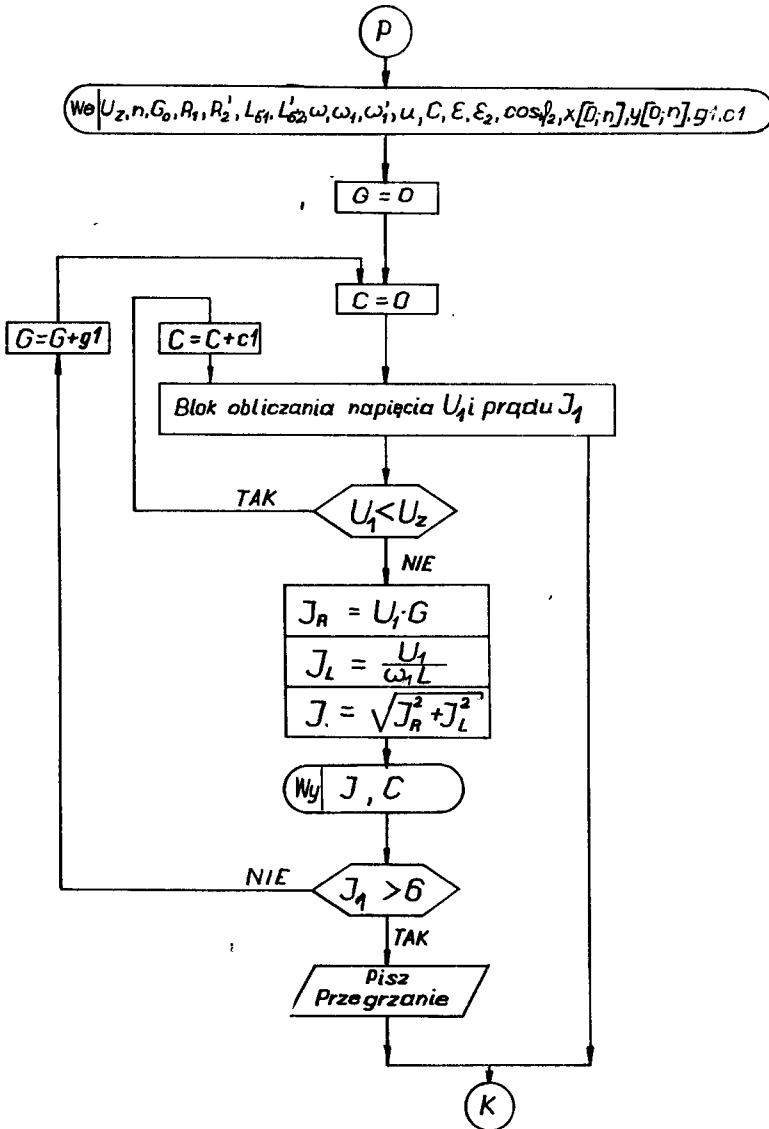
Rys. 4. Schemat blokowy programu obliczania napięcia U_1 i prądu I_1 na wyjściu generatora indukcyjnego dla zadanej rezystancji obciążenia i zadanego $\cos \varphi$

Rysunek 5 przedstawia algorytm obliczeń charakterystyki zewnętrznej $U_1 = f(I)$, częstotliwościowej $f_1 = f(I)$, mocy czynnej obciążenia P i generatora P_g oraz sprawności przy zadanym współczynniku mocy obciążenia $\cos\varphi$.



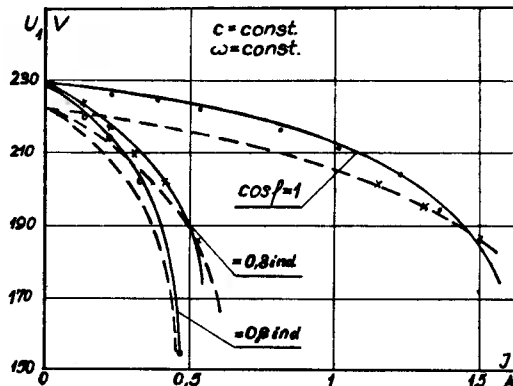
Rys.5. Schemat blokowy programu obliczania charakterystyki zewnętrznej i częstotliwościowej

Na rysunku 6 przedstawiono algorytm obliczeń charakterystyki regulacyjnej $C = f(I)$ dla zadanej wartości napięcia na zaciskach wyjściowych generatora.

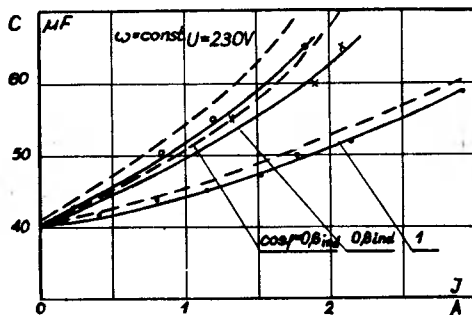


Rys.6. Schemat blokowy programu obliczania charakterystyki regulacyjnej

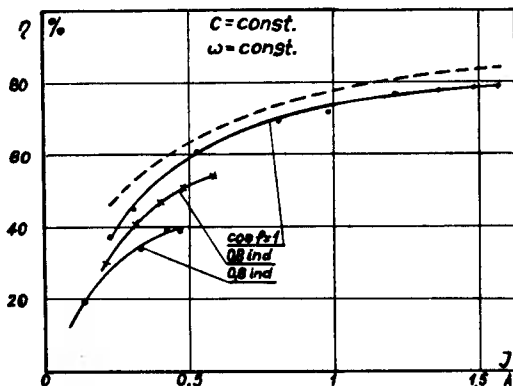
Otrzymane wyniki obliczeń charakterystyk statycznych generatora wraz z odpowiednimi charakterystykami zdjętymi eksperymentalnie, przedstawiono na rysunkach 7- 12.



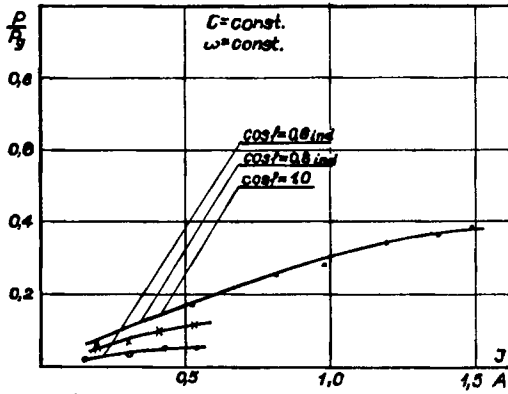
Rys.7. Charakterystyki zewnętrzne generatora indukcyjnego
 ———— zmierzone, - - - - - obliczone



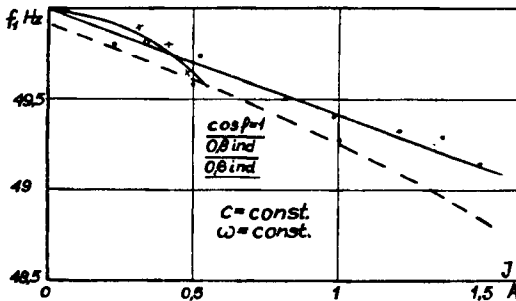
Rys.8. Charakterystyki regulacyjne generatora indukcyjnego
 ———— zmierzone, - - - - - obliczone



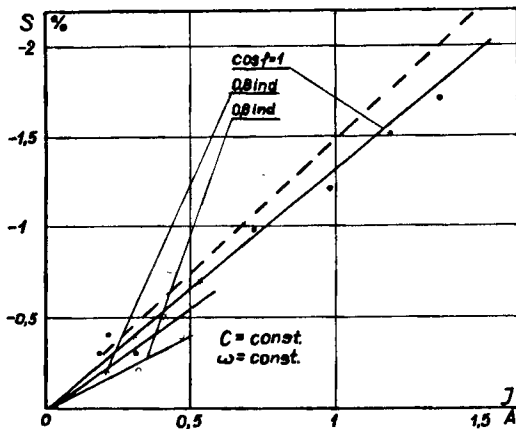
Rys.9. Zależność sprawności generatora indukcyjnego od obciążenia
 ———— zmierzone, - - - - - obliczone



Rys.10. Zależność mocy generatora indukcyjnego od obciążenia
 ———— zmierzone, - - - - - obliczone



Rys.11. Charakterystyki częstotliwościowe generatora indukcyjnego
 ———— zmierzone, - - - - - obliczone



Rys.12. Zależność poślizgu od obciążenia generatora indukcyjnego
 ———— zmierzone, - - - - - obliczone

Program zakodowano w języku ALGOL, a obliczenia przeprowadzono na maszynie cyfrowej ODRA 1204.

WNIOSKI

Z przeprowadzonych obliczeń i pomiarów wynikają następujące wnioski odnośnie generatora indukcyjnego, pracującego na sieć autonomiczną:

- przyjęty do obliczeń model fizyczny i matematyczny generatora pozwala uzyskiwać wyniki obliczeń charakterystyk statycznych z wystarczającą do obliczeń inżynierskich dokładnością;
- generator indukcyjny bez urządzeń stabilizacji napięcia można wykorzystywać jedynie w przypadku obciążeń rezystancyjnych i to jedynie w granicach około 30% mocy znamionowej. Przy większych obciążeniach generator odzwbudza się;
- w przypadku obciążeń indukcyjnych generator indukcyjny bez urządzeń stabilizacji napięcia posiada bardzo miękką charakterystykę zewnętrzną i odzwbudza się już przy obciążeniu rzędu 10% mocy znamionowej;
- zwiększenie pojemności wzbudzającej wraz ze wzrostem obciążenia pozwala na wykorzystanie generatora w pełnym zakresie obciążeń, tj. od zera do mocy znamionowej. W przypadku obciążenia rezystancyjnego uzyskanie pracy generatora przy znamionowym napięciu i mocy wymaga równoległego dołączenia do każdej z faz dodatkowych pojemności /w rozpatrywanym przypadku 18 μF /. Przy obciążeniach indukcyjnych wymagane są większe wartości pojemności dodatkowych;
- częstotliwość drgań generatora nieznacznie maleje ze wzrostem obciążenia proporcjonalnie do poślizgu;
- wykorzystanie generatora w pełnym zakresie mocy wymaga opracowania urządzeń stabilizacji napięcia, których stopień skomplikowania jest uzależniony od wymagań stawianych parametrom uzyskiwanej energii elektrycznej /elementarnie proste przy niskich wymaganiach i bardziej złożone przy wyższych/.

LITERATURA

- [1] Dubicki B.: Maszyny elektryczne, t.III. Silniki indukcyjne. PWN, Warszawa 1964
- [2] Ivanov A.A.: Asinchronnyje generatory dlja gidroelektrostantsij nebolšoj moščnosti. Moskva - Leningrad 1948
- [3] Netušili A.V.: Avtonomnyj asinchronnyj generator kak nelinejnaja avtokolebatelnaja sistema. Izv. VUZ-ov Elektromechanika, nr 5, 1977

PROPERTIES OF SELF-EXCITED INDUCTION GENERATOR

Summary

The author presents the testing results of the self-excited induction generator working in an autonomous network. The generator was based on the squirrel-cage motor. The method and algorithms of the computer calculation of the generator characteristics are given. The results obtained are compared with experimental findings and the usability of the generator is estimated.

СВОЙСТВА САМОВОЗБУЖДАЮЩЕГОСЯ АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА РАБОТАЮЩЕГО НА
АВТОНОМНУЮ НАГРУЗКУ

Резюме

Представлены результаты испытаний самовозбуждающегося асинхронного генератора, работающего на автономную нагрузку. В качестве генератора использован типичный асинхронный электродвигатель с к.з. ротором. Приведена методика и алгоритмы расчетов статических характеристик генератора на ЭВМ а также сравнение расчетных и экспериментальных результатов. Произведена Оценка применимости такого генератора.

Jan Mućko

SYMULACJA CYFROWA TYRYSTOROWEGO STABILIZATORA NAPIĘCIA PRZEMIENNEGO O KOMUTACJI WYMUSZONEJ

W artykule przedstawiono metodę symulacji zjawisk elektromagnetycznych w obwodzie głównym stabilizatora. Symulację przeprowadzono przy zastosowaniu programu NAP2. Jako przykład podano wyniki symulacji przebiegów czasowych niektórych wielkości elektrycznych obwodu głównego stabilizatora. Wyniki symulacji porównane zostały z wynikami badań modelu laboratoryjnego.

1. WSTĘP

Stabilizatory napięcia przemiennego służą do zasilania odbiorników energii elektrycznej wrażliwych na zmiany wartości napięcia zasilającego, jak: układy nadawcze radiowo-telewizyjne, maszyny cyfrowe, układy pomiarowe, lampy projekcyjne itp.

Tyristorowe stabilizatory napięcia przemiennego [1, 2, 3] pracować mogą z komutacją naturalną lub wymuszoną. Zastosowanie układów o komutacji wymuszonej znacznie skraca czas trwania stanów przejściowych, spowodowanych zakłóceniami zewnętrznymi [2, 3].

Rysunek 1 przedstawia schemat ideowy tyristorowego stabilizatora napięcia przemiennego o komutacji wymuszonej, natomiast rysunek 2 ilustruje zasadę działania tego stabilizatora.

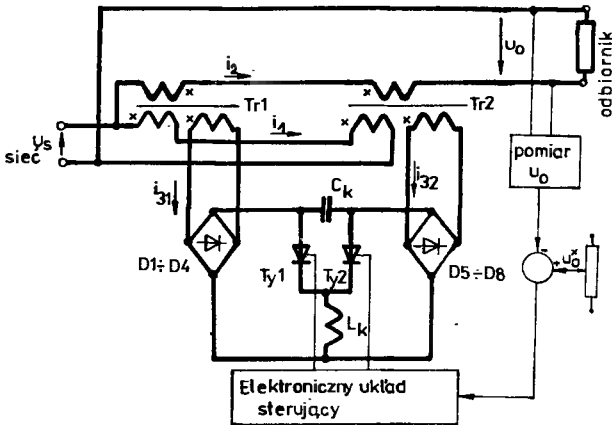
W przedstawionym na rysunku 2 schemacie przez $u_g(t)$ oznaczono wartość chwilową przemiennego napięcia sieci zasilającej, natomiast przez $e_{d1}(t)$, $e_{d2}(t)$ wartości chwilowe s.e.m. dodatkowych źródeł dodawczych.

S.e.m. $e_{d1}(t)$ i $e_{d2}(t)$ są przebiegami sinusoidalnie zmiennymi o tej samej pulsacji co napięcie zasilające $u_g(t)$. S.e.m. $e_{d1}(t)$ jest w fazie z napięciem sieci zasilającej, a s.e.m. $e_{d2}(t)$ jest przesunięta w fazie o kąt 180° .

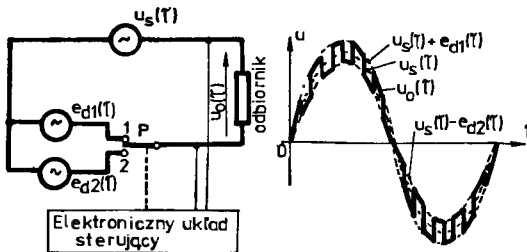
Łącznik P przełączany jest cyklicznie. Zmieniając stosunek czasu położenia łącznika P w pozycji 1 do czasu położenia w pozycji 2 można zmienić wartość skuteczną napięcia wyjściowego.

Rolę łącznika P w układzie rzeczywistym pełnią tyristory Ty1 i Ty2, pracujące w układzie komutacji wymuszonej. Rolę źródeł dodawczych o s.e.m.

$e_{d1}(\tau)$ i $e_{d2}(\tau)$ pełnią transformatory dodawcze Tr1 i Tr2. Kondensator C_k i dławik L_k są częściami składowymi obwodu komutacji.



Rys.1. Schemat ideowy tyrystorowego stabilizatora napięcia przemiennego o komutacji wymuszonej



Rys.2. Schemat zastępczy ilustrujący zasadę działania stabilizatora

2. PROGRAM SYMULACYJNY NAP2

Program NAP2 jest programem analizy nieliniowej ogólnego zastosowania [4]. Ukierunkowany jest na analizę układów elektrycznych /elektronicznych/.

Inne systemy fizyczne dające się opisać równaniami różniczkowymi zwyczajnymi można modelować w postaci sieci elektrycznej i również analizować przy pomocy tego programu. Modele podstawowych elementów obwodów elektrycznych oraz modele podstawowych elementów półprzewodnikowych są wbudowane do programu. Inne rodzaje elementów nieliniowych można opisywać przy pomocy tablic, wbudowanych funkcji standardowych lub ich kombinacji. Wszystkie parametry układu mogą być funkcjonalnie uzależnione od innych parametrów lub odpowiedzi obwodu.

3. SYMULACJA CYFROWA PRACY OBWODU GŁÓWNEGO STABILIZATORA

Symulację wykonano przy założeniu następujących uproszczeń:

- czasy załączania i wyłączania tyrystorów oraz napięcia na przewodzących tyrystorach są pomijalne,
- prąd jałowy transformatorów dodawczych ma wartość pomijalną w stosunku do prądu znamionowego.

Danymi wejściowymi programu były parametry laboratoryjnego układu modelowego /rys.5/. Dawało to możliwość porównania zjawisk w symulowanym obwodzie ze zjawiskami występującymi w układzie rzeczywistym.

3.1. Zasady opracowania modeli elementów obwodu głównego stabilizatora

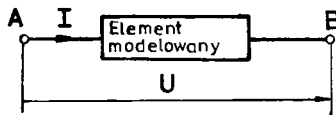
Opis elementów obwodu zgodny jest generalnie z poniższym zapisem:

NAZWA A B WARTOŚĆ (1)

gdzie:

- A - węzeł pierwszy
- B - węzeł drugi
- NAZWA - nazwa elementu
- WARTOŚĆ - stała lub funkcja

Konwencja przyjętych w programie NAP2 kierunków strzałkowania oraz oznaczenia kolejności węzłów zgodna jest z rysunkiem 3.



Rys.3. Konwencja strzałkowania i kolejności węzłów w programie NAP2

Modele diod są modelami wbudowanymi. Zapis:

TD4 0 11 FD (2)

oznacza diodę złączową p-n o kierunku przewodzenia od węzła 0 do 11. Charakterystyka diody dana jest funkcją FD.

Tyrystory zamodelowano jako rezystancje zależne od czasu. Zapis:

RTY1 13 17 1 * FRTY1 (TIME) (3)

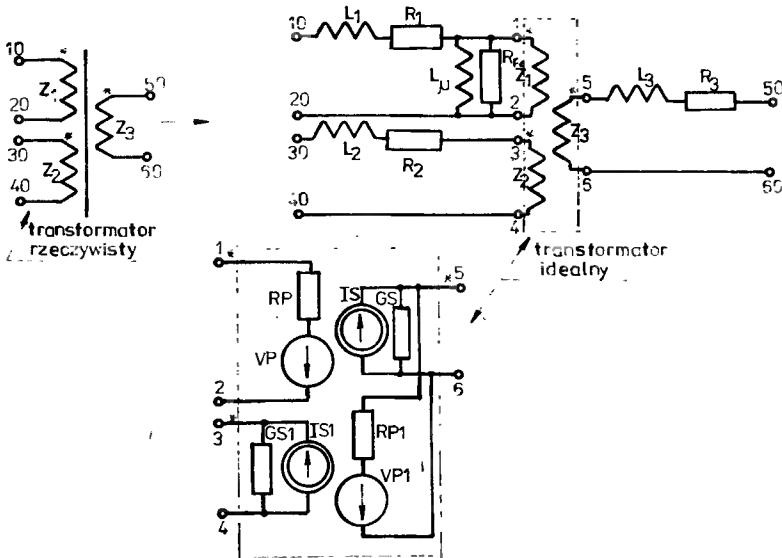
oznacza model tyrystora TY1 /Ty1/ przyłączonego do węzłów 13 i 17. Momenty załączania i wyłączania dane są funkcją FRTY1. Natomiast zapis:

LP 5 0 0; RP LP 70.7 (4)

oznacza, że między węzły 5 i 0 załączono szeregowo indukcyjność LP o wartości 0 [H] oraz rezystancję RP o wartości 70,7 [Ω].

Modele transformatorów zbudowano w oparciu o schemat zastępczy typu T.

Rysunek 4 przedstawia sposób tworzenia modelu transformatora trójzwojowego.



Rys.4. Model transformatora trójzwojowego

Transformator idealny zastąpiony jest źródłami sterowanymi VP, VP1, IS, IS1. Sposób sterowania tych źródeł zapewnia transformację prądów i napięć. Idealny transformator trójzwojowy /z rys.4/ opisany jest w następujący sposób:

$$RP \begin{matrix} 1 & 2 & 0 \\ 5 & 6 & 0 \end{matrix} \quad ; \quad RP1 \begin{matrix} 5 & 6 & 0 \\ 3 & 4 & 0 \end{matrix} \quad (5)$$

$$GS \begin{matrix} 5 & 6 & 0 \\ 3 & 4 & 0 \end{matrix} \quad ; \quad GS1 \begin{matrix} 3 & 4 & 0 \\ 4 & 3 & 0 \end{matrix} \quad (6)$$

$$VP \begin{matrix} RP & \mathcal{U}_{13}^p & VGS \\ 6 & 5 & \mathcal{U}_{43}^p \end{matrix} \quad ; \quad VP1 \begin{matrix} RP1 & \mathcal{U}_{23}^p & VGS1 \\ 4 & 3 & \mathcal{U}_{23}^p \end{matrix} \quad (7)$$

$$IS \begin{matrix} 6 & 5 & \mathcal{U}_{13}^p & IRP \\ 4 & 3 & \mathcal{U}_{23}^p & IRP1 \end{matrix} \quad ; \quad IS1 \begin{matrix} 4 & 3 & \mathcal{U}_{23}^p & IRP1 \end{matrix} \quad (8)$$

przy czym:

RP, RP1 - rezystancje źródeł VP, VP1

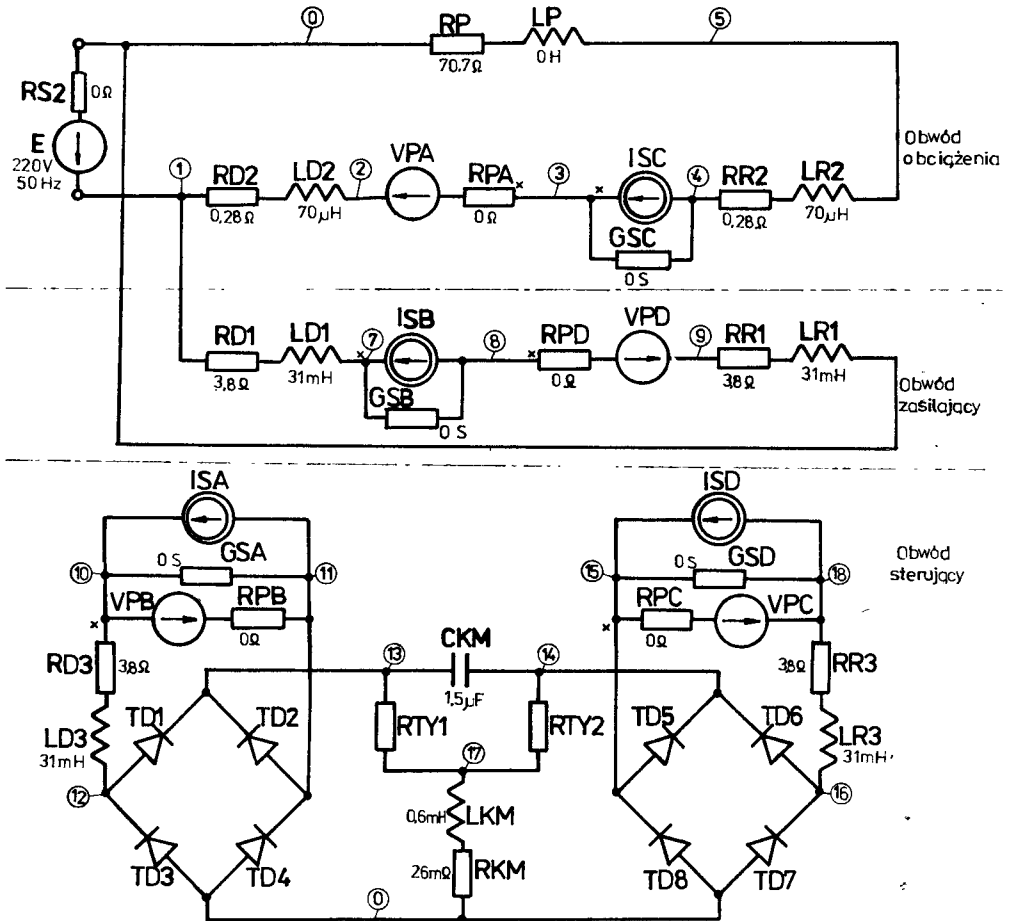
GS, GS1 - konduktancje źródeł IS, IS1

W miejsce \mathcal{U}_{13}^p oraz \mathcal{U}_{23}^p podstawiono wartości liczbowe odpowiednich przekładni transformatora.

Przedstawiony na rysunku 4 model transformatora pozwala uwzględnić nieliniową indukcyjność magnesowania L_{μ} oraz straty w rdzeniu transformatora R_{Fe} /w programie pominięto L_{μ} oraz R_{Fe} , zgodnie z założeniami b/.

3.2. Model obwodu głównego stabilizatora

Schemat obwodu głównego stabilizatora, przy uwzględnianiu opisanych powyżej modeli elementów, przedstawiony jest na rysunku 5.



Rys.5. Schemat obwodu głównego stabilizatora wykorzystany przy symulacji cyfrowej

Natomiast program symulacyjny, odpowiadający schematowi zastępczemu z rysunku 5 jest następujący:

```

* CIRCUIT
* LIST 9
FRY1 /TAB 2/ 0 1E8 5MS 1E8 5MS 0 7MS 0 7MS >
1E8 9MS 1E8 9MS 0 11MS 0
FRY2 /TAB 2/ 0 0 5MS 0 5MS 1E8 7MS 1E8 7MS >
0 9MS 0 9MS 1E8 11MS 1E8
FD /DIODE/ GS 200
FSIN /SIN/ B 311 D 3.19E-3
: OBWÓD OBCIĄŻENIA
RS2 1 0 0 E 1*FSIN (TIME)
    
```

```

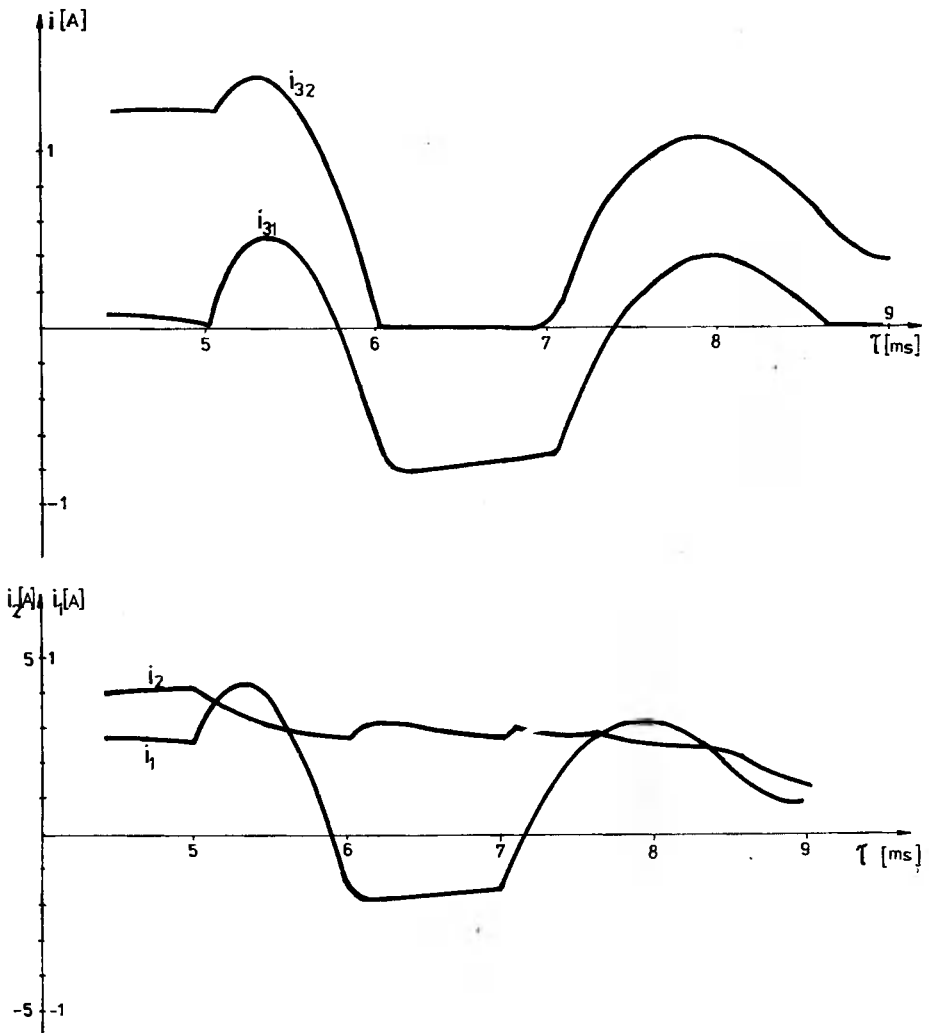
LD2 1 2 70UH ; RD2 LD2 0.28
LR2 4 5 70UH ; RR2 LR2 0.28
LP 5 0 0 ; RP LP 70.7
: OBWÓD PIERWOTNY
LR1 9 0 31MH ; RR1 LR1 3.8
LD1 1 7 31MH ; RD1 LD1 3.8
: OBWODY STERUJĄCE
LD3 10 12 31MH ; RD3 LD3 3.8
LR3 16 18 31MH ; RR3 LR3 3.8
TD1 12 13 FD ; TD2 11 13 FD ; TD3 0 12 FD
TD4 0 11 FD ; TD5 15 14 FD ; TD6 16 14 FD
TD7 0 16 FD ; TD8 0 15 FD
CKM 13 14 1.5UF ; LKM 17 0 0.6MH ; RKM LKM 0.026
RPA 3 2 0 ; GSA 10 11 0 ; VPA RPA 0.1156 VGSA
ISA 11 10 0.1156 IRPA
RFB 10 11 0 ; GSB 7 8 0 ; VPB RFB 1 VGSB
ISB 8 7 1 IRPB
RPC 15 18 0 ; GSC 3 4 0 ; VPC RPC 8.65 VGSC
ISC 4 3 8.65 IRPC
RPD 8 9 0 ; GSD 15 18 0 ; VPD RPD 1 VGSD
ISD 18 15 1 IRPD
: START Z PRACY "DODAWANIE"
RTY1 13 17 1.* FRTY1 (TIME)
RTY2 14 17 1.* FRTY2 (TIME)
* MODIFY VNALL 0 INALL 0
* TIME 0 9MS
* TR * PLOT (150 TIME 4MS 9MS) ILP *Y ILD1 ILD3 >
  ILR3 *Y
* PLOT (150 TIME 4MS 9MS) *Y ICKM ILKM *Y VCKM V8 >
* PLOT (150 TIME 4MS 9MS) *Y VRS2 VLP VISB VLD1 *Y >
* PRINT ILP ILD1 ILD3 ILR3 ICKM ILKM VCKM VLP >
  VISB VLD1 V8
* RUN CPU 40 STEP 100US CONV 2E-3 TRUNC 6E-2
* END

```

Instrukcje oznaczone gwiazdkami są instrukcjami sterującymi.

Przedstawiony program wyznacza przebiegi czasowe prądów i napięć w symulowanym układzie dla założonego przedziału czasu /przyjęto przedział od 0 do 9 ms/. Warunki początkowe napięć i prądów wszystkich elementów są zerowe.

Na rysunku 6 przedstawiono przykładowe wydruki ilustrujące przebiegi czasowe prądów uzwojeń transformatorów dodawczych w przedziale od 4 do 9 ms. Przedział ten obejmuje jeden cykl pracy stabilizatora, natomiast na rysunku 7 zamieszczone są oscylogramy tych prądów z układu rzeczywistego.



Rys.6. Przebiegi czasowe prądów w uzwojeniach transformatorów dodawczych uzyskane na drodze symulacji cyfrowej

Porównanie wyników uzyskanych na drodze symulacji cyfrowej z wynikami badań laboratoryjnych przeprowadzone zostało na podstawie przyjętego kryterium całkowego:

$$\delta\% = \frac{\int_{t_1}^{t_2} [a_p(t) - a_o(t)]^2 dt}{\int_{t_1}^{t_2} [a_o(t)]^2 dt} \cdot 100\% \quad (9)$$

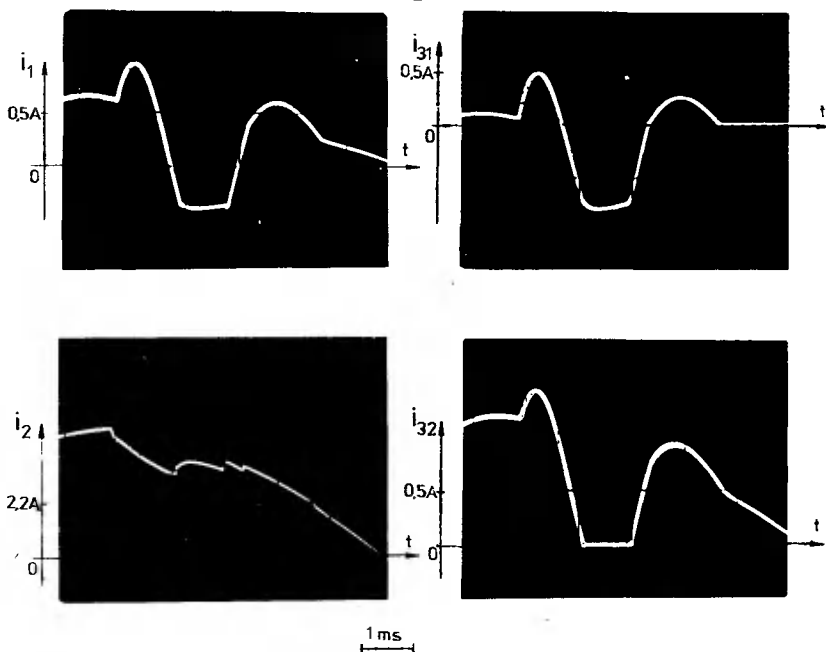
gdzie:

$a_p(t)$ - wartość chwilowa sygnału porównywanego

$a_o(t)$ - wartość chwilowa sygnału odniesienia

t_1, t_2 - początek i koniec rozpatrywanego przedziału czasu

Zbieżność wyników była zadowalająca [3].



Rys.7. Oscylogramy przebiegów czasowych prądów w uzwojeniach transformatorów dodawczych

4. PODSUMOWANIE

1. Zastosowanie programu NAP2 do analizy układów energoelektronicznych umożliwia opis rozważanego obwodu na podstawie jego struktury fizycznej, z pominięciem etapu budowy modelu matematycznego. Stanowi to o dużej szybkości tworzenia programu symulacyjnego.
2. Przedstawiony model symulacyjny pozwala na łatwe wyznaczenie przebiegów czasowych prądów i napięć w obwodzie głównym stabilizatora.
3. Prosty sposób modyfikacji instrukcji sterujących, warunków początkowych i parametrów symulowanego układu pozwala na nieskomplikowany dobór optymalnych elementów stabilizatora i stosunkowo proste projektowanie.

LITERATURA

- [1] Dmowski A.: Regulacja napięć przemiennych - układy wybrane. WNT, Warszawa 1983
- [2] Dmowski A., Mućko J.: Analiza tyrystorowego regulatora napięcia przemiennego o komutacji wymuszonej. VIII Sympozjum "Zjawiska elektromagnetyczne w obwodach nieliniowych - obwody z zaworami półprzewodnikowymi". Białeżewo 1983, ss.43-51
- [3] Mućko J.: Analiza i synteza tyrystorowego stabilizatora napięcia przemiennego o komutacji wymuszonej. Praca doktorska, Politechnika Warszawska 1983
- [4] Rubner-Petersen T.: NAP2 - Program analizy nieliniowej obwodów elektronicznych, podręcznik użytkownika. Instytut Teorii Obwodów i Telekomunikacji, Uniwersytet Techniczny, Dania

DIGITAL SIMULATION OF THYRISTORIZED AC VOLTAGE STABILIZER
WITH FORCED COMMUNICATION

Summary

The paper contains the results of the simulation method of electromagnetic processes in the main circuit of the AC voltage stabilizer. An analysis was made by the application of the NAP2 programme. Simulation results of dynamic runs of some electric values in the main circuit of the stabilizer were given as an example. The results of theoretical simulation are in good accordance with laboratory investigations.

ЦИФРОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТИРИСТОРНОГО СТАБИЛИЗАТОРА ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ
С ПРИНУДИТЕЛЬНОЙ КОМУТАЦИЕЙ

Резюме

В статье представлена методика цифрового моделирования электромагнитных процессов в главной цепи стабилизатора. Моделирование проведено с применением специализированной программы NAP2. В качестве примера приведены временные диаграммы некоторых электрических величин моделированной цепи. Результаты моделирования сравнены с результатами экспериментальных исследований лабораторной модели.

Ryszard Strzelecki
Włodzimierz Jabłoński

MODULACYJNE FALOWNIKI NAPIĘCIA O MODUŁOWEJ KONSTRUKCJI Z POŚREDNIM OGNIWEM WYSOKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

W pracy omówiono perspektywiczne falowniki napięcia o modułowej konstrukcji, z pośrednim ogniwnem wysokiej częstotliwości. Wskazano na celowość wykorzystania metod modulacji amplitudy w celu kształtowania napięcia wyjściowego. Rozpatrzono modulacyjne falowniki napięcia z sumowaniem we wspólnym obwodzie. Przedstawiono schemat blokowy oraz algorytm działania falowników tego typu z pośrednim ogniwnem wysokiej częstotliwości.

1. WSTĘP

Otrzymanie jednocześnie wysokiej jakości napięcia wyjściowego, małych wymiarów i masy falownika jest w praktyce skomplikowanym zadaniem. Na powyższe wymagania nakłada się także najczęściej nieodzowność zapewnienia szerokiego zakresu regulowania częstotliwości i amplitudy napięcia wyjściowego.

Najbardziej racjonalne rozwiązania wspomnianego problemu opierają się na teorii i zasadach funkcjonowania modulacyjnych falowników napięcia z pośrednim ogniwnem wysokiej częstotliwości [3,8].

Zastosowanie ogniwa wysokiej częstotliwości pozwala znacznie zmniejszyć masę i rozmiary falownika. Przykładowo, jeśli przy częstotliwości 50 [Hz] masa jednostkowa transformatora wynosi 10-20 $\left[\frac{\text{kg}}{\text{kW}}\right]$, to przy częstotliwości 500 [Hz] zmniejsza się 6-8 razy, a przy częstotliwości wynoszącej 3000-5000 [Hz] 10-15 razy. Zwiększająca się przy tym sprawność transformatora na około 4-5%, dla średnich mocy wyjściowych [5] kompensuje w określonym stopniu większe straty, wynikające z wielostopniowego przekształcania energii elektrycznej.

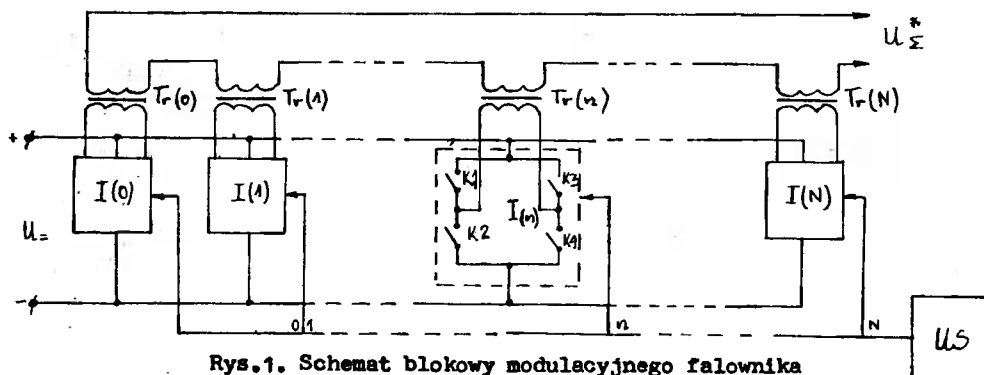
Drugą dodatnią stroną zastosowania ogniwa wysokiej częstotliwości jest możliwość prostego kształtowania i racjonalnego regulowania napięcia wyjściowego falownika. Jednocześnie polepszeniu ulegają jego dynamiczne właściwości i dokładność stabilizacji parametrów wyjściowych. Ważna jest również możliwość płynnego regulowania częstotliwości, włącznie do niskich i infraniskich [8].

Powyższe właściwości określają coraz szersze zastosowanie wspomnianych falowników [8], co powoduje celowość dalszej analizy sposobów sterowania i regulowania, a także zasad ich konstrukcji

2. MODULACYJNE FALOWNIKI Z SUMOWANIEM WE WSPÓLNYM OBWODZIE

W modulacyjnych falownikach napięcia jednym z dwóch podstawowych sposobów kształtowania przebiegu napięcia wyjściowego jest modulacja według krzywej schodkowej [3,7]. Napięcie wyjściowe pożądanego kształtu jest otrzymywane poprzez sumowanie oddzielnych składowych we wspólnym węźle lub we wspólnym obwodzie. Rolę takiego sumatora zazwyczaj przyjmuje transformator wyjściowy. Jednoczesne wykorzystanie transformatora dla dopasowania poziomów napięć wejściowego i wyjściowego zwiększa celowość modulacji według krzywej schodkowej [3, 8].

Sumowanie składowych napięcia wyjściowego we wspólnym węźle charakteryzuje się małym współczynnikiem wykorzystania siłowych kluczy /tyrystorów, diód, tranzystorów/ i ich nierównomiernym obciążeniem. Ten niedostatek zostaje znacznie zniwelowany poprzez sumowanie odpowiednich składowych we wspólnym obwodzie [1, 3, 8]. Oprócz tego falowniki z sumowaniem we wspólnym obwodzie, których ogólny schemat blokowy został przedstawiony na rysunku 1, gdzie $I(0), \dots, I(N)$ - moduły falownika o prostokątnym kształcie napięcia wyjściowego; $Tr(0), \dots, Tr(N)$ - transformatory sumujące; U_* - źródło napięcia stałego; US - układ sterowania - posiadają prostsze układy sterowania i możliwość otrzymania żądanej jakości napięcia wyjściowego, poprzez dobór odpowiedniej liczby modułów [1,3].



Rys.1. Schemat blokowy modulacyjnego falownika z sumowaniem we wspólnym obwodzie

Tę ostatnią właściwość wyjaśnimy na przykładzie kształtowania napięcia wyjściowego, na podstawie szeregu Walsha [2, 4]. Żądane okresowe napięcie wyjściowe $U(t \cdot T)$, gdzie $t \in (0, 1)$; T - długość okresu, aproksymujemy szeregiem

$$U(t \cdot T) \approx U_{\Sigma}^M(t \cdot T) = \sum_{n=0}^N a_n \text{wal}(n, T \cdot t) \quad (1)$$

gdzie:

$$a_n = \int_0^1 U(t \cdot T) \text{wal}(n, T \cdot t) dt, \quad n = \overline{0, N}$$

Szereg Walsha jest ortogonalny i normowany w przestrzeni L^2 . Dlatego też norma błędu

$$\|U(t \cdot T) - U^{\#}(t \cdot T)\|_{L^2} = (\|U(t \cdot T)\|_{L^2}^2 - \sum_{n=0}^N a_n^2)^{\frac{1}{2}}$$

Po dodaniu kolejnego składnika $a_j \cdot \text{wal}(j, T \cdot t)$, gdzie $j > N$; $a_j = \int_0^1 U(t \cdot T) \cdot \text{wal}(j, T \cdot t) dt$, do sumy (1), otrzymujemy

$$\|U(t \cdot T) - U_{\sum}^{\#}(t \cdot T)\|_{L^2} = (\|U(t \cdot T)\|_{L^2}^2 - \sum_{n=0}^N a_n^2 - a_j^2)^{\frac{1}{2}}$$

W takim przypadku zawsze

$$(\|U(t \cdot T)\|_{L^2}^2 - \sum_{n=0}^N a_n^2 - a_j^2) \leq (\|U(t \cdot T)\|_{L^2}^2 - \sum_{n=0}^N a_n^2) \quad (2)$$

co świadczy o zwiększeniu jakości napięcia wyjściowego [9].

Dany sposób /na przykładzie kształtowania quasi-sinusoidalnego napięcia $U_{\sum}^{\#}$ w układzie modulacyjnego falownika /rys.1//, przy wykorzystaniu dwóch $I(0)$, $I(1)$ i czterech $I(0)$, $I(1)$, $I(2)$, $I(3)$ modułów falownika wyjaśniają rysunki 2a i 2b. Obliczone wartości współczynnika harmonicznych K_n dla pierwszego $/K_n \approx 22,4\%/$ i drugiego $/K_n \approx 11,3\%/$ przypadku, potwierdzają teoretyczne rezultaty sformułowane wyżej.

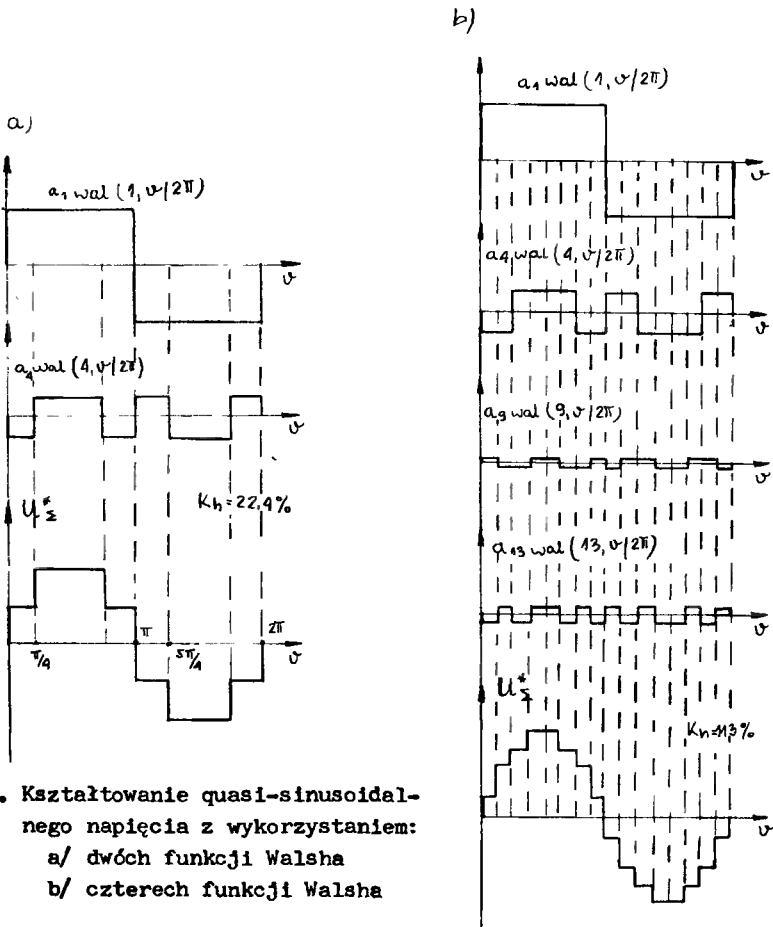
Kształtowanie napięcia $U_{\sum}^{\#}$ na podstawie szeregu Walsha, przeprowadzane w przestrzeni L^2 minimalizuje wartość błędu kwadratowego. Jest to równoznaczne z minimalizacją błędu liniowego w przestrzeni $L[9]$. Właściwością tą charakteryzuje się także modulacja amplitudowo-impulsowa według sinusoidalnej krzywej [3, 7].

W związku z powyższym można sformułować wniosek o nieobecności w krzywej quasi-sinusoidalnego napięcia $U_{\sum}^{\#}$, kształtowanego na podstawie szeregu Walsha, całego szeregu harmonicznych bliskich podstawowej.

Jak już wspomniano falownik przedstawiony na rysunku 1 wymaga stosowania odpowiednich transformatorów $Tr(0), \dots, Tr(N)$, których współczynniki transformacji napięcia $w_n = \frac{a_n}{U_-}$, $n = \overline{0, N}$, gdzie U_- - napięcie zasilania. Mając do dyspozycji dodatkowy moduł $I(j)$ i odpowiednio dobierając wartość współczynnika transformacji $w_j^{\#}$ transformatora $Tr(j)$ możemy:

- zwiększyć jakość napięcia $U_{\sum}^{\#}$ zgodnie ze wzorem (2),
- zwiększyć C -razy /zmniejszyć/ amplitudę napięcia $U_{\sum}^{\#}$.

W tym ostatnim przypadku każdemu modułowi falownika możemy przyporządkować dowolną funkcję Walsha. Takie przyporządkowanie realizujemy poprzez odpowiednie sterowanie siłowymi kluczami modułu. Jednakże, tylko



Rys.2. Kształtowanie quasi-sinusoidalnego napięcia z wykorzystaniem:
a/ dwóch funkcji Walsha
b/ czterech funkcji Walsha

współczynnik a_j^* możemy wybrać z warunku optymalności, tj. zgodnie ze wzorem

$$a_j^* = \int_0^1 C \cdot U(t \cdot T) \cdot \text{wal}(\xi, t \cdot T) dt \quad (3)$$

gdzie:

$\xi \in \{N\} \cup \{0\}, \{N\}$ - zbiór liczb naturalnych
 $\{0\}$ - zbiór jednoelementowy o elemencie "0"

Ponieważ pozostałe współczynniki a_n , $n = \overline{0, N}$ zostały wstępnie wybrane, to dla dowolnego ξ nie wypełniają warunku optymalności aproksymacji (3). Dlatego też jakość nowego napięcia wyjściowego U_{Σ}^* , określana przez normę błędów w L^2 jako

$$\|CU(t \cdot T) - U_{\Sigma}^*(t \cdot T)\|_{L^2}^2 = (C^2 \|U(t \cdot T)\|_{L^2}^2 + \sum_{n=0}^N a_n^2 - 2 \sum_{n=0}^N \gamma_{\xi} a_n - a_j^{*2})$$

w ogólnym przypadku, nie przyjmuje maksymalnej wartości jaka jest możliwa

przy zastosowaniu $N+2$ wybranych funkcji Walsha. W związku z tym wybór określonego ciągu współczynników transformacji w_n , $n=0,1,2,\dots$, który mógłby być zawsze wykorzystywany w celu optymalnego kształtowania napięć wyjściowych U_{Σ}^* o zadanej formie i różnych amplitudach jest niemożliwy.

Od tego niedostatku jest wolna modułowa konstrukcja modulacyjnego falownika, w którym na dowolne dwa najbliższe sobie poziomy aproksymującego napięcia schodkowego U_{Σ}^* , c_j , c_{j+1} $j \in \{N\} \cup \{0\}$ nałożono ograniczenie w postaci [6,9]

$$b = c_{j+1} - c_j, \quad j \in \{N\} \cup \{0\} \quad (4)$$

Takie ograniczenie zwiększające technologiczność falownika powoduje tylko nieznaczne pogorszenie jakości napięcia U_{Σ}^* w porównaniu z jego optymalnym kształtem /przy jednakowej liczbie poziomów schodkowego napięcia U_{Σ}^* / i jest szczególnie korzystne przy małej liczbie poziomów [6,9]. Stosując $N+1$ modułów $I(n)$, $n=0, \overline{N}$ dowolny poziom c_j tak kształtowanego napięcia U_{Σ}^* można wyznaczyć za pomocą wyrażenia

$$c_j = \left(\frac{b}{2}\right) \sum_{n=0}^N p_n 2^n \quad (5)$$

gdzie:

- $p_n \in \{-1, 1\}$ - jeśli moduł $I(n)$, $n=0, \overline{N}$ mogą kształtować tylko napięcie dwubiegunowe $\left\{ \pm U = \right\}$
- $p_n \in \{-1, 1, 0\}$ - jeśli moduły $I(n)$, $n=0, \overline{N}$ mogą kształtować napięcia dwubiegunowe i zerowy poziom $\left\{ \pm U =, 0 \right\}$

Ponieważ liczba możliwych w tych przypadkach poziomów napięcia wyjściowego wynosi odpowiednio 2^{N+1} i $2^{N+1} - 1$, to przy wykorzystaniu zerowych poziomów zwiększa się jakość napięcia wyjściowego.

Dla falowników kształtujących napięcie U_{Σ}^* zgodnie z ograniczeniem (4) i na podstawie wyrażenia (5) odpowiednie współczynniki transformacji transformatorów $Tr(n)$, $n=0, \overline{N}$ wynoszą $w_n = \frac{b \cdot 2^{n-1}}{U =}$. Zwiększając amplitudę napięcia U_{Σ}^* C-razy, należy dodać

$$K = \text{abs} \log_2 [C(2^{N+1} - 1) + 1] - N$$

modułów $I(N+1)$ i transformatorów $Tr(N+1)$, $i=1, \overline{K}$, gdzie abs - symbol części całkowitej. W tym przypadku zwiększa się także względna jakość napięcia wyjściowego, określana poprzez stosunek normy błędu do określonego parametru żadanego napięcia $C \cdot U(t.T)$. Dlatego też nie zmniejszając względnej jakości otrzymanej dla napięcia U_{Σ}^* , można odłączyć $K-1$ modułów $I(n)$ i transformatorów $Tr(n)$, $n=0, \overline{K-2}$. Analogiczne wnioski mogą być także sformułowane przy zmniejszaniu amplitudy U_{Σ}^* .

3. MODULACYJNE FALOWNIKI Z POŚREDNIM OGNIWEM WYSOKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

We wstępie była zasygnalizowana celowość stosowania w modulacyjnych falownikach napięcia pośrednich ogniów wysokiej częstotliwości. Zakres ich zastosowań nie zależy od sposobów modulacji żądanego napięcia wyjściowego i sumowania oddzielnych składowych.

W układach falowników z sumowaniem we wspólnym węźle, funkcje ogniwa wysokiej częstotliwości spełnia oddzielny falownik, a kształtowanie i wydzielanie niskiej częstotliwości napięcia $U_{\Sigma}^{\#}$ przeprowadza się na ogół w transformatorowym węźle.

W układach falowników z sumowaniem we wspólnym obwodzie, funkcje ogniwa wysokiej częstotliwości i kształtowania oddzielnych składowych napięć $U_{\Sigma}^{\#}$ wypełniają jednocześnie moduły $I(n)$ i transformatory $Tr(n)$, $n = \overline{0, N}$. Wydzielenie niskiej częstotliwości zachodzi w oddzielnym układzie - demodulatorze. Te układy falowników, omówione wcześniej, charakteryzują się szeregiem dodatnich właściwości [1, 3]. Dlatego celowym jest, na ich przykładzie, rozpatrzyć sposób formowania napięcia $U_{\Sigma}^{\#}$ w modulacyjnych falownikach z pośrednim ogniwem wysokiej częstotliwości. Zakładając, że schodkowe napięcie $U_{\Sigma}^{\#}$ jest kształtowane na podstawie wyrażenia (5) i przełączanie z poziomu c_j na poziom c_{j+1} i odwrotnie jest wykonywane w momencie czasu t_j , określonym na podstawie warunku $U(t_j) = \frac{c_j + c_{j+1}}{2}$ /minimalna norma błędu w L^2 /, zasadę działania danego typu falownika ilustruje rysunek 3.

Na podstawie zadanego, żądanego kształtu napięcia $U(t)$ i określonych poziomów c_j , $j \in \{N\}$ zostaje wyznaczone napięcie $U_{\Sigma}^{\#}$. To napięcie w zależności od maksymalnej liczby dopuszczalnych poziomów M zostaje rozłożone na $N+1 = \text{abs } \log_2 M+1$ napięć składowych $U_n(t)$, $n = \overline{0, N}$. Dla uproszczenia przyjęto, że składowa $U_n(t)$, $n = \overline{0, N}$ jest tylko napięciem dwubiegunowym.

Ponieważ falownik jest zasilany napięciem U_{Σ} , to po uwzględnieniu modulacji napięć składowych $U_n(t)$, $n = \overline{0, N}$ prostokątnym dwubiegunowym napięciem wysokiej częstotliwości $U_f(t)$ /podwyższenie częstotliwości/, na wyjściu każdego modułu $I(n)$, $n = \overline{0, N}$ otrzymujemy napięcie

$$U_n^M(t) = U_{\Sigma} \cdot \text{sgn} \{ U_n(t) \cdot U_f(t) \} \quad (6)$$

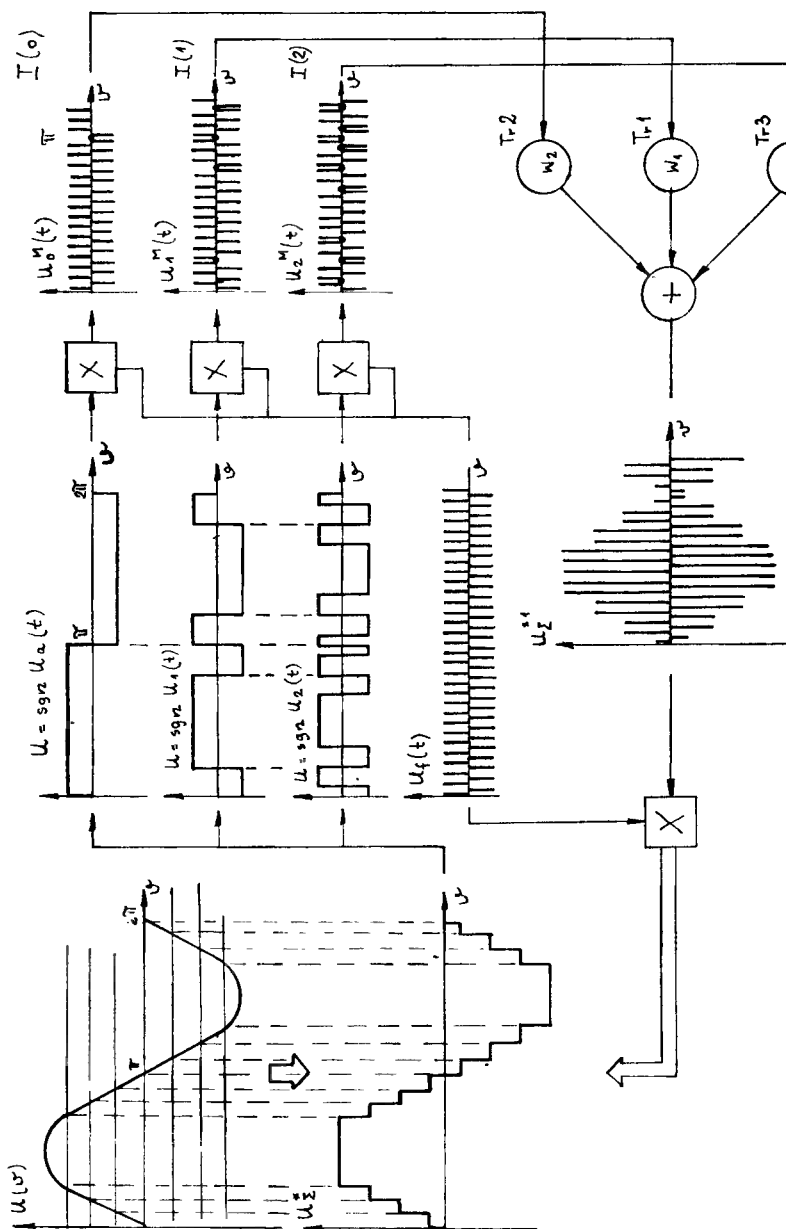
gdzie:

$\text{sgn} \{ \dots \}$ - funkcja znaku

Należy zauważyć, że kształtowanie danego napięcia może być przeprowadzone w odpowiednio sterowanym module $I(n)$. Na następnym etapie, zgodnie z rysunkiem 3, napięcie $U_n^M(t)$ jest poprzez transformatory $Tr(n)$ o współczynnikach transformacji

$$w_n = \frac{|U_n(t)|}{|U_n^M(t)|} = \frac{|U_n(t)|}{U_{\Sigma}} = \frac{b2^{n-1}}{U_{\Sigma}}, \quad n = \overline{0, N}$$

transformowane i sumowane we wspólnym obwodzie. W związku z tym, na zaciskach szeregowo połączonych uzwojeń wtórnych otrzymujemy napięcie:



Rys.3. Algorytm działania modulacyjnego falownika z pośrednim ogniwem
wysokiej częstotliwości i z sumowaniem we wspólnym obwodzie

$$\begin{aligned}
 U_{\Sigma}^{*1} &= U_{\Sigma}^{*} \cdot \operatorname{sgn} \{U_f(t)\} = \operatorname{sgn} \{U_f(t)\} \cdot \sum_{n=0}^N U_n(t) = \\
 &= \operatorname{sgn} \{U_f(t)\} \cdot b \cdot \sum_{n=0}^N 2^{n-1} \operatorname{sgn} \{U_n(t)\}
 \end{aligned}$$

Kolejnym, ostatnim etapem jest proces demodulacji przeprowadzany poprzez przemnożenie napięcia U_{Σ}^{*1} na funkcję modulującą $\operatorname{sgn} \{U_f(t)\}$. Demodulacja może być na przykład przeprowadzona w układzie falownika mostkowego, sterowanego symetrycznie napięciem $A \operatorname{sgn} U_f(t)$, gdzie A - współczynnik proporcjonalności. Na jego wyjściu otrzymujemy pożądane napięcie U_{Σ}^{*} .

4. WNIOSKI

1. Stosowanie transformatorów wyjściowych w celu dopasowania poziomów napięć wejściowego i wyjściowego zwiększa celowość modulacji według krzywej schodkowej, w szczególności na wysokich częstotliwościach i przy małych kątach przesunięcia fazowego między wyjściowymi prądem i napięciem falownika [3, 7, 8].
2. Modulacyjne falowniki z sumowaniem we wspólnym obwodzie charakteryzują się lepszym wykorzystaniem siłowych elementów, prostszymi układami sterowania oraz możliwością podwyższenia jakości napięcia wyjściowego poprzez dodanie odpowiedniej liczby modułów falownika [1, 3, 8].
3. W krzywej quasi-sinusoidalnego napięcia kształtowanego na podstawie szeregu Walsha wyeliminowany jest cały szereg harmoniczných bliskich podstawowej.
4. Kształtowanie krzywej schodkowej napięcia wyjściowego na podstawie ograniczenia (8), zwiększające technologiczność falownika, pozwala na wybór określonego ciągu współczynników transformacji, który przy zadanym napięciu zasilania może być zawsze wykorzystany w celu syntezy napięć wyjściowych o różnych amplitudach i kształtach. Jednocześnie przy wykorzystaniu zerowych poziomów napięć składowych falownika zwiększa się jakość napięcia wyjściowego.
5. Zastosowanie ogniwa wysokiej częstotliwości w modulacyjnych falownikach zmniejsza masę i rozmiary falowników, umożliwia proste formowanie i racjonalne regulowanie napięcia wyjściowego, polepsza dynamiczne właściwości i dokładność stabilizacji parametrów wyjściowych [3, 5, 8]. Przy tym, w falownikach z sumowaniem we wspólnym obwodzie wydziela się układ demodulatora, a w falownikach z sumowaniem we wspólnym węźle - układ modulatora wysokiej częstotliwości.

LITERATURA

- [1] Budionnyj A.V., Sienko V.I.: Promiežutočnyje povyšenie častoty v priebrazovateljach s sumirovaniem w obščim konturie. V kn. Problemy priebrazovalnoj tiechniki, I.E.D. AN USSR, Nr 2, Kijev 1979
- [2] Franks L.E.: Teoria sygnałów. PWN, Warszawa 1975
- [3] Gričko E.N., Tonkal V.E.: Avtonomnyje inwertory modulacjonno tipo. Naukova Dumka, Kijev 1983
- [4] Kałnibołockij J.M., Žujkov V.J., Sołodovnik A.I.: Optimalnoje sintiezirovaniye sinusoidalnego naprjaženia. V kn. Optimalizacija priebrazovateliej ełiektrižeskoj enierгии. Naukova Dumka, Kijev 1981
- [5] Kobziev A.V.: Mnogozonnaja impulsnaja modulacija. Nauka, Novosibirsk 1979
- [6] Strzelecki R., Jabłoński W.: Metody syntezy układów przeksztaltników statycznych. Zeszyty Naukowe ATR w Bydgoszczy, Nr 121, Elektrotechnika 4, 1984
- [7] Tonkal V.E.: Sintiez avtonomnych inwertorov modulacjonno tipo. Naukova Dumka, Kijev 1979
- [8] Tonkal V.E., Mielničuk Ł.P., Novosielcev A.V., Dychnienko J.I.: Požuprovodnikovyye priebrazovatelii modulacjonno tipo s promiežutočnym zvienom povyšenoj častoty. Naukova Dumka, Kijev 1981
- [9] Žujkov V.J., Strzelecki R.: Aproksimacija vychodno naprjaženija statižeskich priebrazovateliej kusočno parastajannymi funkcijami i metody ich optimalizacji. Rukopis dieponirovana w INFORM-ELEKTRO, 1980

MODULATORY VOLTAGE INVERTERS OF MODULAR DESIGN
WITH INTERMEDIATE HIGH FREQUENCY ELEMENT

Summary

The paper describes future voltage inverters of a modular design with an intermediate high frequency element. It depicts the usefulness of the amplitude modulation methods application for forming output voltage.

There are considered modulatory inverters with the summation in the common circuit.

A block diagram and working algorithm of the inverters with a intermediate high frequency element are given.

АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ МОДУЛЯЦИОННОГО ТИПА И МОДУЛЬНОГО ИСПОЛНЕНИЯ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ЗВЕНОМ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Резюме

В работе рассмотрены перспективные автономные инверторы модульного исполнения с промежуточным звеном повышенной частоты. Указывается на целесообразность формирования кривой выходного напряжения методами амплитудно-импульсной модуляции /АИМ/.

В статье большое внимание уделено инверторам модуляционного типа с суммированием в общем контуре, характеризующихся хорошим использованием силовых элементов, простыми схемами управления, а также возможностью повышения качества выходного напряжения, посредством добавления к инвертору соответствующего числа дополнительных модулей.

Представлена структурная схема и алгоритм работы инверторов данного типа с промежуточным звеном повышенной частоты.

Ryszard Strzelecki
Włodzimierz Jabłoński

REGULACJA QUASI-SINUSOIDALNEGO NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO FALOWNIKÓW

W pracy przeprowadzono analizę sposobów regulacji amplitudy pierwszej harmonicznej poprzez zmianę przesunięcia fazowego między napięciami wyjściowymi falownika. Przedstawiono algorytm sterowania i schemat blokowy układu sterowania falownikiem o modułowej konstrukcji z pośrednim ogniwnem wysokiej częstotliwości.

1. WSTĘP

Ważnym etapem przy projektowaniu falownika jest wybór sposobu regulowania napięcia wyjściowego. Pierwszeństwo oddaje się sposobom realizowanym poprzez odpowiednie sterowanie [2, 8].

Regulację quasi-sinusoidalnego napięcia najczęściej przeprowadza się poprzez zmianę przesunięcia fazowego między dwoma napięciami wyjściowymi falownika i sterowanie wieloimpulsowe [2, 9]. Wskazane jest przeprowadzenie ich porównania niezależnie od stosowanej metody kształtowania napięcia wyjściowego, wykorzystując kryteria bazujące na klasycznej teorii sygnałów, wśród których na uwagę zasługuje błąd kwadratowy [5, 6].

2. ANALIZA PORÓWNAWCZA SPOSOBÓW REGULACJI

Podczas regulowania poprzez zmianę kąta przesunięcia fazowego między napięciami $U_{\Sigma 1}^m$ i $U_{\Sigma 2}^m$, napięcie wyjściowe

$$U_{\Sigma}^m(t \cdot T) = U_{\Sigma 1}^m(t \cdot T) + U_{\Sigma 2}^m(t \cdot T + t_1), \quad c_1 \in (0, T) \quad (1)$$

gdzie:

$$t_1 = \frac{T\varphi}{2\pi}$$

φ - kąt przesunięcia fazowego

$$U_{\Sigma 2}^m(t \cdot T) = M U_{\Sigma 1}^m$$

M - współczynnik określający maksymalny zakres regulowania napięcia U_{Σ}^m

Dlatego też uwzględniając, że

$$U(t \cdot T) = U_1(t \cdot T) + U_2(t \cdot T + t_1) \quad (2)$$

gdzie:

$$U_2(t \cdot T) = M U_1(t \cdot T)$$

a także wyrażenie (1), kwadrat błędu kwadratowego

$$\delta^2 = \int_0^1 [\Delta_1(t \cdot T) + M \Delta_1(t \cdot T + t_1)]^2 dt$$

gdzie:

$$\Delta_1(t \cdot T) = U_1(t \cdot T) - U_{\Sigma 1}^*(t \cdot T)$$

$$\Delta_2(t \cdot T + t_1) = M \Delta_1(t \cdot T + t_1)$$

Przeprowadzając następnie zamianę argumentów $t = \frac{\psi}{2\pi}$ i $t_1 = \frac{\varphi T}{2\pi}$ i wyrażając odpowiednie błędy liniowe poprzez ich szeregi Fouriera

$$\Delta_1(\psi) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k \sin k\psi; \quad \Delta_1(\psi + \varphi) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k \sin(k\psi + k\varphi)$$

gdzie:

$b_k, k=0,1,\dots$ - współczynniki szeregu Fouriera

otrzymujemy

$$\delta^2 = (1 + M^2) \delta_1^2 + 2M \frac{1}{2\pi} \int_0^1 \sum_{k=0}^{\infty} b_k \sin k\psi \left(\sum_{k=0}^{\infty} b_k \sin(k\psi + k\varphi) \right) d\psi \quad (3)$$

gdzie:

$$\delta_1^2 = \int_0^1 \Delta_1^2(t \cdot T) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\sum_{k=0}^{\infty} b_k \sin k\psi \right)^2 d\psi = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{b_k^2}{2}$$

Uwzględniając właściwości szeregu Fouriera, wynikające z jego ortogonalności, wyrażenie (3) można sprowadzić do postaci

$$\delta^2 = (1 + M^2) \delta_1^2 + 2M \sum_{k=0}^{\infty} \frac{b_k^2}{2} \cos k\varphi \quad (4)$$

Nietrudno udowodnić, że przy danym sposobie regulowania, pożądana amplituda A_M pierwszej harmonicznej napięcia $U_{\Sigma 1}^*$ zmienia się w funkcji kąta przesunięcia fazowego φ /między napięciami $U_{\Sigma 1}^*$ i $U_{\Sigma 2}^*$ / według zależności

$$A_M = A_0 \sqrt{1 + 2M \cos \varphi + M^2}$$

gdzie:

A_0 - wartość pierwszej harmonicznej napięcia $U_{\Sigma 1}^*$.

Wiadomo także, że współczynnik harmonicznych K_h można obliczać za pomocą wzoru [5, 6]

$$K_h = \frac{\delta}{(A_M \sqrt{\pi})}$$

Dlatego też, oceniając wartość $\cos k\varphi \leq 1$, na podstawie zależności (3) i (4) otrzymamy [6]

$$K_h \leq \frac{\delta_1 (1+M)}{(A_0 \sqrt{\pi + 2M\pi \cos \varphi + \pi M^2})}$$

Podczas regulowania wielopulsowego zmienia się szerokość impulsów, za pomocą których kształtuje się napięcie wyjściowe U_{Σ}^* . Jego wartość skuteczna wynosi

$$U_d = U_{do} \sqrt{\gamma}$$

gdzie:

$\gamma \in (0, 1)$ - względna szerokość impulsów
 U_{do} - wartość skuteczna napięcia U_{Σ}^* dla $\gamma = 1$

a amplituda pierwszej harmonicznej

$$A_M \leq \gamma A_1$$

gdzie:

A_1 - maksymalna amplituda pierwszej harmonicznej / $\gamma = 1$ lub dla poprzedniego sposobu regulowania $\varphi = 0$

Konkretnie, w przypadku równej szerokości impulsów

$$A_m = \frac{A_1 \sin\left(\frac{\pi\gamma}{2N}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2N}\right)}$$

gdzie:

N - liczba impulsów na $\frac{1}{4}$ okresu

W związku z powyższym

$$K_h = \sqrt{\left(\frac{2 U_d^2}{A_M^2}\right) - 1} \geq \sqrt{\left(\frac{2 \gamma U_{do}^2}{\gamma^2 A_1^2}\right) - 1}$$

W procesie analizy porównawczej jest celowym korzystanie z wielkości względnych. W naszym przypadku jakość regulowania będziemy oceniać za pomocą stosunku K_h/K_{ho} , gdzie K_{ho} - wartość współczynnika harmonicznych dla $\varphi = 0$ lub $\gamma = 1$.

Uwzględniając otrzymane powyżej rezultaty, dany stosunek przyjmuje wartości:

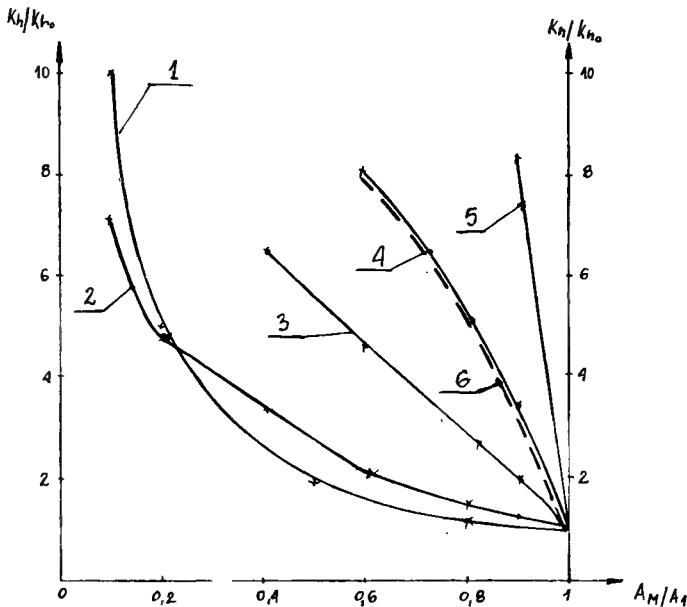
- dla regulowania poprzez zmianę przesunięcia fazowego / $\varphi = \text{var}$ /

$$\left(\frac{K_h}{K_{ho}}\right)^2 \leq \left(\frac{A_1}{A_M}\right)^2 \quad (5)$$

- dla regulowania wielopulsowego / $\gamma = \text{var}$ /

$$\left(\frac{K_h}{K_{ho}}\right)^2 \leq \frac{A_1}{A_M} + \frac{\frac{A_1}{A_M} - 1}{K_{ho}} \quad (6)$$

Jak widać z zależności (5) stosunek K_h/K_{ho} praktycznie nie zależy od jakości napięcia U_Σ^m przy $\varphi = 0$. Odwrotnie, w przypadku regulowania wielopulsowego, jakość napięcia silnie zależy od współczynnika harmonicznych K_{ho} . W związku z tym można sformułować wniosek o celowości stosowania regulowania poprzez zmianę przesunięcia fazowego, w szczególności w przypadku regulowania napięcia U_Σ^m , mającego wysoką jakość. Powyższe rezultaty ilustruje rysunek 1, na którym przedstawiono zależności: (5) - krzywa 1 i (6) dla czterech wartości $K_{ho} = \{48,3\%, 18,3\%, 10,1\%, 4,32\%\}$ - odpowiednio krzywe 2, 3, 4, 5.



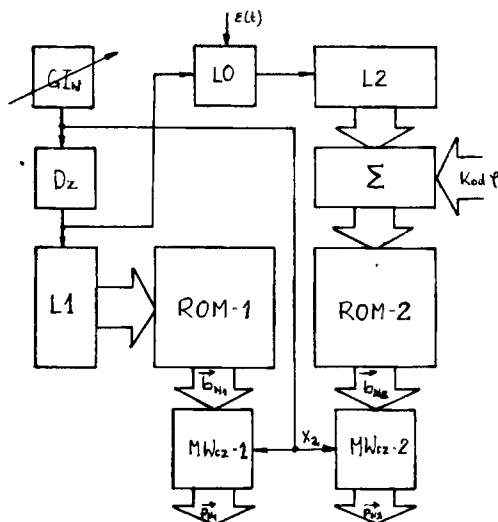
Rys. 1. Zależności względnego współczynnika harmonicznych od głębokości i sposobu regulacji amplitudy pierwszej harmonicznej

Na tymże rysunku, jako przykład przedstawiono realną zależność K_n/K_{ho} , $K_{ho} = 10,1\%$ obliczoną w przypadku modulacji amplitudowo-impulsowej według sinusoidalnej krzywej - krzywa 6. Celowym jest także zauważyć, że realna zależność K_n/K_{ho} dla $K_{ho} = 48,3\%$ i regulowania wielopulsowego jest analogiczna odpowiedniej zależności otrzymanej dla przypadku regulowania napięcia U_{Σ}^m przy pomocy zmiany przesunięcia fazowego. Powyższe można lekko wyjaśnić, uwzględniając prostokątny kształt krzywej napięcia wyjściowego. Oprócz tego, przy zadanych kątach przesunięcia fazowego w napięciu wyjściowym nie występują określone wyższe harmoniczne. Dlatego, w modulacyjnych falownikach z sumowaniem we wspólnym obwodzie, sposób regulowania poprzez zmianę kąta przesunięcia fazowego powinien mieć pierwszeństwo. Powyższe, dla szczególnego przypadku modulacji amplitudowo-impulsowej według sinusoidalnej krzywej znajduje swoje potwierdzenie w rezultatach pracy [1, 3].

Celowość regulowania poprzez zmianę kąta przesunięcia fazowego wynika także z faktu, że przy mało istotnym ograniczeniu nałożonym na kształt napięcia U_n^m t, nie jest wymagane skomplikowanie części siłowej falownika. Zmianie podlegają tylko sygnały sterowania. Wyjaśnimy to na przykładzie rozpatrując odpowiedni układ sterowania falownikiem z dodatkowym pośrednim ogniwem wysokiej częstotliwości [7].

3. SCHEMAT BLOKOWY UKŁADU STEROWANIA

Przedstawiony na rysunku 2 układ pozwala kształtować na podstawie szeregu Walsha [7] i regulować poprzez zmianę kąta przesunięcia fazowego quasi-sinusoidalne napięcie wyjściowe falownika.



Rys.2. Schemat blokowy układu sterowania modulacyjnym falownikiem z sumowaniem we wspólnym obwodzie

W dwóch pamięciach stałych ROM-1 i ROM-2 na podstawie wyrażenia (1) [7] w postaci

$$b_n(k) = b_n(\vartheta) = \begin{cases} 0 & \text{dla } \text{wal} \left(n, \frac{\vartheta}{2\pi} \right) = -1 \\ 1 & \text{dla } \text{wal} \left(n, \frac{\vartheta}{2\pi} \right) = 1 \end{cases}, \quad \vartheta \in \left(\frac{2\pi \cdot k}{2^K}, \frac{2\pi (k+1)}{2^K} \right) \quad (7)$$

gdzie:

$k = 0, 2^K - 1$; $n = 0, N$; $N = 2^K - 1$ - maksymalny numer wykorzystywanej funkcji Walsha

są jednakowo zapisane współrzędne funkcji $U(\vartheta) = A \sin \vartheta$.

Dla funkcji $\sin \vartheta$ szereg współczynników $a_n(1)$ [7] równa się zeru. Dlatego też długość słowa D_s pamięci ROM jest znacznie mniejsza od 2^K bitów. Tak na przykład dla $K=4$ tylko $a_0, a_1, a_5, a_9, a_{13} \neq 0$. Ponadto długość k -ch przedziałów $(2\pi k/2^K, 2\pi (k+1)/2^K)$ jest jednakowa. W związku z tym częstotliwość wzorcowego generatora impulsów GI_w określana za pomocą wzoru

$$f = \frac{m \cdot 2^K}{T}$$

gdzie:

T - okres napięcia wyjściowego

$m = 0, 1, \dots,$

przyjmuje przy zadanej jakości napięcia wyjściowego minimalną wartość. Jest to jedna z zalet aproksymacji napięcia wyjściowego przy pomocy szeregu Walsha.

Oprócz wspomnianych dwóch pamięci ROM lub ich ekwiwalentów i generatora GI_w w skład układu sterowania wchodzi: 2 liczniki impulsów /L1, L2/, sumator /Σ/, timer /np. NE 555/ przestrajany napięciem $\varepsilon(t)$ i wypełniająca funkcję regulowanej linii opóźniającej /LO/ [4] oraz 2 modulatory wysokiej częstotliwości /Mwcz-1, Mwcz-2/, z których każdy zrealizowano na D_s bramkach EXCLUSIVE-NOR / $y = \bar{x}_1 \bar{x}_2 + x_1 x_2$ /, gdzie x_2 - sygnał wysokiej częstotliwości /modulujący/; $x_1 \in \left\{ \frac{b_n}{k} \right\}_0^{2^K-1}$ - sygnał modulowany.

Impulsy z generatora GI_w po przejściu przez dzielnik częstotliwości D_z są zliczone w liczniku L1. Te same impulsy, opóźnione o czas T za pomocą LO, są zliczane w L2. Stan licznika L2 sumowany z dwójkowym kodem $\{c_i\}_0^K$, określa z niedomiarem przesunięcie fazowe

$$\varphi \approx \sum_{i=0}^{K-1} 2^{i-K} c_i \cdot 2\pi$$

Żądane przesunięcie fazowe otrzymujemy, regulując napięciem sterowania LO, $\varepsilon(t)$ do poziomu

$$\varepsilon(t) \sim T = \frac{(\varphi - \sum_{i=0}^K 2^{i-K} c_i \cdot 2\pi) T}{2\pi}$$

gdzie:

\sim - symbol proporcjonalności

Z uwzględnieniem powyższego na wyjściu pamięci ROM-1 i ROM-2 otrzymujemy kody poziomów napięć $U_1(\psi)$ i $U_1(\psi + \varphi)$ [7], które na podstawie wyrażenia (7) można przedstawić wektorami

$$\vec{b}_{N_1}(\psi) = \vec{b}_N(k) = [b_0(k), \dots, b_N(k)]$$

$$\vec{b}_{N_2}(\psi) = \vec{b}_{N_1}(\psi + \varphi) = [b_0(k + \frac{\varphi}{2\pi} 2^k), \dots, b_N(k + \frac{\varphi}{2\pi} 2^k)]$$

Następnie wektory $\vec{b}_{N_1}(\psi)$ i $\vec{b}_{N_2}(\psi)$ zostają zmodulowane sygnałem wysokiej częstotliwości x_2 , w związku z czym na wyjściach modulatorów MWcz-1 i MWcz-2 otrzymujemy

$$\vec{p}_{N_1}^T(\psi) = [\vec{b}_{N_1}^T(\psi), \vec{b}_{N_1}^T(\psi)] \times [x_2, \bar{x}_2]^T$$

$$\vec{p}_{N_2}^T(\psi) = [\vec{b}_{N_2}^T(\psi), \vec{b}_{N_2}^T(\psi)] \times [x_2, \bar{x}_2]^T$$

gdzie:

$\vec{b}_{N_1}^T, \vec{b}_{N_2}^T$ - zanegowane i transponowane wektory \vec{b}_{N_1} i \vec{b}_{N_2}
 $\vec{p}_{N_1}^T, \vec{p}_{N_2}^T$ - wyjściowe wektory modulatorów, sterujące modułami $I(n)$, $n = \overline{0, N}$ falownika [7]

Przyjmując przykładowo strukturę modułów $I(n)$, $n = \overline{0, N}$ przedstawioną w [7], przyporządkowując siłowym kluczom funkcje sterujące

$$\begin{aligned} K_{n1} &\rightarrow p_n(\psi) & ; & & K_{n2} &\rightarrow \bar{p}_n(\psi) \\ & & & & & n = \overline{0, N} \\ K_{n3} &\rightarrow \bar{p}_n(\psi + \varphi) & ; & & K_{n4} &\rightarrow p_n(\psi + \varphi) \end{aligned}$$

uwzględniając wartości współczynników transformacji w_n , $n = \overline{0, N}$ i komutacyjną funkcję demodulatora $F = 1 \times \text{sgn}(x_2 - 0,5)$, zgodnie z zależnościami (1) i (7), napięcie wyjściowe modulacyjnego falownika wynosi

$$U_{\Sigma}^{\bar{M}}(\psi) = U = \sum_{n=0}^N w_n \left[\text{wal}(n, \frac{\psi}{2\pi} + \varphi) + \text{wal}(n, \frac{\psi}{2\pi}) \right] = U_{\Sigma}^{\bar{M}}(\psi) + U_{\Sigma 2}^{\bar{M}}(\psi)$$

Powyższy rezultat potwierdza możliwość regulacji napięcia wyjściowego poprzez zmianę kąta przesunięcia fazowego realizowanego tylko w układzie sterowania.

W układach falowników, w których napięcie schodkowe kształtowane zostaje zgodnie z ograniczeniem (4) [7], w układzie sterowania można zrezygnować z określania nieodzownego kąta przesunięcia fazowego. Zamiast tego zapisujemy w kodzie dwójkowym funkcję $A_n \sin \psi$ /dla wszystkich możliwych wartości regulowanej amplitudy A_n /.

Stosując wzorcowy generator funkcji $A_n \sin \psi$ o regulowanej amplitudzie, zapis powyższy można zrealizować na bieżąco przy pomocy odpowiedniego przetwornika A/C. Na uwagę zasługuje fakt, że wyjściowy kod przetwornika

ka, dla K-modułowego falownika powinien zawierać $K+1$ pozycji, a określana przez niego maksymalna wartość nie może przekraczać $2^{K+1} - 2$. Załóżmy, że jest to kod dwójkowy, prosty. W tym przypadku ilość "1" nie może przekraczać wartości K. Taki kod zostaje rozdzielony na dwa składniki. Sposób rozdzielania może być dowolny. Można na przykład wydzielić K najbardziej znaczących bitów i w przypadku jeśli nieuwzględniony bit przyjmuje wartość "1", do jednego składnika dodać, a od drugiego odjąć jego wartość. Tak określone kody sterują modułami falownika. Jednakże bardziej celowo jest przeprowadzać rozdzielanie składników w taki sposób, żeby liczba zmieniających bitów w stosunku do poprzedniego stanu była minimalna, w szczególności na najbardziej znaczących pozycjach. Nietrudno udowodnić, że w tym przypadku ograniczone zostają straty wynikające z komutacji siłowych kluczy.

4. WNIOSKI

1. Regulowanie amplitudy pierwszej harmonicznej quasi-sinusoidalnego napięcia wskazane jest przeprowadzać poprzez zmianę kąta przesunięcia fazowego między dwoma quasi-sinusoidalnymi składowymi. Celowość takiej regulacji rośnie ze zwiększaniem jakości napięcia wyjściowego.
2. Regulowanie poprzez zmianę kąta przesunięcia fazowego może być całkowicie zrealizowane w układach sterujących i nie powoduje skomplikowania części siłowej falownika.
3. W uzupełnieniu do rozpatrywanego w pracy sposobu regulacji napięcia wyjściowego można stosować tak zwaną modulację i regulację impulsową schodków lub na schodkach, co w przypadku filtrującego obciążenia /np. R-L/ poprawia kształt prądu wyjściowego, a także właściwości regulacyjne falownika. Powyższe może być przeprowadzone poprzez zmianę algorytmu sterowania falownikiem.

LITERATURA

- [1] Grieco E.N., Viertieleckij D.S.: Charakteristiki krivych vychodno naprjażenia i energietičeskie pokazateli inwertorov s geometričeskim summirovaniem dwóch mnogostupieńčiatych krivych. V kn. Metody i sriedstva povyszenia effiektivnosti ustrojstv prieobrazovatelnoj tehniki. Sbornik naučnych trudov. Naukova Dumka, Kijev 1981
- [2] Grieco E.N., Tonkal V.E.: Avtonomnyje inwertory modulacjonno tipa. Naukova Dumka, Kijev 1983
- [3] Grieco E.N., Viertieleckij D.S., Pavlienko V.E.: Riegulirovanie vychodno naprjażenia v inwertorach s AIM. V kn. Optimizacija schiem i parametrov ustrojstv prieobrazovatelnoj tiechniki. Sbornik naučnych trudov. Naukova Dumka, Kijev 1983

- [4] Linear integrated circuit: National Semiconductor, 1978
- [5] Strzelecki R.: Metod ocienki kačiestva vychodnovo naprjaženija prieobrazovatelnoj tiechniki, I.E.D. AN USSR, nr 2, Kijev 1979
- [6] Strzelecki R.: Analiz i sintiez prieobrazovateliej naprjaženija na osnovie tieorii momientov. Disiertacija na soiskanie učionoj stiepieni kand. tieh. nauk, Kijevskij Politechničieskij Institut, Kijev 1984
- [7] Strzelecki R., Jabłoński W.: Modulacyjne falowniki napięcia o modułowej konstrukcji z pośrednim ogniwnem wysokiej częstotliwości. Zeszyty Naukowe ATR Bydgoszcz, Elektrotechnika 6
- [8] Tonkal V.E.: Sintiez avtonomnych inwertorov modulacjonno tipo. Naukova Dumka, Kijev 1979
- [9] Tunia M.: Układy energoelektroniczne. WNT, Warszawa 1982

INVERTERS QUASI-SINUSOIDAL OUTPUT VOLTAGE CONTROL

Summary

The paper describes an analysis of control procedures of the first harmonic amplitude through a change of the phase shift between output voltages of the inverter. There are also presented a control algorithm and block diagram of the inverter control system of a modular design with an intermediate high frequency element.

РЕГУЛИРОВАНИЕ КВАЗИ-СИНУСОИДАЛЬНОГО ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ АТОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

Резюме

В работе проведен анализ способов регулирования амплитуды первой гармоники, посредством сложения двух сдвинутых по фазе квази-синусоидальных напряжений.

Представлены алгоритм и структурная схема управления автономным инвертором модульного исполнения с промежуточным звеном повышенной частоты.

Włodzimierz Jabłoński
Ryszard Strzelecki

ZASTOSOWANIE MODYFIKACJI METODY LINA
W ANALITYCZNYCH METODACH ANALIZY UKŁADÓW ELEKTRYCZNYCH

W pracy omówiono jeden z podstawowych problemów analizy i syntezy układów elektrycznych metodami analitycznymi, do jakich należy znajdowanie wartości własnych macierzy stanu, albo - co jest równoznaczne - biegunów transmitancji operatorowej. Uwzględniając prostotę i szybkość znajdowania pierwiastków równania charakterystycznego transmitancji operatorowej metodą Lina, przeprowadzono jej odpowiednią modyfikację, gwarantującą zbieżność procesu obliczeniowego dla dobrego przybliżenia początkowego.

1. WSTEP

Teoria analizy i syntezy układów elektrycznych, w tym i układów energoelektronicznych, obejmuje szeroki zakres zagadnień podlegających rozwiązaniu [1, 2, 3, 9]. Jest przy tym naturalne, że wybór metody ich rozwiązania uwarunkowanej postawionym problemem, określa złożoność układu oraz wykorzystywane modele elementów. Od tych dwóch ostatnich czynników zależą ogólne matematyczne modele układów, które można sklasyfikować następująco:

1. Modele układów o niezmiennej strukturze i parametrach, w których zmianie podlegają tylko zewnętrzne wymuszenia. Procesy elektromagnetyczne w takich układach, do których przykładowo zaliczyć można, przy pewnych uproszczeniach [8, 9], dużą grupę przekształtników o komutacji wymuszonej, opisuje się liniowymi stacjonarnymi równaniami różniczkowymi.
2. Modele układów o zmiennej w czasie strukturze i stałych parametrach. Procesy elektromagnetyczne w takich układach, do których np. zaliczyć można, przy pewnych założeniach, falowniki zasilane ze źródeł napięcia poprzez indukcyjność /falowniki prądu/, opisuje się liniowymi niestacjonarnymi równaniami różniczkowymi.
3. Modele układów o zmiennej strukturze i parametrach zmieniających się w zależności od wartości i kierunków prądów /napięć/ w poszczególnych gałęziach. Procesy elektromagnetyczne w takich układach, np. w

prostowniku jednopulsowym o obciążeniu R-L, opisuje się nieliniowymi równaniami różniczkowymi.

W niniejszej pracy rozpatruje się jeden z podstawowych problemów analizy układów elektrycznych /których modele według przedstawionej klasyfikacji należą do dwóch pierwszych grup/ metodami analitycznymi, jakim jest znajdowanie wartości własnych macierzy stanu A_1 , równania

$$\dot{X}(t) = A_1 X(t) + B_1 F(t), \quad t \in (t_{1-1}, t_1), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

gdzie:

$X(t)$ - wektor zmiennych stanu

$$\dot{X}(t) = \frac{dX(t)}{dt}$$

$F(t)$ - wektor wymuszeń

A_1, B_1 - macierze o stałych w przedziale (t_{1-1}, t_1) parametrach, opisujących procesy elektromagnetyczne

2. PROBLEM WARTOŚCI WŁASNYCH

Możliwość pełnego uwzględnienia osobliwości modelu matematycznego rozpatrywanego układu jest podstawową, charakterystyczną cechą analitycznych metod analizy i syntezy, wśród których na szczególną uwagę zasługują metody oparte na przekształceniu Laplace'a i przekształceniu Z [1, 4, 8, 9]. Ich efektywność zwiększa się poprzez stosowanie tzw. metody składowych rozdzielonych [8, 9]. Jednakże w dowolnym przypadku, stosując wspomniane przekształcenia i abstrahując od konkretnych osobliwości, należy na jednym z etapów obliczeń znaleźć wartości własne macierzy stanu A_1 równania (1). Proces ten zachodzi podczas wyznaczania zmiennej stanu $x(t)$ na podstawie równania operatorowego, np.:

$$X(p) = [pI - A_1]^{-1} [X(t_{1-1}) + B_1 F(p)]$$

gdzie:

$$X(p) = \mathcal{L}\{X(t)\}$$

$$F(p) = \mathcal{L}\{F(t)\}$$

$\mathcal{L}\{\dots\}$ - symbol przekształcenia Laplace'a

$X(t_{1-1})$ - wektor początkowych wartości zmiennych stanu dla i -tego przedziału (t_{1-1}, t_1)

Liczba metod i algorytmów stosowanych dla obliczania wartości własnych macierzy A_1 jest znaczna [1, 2, 4, 6, 7]. Wśród nich istnieje szereg metod, które nie opierają się na jakichkolwiek właściwościach macierzy A_1 , jak np. symetryczność. Do nich zalicza się algorytm QR [5], zastosowanie którego wymaga jednakże wielokrotnych przekształceń macierzy. Jednocześnie wiadomo, że często macierze A_1 są macierzami rzadkimi i że rząd licznika i mianownika transmitancji operatorowej jest mniejszy od rzędu macierzy A_1 . Oprócz tego powyższa procedura w żaden sposób nie wydziela biegunów i zer transmitancji równych zeru [6]. Dla zlikwidowania nadmiaru informacji, jaki

niesie o układzie macierz A_1 , można stosować odpowiednie przekształcenie jej elementów [6]. Jednakże problem efektywności algorytmu QR dla macierzy rzadkich pozostaje. Należy równocześnie zaznaczyć, że stosowanie algorytmu QR jest szczególnie wygodne, jeśli macierz, której wartości własne poszukujemy, jest macierzą trójprzekątną. Dlatego też celowe jest wstępne stosowanie metody Lanczosa lub też eliminacji Gaussa [7]. W tym ostatnim przypadku redukcja macierzy A_1 do macierzy Hessenberga odbywa się znacznie mniejszym kosztem, a wybierając elementy podstawowe można sprawić, że to postępowanie będzie maksymalnie stabilne względem błędów zaokrąglenia. Jednocześnie z macierzy Hessenberga można prosto określić równanie charakterystyczne

$$\det(pI - A_1) = 0 \quad (2)$$

Jest ono w najogólniejszym przypadku mianownikiem transmitancji operatorowej układu elektrycznego, którego wyjściowy proces elektromagnetyczny opisuje równanie (1) uzupełnione tzw. równaniem wyjścia

$$y(t) = C_1 X(t) + d_1 F(t)$$

gdzie:

$y(t)$ - wyjściowy proces elektromagnetyczny

C_1 - macierz

d_1 - współczynnik proporcjonalności

W danym przypadku transmitancja operatorowa

$$G_1(s) = K \frac{\det(pI - \hat{A}_1)}{\det(pI - A_1)} \quad (3)$$

gdzie:

K - stała

$$\hat{A}_1 = A_1 - \frac{B_1 \cdot C_1}{d_1}$$

Jeśli $d_1 = 0$ macierz \hat{A}_1 wyznacza się jako granicę $\hat{A}_1 = \lim_{k \rightarrow \infty} (A_1 + kB_1 C_1)$ [2]. W ten sposób wyznaczanie transmitancji $G_1(s)$ sprowadzić można do problemu wartości własnych.

Celowość wykorzystania transmitancji operatorowej (3), a w szczególności jej wielomianu charakterystycznego, wynika przede wszystkim z faktu, że często na pierwszych etapach analizy interesują nas tylko procesy na wyjściu układu, które następnie w procesie obliczeń mogą podlegać optymalizacji. Znalazło to wyraz w metodzie wyznaczania transmitancji operatorowej układu elektrycznego na podstawie symbolicznych wielkości charakteryzujących parametry układu i elementów [3, 6]. Transmitancje operatorowe, które można otrzymać wyżej wspomnianą metodą lub bezpośrednio ze struktury układu [3], wygodnie jest także stosować np. w przypadku przedstawiania układu w postaci czwórnikowej, badaniu stabilności, wyznaczaniu charakterystyk częstotliwościowych itd. Równocześnie należy odnotować ich szerokie

zastosowanie w automatyce. Wykorzystanie transmitancji (3) w większości przypadków wymaga znalezienia odpowiednich biegunów równych pierwiastkom równania charakterystycznego (2) /wartości własnych macierzy A_1 /. Zakładając przy tym, że $G_1(s)$ opisuje badany układ o stałych skupionych, problem wartości własnych sprowadza się do problemu wyznaczania pierwiastków potęgowego wielomianu charakterystycznego

$$\det(xI - A_1) = \sum_{i=0}^n a_i x^i = f(x) \quad (4)$$

gdzie:

$a_i, i = \overline{0, n}$ - współczynniki rzeczywiste

Rozwiązując w tym celu równanie nieliniowe postaci $f(x) = 0$, można korzystać praktycznie ze wszystkich ogólnych metod iteracyjnych, np. metody Newtona, Mullera itd. [4,7] i tylko w niektórych przypadkach /pierwiastki zespolone i wielokrotne/ należy przeprowadzać ich odpowiednią modyfikację. Obliczanie pierwiastków równania (4) potrzebne jest jednak tak często, że usprawiedliwione jest stosowanie metod przystosowanych specjalnie do poszukiwania pierwiastków wielomianów, przy czym w istocie pomaga tutaj prosta postać funkcji $f(x)$.

Na ogół przy wyznaczaniu pierwiastków wielomianów występuje brak a priori dobrej informacji o rozkładzie pierwiastków. Istnieją jednakże określone zależności między wartościami współczynników i pierwiastków wielomianu [1], wśród których ważną rolę odgrywa twierdzenie Gerszgorina [7]. Na jego podstawie obszar D , w którym leżą poszukiwane pierwiastki równania [4], można określić jako sumę obszarów G_i

$$D = \bigcup_{i=1}^n G_i \quad (5)$$

ograniczonych kołami o środkach w punktach $\gamma_i, i = \overline{1, n}$ i odpowiednich promieniach $r_i, i = \overline{1, n}$, wyznaczanych na podstawie następujących zależności

$$\gamma_n = -\frac{a_{n-1}}{a_n}; \quad \gamma_i = 0, \quad i = \overline{1, n-1} \quad (6)$$

$$r_n = \frac{1}{|a_n|} \sum_{i=0}^{n-2} |a_i|; \quad r_i = 1, \quad i = \overline{1, n-1}$$

Twierdzenie Gerszgorina nie odróżnia pierwiastków rzeczywistych i zespolonych. Tę wadę można usunąć stosując równoległe twierdzenie Sturma [7], określające liczbę pierwiastków rzeczywistych oraz ich krotności. Rozpatrywany w tym przypadku przedział $\langle a, b \rangle$, w którym zawierają się wszystkie pierwiastki, można określić na podstawie wzorów (5) i (6)

$$\langle a, b \rangle = \langle \min \{r_n - r_n, -1\}, \max \{r_n + r_n, 1\} \rangle$$

Jednocześnie należy zwrócić uwagę na fakt, że jeżeli $r_n + r_n < -1$ lub $r_n - r_n > 1$ to przedział $\langle a, b \rangle$ wygodnie rozdzielić na dwa przedziały. Jest to związane z tym, że odpowiednio w przedziałach $(r_n + r_n, -1)$ lub $(1, r_n - r_n)$ równanie (4) nie posiada pierwiastków rzeczywistych. Określenie liczby pierwiastków rzeczywistych i zespolonych pozwala dalej efektywniej wykorzystywać określone algorytmy rozwiązywania równania (4). Jednakże o zbieżności większości z nich można sądzić tylko w pobliżu poszukiwanego rozwiązania. Dlatego szczególnego znaczenia nabierają algorytmy wykorzystujące metody zawsze zbieżne. Wśród tych ostatnich wyróżnia się metoda Lehmera-Schura [7], którą można sklasyfikować jako metodę prób. W metodzie tej wyznaczając pierścień $R \leq |x| \leq 2R$, w którym znajduje się znaleziony pierwiastek, pokrywamy go ośmioma kołami o promieniu $\frac{4}{5}R$. Badając każde z tych kół za pomocą twierdzenia Lehmera-Schura znajdujemy przynajmniej jeden pierwiastek. Równocześnie oczywista jest celowość połączenia metody Lehmera-Schura i metody bazującej na twierdzeniu Sturma. Wynika to z faktu, że w przypadku jeśli pierwiastek w pierścieniu $R \leq |x| \leq 2R$ jest rzeczywisty, to zamiast badać 6 kół o promieniu $\frac{4}{5}R$ wystarczy rozpatrywać dwa przedziały o długości R , co znacznie przyspiesza proces obliczeń.

Metodę Lehmera-Schura, jak również inne metody zawsze zbieżne [4, 7] można stosować aż do momentu, w którym zadawała nas błąd przy wyznaczeniu danego pierwiastka. Jednakże takich metod w żadnym przypadku nie można zaliczyć do metod szybkich. Dlatego też w określonym miejscu obliczeń należy przejść do metody szybszej, dostosowanej w szczególności do wielomianów. Jeżeli szybsza metoda nie jest zbieżna, to możemy wrócić do metody zawsze zbieżnej. Znaleziony pierwiastek powinno się wyrugować dzieląc wielomian przez odpowiedni dwumian. Następnie szukamy pierwiastków nowo otrzymanego wielomianu.

Jedną z szybkich metod jest metoda Lina. Jej główną zaletą jest prostota i możliwość bezpośredniego otrzymania rezultatu dzielenia wielomianu przez odpowiedni dwumian [7]. Może jednak ona być rozbieżna, nawet dla bardzo dobrego przybliżenia początkowego. Uwzględniając jednak i ten fakt, że metoda Lina wymaga mniejszej liczby działań niż metoda Newtona, rozpatrzmy ją dokładnie, wprowadzając jednocześnie szereg modyfikacji gwarantujących jej zbieżność w pobliżu poszukiwanego pierwiastka.

3. METODA LINA I JEJ MODYFIKACJA

Metoda Lina [7] polega na wykonywaniu kolejnych dzieleń wielomianów. Proces ten sprowadza się do wyznaczania kolejnych wielomianów $G_i(x)$ i $H_i(x)$, $i = 0, 1, 2, \dots$, gdzie $G_0(x)$ jest przybliżeniem zerowym jednego z dzielników, za pomocą następującej zależności

$$f(x) : [xG_{i-1}(x)] = H_{i-1}(x) + G_i^{\#}(x) : [xG_{i-1}(x)] \quad i = 1, 2, 3, \dots, \quad (7)$$

przy czym wielomian $G_{i-1}(x)$ powstaje z wielomianu $G_{i-1}^{\#}(x)$ poprzez podzielenie tego ostatniego przez współczynnik przy najwyższej potędze zmiennej x . Jeśli reszta z dzielenia $f(x)$ przez $G_i(x)$ jest pomijalnie mała, to $f(x) \approx G_i(x) \cdot K(x)$, gdzie $K(x)$ - wielomian rzędu $n-k$, k - stopień wielomianu $G_i(x)$. Dlatego też pierwiastek wielomianu $G_i(x)$ jest także pierwiastkiem wielomianu $f(x)$.

W związku z powyższym szczególne znaczenie posiadają wielomiany $G_i(x)$ do czwartego rzędu włącznie. Jest to związane z możliwością znajdowania pierwiastków $G_i(x)$ za pomocą odpowiednich wzorów analitycznych [4]. Wiadomo jednakże, że pierwiastki wielomianu [4] są albo rzeczywistymi albo zespolonymi - sprzężonymi. Dlatego też wystarczy rozpatrzeć tylko dwa przypadki, w których wielomian $G_i(x)$ jest odpowiednio rzędu pierwszego i drugiego.

P r z y p a d e k 1 - wielomian $G_i(x)$ ma postać $x - x_0^{[i]}$.

Stosując wzór rekurencyjny (7) można wykazać, że następne przybliżenie pierwiastka x_0 przyjmie wartość

$$x_0^{[i+1]} = x_0^{[i]} - \frac{R_1}{b_0}$$

gdzie:

$$R_1 = f(x_0^{[i]}) - \text{reszta z dzielenia } f(x) : (x - x_0^{[i]})$$

$$b_0 = (R_1 - a_0) : x_0^{[i]}$$

W związku z powyższą zależnością mamy

$$x_0^{[i+1]} = \frac{f(0)x_0^{[i]}}{f(0) - f(x_0^{[i]})} \quad (8)$$

gdzie:

$$f(0) = a_0 - \text{współczynnik wielomianu (4)}$$

Nietrudno wykazać, że warunkiem koniecznym zbieżności iteracyjnego procesu Lina (8) jest nierówność [7]

$$\left| 1 + \left\{ \frac{x_0}{f(0)} \right\} f'(x_0) \right| \leq 1$$

Z niej wynikają dwie przedstawione poniżej metody uźbieźnienia procesu Lina:

1. Przesunięcie funkcji $f(x)$ - jednorazowe.

Przesunięcia tego dokonujemy stosując podstawienie $x = \xi - \xi_0$, gdzie wybór ξ_0 można przeprowadzać na podstawie wyrażenia

$$\left| 1 + \left[\frac{(x_0 + \xi_0)}{f(-\xi_0)} \right] f'(x_0) \right| \leq 1 \quad (9)$$

którego analiza jest jednakże trudnym zadaniem /pierwiastek x_0 nie jest znany/. W przypadku jeśli $\xi_0 \rightarrow -x_0$, warunek zbieżności (9)

$$\left| 1 + \lim_{\xi_0 \rightarrow -x_0} \left[\frac{(x_0 + \xi_0)}{f(-\xi_0)} \right] f'(x_0) \right| = 0 \leq 1 \quad (10)$$

zostaje spełniony. Dlatego też jeśli ciąg wartości $\dots, x_0^{[k-1]}, x_0^{[k]}, x_0^{[k+1]}, \dots$ jest rozbieżny, to wykonując kolejno dwa podstawienia $x = \xi + x_0^{[k-1]}$ i $x = \xi + x_0^{[k]}$, można osiągnąć zbieżność procesu Lina dla jednej z funkcji $f(\xi + x_0^{[k-1]})$ lub $f(\xi + x_0^{[k]})$. W tych przypadkach wyrażenie (8) przyjmuje odpowiednio postać

$$x_0^{[i+1]} + \xi = \frac{f(-\xi_0) [x_0^{[i]} + \xi_0]}{f(-\xi_0) - f'(x_0^{[i]})}, \quad i = k+1, k+2, \dots$$

Powyższy wzór jest równoznaczny z iteracyjnym wzorem "reguły fałsi" dla funkcji wypukłych [4, 7]. Dlatego też wybierając odpowiednie przesunięcie $\xi_0^{[k]}$, takie żeby

$$\text{sgn } f(-\xi_0^{[k]}) = -\text{sgn } f(x_0^{[i+1]})$$

gdzie:

$$f(-\xi_0^{[k]}) \text{ i } f(x_0^{[i+1]}) - \text{otrzymujemy jako resztę z dzielenia wielomianu } f(x) \text{ przez } (x + \xi_0^{[k]}) \text{ i } (x + x_0^{[i+1]})$$

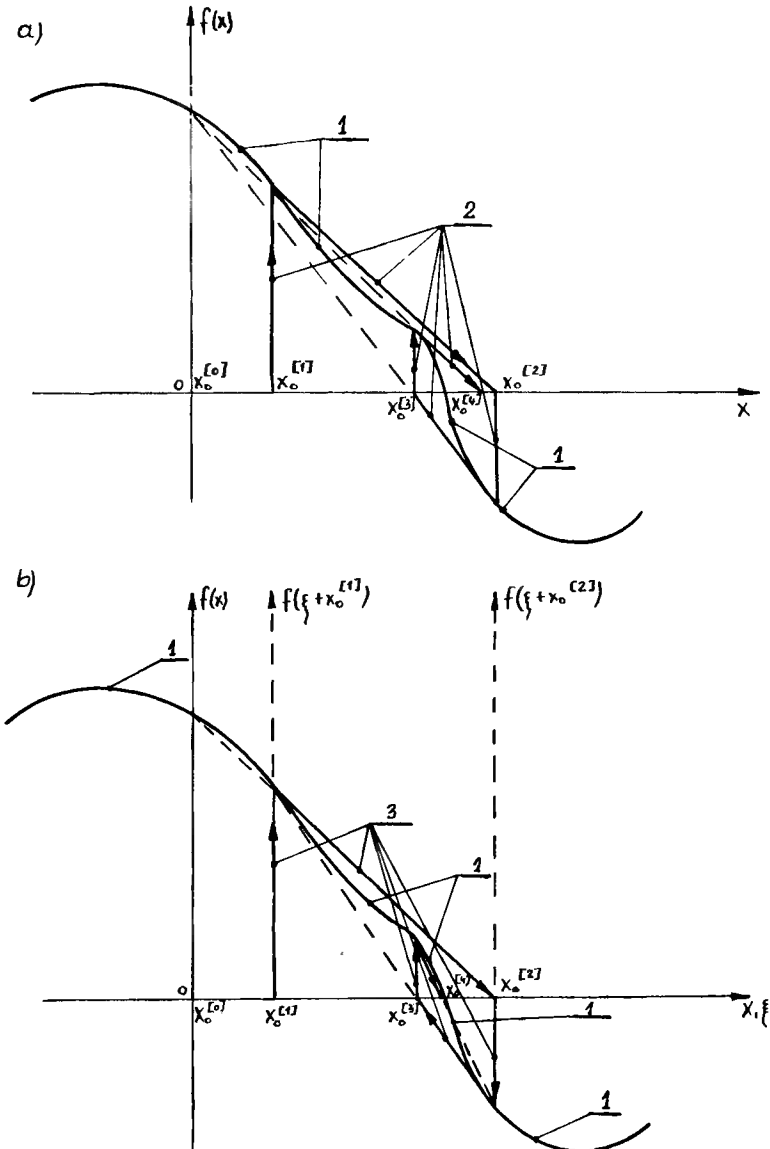
metodę Lina z przesunięciem można całkowicie sprowadzić do "reguły fałsi". Tym samym zabezpieczona zostaje bezwzględna zbieżność metody.

2. Przesunięcie funkcji $f(x)$ - w każdej iteracji.

Przesunięcia tego dokonujemy dla każdej iteracji stosując podstawienie $x = \xi + x_0^{[i-1]}$. W tym przypadku wyrażenie (8) przyjmuje postać

$$\Delta^{[i+1]} = x_0^{[i+1]} - x_0^{[i-1]} = \frac{f(x_0^{[i-1]}) [x_0^{[i]} - x_0^{[i-1]}]}{f(x_0^{[i-1]}) - f(x_0^{[i]})} \quad (11)$$

Można udowodnić, że proces iteracyjny opisywany zależnością (11) jest w pobliżu poszukiwanego pierwiastka $f(x)$ szybciej zbieżny od procesu Lina. Ilustracją powyższego jest rysunek 1, na którym krzywa 1 - przebieg funkcji $f(x)$; krzywa 2 - proces znajdowania pierwiastka $f(x)$ metodą Lina (8); krzywa 3 - proces znajdowania pierwiastka metodą Lina (11) przy przesunięciu funkcji $f(x)$ w każdej iteracji. W danym przypadku przesunięcie $\xi_0^{[i]} = -x_0^{[i-1]}$. Dlatego też w pobliżu pierwiastka x_0 , na podstawie wyrażenia (10) można sądzić o zbieżności danego procesu (11). Jest on bliski w istocie procesowi znajdowania pierwiastków metodą siecznych [4, 7] i może być sprowadzony do niego poprzez podzielenie prawej strony równania (11) przez $f(x_0^{[i-1]})$ i pomnożeniu przez resztę z dzielenia przesuniętego o $\xi_0 = -x_0^{[i-1]}$ wielomianu $f(x)$ przez czynnik liniowy $[x +$



Rys.1. Iteracyjny proces znajdowania pierwiastka metodą Lina:
 a/ bez przesunięcia
 b/ przy przesunięciu wielomianu $f(x)$ w każdej iteracji

$-(x_0^{[i]} - x_0^{[i-1]})$. W tym przypadku prawa strona równania przyjmuje postać $\Delta_1^{[i+1]} = x_0^{[i+1]} - x_0^{[i]}$. Dlatego też wartość poszukiwanego pierwiastka

$$x_0 = \sum_{i=0}^{\infty} \Delta_1^{[i+1]}$$

Jednocześnie w końcu tego procesu otrzymujemy przesunięty wielomian $\frac{f(\xi + x_0)}{\xi}$. Przesuwając go z powrotem o wartość $\xi = x_0$ otrzymujemy wielomian $\frac{f(x)}{(x-x_0)}$. Proces ten można pominąć i pierwiastków wielomianu $\frac{f(x)}{(x-x_0)}$ szukać na podstawie wielomianu $\frac{f(\xi+x_0)}{\xi}$ uwzględniając przy tym, że do nowo otrzymanego pierwiastka ξ_0 należy dodać x_0 .

Stosując powyższe metody uźbieźniania można dodatkowo włączyć tzw. procedury samoprzyspieszające [10], do których zaliczyć można "proces δ^2 " zwany procesem Aitkena. W danym przypadku granicę ciągu $\{x_0^{[i]}\}$ (8) lub $\{\Delta^{[i]}\}$ (11) można przybliżyć obliczając wartość

$$x_0^{*[i+1]} = \frac{x_0^{[i-1]} x_0^{[i+1]} - x_0^{[i]} x_0^{[i]}}{x_0^{[i-1]} + x_0^{[i+1]} - 2 x_0^{[i]}} \quad (12)$$

lub

$$\Delta^{*[i+1]} = \frac{\Delta^{[i-1]} \Delta^{[i+1]} - \Delta^{[i]} \Delta^{[i]}}{\Delta^{[i-1]} + \Delta^{[i+1]} - 2 \Delta^{[i]}}$$

P r z y p a d e k 2 - wielomian $G_1(x)$ ma postać $x^2 + p^{[i]}x + q^{[i]}$

Stosując wzór rekurencyjny [7] można wykazać, że następne przybliżenia stałych $p^{[i+1]}$ i $q^{[i+1]}$ trójmianu otrzymujemy na podstawie układu równań różnicowych postaci

$$a/ \quad p^{[i+1]} = p^{[i]} + \frac{R^{[i]} q^{[i]}}{a_0 - S^{[i]}} \quad (13)$$

$$b/ \quad q^{[i+1]} = \frac{a_0 q^{[i]}}{a_0 - S^{[i]}}$$

gdzie:

$R^{[i]}$ i $S^{[i]}$ - składniki reszty z dzielenia $\frac{f(x)}{x^2 + p^{[i]}x + q^{[i]}}$ określone poprzez równanie

$$f(x) = (x^2 + p^{[i]}x + q^{[i]}) (b_{n-2} x^{n-2} + \dots + b_1 x + b_0) + R^{[i]}x + S^{[i]}$$

Uwzględniając jednocześnie, że $f'(0) = a_1 = q^{[i]} b_1 + p^{[i]} b_0 + R^{[i]}$, $f(0) = a_0 = q^{[i]} b_0 + S^{[i]}$, $q^{[i]} = x_1^{[i]} x_2^{[i]}$, $p^{[i]} = x_1^{[i]} + x_2^{[i]}$, gdzie x_1, x_2 to dwa pierwiastki wielomianu $f(x)$, i przesuając odpowiednio funkcję $f(x)$ /patrz przypadek 1/, można otrzymać wzory analogiczne iteracyjnym wzorom dla "reguły fałsi" lub metody siecznych, lecz w odróżnieniu od nich odnoszące się do przypadku dwuwymiarowego. Równocześnie należy zaznaczyć możliwość stosowania do wzorów (13) metod przyspieszających [10], w tym i opisanego wyrażeniami (12) procesu δ^2 - Aitkena.

Jeżeli wiadomo, że x_1 i x_2 pierwiastki równania $f(x)$ (4) są zespolone i sprzężone /jeśli wielomian posiada pierwiastek zespolony, to posiada także pierwiastek z nim sprzężony/, to można zastąpić funkcję $f(x)$ poprzez funkcję

$$f_1(w) = (-1)^n f(x) f(-x), \quad w = x^2 \quad (14)$$

Znając odpowiedni pierwiastek wielomianu (14) równy co do wartości kwadratowi modułu q pierwiastków zespolonych x_1 i x_2 wielomianu (4), ich rozdzielenie przeprowadzamy na podstawie wyrażenia

$$x_{1,2}^{[i+1]} = \frac{(-p^{[i+1]} \pm \sqrt{p^{[i+1]} p^{[i+1]} - 4q})}{2}$$

gdzie:

$$p^{[i+1]} = \text{obliczamy za pomocą wyrażenia (13a), przyjmując } q^{[i]} = q \quad \text{i} \\ s^{[i]} = 0$$

Należy zaznaczyć, że taka procedura "rozdzielenia" sprowadza dwuwymiarowy proces iteracyjny (13) do dwóch procesów jednowymiarowych, co zwiększa ogólną zbieżność procesu iteracyjnego.

4. WNIOSKI

1. W analitycznych metodach analizy układów elektrycznych, których modele według klasyfikacji przeprowadzonej na wstępie należą do dwóch pierwszych grup, jednym z podstawowych problemów jest znajdowanie wartości własnych macierzy stanu.
2. Efektywność analitycznych metod analizy, opartych na przekształceniach Laplace'a i Z, zwiększa się poprzez stosowanie tzw. metody składowych rozdzielonych [8, 9].
3. Celowość wykorzystania transmitencji operatorowej (3), a w szczególności wielomianu charakterystycznego, określanego poprzez wartości własne macierzy stanu, wynika z faktu, że często na pierwszych etapach analizy interesują nas procesy na wyjściu układu, które w następstwie mogą podlegać optymalizacji. Transmitancję operatorową wygodnie także stosować w przypadkach: przedstawiania układu w postaci czwórnikowej, badania stabilności, wyznaczania charakterystyk częstotliwościowych itd.

4. Wyznaczanie biegunów transmitancji operatorowej (3), równych pierwiastkom równania charakterystycznego (2) należy zaczynać od określenia rozkładu pierwiastków, a następnie poprzez metody zawsze zbieżne przybliżyć się do ich poszukiwanych wartości. Po osiągnięciu zadanej dokładności należy przejść do metod szybkich, dostosowanych w szczególności do wielomianów.
5. Zaletą metody Lina jest prostota i możliwość bezpośredniego otrzymania rezultatu dzielenia jednego wielomianu przez drugi. Jednocześnie metoda ta wymagająca mniejszej liczby działań niż metoda Newtona, może być rozbieżna nawet dla dobrego przybliżenia początkowego. Dlatego też celem jest wprowadzenie odpowiednich modyfikacji gwarantujących jej zbieżność.
6. Dla uzbieżnienia procesu Lina należy stosować odpowiednie przesunięcia wielomianu (4) wzdłuż osi argumentów. Tym sposobem metodę Lina można także sprowadzić do "reguły fałsi" lub metody siecznych, przy czym wszystkie operacje przeprowadza się poprzez dzielenie wielomianów. Stosując wskazane modyfikacje metody Lina, do procesu iteracyjnego można także włączyć tzw. procedury samoprzyspieszające /np. proces δ^2 - Aitkena/, nie pogarszające zbieżności określonej metody.
7. Jeżeli wiadomo, że poszukiwane pierwiastki wielomianu (4) są zespolone, to można stosować opisaną w pracy procedurę "rozdzielenia". Tym sposobem dwuwymiarową metodę Lina (13) sprowadza się do dwóch jednowymiarowych metod, zwiększając tym sposobem ogólną zbieżność procesu iteracyjnego.

LITERATURA

- [1] Calahan D.A.: Projektowanie układów elektronicznych za pomocą maszyny cyfrowej. WNT, Warszawa 1978
- [2] Chua L.O., Lin P.M.: Computer - aided analysis of electronic circuits. Inc. Englewood Cliffs, New Jersey 1975
- [3] Kałnibołotskij Ju.M., Rysin V.S.: Projektirovanie eliektronnych schiem. Tiekhnika, Kijew 1976
- [4] Korn G.A., Korn T.M.: Matematyka dla pracowników naukowych i inżynierów. Cz.I, Cz.II, PWN, Warszawa 1983
- [5] Parlett B.N.: The LU and QR Algorithms. Numerical Methods for Digital Computers. Vol. II, 1967, pp.116-130
- [6] Pietrienko A.I., Vłasov A.I., Timčienko A.P.: Tabličnyje metody modelirovaniija eliektronnych schiem na ECVN. Wysšaja Škoła, Kijew 1977
- [7] Ralston A.: Wstęp do analizy numerycznej. PWN, Warszawa 1983
- [8] Rudenko V.S., Żujkov V.Ja., Korotiejew I.Je.: Raščiot ustrojstv priebrazovatelnoj tiekhniki. Tiekhnika, Kijew 1980

- [9] Rudenko V.S., Żujkov V.Ja., Sučik V.Je.: Analiz i sintez priobrazovatel'nej z postojannoju i pieriemiennoj strukturoj. Prieprint AN USRR 340, Kijev 1983
- [10] Traub I.F.: Iterative methods for the solution of equations. Inc. Englewood Cliffs, New Jersey 1964
- [11] Turowicz A.: Geometria zer wielomianów. PWN, Warszawa 1967

APPLICATION OF LIN'S METHOD MODIFICATION
IN ANALYTIC METHODS OF ELECTRICAL SYSTEMS ANALYSIS

Summary

The paper describes one of the basic problems of electrical systems analyses and syntheses - finding the values of state matrix or the pole of operational transmittance.

Considering the simplicity and speed of finding the roots of the characteristic equation of the operational transmittance by Lin's method, there has been made a suitable modification which ensures a convergence of the analytical process for a satisfactory initial approximation.

ПРИМЕНЕНИЕ МОДИФИКАЦИИ МЕТОДА ЛИНА В АНАЛИТИЧЕСКИХ МЕТОДАХ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ

Резюме

В работе рассмотрена одна из основных проблем анализа и синтеза электрических схем аналитическими методами, какой является нахождение собственных значений матрицы состояния или что равносильно, полюсов передаточной функции.

Учитывая простоту и быстроту нахождения корней характеристического уравнения передаточной функции с помощью метода Лина, проведено соответствующую модификацию, обеспечивающую сходимость вычислительного процесса при хорошем начальном приближении.

Ryszard Borowski

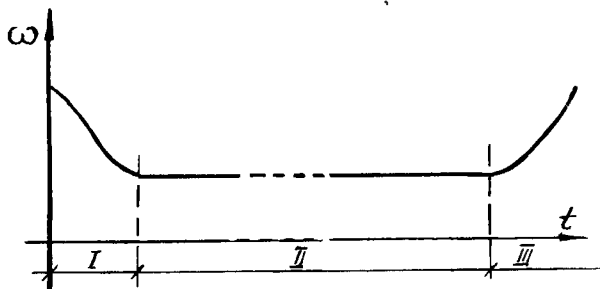
BADANIA STATYSTYCZNE USZKODZEŃ Wczesnych
TYRYSTOROWYCH UKŁADÓW REZERWY ZASILANIA

W artykule autor przedstawia badania statystyczne uszkodzeń wczesnych dla tyrystorowych układów rezerwy zasilania /TURZ/. We wprowadzeniu teoretycznym przedstawiono zagadnienia teoretyczne uszkodzeń wczesnych. Na podkreślenie zasługuje przyjęcie dla uszkodzeń wczesnych modelowania przy pomocy prostej funkcji skokowej. W badaniach statystycznych dla uszkodzeń wczesnych wydzielono uszkodzenia poszczególnych elementów i układów elektrycznych i elektronicznych.

1. WPROWADZENIE

W artykule autor przedstawia problematykę oraz badania statystyczne uszkodzeń wczesnych /prirabotka, ramnyje otkazy/ dla tyrystorowych układów rezerwy zasilania /TURZ/.

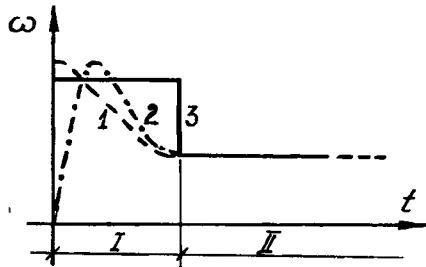
Dla wyjaśnienia na rysunku 1 przedstawiono charakterystyczny przebieg zmiany parametru strumienia uszkodzeń w procesie eksploatacji grupy obiektów [4, 5].



Rys.1. Przebieg zmiany parametru strumienia uszkodzeń w procesie eksploatacji grupy obiektów

Przebieg ω w pierwszym okresie /I - uszkodzenie wczesne/ maleje. W drugim okresie /II - normalna praca/ parametr ω jest praktycznie stabilny. W trzecim okresie /III - przyspieszone zużycie/ następuje wzrost parametru ω , co jest objawem starzenia się obiektu.

Przy analizie problematyki uszkodzeń wczesnych spotykane są w literaturze [1, 4, 8] różne przebiegi parametru ω /względnie intensywności uszkodzeń λ /, co przedstawiono na rysunku 2. Należy podkreślić, że do uszkodzeń wczesnych zalicza się wszystkie uszkodzenia, niezależnie od typu krzywej, występujące do momentu stabilizacji parametru strumienia uszkodzeń $\omega(t)$.



rys.2. Różne przebiegi parametru ω ze względu na różne modele uszkodzeń wczesnych

Krzywa 1 na rysunku 2 jest charakterystyczna dla układów mechanicznych i jest uważana za krzywą klasyczną. Zmiana parametru ω według krzywej 2 jest charakterystyczna dla układów elektronicznych, gdzie początkowy wzrost intensywności uszkodzeń jest tłumaczony znacznymi defektami oraz złą jakością i kontrolą wykonania niektórych elementów. Krzywa 3 jest uproszczonym modelem krzywych 1 i 2 przy pomocy prostej funkcji skokowej. Jak wykazano w literaturze [3] stosuje się powyższy model z powodzeniem, uzasadniając to znacznym uproszczeniem obliczeń i poprawnym modelowaniem istniejącego stanu.

Autor publikacji do dalszych rozważań przyjmuje model 3 dla uszkodzeń wczesnych, co jest dodatkowo uzasadnione tym, że w informacji o uszkodzeniach wczesnych podaje się tylko liczbę uszkodzeń w badanym okresie /okres gwarancji/ bez podawania czasów pracy do uszkodzenia dla poszczególnych obiektów.

Teoretycznie parametr strumienia uszkodzeń określa się [6]: jako średnią częstość uszkodzeń, wyrażającą stosunek liczby uszkodzeń badanych obiektów w małej jednostce czasu do liczby wszystkich tych obiektów.

$$\omega(t) = \frac{dE(T_u)}{dt} \quad (1)$$

gdzie:

T_u - zmienna losowa określająca liczbę uszkodzeń, a więc i napraw, które wystąpiły od chwili rozpoczęcia eksploatacji do chwili t

$E(T_u)$ - wartość oczekiwana zmiennej losowej T_u

Dla oszacowania statystycznego z próbki parametr strumienia uszkodzeń ω^* wyznacza się z zależności:

$$\omega^{\kappa}(t) = \frac{r}{n \cdot \Delta t} \quad (2)$$

gdzie:

r - liczba wszystkich uszkodzeń w badanej próbie, które wystąpiły w przedziale czasu $< t; t + \Delta t >$

n - liczba obiektów poddanych badaniu

Δt - długość przedziału czasu, w którym przeprowadzono badania

Wyznacza się też z zadanyam prawdopodobieństwem α granice przedziałów ufności: górnego $\omega_{g\alpha}$ i dolnego $\omega_{d\alpha}$, w którym zawiera się rzeczywista wartość $\omega(t)$:

$$\omega_{d\alpha} = \frac{\omega^{\kappa}}{r_1} ; \quad \omega_{g\alpha} = \frac{\omega^{\kappa}}{r_2} \quad (3)$$

gdzie:

r_1, r_2 - stałe wyznaczone z tablic [5, 7], przy określonym prawdopodobieństwie α /najczęściej $\alpha = 0,9/$

Dla wykorzystania wyznaczonego parametru ω^{κ} , do określenia prawdopodobieństwa uszkodzenia, korzysta się z równania Poissona [3]:

$$P_m = \frac{\omega^{\kappa} \cdot t}{m!} \exp(-\omega^{\kappa} \cdot t) \quad (4)$$

gdzie:

P_m - prawdopodobieństwo m uszkodzeń w czasie t

Prawdopodobieństwo niewystąpienia uszkodzeń /dla $m = 0/$ w czasie t jest prawdopodobieństwem poprawnej pracy $R(t)$:

$$P_0 = \exp(-\omega^{\kappa} \cdot t) = R(t) \quad (5)$$

Przy korzystaniu z równania Poissona [5] uwzględnia się następujące założenia:

1. Prawdopodobieństwo dwóch i więcej uszkodzeń w czasie Δt / $\Delta t \rightarrow 0/$ jest nieskończenie małe.
2. Strumień uszkodzeń jest bez pamięci. Liczba uszkodzeń w jednym przedziale czasu jest niezależna od liczby uszkodzeń w drugim przedziale czasu.

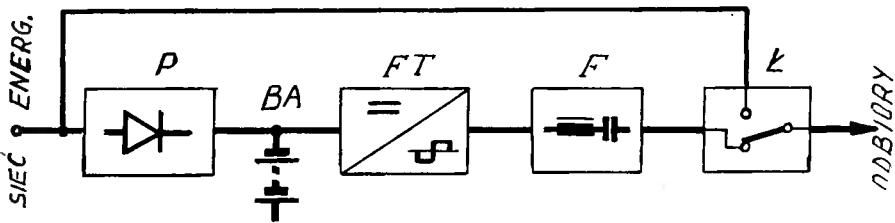
Najczęściej przyjmuje się jeszcze założenie o stacjonarności procesu uszkodzeń, co również założono w niniejszym referacie, przyjmując do rozważań model 3 /rys.2/. Słuszność powyższego założenia uzasadniono w literaturze [1, 4, 5]. Autor dla układów TURZ uzasadnia to tym, że układy te składają się z wielu elementów, z których każdy może ulec uszkodzeniu z małym prawdopodobieństwem. Dotyczy to szczególnie tyrystorów i elementów elektronicznych. Jeżeli jeszcze uszkodzenia są wzajemnie niezależne, to wypadkowy strumień uszkodzeń jest praktycznie stacjonarny.

Inne problemy teoretyczne dotyczące niezawodności układów TURZ zostały przedstawione przez autora w literaturze [2].

2. BADANIA STATYSTYCZNE UKŁADÓW TURZ

Badania statystyczne uszkodzeń poszczególnych układów TURZ zostały przeprowadzone w okresie gwarancyjnym /1 rok/ dla przetwornic tyrystorowych typów: TSE-1, TSM-1,5, TSE-3, TSE-4 i TSE-16 produkowanych przez fabrykę Aparatury Elektrycznej EFA w Glinie. Prawidłowo ustalony okres gwarancyjny powinien właśnie obejmować uszkodzenia wczesne przetwornic tyrystorowych. Należy jednocześnie stwierdzić, że okres gwarancyjny jest normalnym okresem eksploatacji urządzeń TURZ i zwiększony parametr strumienia uszkodzeń w tym okresie rzutuje bardzo na niezawodność zasilania poszczególnych ważnych odbiorców. Należy się więc zastanowić nad koniecznością wprowadzenia starzenia wstępnego poszczególnych elementów jak i całego układu. Szczególnie interesujące są w tym zakresie propozycje starzenia wstępnego przedstawione w literaturze [3, 8], które pozwalają na znaczne zmniejszenie poziomu parametru strumienia uszkodzeń wczesnych.

Dla zilustrowania podstawowych podzespołów przetwornicy tyrystorowej przedstawiono jej schemat blokowy na rysunku 3.



Rys.3. Schemat blokowy tyrystorowego układu rezerwy zasilania

Podstawowe podzespoły to:

- P - prostownik diodowy, niesterowany.
- BA - bateria akumulatorów,
- FT - falownik tyrystorowy,
- F - filtr wyjściowy dla uzyskania przebiegu sinusoidalnego,
- Ł - przełącznik stykowy lub bezstykowy /obecnie produkowane układy TURZ mogą być wyposażone w łączniki tyrystorowe/,
- US - nie pokazany na rysunku układ sterowania i regulacji zbudowany na elementach elektronicznych małej i średniej skali integracji.

Badania przeprowadzono w okresie czterech lat i przebadano ogółem 799 przetwornic tyrystorowych zainstalowanych u poszczególnych ważnych odbiorców energii elektrycznej.

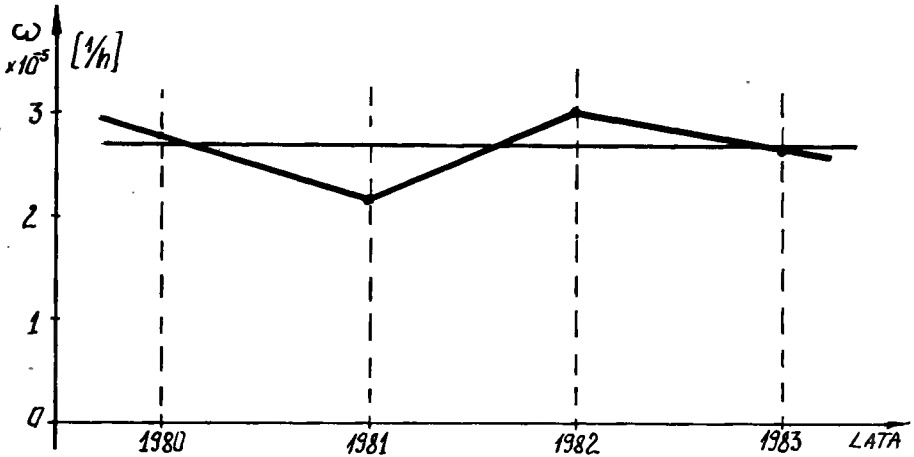
Wyniki badań statystycznych uszkodzeń przetwornic tyrystorowych z wyszczególnieniem uszkodzonych układów elektrycznych i elektronicznych przedstawiono w tabelicy 1. W tabelicy tej L oznacza liczbę uszkodzonych elementów danego typu w badanym okresie, a P_x oznacza procentowy udział liczby elementów uszkodzonych danego typu do liczby wszystkich uszkodzonych elementów różnych typów. Obliczenia parametru strumienia uszkodzeń ω^* przeprowadzono zgodnie ze wzorem (2).

Tablica 1

Wyniki badań statystycznych uszkodzeń przetwornic tyrystorowych

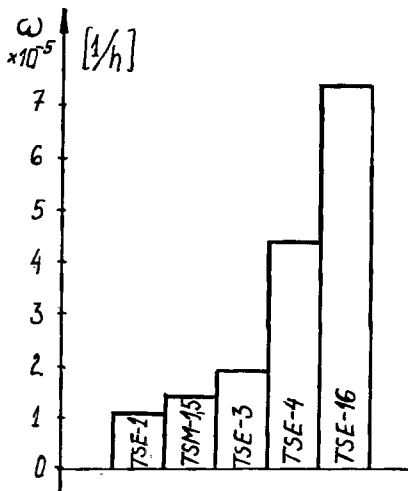
Rok badania Uszkodzony układ	1980		1981		1982		1983		Łączna liczba uszkodzeń z podziałem na typy falowników					
	L P%	P%	L P%	P%	L P%	P%	L P%	P%	TSE-1	TSM-1,5	TSE-3	TSE-4	TSE-16	Ogółem
Układy półprzewodnikowe /tyrystory, diody, tranzystory/	32 25,2		18 25,3		102 42,1		28 13,9		4 10,5	17 33,3	17 25	78 29	68 29,8	180 28,1
Układy stykowe /styczniki, przekafniki/	43 33,8		25 35,2		32 13,2		38 18,9		9 23,7	15 29,4	12 17,6	49 18,2	53 24,7	138 21,5
Układy elektroniczne /płytki elektroniczne/	42 33,1		24 33,8		16 6,6		4 2		10 26,3	3 5,9	14 20,6	30 11,2	29 13,5	86 13,4
Elementy /rezystory, kondensatory/	7 5,5		1 1,4		44 18,2		21 10,4		0 0	1 2	4 5,9	25 9,3	43 20	73 11,4
Inne /bezpieczniki, przyrządy/	3 2,4		3 4,2		48 19,8		110 54,7		15 39,5	15 29,4	21 30,9	87 32,3	26 12,1	164 25,6
Łączna liczba uszkodzonych układów	127		71		242		201		38	51	68	269	215	641
Liczba falowników /badanych/	217		213		178		208		157	205	212	135	90	799
Liczba uszkodzonych falowników	53 24,3		41 19,2		47 26,4		49 23,5		15 9,6	26 12,6	37 17,4	53 49,2	59 65,5	190 23,9
Parametr strumienia uszkodzeń $\omega \cdot 10^{-5} \left[\frac{1}{h} \right]$	2,79		2,20		3,01		2,69		1,09	1,45	1,99	4,48	7,48	2,71

Wyniki przeprowadzonych badań statystycznych i obliczeń zilustrowano na rysunkach 4 i 5.



Rys.4. Przebieg parametru strumienia uszkodzeń wszystkich typów układów TURZ w latach 1980 do 1983

Analizując wyniki badań przedstawione na rysunku 4, dla parametru strumienia uszkodzeń wszystkich typów układów TURZ w poszczególnych latach, należy stwierdzić, że ich poziom ulega stosunkowo niewielkim wahaniom /od $2,20 \cdot 10^{-5} \frac{1}{h}$ do $3,01 \cdot 10^{-5} \frac{1}{h}$ / i wynosi średnio $2,71 \cdot 10^{-5} \frac{1}{h}$. Znacznie większe różnice występują dla parametru strumienia uszkodzeń w badanym okresie dla poszczególnych typów układów TURZ /rys.5/.

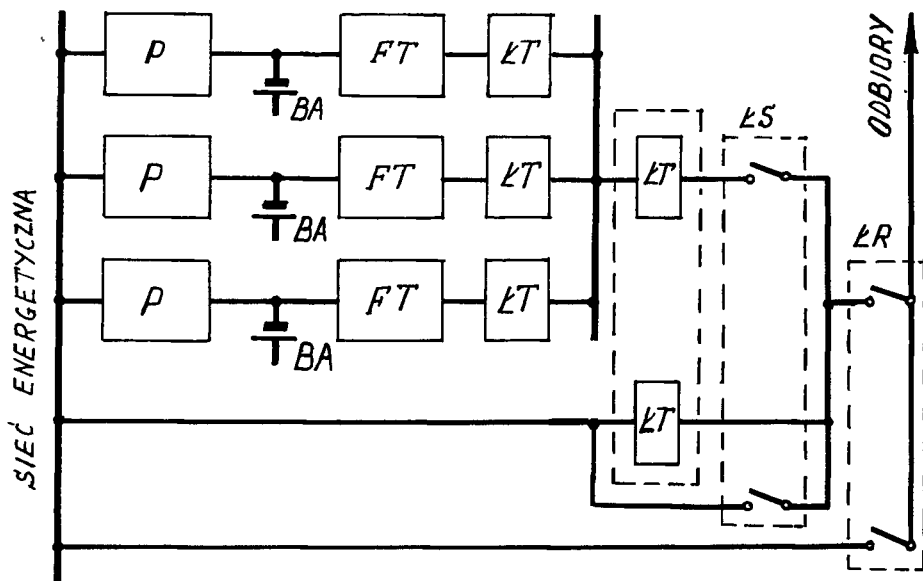


Rys.5. Przebieg parametru strumienia uszkodzeń dla poszczególnych typów układów TURZ

Bardzo duży poziom uzyskuje parametr ω^{K} dla przetwornic tyrystorowych dużej mocy /przykładowo dla TSE-1 $\omega^{\text{K}} = 1,09 \cdot 10^{-5} \frac{1}{\text{h}}$, natomiast dla TSE-16 $\omega^{\text{K}} = 7,48 \cdot 10^{-5} \frac{1}{\text{h}}$ /. Należy też zwrócić uwagę na malejący w ostatnich latach /tablica 1/ procentowy udział uszkodzeń układów półprzewodnikowych i elektronicznych, co świadczy o podwyższaniu się niezawodnej pracy tych urządzeń.

3. PRZYKŁADY USZKODZEŃ UKŁADÓW TURZ

Jako przykład autor wybrał trzy tyrystorowe układy rezerwy zasilania firmy AGIE /Szwajcaria/. Wszystkie te trzy układy, każdy o mocy 18 kVA, pracowały równolegle przy zasilaniu ważnego odbiorcy, według schematu przedstawionego na rysunku 6.



Rys.6. Przykład zastosowania układów TURZ w systemie zasilania ważnych odbiorców energii elektrycznej

W okresie gwarancyjnym /uszkodzenia wczesne/ wystąpiły dla wyżej przedstawionego układu następujące uszkodzenia:

1. Zanik napięcia na jednej fazie.

Uszkodzenie filtrów wejściowych LC i transformatora wejściowego 380/48 V do zasilania oscylatora.

Powód: masa transformatora nie była wspólną masą układu.

Dokonano przełączenia na drugi tor zasilania oscylatora.

2. Oscylacja amplitudy napięcia wyjściowego falownika.

Powód: mała pojemność filtra w stosunku do dużej indukcyjności obciążenia.

Układ mógł pracować przy zmniejszonym obciążeniu.

3. Zła praca styczników załączających prostownik.
Powód: zabrudzenie styków - zła konserwacja.
4. Upalenie się przewodów transformatora filtru.
Powód: złe zamocowanie przewodów w czasie montażu.

Na zakończenie tego rozdziału należy jednak podkreślić, że w żadnym z tych przypadków nie nastąpiła przerwa w zasilaniu ważnego odbiorcy. Wiele podzespołów i układów elektrycznych i elektronicznych posiada swoje podzespoły i układy rezerwowe. Dowodzi tego bardzo rozbudowany schemat układu przedstawiony na rysunku 6 oraz sposób usunięcia uszkodzenia zasilania oscylatora przedstawiony w p.1.

4. WNIOSKI I POSTULATY

Na podstawie analizy teoretycznej oraz przedstawionych wyników badań statystycznych uszkodzeń układów TURZ wyciągnięto następujące wnioski:

1. Maleje procentowy udział uszkodzeń układów i elementów elektrycznych i półprzewodnikowych w stosunku do uszkodzeń innych elementów i układów /tablica 1/.
2. Parametr strumienia uszkodzeń ω w poszczególnych latach ulega tylko nieznacznym wahaniom i pozostaje praktycznie stały /rys.4/.
3. Występują duże różnice dla parametrów strumienia uszkodzeń ω dla poszczególnych typów układu TURZ /rys.5/.
4. Jak wynika z przedstawionego w p.3 przykładu - inne firmy produkujące układy TURZ również mają problemy z wyeliminowaniem uszkodzeń wczesnych.

Postuluje się więc w związku z wyżej przedstawionymi wnioskami:

1. Uwzględniając wniosek 1 wprowadzić odpowiednie układy diagnostyczne dla punktów serwisu fabrycznego oraz odpowiedni procentowo zestaw elementów i układów rezerwowych.
2. Uwzględniając wnioski 1 i 2 należy stwierdzić, że wzrosła intensywność uszkodzeń innych elementów i układów poza elementami elektronicznymi i układami półprzewodnikowymi. Należy więc zwrócić większą uwagę na niezawodność tych elementów.
3. Uwzględniając wniosek 3 wprowadzić starzenie wstępne elementów i układów przetwornic tyrystorowych większej mocy oraz zwiększyć kontrolę jakości wykonania tych przetwornic.

LITERATURA

- [1] Becker P., Jensen F.: Projektowanie nadeżnych elektronnych schem. Sovietskoje Radio, Moskva 1977

- [2] Borowski R.: Nadieźnost sistemy biezpierierynowo sinchronnowo rezerwirovania s tiristornym inwiertorom. Konferencja Nadieźnost'82, Warna, Bułgaria
- [3] Conference notes: 3 rd Int. Conf. on Reliability and Maintainability. Toulous, France X.1982
- [4] Gniedenko B.W.: Metody matematyczne w teorii niezawodności. WNT, Warszawa 1968
- [5] Kopociński B.: Zarys teorii odnowy i niezawodności. PWN, Warszawa 1973
- [6] Polska Norma: PN-77/N-04005 - Niezawodność w technice. Wskaźniki niezawodności
- [7] Rozanov M.N.: Nadieźnost elektroenergetičeskich sistem. Energoizdat, Moskva 1984
- [8] Way Kuo, Yue Kuo: Facing the Headaches of Early Failures. Proceedings IEEE, Vol.71, Nr 71/1983

STATISTICAL EXAMINATIONS ON EARLY FAILURES
OF POWER SUPPLY RESERVE OF SCR SYSTEMS

Summary

The author presents statistical examinations of early failures of the power supply reserve of SCR systems. In the introduction, theoretical problems of the early failures are presented on the basis of the literature. The step function is used for modelling early failures. The early failures of individual electric and electronic elements and systems are separated for the statistical examination.

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РАННИХ ОТКАЗОВ ТИРИСТОРНЫХ СХЕМ РЕЗЕРВИРОВАНИЯ ПИТАНИЯ

Резюме

В работе автор представляет результаты статистических исследований ранних отказов тиристорных схем резервированного электропитания. Во введении, на основе рассмотренной литературы, представлены теоретические проблемы основы ранних отказов. Необходимо подчеркнуть принятие единичной функции к анализу ранних отказов. В работе выделены отказы отдельных элементов, а также электрических и электронных схем.

Cena 72 zł

ISSN 0209-0570