

SPIS TREŚCI

Str.

1. Zygmunt Kuczewski, Tadeusz Skoczkowski: Grzanie indukcyjne w procesach metalurgicznych	5
2. Tadeusz Skoczkowski, Marian Kalus: Rozkład wewnętrznych źródeł ciepła przy indukcyjnym nagrzewaniu stalowych wsadów cylindrycznych	17
3. Czesław Myrcik: Badania symulacyjne układu regulacji prądu wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości	29
4. Krzysztof Krykowski, Czesław Myrcik: Własności sterowanego częstotliwościowo silnika asynchronicznego w różnych układach sterowania pośredniego	41
5. Władimir Borysowicz Ponomariew, Zbigniew Mantorski: Analiza statystyczna napięcia zasilającego w punkcie przyłączenia napędu tyrystorowego	59
6. Tadeusz Rodacki, Edward Piecha, Wincenty Poloczek: Nowoczesne układy zasilania urządzeń łukowych i plazmowych	69
7. Tadeusz Rodacki, Kazimierz Gierlotka, Bogusław Grzesik: Model analogowy i badania tyrystorowego układu zasilania odbiornika łukowego	79
8. Edward Piecha, Tadeusz Rodacki: Tyrystorowo-magnetyczny układ zasilania urządzeń łukowych	95
9. Andrzej Wolski: Możliwości automatyzacji gospodarki energią elektryczną w sieci elektroenergetycznej kopalń węgla kamiennego	103
10. Jacek T. Toporkiewicz: Analiza napięcia przemiennego sterowanego impulsowo-symetrycznie	113
11. Jacek T. Toporkiewicz: Analiza własności odbiorników (R) i (RL) sterowanych impulsowo-symetrycznie	121
12. Andrzej Kulesza: Optymalizacja własności dynamicznych układu sterowania silnika asynchronicznego klatkowego	137
13. Andrzej Kulesza: Czasooptymalne sterowanie momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego klatkowego	153
14. Henryk Kołodziej: Synteza struktur sterowania silników asynchronicznych w oparciu o zależności statyczne	163
15. Kazimierz Gierlotka: Metoda doboru nastaw regulatora prędkości w układach napędowych prądu stałego z połączeniami sprzężystymi	177

Zygmunt KUCZEWSKI

Tadeusz SKOCZKOWSKI

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

GRZANIE INDUKCYJNE W PROCESACH METALURGICZNYCH

Streszczenie. W artykule omówiono możliwości stosowania nagrzewania indukcyjnego w przemyśle metalurgicznym, a głównie przy produkcji rur. Porównano metody nagrzewania płomieniowego i indukcyjnego, omówiono główne problemy obliczeniowe indukcyjnych układów grzejnych, scharakteryzowano źródła zasilania.

1. Przesłanki technologiczno-energetyczne

Rozwój technologii charakteryzuje się nie tylko stałym ulepszeniem jakości wyrobu i powiększeniem jego ilości, lecz również minimalizowaniem materiałówochłonności i energochłonności. Narastający niedobór energii i surowców przy coraz bardziej zaostrzających się wymaganiach związanych z ochroną środowiska zmusza do poszukiwania nowych, lepszych rozwiązań konstrukcyjnych i technologicznych. W wielu technologiach, również w termicznych procesach metalurgicznych nagrzewanie ogniowe zastępuje się elektrycznym, stosując do tych celów nagrzewanie łukowe plazmowe, indukcyjne i oporowe. Około 80% energii zużywanej przez przemysł metalurgiczny pochłaniają procesy nagrzewania i topienia metali. O skali zagadnienia niech świadczy fakt, że w kraju około 20% produkowanej energii elektrycznej zużywa się w przemysłowych procesach elektrotermicznych. Ze względu na przestarzałe urządzenia oraz ich nieprzewidywaną eksploatację w krajowych procesach elektrotermicznych zużywa się kilkadziesiąt procent energii więcej niż wynikałoby to z racjonalnej gospodarki energetycznej [1].

Spośród stosowanych metod elektrotermicznych na szczególną uwagę zasługuje nagrzewanie indukcyjne ze względu na dużą szybkość nagrzewania, dużą sprawność, powtarzalność wyników nagrzewania, łatwość zmian parametrów obróbki cieplnej, małą zgorzelinę, precyzyjne umiejscowienie obszaru nagrzewanego, możliwość i łatwość pełnej automatyzacji procesu. Do wad grzejnictwa indukcyjnego zaliczono swego czasu wysoki koszt inwestycyjny urządzeń grzewczych, który obecnie przy stosowaniu statycznych przekształtników energii elektrycznej poważnie zmalał. Głównym i przekonującym wskaźnikiem, przemawiającym za stosowaniem grzania indukcyjnego, jest

mniejże zużycie energii - o 30% w stosunku do grzenia w piecach płomieniowych [2]. Z wyżej podanych względów wzrost grzenia indukcyjnego w skali światowej do celów walcowniczych w latach 1980-2000 przewidywany jest o około 25% [3]. Związane jest to głównie z mniejszym jednostkowym zużyciem energii na grzenie do obróbki plastycznej wynoszącej 360-440 kWh/tonę.

2. Grzenie indukcyjne przy produkcji rur

Od pewnego czasu w nowoczesnej technologii produkcji rur bezszwowych stosowane jest coraz częściej grzenie indukcyjne. Nowoczesna walcownia rur bezszwowych charakteryzuje się dużą wydajnością sięgającą do 400 - 600 tysięcy ton rocznie. Przy pracy trójzminowej wynosi to 67-86 ton wssadu na godzinę. Średnice produkowanych rur bezszwowych mieszczą się pomiędzy 17 a 950 mm. Do gazociągów i ropociągów produkowane są rury bezszwowe nawet o średnicach ponad 1900 mm. Typowy i powszechnie spotykany stosunek grubości ścianki rury bezszwowej do wewnętrznego promienia rury wahs się w granicach 0,07 - 0,12. W pewnych szczególnych przypadkach, np. dla obwodu hydraulicznego siłowników wysokociśnieniowych, stosunek ten może dochodzić do liczby 0,25. W typowych walcowniach rur szybkość walcowania wynosi od 0,5 do 8,5 m/s, w nowoczesnych walcowniach dochodzi nawet do 16 m/s (57,6 km/godz). Pod względem magnetycznym spotyka się dużą różnorodność materiałów walcowanych rur. Mogą to być ferromagnetyki - stale węglowe, ferrytyczne, perlityczne lub nieferromagnetyczne - stale sustenitowe, żaroodporne, miedź, aluminium i inne stopy metali kolorowych.

Proces produkcyjny rur bezszwowych składa się z czterech podstawowych faz, a mianowicie: otrzymanie tutei grubościennej, walcowanie rury surowej, walcowanie rury gotowej i wykańczenie rury. Potokowość jest cechą charakterystyczną trzech pierwszych faz stanowiących procesy prowadzone na gorąco. Proces walcowania musi odbywać się w ściśle określonym przedziale temperaturowym elementu. Oprócz samego procesu walcowania w skład potokowej linii produkcyjnej wchodzi również urządzenie grzewcze utrzymujące określoną temperaturę elementu walcownego. Wydajności i niezawodności urządzeń grzewczych musi odpowiadać wydajność i niezawodność walcarek.

Przedstawione podstawowe parametry technologiczne produkcji rur bezszwowych stanowią podstawę i punkt wyjścia do zaprojektowania układu elektromagnetycznego urządzenia do indukcyjnego nagrzewania rur w procesie produkcji. Obszerne dane dotyczące samej technologii produkcji rur bezszwowych, jak i wymagań stawianych urządzeniom do grzenia indukcyjnego biorących udział w tym procesie, można znaleźć w literaturze [4, 5, 6, 7].

3. Piece płomieniowe z nagrzewnice indukcyjne

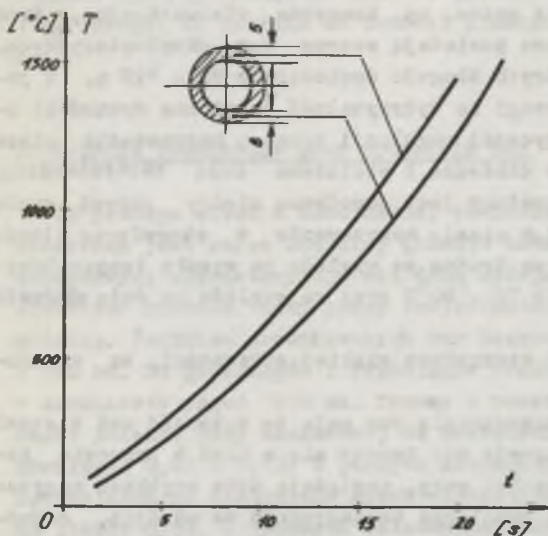
W stosowanych technologiach produkcji rur bezszwowych spotyka się piece grzewcze płomieniowe opalane gazem, np. komorowe, wielosekcyjne, z trzonym obrotowym. Piece płomieniowe posiadają szereg wad eksploatacyjnych. W piecach wielosekcyjnych, których długość dochodzi do 80 - 120 m, w początkowych sekcjach należy z uwagi na wytrzymałość termiczną wymurówki ograniczyć moc. Układy automatycznej regulacji procesu nagrzewania pieca płomieniowego są złożone, mało dokładne i obciążone dużą bezwładnością. Niska dokładność pomiaru temperatury jest powodowana między innymi grubą warstwą zgorzeliiny powstającej w czasie nagrzewania w atmosferze tlenu. Również warunki pracy obsługi są trudne ze względu na wysoką temperaturę w otoczeniu pieców, dochodzącą do 70 - 80°C oraz ze względu na dużą głośność pracy, sięgającą do 120 dB.

Gazowe piece grzewcze, przy stosunkowo niskiej sprawności, są energochłonne [6].

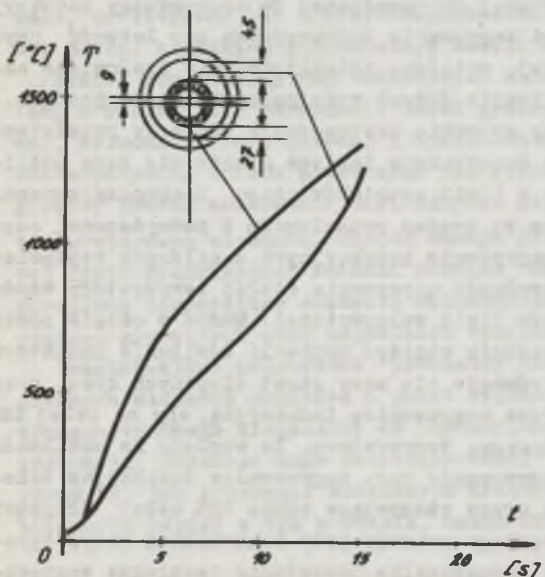
Nagrzewnice indukcyjne do nagrzewania rur mają tę wyższość nad piecami płomieniowymi, że w zasadzie prawie nie tworzy się w nich w procesie nagrzewania zgorzeliina na powierzchni rury, posiadają dużą szybkość nagrzewania, gdyż generowanie ciepła przebiega bezpośrednio we wśdzie, odznaczają się dużą niezawodnością i łatwą wymiennalnością części, charakteryzują się długą żywotnością, a co najważniejsze - łatwo poddają się automatyzacji, gdyż można w sposób skuteczny i precyzyjny oddziaływać na parametry strugi energii elektrycznej doprowadzonej do nagrzewnicy indukcyjnej. Również istotnymi zaletami nagrzewnic indukcyjnych są: łatwość usytuowania w linii technologicznej, mniejsza uciążliwość dla środowiska naturalnego oraz możliwość uzyskiwania dużych wydajności technologicznych.

Przy potokowej produkcji rur szerokie zastosowanie znalazły przelotowe nagrzewnice indukcyjne. Prosta konstrukcja takiego urządzenia daje możliwość zainstalowania nagrzewnic w linii samotoków ciągu technologicznego. Nagrzewnice indukcyjne zasilane są prądem przemiennym o podwyższonej częstotliwości. Zasadniczą wadą nagrzewnic indukcyjnych zasilanych napięciem o stałej częstotliwości jest trudność utrzymania stałej temperatury wśdu w czasie krótkotrwałych postojów linii walcowniczej. Można w czasie postoju linii technologicznej odpowiednio obniżyć napięcie zasilania induktorów aby moc dostarczana do wśdu równała się mocy strat cieplnych oraz przesunąć rurą tam i z powrotem przez nagrzewnicę indukcyjną, aby na całej długości rury utrzymać prawie jednkową temperaturę. Ze względu na możliwość ograniczenia długości linii nagrzewania rur, nagrzewnice indukcyjne dzieli się na dwie grupy. Pierwsza grupa stanowiąca około 25% całej długości i będąca grupą nagrzewania wstępnego pracuje przy maksymalnej mocy, ograniczonej jedynie ze względu na dopuszczalne naprężenia termiczne występujące we wśdzie.

Nagrzewnice indukcyjne drugiej grupy mają za zadanie doprowadzenie temperatury rury do wartości granicznych. W pierwszej grupie induktorów mają miejsce dwie fazy nagrzewania: faza pierwsza - związana z przyrostem temperatury powierzchni od temperatury otoczenia do temperatury przemian magnetycznych we wśrodku (punkt Curie), faza druga - zwana przejściową, w której sten niemagnetyczny obejmuje całą głębokość wśrodku. Druga grupa nagrzewnic indukcyjnych ma za zadanie dogrzać wśrodek i wyrównać temperaturę wewnątrz wśrodku. W przypadku koniecznego postoju linii technologicznej wśrodek znajdujący się w pierwszej grupie nagrzewnic zostaje wycofany, a induktory tej grupy odłączają się od źródła zasilania, zaś druga grupa induktorów zasilana jest mniejszą mocą odpowiadającą stratom mocy, a wśrodek jest przesuwany tem i z powrotem, będąc stale przygotowany do uruchomienia linii technologicznej. Proces optymalizacji pracy układu grzewczego wiąże się z temperaturą wśrodku oraz z minimalizacją pojawiających się różnic temperatury wśrodku, co jest związane ze sterowaniem zasilania wzbudników oraz z ruchem wśrodku [8, 9]. W procesie walcowania rury, na skutek styku rury z walcami oraz z trzpieniem, obwodowe różnice temperatur może dochodzić do 300°C , zaś wzdłużne różnice do 200°C . W



Rys. 1. Różnice temperatury w ścianie rury przy różnej grubości ścianki

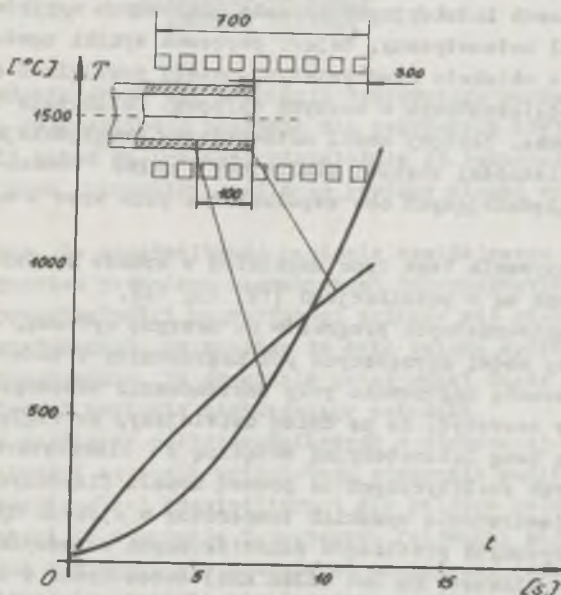


Rys. 2. Różnice temperatury powierzchni rury przy przesunięciu osi rury i wzbudnika

W procesie walcowania rury, na skutek styku rury z walcami oraz z trzpieniem, obwodowe różnice temperatur może dochodzić do 300°C , zaś wzdłużne różnice do 200°C . W

W celu uniknięcia zbyt dużych różnic temperatur pomiędzy poszczególnymi rurami i w samej rurze wprowadza się układy automatycznej regulacji z napięciowym lub temperaturowym sprzężeniem zwrotnym [6, 10, 11].

Na rys. 1 przedstawiono różnicę temperatur dwóch punktów rury przy nierównomiernej grubości ścianki, zaś na rys. 2 pokazano różnice temperatur dwóch punktów rury w przypadku wzajemnego przesunięcia osi rury i wzbudalaka. Rys. 3 obrazuje nierównomierność nagrzewania końca rury w przypadku, gdy rura znajduje się w środkowej części induktora.



Rys. 3. Różnice temperatury przy nagrzewaniu końca rury w środkowej części wzbudalaka

4. Sposoby analizowania elektrotermicznych układów nagrzewania indukcyjnego

W nagrzewanym indukcyjnie elemencie występują dwa współzależne pola: pole elektromagnetyczne i pole ciepłne. Niestacjonarność parametrów elektrotermicznych wsadu wynika z zależności wielkości fizycznych wsadu od temperatury, natężenia pola magnetycznego i jego częstotliwości. W celu zaprojektowania wydajnego i optymalnego układu nagrzewania indukcyjnego projektant powinien panować nad tymi zgodznościami w takim stopniu, aby stworzony przez niego model matematyczny możliwie dokładnie odzwierciedlał zachodzące zależności w różnych stanach pracy. W dotychczas spotykanych metodach analizowania zjawisk elektrotermicznych w nagrzewnicach indukcyjnych wprowadzono szereg założeń upraszczających, np. osobno roz-

ważano każde z występujących pól, zakładano niezależność pola magnetycznego i pola termicznego, co prowadziło do konieczności przyjmowania stałych i uśrednionych temperatur oraz innych wielkości fizycznych, procesy termiczne uważano za zjawiska adiabetyczne, zaś fale elektromagnetyczne traktowano tylko dwuwymiarowo a nie przestrzennie. Przewodzenie ciepła przez ściankę walcową sprowadzono do zagadnienia przewodzenia przez płytę. Przyjmuje się zbyt uproszczony opis wymiany ciepła w nagrzewnicy. Tego typu założenia upraszczające prowadziły przy modelowaniu procesów elektrotermicznych w nagrzewnicach indukcyjnych do mało dokładnych wyników. Chcąc stworzyć wierny model matematyczny, dający poprawne wyniki zgodne z zachodzącymi zjawiskami w obiekcie rzeczywistym, należy posługiwać się nowoczesnym narzędziem obliczeniowym - maszyną cyfrową. Obliczenia takie są złożone i czasochłonne. Złożony model matematyczny uwzględniający większość występujących zależności stanowi nieliniowy układ równań różniczkowych cząstkowych uwzględniających oba współzależne pole wraz z warunkami granicznymi.

Metody rozwiązywania tego typu zagadnień w sposób bardziej lub mniej uproszczony podane są w publikacjach [12, 13, 14].

Opracowanie uniwersalnych programów na maszynę cyfrową, uwzględniających cały złożony model sprzężonych pól nagrzewnicy i inne związki, pozwoli na konstruowanie nagrzewnic przy zastosowaniu wspomaganie komputerowego [3]. Należy zauważyć, że na dzień dzisiejszy, ze względu na bardzo szczupłą krajową bazę laboratoryjną związaną z elektrotermią, możliwość weryfikacji danych analitycznych za pomocą modeli fizycznych jest bardzo ograniczona. Rejestrowanie wysokich temperatur w stanach dynamicznych i wielkości elektrycznych przebiegów odkształconych o podwyższonej częstotliwości (rzędu kilkuset Hz lub kilku kHz) wobec braku w kraju odpowiedniego wyposażenia laboratoryjnego jest praktycznie nierealizowalne.

5. Częstotliwość napięcia w procesie grzenia indukcyjnego

Jednym z podstawowych parametrów elektrycznych nagrzewnic indukcyjnych decydującą o procesie nagrzewania oraz wpływającym zasadniczo na wskaźniki energetyczne procesu, jest częstotliwość napięcia zasilania. Wybór odpowiedniej częstotliwości napięcia jest jedną z węższych decyzji projektanta układu grzewczego. Przy wyborze częstotliwości napięcia zasilającego można kierować się minimalnym czasem nagrzewania, minimalnym zużyciem energii, minimalnymi naprężeniami termicznymi wewnątrz wsadu itp. W praktyce dąży się do uzyskania minimalnego czasu nagrzewania i do dużej sprawności energetycznej procesu. Warunek minimalnego czasu ogranicza częstotliwość napięcia od góry, warunek wysokiej sprawności energetycznej ogranicza częstotliwość napięcia od dołu. Ograniczenia te określają dość szeroki przedział częstotliwości, z którego należy wybrać optymalną wartość

wynikającą z kompromisu. Różni autorzy w swoich publikacjach [6, 14, 17] podają różne zalecane częstotliwości albo oparte na bardzo prostych modelach o prostej geometrii, np. walcowej, kwadratowej itp., albo na związkach analitycznych ważnych tylko dla danego obiektu i danej technologii. Brak jest natomiast, jak dotychczas, podstawowych opracowań analitycznych. Ogólną wytyczną przy doborze częstotliwości napięcia zasilającego wzbudnik dla temperatur leżących powyżej punktu Curie jest nierówność

$$0,25 < \frac{\text{głębokość wnikania}}{\text{grubość ścianki}} < 1$$

Na skutek zmieniających się w funkcji temperatury parametrów fizycznych wsadu optymalna częstotliwość napięcia dla złożonych kryteriów będzie się zmieniać. Jeżeli układ ma pracować niezależnie od temperatury wsadu w warunkach optymalnych, parametry zasilacza powinny ulegać zmianie w funkcji temperatury.

Jest oczywiste, że częstotliwość napięcia zasilającego powinna być inna przed i za punktem przemiany magnetycznej ferromagnetyku, gdyż przy zmianie względnej przenikalności magnetycznej zmienia się głębokość wnikania pola elektromagnetycznego, co pociąga za sobą zmianę sprawności energetycznej procesu nagrzewania. Po przejściu przez punkt Curie należałoby zwiększyć częstotliwość napięcia zasilającego wzbudnik.

Wprowadzenie zasilaczy półprzewodnikowych o sterowanej w szerokim zakresie częstotliwości napięcia wyjściowego stworzyło możliwość dostosowania każdorazowo optymalnej częstotliwości dla każdego rodzaju wsadu i temperatur. Możliwości te stwarzają tyrystorowe falowniki mocy, których konstrukcja jest już w stopniu wystarczającym opanowana. Algorytm sterowania mocą i częstotliwością napięcia zasilającego powinien być sformułowany ze względu na minimalny czas nagrzewania przy żądanym rozkładzie temperatury we wsadzie. Ten ostatni warunek jest często podawany przez technologów w postaci dopuszczalnej różnicy temperatur między powierzchnią a innym wewnętrznym punktem wsadu [18]. Rozwiązanie tak postawionego zadania prowadzi do wyznaczenia punktów, w których należy zmienić napięcie falownika, przy utrzymaniu dopuszczalnej amplitudy napięcia dla danej częstotliwości, ze względu na uzyskanie jak najlepszej sprawności nagrzewania. Układ nagrzewania indukcyjnego będzie pracować przy optymalnych parametrach, gdy sterowanie przekształtnika tyrystorowego będzie ściśle realizowane wg zadanego algorytmu. Do tego celu będzie mógł być użyty mikroprocesor realizujący założone zadanie.

6. Zasilacze do nagrzewania indukcyjnych

Najprostszym sposobem nagrzewania indukcyjnego, ale obciążonym wieloma wadami i niedoskonałościami, jest bezpośrednie zasilanie induktora prze-

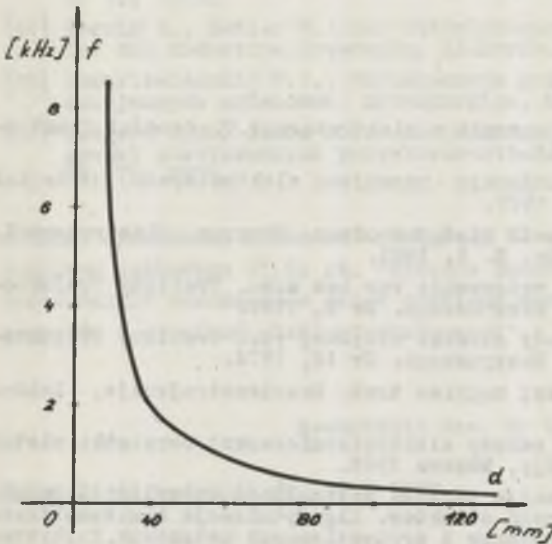
miennym napięciem sieciowym o częstotliwości 50 Hz. Jednak zasilanie napięciem o stałej częstotliwości nie daje możliwości sterowania i prowadzenia zoptymalizowanego procesu nagrzewania wssdu. Przy jednofazowym obciążeniu sieci zasilającej, szczególnie o małej mocy zwarciowej, istnieje konieczność symetryzowania obciążenia sieci trójfazowej dodatkowymi elementami biernymi. Również konstrukcja induktora, ze względu na duże siły elektrodynamiczne, musi być odporniejsza na odkształcenia uzwojeń wzbudnika. W zespole zasilanie nagrzewnicy indukcyjnej napięciem o częstotliwości 50 Hz stosuje się w przypadku wssdów litych o dużych wymiarach. W niektórych technologiach, przy dwustopniowym grzeniu indukcyjnym, w pierwszym stopniu w tzw. nagrzewaniu wstępnym, które prowadzone jest dla wssdów ferromagnetycznych do temperatury 600 - 700°C stosuje się napięcie o częstotliwości 50 Hz. Dalsze nagrzewanie w stopniu drugim prowadzi się przy zasilaniu napięciem o częstotliwości podwyższonej z przemienniki częstotliwości. Dwustopniowe układy sterowane są w dwóch odmianach. Albo dla każdej częstotliwości jest oddzielny induktor, albo ten sam induktor jest przystosowany do zasilania napięciem o dwóch różnych częstotliwościach [6, 14, 17]. Dwustopniowe nagrzewanie zaleca się stosować dla wssdów ferromagnetycznych o średnicy większej niż 80 mm. W tych przypadkach uzyskuje się dużą równomierność nagrzewania wssdu. Należy zwrócić uwagę, że po przekroczeniu punktu Curie, przy zasilaniu nagrzewnicy napięciem o częstotliwości 50 Hz bardzo znacznie pogorsza się sprawność energetyczna procesu nagrzewania. Przykłady technicznych rozwiązań układów nagrzewania dwustopniowego znaleźć można w szeregu publikacji [16, 17, 19]. Zanim zaczęto wprowadzać do układów nagrzewania indukcyjnego statyczne półprzewodnikowe przekształtniki, stosowano maszynowe przetwornice częstotliwości, które generowały napięcia o częstotliwości do 10 kHz. Porównanie wskaźników techniczno-ekonomicznych obu rodzajów zasilaczy o podwyższonej częstotliwości: maszynowych i półprzewodnikowych [20] wskazuje na zdecydowaną wyższość tych ostatnich pod każdym względem. Jedynie magnetyczne powielacze częstotliwości mogą w zakresie częstotliwości do kilkuset Hz konkurować z zasilaczami półprzewodnikowymi pod względem energetycznym [21, 22]. Ze względu na generowanie stałej częstotliwości powielacze magnetyczne są stosowane np. w piecach do topienia metali. Wyższość przekształtników półprzewodnikowych opartych na tyrystorach nad innymi maszynowymi i magnetycznymi polega również na możliwości zmian częstotliwości napięcia wyjściowego w sposób płynny od bardzo małych wartości do kilku kHz. Ta właściwość stwarza możliwość doboru optymalnej częstotliwości dla każdego rodzaju wssdu tak pod względem struktury materiałowej, jak i kształtów geometrycznych. Przekształtnik tyrystorowy może być równieżysterowany na maksymalną moc doprowadzoną do wssdu, co zezwoli na zminimalizowanie czasu nagrzewania. Fałowniki stosowane do nagrzewania indukcyjnego budowane są przeważnie jako fałowniki prądowe równoległe lub napięciowe szeregowe, zaś ich moce jednostkowe dochodzą do 1,2 MW przy częstotliwościach napięcia wyjściowego

300 - 600 Hz lub do około 1500 kW przy częstotliwościach 2 - 3 kHz [2, 11, 19, 23, 24].

Publikacje literaturowe dotyczące projektowania i eksploatacji falowników są dość liczne, chociaż nie poruszają wszystkich zagadnień związanych ze specyfiką układów elektrotermicznych [15, 25, 26].

W praktyce można również spotkać mieszany sposób nagrzewania wssadu - płomieniowo-indukcyjny. Można spotkać rozwiązanie mieszane układu grzewczego, w którym induktor elektromagnetyczny jest zainstalowany przed piecem płomieniowym.

Induktor, jako nagrzewnica wstępna, jest zasilany napięciem o częstotliwości 50 Hz. Takie rozwiązanie jest stosowane dla wssadów ferromagnetycznych o średnicy większej niż 100 mm i nieferromagnetycznych o średnicy większej niż 200 mm. Spotyka się również odwrotne ułożenie, w którym najpierw nagrzewa się wssad metodą płomieniową, a następnie w induktorze zasilanym napięciem o pod-



Rys. 4. Wybór częstotliwości optymalnej w zależności od średnicy wssadu przy nagrzewaniu płomieniowo-indukcyjnym

wyższej częstotliwości, elektromagnetycznie. Rys. 4 pokazuje sposób doboru częstotliwości napięcia dla wssadu nagrzewanego do temperatury 800 °C metodą płomieniową, zaś do 1200 °C metodą elektromagnetyczną [25]. Jest to krzywa uzyskana metodą eksperymentalną. Przy nagrzewaniu wssadów o dużych wymiarach geometrycznych, o dużych przekrojach stosuje się nagrzewanie przy zasilaniu induktora napięciem o częstotliwości 16 - 20 Hz [2]. W tym przypadku jako zasilacze stosowane są tyrystorowe cyklokonwertory.

Wnioski

1. Z uwagi na swoje zalety techniczno-ekonomiczne grzejnictwo indukcyjne może być szeroko stosowane przy produkcji rur.
2. Piece indukcyjne przelotowe posiadają szereg zalet w porównaniu z tradycyjnymi piecami płomieniowymi.

3. Negrzewanie płomieniowo-indukcyjne może znacznie zintensyfikować proces nagrzewania.
4. Celowa jest analiza zjawiska fizycznych w nagrzewnicach uwzględniających współzależność pól magnetycznego i cieplnego.
5. Dla każdej operacji technologicznej powinno się określać przebieg zmian optymalnej częstotliwości zasilania wzбудnika.
6. Falowniki tyrystorowe sterowane z wykorzystaniem mikroprocesorów pozwalają na techniczną realizację nagrzewania optymalnego.

LITERATURA

- [1] Horoszko E.: Oszczędność energii w elektrotermii. *Wiadomości Elektrotechniczne*. Nr 17-18, 1981.
- [2] Burakowski T. i inni: Tendencje rozwojowe elektrotermii. *Przegląd Elektrotechniczny*. Z. 4, 1977.
- [3] Burakowski T., Hering M.: IX Międzynarodowy Kongres Elektrotermii. *Przegląd Elektrotechniczny*. Z. 2, 1981.
- [4] Grabowski S.: Nowoczesne walcowanie rur bez szwu. *Problemy Projektowe Hutnictwa i Przemysłu Maszynowego*. Nr 2, 1981.
- [5] Chyla M.: Nowoczesne metody obróbki cieplnej rur. *Problemy Projektowe Hutnictwa i Przemysłu Maszynowego*. Nr 1, 1974.
- [6] Bodażkow W.A.: Indukcyjny nagrzew rur. *Maszynostrojenije*, Leningrad 1969.
- [7] Kidin I.N.: Fizyczne osnowy elektrotermicznej obróbki metali i spawów. *Metallurgija*, Moskwa 1969.
- [8] Kołomiejeewa M.W.: Rieszennije zadaczi optimalnogo uprawlenije indukcyjnym nagriewom podwiżnych obiektow. *Algorytmizaczi i automatizaczi technologiczeskich processow i promyszlennych ustanowok*. Kujbyszew Nr 7, 1976.
- [9] Repaport E.J.: Podwiżnoje uprawlenije w zadaczach optimizaczi indukcyjnogo nagriewa metali: *Algorytmizaczi i automatizaczi technologiczeskich processow i promyszlennych ustanowok*. Kujbyszew. Nr 7 1976.
- [10] Szuchocki A.E., Ryskin S.E.: Induktory dla indukcyjnogo nagriewa. *Energija*, Leningrad 1974.
- [11] Szuchocki A.E.: Stabilizaczi reżima pri nieprierywnom indukcyjnom nagriewie: *Promyszlennaja energetika*. Nr 9, 1979.
- [12] Sigfridsson R.: Induction heaters for the continuous heating of tubes. *ASEA Journal* Nr 1, 1979.
- [13] Collatz L.: *The numerical treatment of differential equations*. Springer - Verlag. Berlin 1959.
- [14] Turowski J.: *Obliczenia elektromagnetyczne elementów maszyn i urządzeń elektrycznych*. WNT, Warszawa 1982.
- [15] Referaty IX Międzynarodowego Kongresu Elektrotermii w Cannes. 1980.
- [16] Simpson P.G.: *Grzanie indukcyjne*. WNT, Warszawa 1964.
- [17] Szamow A.N., Bodażkow W.A.: *Projektirowanije i ekaplustaczi wysokoczasnych ustanowok*. *Maszgiz*, Moskwa 1963.
- [18] Bytkowski A.G. i inni: *Uprawlenije nagriewom metali*. *Metallurgija*, Moskwa 1981.
- [19] Thelin C.: *Induction heating and hot shearing plant for billets at AB Bofors-Kilsta*. *Sveden ASEA Journal*, Nr 4, 1981.

- [20] Matthes H.G.: Umrichter als Mittel zur Rationalisierung und Energieerparung bei Induktionserwärmungsverfahren. Elektrowärme International, B. 1, 1979.
- [21] Schluckebier D.: Weiterentwicklung der magnetischen Frequenzumformung auf 450 Hz. Elektrowärme international. B. 1, 1979.
- [22] Matthes H.G.: Der Statistische Frequenz-Umrichter zum Einsatz in der industriellen Elektrowärme. Elektrowärme International. B. 3, 1977.
- [23] Morgun W.W., Czerbinskaja O.P.: Tiristornyje prieobrazowatieli powyszennoj czastoty dla elektrotermicznych ustanowok. Elektrotermija Nr 79, 1979.
- [24] Hornig G., Mehler F.: Der Mittelfrequenzumrichter Typ IMP-p 250/2,4 für die induktive Erwärmung. Elektrie, B. 12, 1981.
- [25] Woskriesienskij W.W.: Tiristornyje prieobrazowatieli dla pitanija indukcionnych ustanowok. Metalurgija, Moskwa 1979.
- [26] Gitgarc D.A., Ioffe J.C.: Swojstwa indukcionnych ustanowok kak nazruszki statycznych prieobrazowatieliej czastoty. Elektrotermija, No 75, 76, 1976.

Artykuł opracowano w ramach badań grupy tematycznej nr 1 (teoria pola), Podproblemu Węzłowego O5.5A pt. "Wybrane podstawowe badania w dziedzinie elektrotechniki" wchodzące w skład problemu węzłowego O5.5 pt.: "Rozwój podzespołów i urządzeń elektrotechnicznych".

Recenzent: doc. dr hab. inż. Kazimierz Zakrzewski

Wpłynęło do redakcji dn. 28.V.1982 r.

ПРИМЕНЕНИЕ ИНДУКТИВНОГО НАГРЕВА В МЕТАЛЛУРГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССАХ

Резюме

В настоящей статье представлены возможности применения индуктивного нагрева в металлургической промышленности, а в особенности в трубочном производстве. Сравнены методы пламенного и индуктивного нагрева, представлены главные расчетные проблемы индукционных установок нагрева, представлены характеристики источников питания.

INDUCTION HEATING IN METALLURGICAL PROCESSES

Summary

The possibilities of use of induction heating in metallurgical industry, mainly in the the pipe industry, are described in the paper.

The methods of flame and induction heating are compared, main calculating problems of induction heaters are described, supply sources are characterized.

[1] ...

[2] ...

[3] ...

[4] ...

[5] ...

[6] ...

[7] ...

[8] ...

[9] ...

[10] ...

[11] ...

[12] ...

[13] ...

[14] ...

[15] ...

[16] ...

[17] ...

[18] ...

[19] ...

[20] ...

[21] ...

[22] ...

[23] ...

[24] ...

[25] ...

[26] ...

[27] ...

[28] ...

[29] ...

[30] ...

[31] ...

[32] ...

[33] ...

[34] ...

[35] ...

[36] ...

[37] ...

[38] ...

[39] ...

[40] ...

[41] ...

[42] ...

[43] ...

[44] ...

[45] ...

[46] ...

[47] ...

[48] ...

[49] ...

[50] ...

[51] ...

[52] ...

[53] ...

[54] ...

[55] ...

[56] ...

[57] ...

[58] ...

[59] ...

[60] ...

[61] ...

[62] ...

[63] ...

[64] ...

[65] ...

[66] ...

[67] ...

[68] ...

[69] ...

[70] ...

[71] ...

[72] ...

[73] ...

[74] ...

[75] ...

[76] ...

[77] ...

[78] ...

[79] ...

[80] ...

[81] ...

[82] ...

[83] ...

[84] ...

[85] ...

[86] ...

[87] ...

[88] ...

[89] ...

[90] ...

[91] ...

[92] ...

[93] ...

[94] ...

[95] ...

[96] ...

[97] ...

[98] ...

[99] ...

[100] ...

Tadeusz SKOCZKOWSKI

Marian KALUS

Institut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

ROZKŁAD WEWNĘTRZNYCH ŹRÓDEŁ CIEPŁA PRZY INDUKCYJNYM NAGRZEWANIU STAŁOWYCH WSADÓW CYLINDRYCZNYCH

Streszczenie. Omówiono rozkłady wewnętrznych źródeł ciepła o maszynowych walcach i rurach ferromagnetycznych przy nagrzewaniu indukcyjnym. Pokazano proste aproksymacje funkcji opisujących źródła ciepła dla różnych etapów procesu nagrzewania.

1. Wstęp

Przy projektowaniu nagrzewnic indukcyjnych konstruktor spotyka się z dwoma podstawowymi rodzajami problemów: cieplnymi i elektromagnetycznymi.

Ostatecznym celem, do którego dąży konstruktor jest uzyskanie pożądanego z technologicznego punktu widzenia rozkładu temperatur we wsadzie.

Wynikiem obliczeń cieplnych muszą być niezbędne dane wyjściowe do wyznaczenia parametrów elektrycznego schematu zastępczego nagrzewnicy. Określa się więc czas nagrzewania, moc źródła zasilania, czasami również zmianę tej mocy w czasie lub wymaganą nierównomierność okładu prądowego wzbudnika.

Proces obliczeń cieplnych polega na rozwiązywaniu równania przewodnictwa cieplnego Fouriera wraz z odpowiednimi warunkami granicznymi. Równanie to dla przypadku nagrzewania walców nieskończenie długich ma postać:

$$\frac{\partial T}{\partial t} - a \frac{\partial^2 T}{\partial R^2} = \frac{a}{\lambda} w(R) \quad (1)$$

gdzie:

- $T(R)$ - temperatura w odległości R od osi walca,
- a - współczynnik przewodzenia temperatury,
- λ - przewodność cieplna,
- $w(R)$ - wydajność wewnętrznych źródeł ciepła w odległości R od osi walca,
- R - promień bieżący.

Równanie (1) z uwagi na nieliniowe zależności współczynników cieplnych stali od temperatury może być rozwiązane dla każdej konkretnej nagrzewnicy

cy i wsadu metodami numerycznymi, ale rozwiązanie takie nie posiada waloru wymaganego w szybkich obliczeniach inżynierskich, zwiększa koszty projektowania, a wyniki uzyskane bezpośrednio z EMC wymagają pracochłonnego opracowywania oraz zmuszają każdorazowo konstruktora do korzystania z ETO.

Rozwiązywanie równania (1) można znacznie uprościć przez podział całego procesu nagrzewania na etapy, w których właściwości fizyczne stali traktujemy jako stałe, uśrednione dla danego przedziału temperatur. Możliwe jest wtedy korzystanie z gotowych rozwiązań równania (1) opisanych np. w pracach [1, 2]. Aby można to jednak wykonywać, konieczne jest aproksymowanie funkcji opisującej rzeczywisty rozkład wewnętrznych źródeł ciepła jedną z funkcji elementarnych, np. stałą, liniową, wykładniczą, eksponencjalną, dla których w pracach [1, 2] rozwiązywane jest równanie (1). Zazwyczaj korzysta się z rozwiązania dla najprostszego przypadku rozkładu, tj. przyjmując równomierny rozkład źródła ciepła w pewnej cienkiej warstwie przy powierzchni wsadu [3]. Rozkład ten w rzeczywistości, w zależności od parametrów fizycznych stali (μ, ρ), wymiarów geometrycznych wsadu i wzbudnika oraz częstotliwości zasilania może, co zostanie pokazane poniżej, znacznie odbiegać od tak przyjętego.

Choć obliczyć rzeczywisty rozkład wewnętrznych źródeł ciepła, korzystamy z równania:

$$w(R) = \frac{\delta_m(R)}{2\eta} \quad (2)$$

gdzie:

- $\delta_m(R)$ - amplituda gęstości prądów wirowych,
- η - konduktywność wsadu.

Aby znaleźć rozkład $\delta_m(R)$ należy uprzednio rozwiązać równanie pola elektromagnetycznego (3). Rozwiązanie takie dla nieskończonej długości wsadów walcowych i rurowych przedstawiono np. w pracy [4].

$$\frac{d^2 \underline{H}_m(R)}{dR^2} + \frac{1}{R} \cdot \frac{d \underline{H}_m}{dR} - j\omega \mu_0 \mu \eta \underline{H}_m = 0 \quad (3)$$

gdzie:

- $\underline{H}_m(R)$ - zespolona amplituda natężenia pola magnetycznego w odległości R od osi walca,
- $\omega = 2\pi f$ - pulsacja źródła zasilania,
- $\mu_0 \mu$ - przenikalność magnetyczna wsadu.

2. Nagrzewanie walców masywnych

W zależności od zmian właściwości magnetycznych stali w przekroju wsadu celowy jest podział procesu nagrzewania indukcyjnego na następujące etapy: zimny, pośredni i gorący.

W etapie zimnym zakładamy, że cały wsad ma właściwości ferromagnetyczne, a $\mu = f(H)$ dla każdego punktu przekroju może być określona z przyjętej krzywej magnesowania stali. Rezystywność wsadu jest w przybliżeniu stała, obliczana zazwyczaj dla temperatury początkowej nagrzewania, tj. około 20°C. Przy silnym efekcie powierzchniowym krzywiznę powierzchni walca można pominąć i posłużyć się rozwiązaniem dla fali płaskiej. Według pracy [5] rozkład gęstości prądów wirowych jest liniowy i opisany zależnością:

$$\delta_m = \begin{cases} \delta_{me} \left(1 - \frac{R_2 - R}{x_1}\right) & R_2 \geq R \geq R_2 - x_1 \\ 0 & R_2 - x_1 \geq R \geq 0 \end{cases} \quad (4)$$

gdzie:

- δ_{me} - amplituda gęstości prądów wirowych na powierzchni cylindra,
- R_2 - promień zewnętrzny cylindra,
- x_1 - odległość od powierzchni cylindra do tej warstwy metalu, gdzie gęstość prądu wynosi 0.

$$x_1 = \frac{g(s)}{\Delta_e}$$

gdzie:

$$\Delta_e = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \mu \eta}}$$

$g(s)$ - pewna funkcja.

Δ_e - głębokość wnikania obliczona dla $\mu = \mu_0$ na powierzchni cylindra; s - wykładnik funkcji aproksymującej rzeczywistą krzywą magnesowania $B = k \cdot H^{\frac{1}{s}}$. Dla $s \rightarrow \infty$, otrzymujemy $x_1 = 1,46 \Delta_e$.

Wzór (4) jest prawdziwy tylko dla skrajnego przypadku $x_1 \ll R_2$. Rozwiązując jednak równanie fali elektromagnetycznej walcowej (3) przy założeniu, że $x_1 = R$ (drugi skrajny przypadek) z obowiązującą wtedy zależnością zmiany μ na przekroju wg zależności otrzymanej w pracy [6]:

$$\mu = \mu_0 \left(\frac{R}{R_2}\right)^2 \quad (5)$$

otrzymujemy:

$$\delta_m = \delta_{me} \left(\frac{R}{R_2}\right)^{\frac{s+1}{s-1}} \quad (6)$$

Łatwo pokazać, że dla $s \rightarrow \infty$ wzór (6) stanowi szczególny przypadek wzoru (4) dla $x_1 = R_2$. Ponieważ dla dwóch granicznych wartości x_1 , tj. $x_1 \ll R_2$ i $x_1 = R_2$, otrzymaliśmy liniowy rozkład gęstości prądu, nie należy się spodziewać, że dla pośrednich wartości x_1 rozkład ten będzie się znacznie różnił od liniowego. Obliczamy moc powierzchniową przypadającą na jednostkę długości wsadu:

$$P_0 = \frac{1}{2\pi R_2 \gamma} \int_{R_2 - x_1}^{R_2} \delta_m^2(R) R dR \quad (7)$$

Po podstawieniu do równania (7) zależności (4) mamy:

$$P_0 = \frac{\delta_m^2 x_1}{6 \gamma} \left(1 - \frac{x_1}{4R_2}\right) \quad (8)$$

Wprowadzając bezwymiarową wielkość $\alpha = 1 - \frac{x_1}{R}$ i względny promień $B = \frac{R}{R_2}$ otrzymujemy:

$$w(\alpha, \beta) = \begin{cases} \frac{12 P_0 (B - \alpha)^2}{R(\alpha + 3) (1 - \alpha)^3} & B \geq \alpha \\ 0 & B < \alpha \end{cases} \quad (9)$$

$\alpha \in [0, 1]$

Z zależności (9) wynika, że dla walca magnetycznego rozkład wewnętrznych źródeł ciepła jest opisany funkcją kwadratową.

Etap przejściowy charakteryzuje się tym, że powierzchnia wsadu jest jeszcze nagrzana poniżej punktu Curie (dla większości stali przyjmujemy $T_c = 750^\circ\text{C}$), ale z uwagi na znaczny gradient temperatury rezystywność należałoby traktować jako funkcję współrzędnej R , tj. $\rho = \rho(R)$. Rezystywność na głębokości $(1,5 - 2) \Delta e$ zmienia się dwukrotnie, co jest nieproporcjonalne ze zmianą μ , która rośnie na takiej głębokości setki a nawet tysiące razy. W praktyce przyjmuje się więc stałą rezystywność na przekroju walca, a jej wartość oblicza się dla $T = 600 - 650^\circ\text{C}$, $\rho_2 = (6,0 - 6,5) 10^{-7} \Omega \cdot \text{m}$. Uwzględnienie zmiany μ jest znacznie trudniejsze, a obliczenia dokładne wręcz niemożliwe [6]. Przyjmuje się więc, co zapewnia dostateczną dokładność obliczeń cieplnych, że źródła ciepła są rozłożone równomiernie w pewnej warstwie aktywnej ξ . Grubość warstwy można obliczyć ze wzoru podanego w pracy [6]:

$$\xi = \frac{\Delta e}{f_1(s)} \quad (10)$$

$$f_1(s) = \frac{4s}{\sqrt{8s(3s+1)^2(s+1)}} \quad (11)$$

Dla $s \rightarrow \infty$ otrzymamy $\xi = 1,37 \Delta e$.

Rozkład wewnętrznych źródeł ciepła w stanie przejściowym opisany jest więc zależnością:

$$w(\alpha, \beta) = \begin{cases} \frac{P_0}{R} \frac{1}{1 - \alpha^2} & \alpha < \beta \leq 1 \\ 0 & 0 \leq \beta \leq \alpha \end{cases} \quad (12)$$

gdzie $\alpha = 1 - \frac{\Delta_k}{R_2}$,

W stanie gorącym zewnętrzna warstwa wsadu jest nagrzana powyżej punktu Curie, warstwy głębsze zachowują własności magnetyczne. Praktycznie jednak już dla grubości warstwy niemagnetycznej większej niż $2\Delta_k$, gdzie Δ_k jest głębokością wnikania prądu obłożoną dla $\mu = 1$, można przyjmować, że cały wsad jest niemagnetyczny. Rzeczywisty rozkład wewnętrznych źródeł ciepła dla walca niemagnetycznego można opisać równaniem:

$$w(m, \beta) = \frac{2m (\text{ber}'^2 \beta_m + \text{bei}'^2 \beta_m)}{\text{ber } m \text{ ber}' m + \text{bei } m \text{ bei}' m} \quad (13)$$

gdzie:

$$m = \frac{\sqrt{2} R_2}{\Delta_k}$$

$$\Delta_k = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \eta}}$$

$$\beta = \frac{R}{R_2}$$

ber, bei, ber', bei' - funkcje Thompsona i ich pochodne.

Funkcję (13) można aproksymować funkcją o postaci:

$$w(R) = w_0 \left(\frac{R}{R_2}\right)^n \quad (14)$$

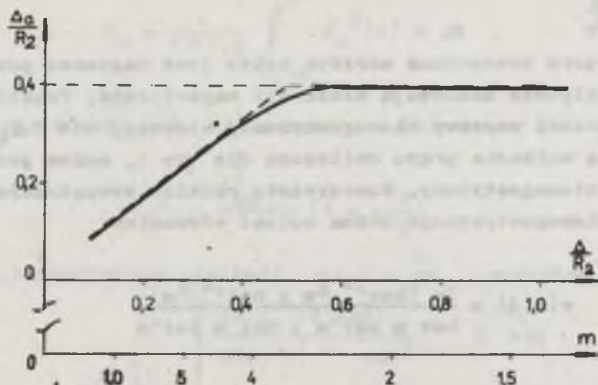
Należy znaleźć zależność wykładnika n od wymiarów geometrycznych, fizycznych właściwości wsadu i parametrów nagrzewania. W tym celu określimy głębokość Δ_a warstwy aktywnej, w której wydziela się 86,5% całej mocy generowanej we wsadzie:

$$\int_{R_2 - \Delta_a}^{R_2} 2\pi R w(R) dR = 0,865 \int_0^{R_2} 2\pi R w(R) dR \quad (15)$$

Wynik rozwiązania równania (15) dla wydajności $w(R)$ opisanych wzorem (13) pokazany jest na rys. 1. Rozwiązując to samo równanie (15) przy $w(R)$

opisanych wzorem aproksymującym (14) otrzymuje się zależność wykładnika n od głębokości Δ_a i promienia walca R_2 :

$$n = \frac{\lg 0,135}{\lg \left(1 - \frac{\Delta_a}{R_2}\right)} - 2 \quad (16)$$



Rys. 1. Zależność względnej grubości warstwy aktywnej od parametru m

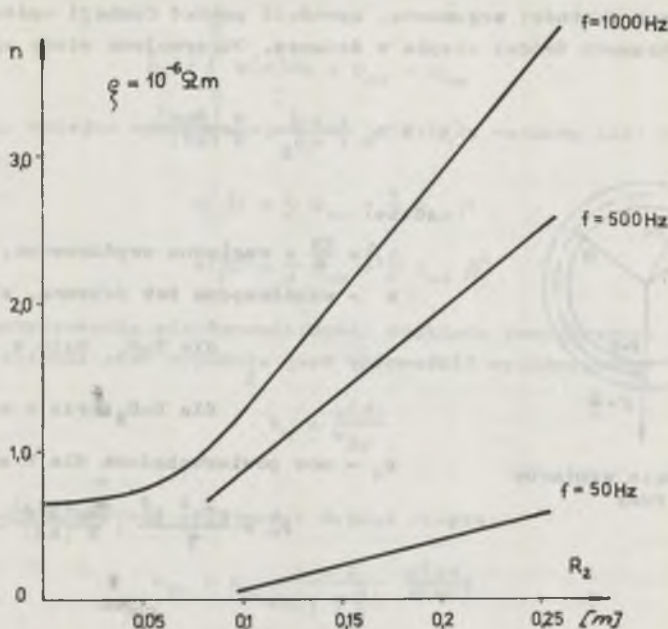
Z przebiegu krzywej na rys. 1 widać, że może być ona aproksymowana dwu-odcinkowo:

$$\frac{\Delta_a}{R_2} = \begin{cases} 0,85 \frac{\Delta}{R_2} & 0 \leq \frac{\Delta}{R_2} \leq \frac{1}{2} \\ 0,394 & \frac{\Delta}{R_2} > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (17)$$

Równanie (16) z wykorzystaniem wzorów (17) można zapisać w postaci:

$$n = \frac{\lg 0,135}{\lg \left(1 - \frac{1,2}{m}\right)} - 2 \quad (18)$$

Korzystając ze wzoru (18) otrzymujemy dla przypadku nagrzewania głębokościowego ($m_2 \rightarrow \infty$) $n=2$, przy nagrzewaniu powierzchniowym ($m_2 \rightarrow \infty$) $n \rightarrow \infty$. Obie otrzymane wartości n dobrze odpowiadają fizycznej stronie zjawiska. Wyniki rozwiązania równania (18) dla różnych częstotliwości pokazano na rys. 2. Równanie (18) może być oczywiście wykorzystywane również w przypadku nagrzewania wsadów wykonanych z materiałów niemagnetycznych.



Rys. 2. Wartość składnika n dla różnych częstotliwości nagrzewania

3. Nagrzewanie rur

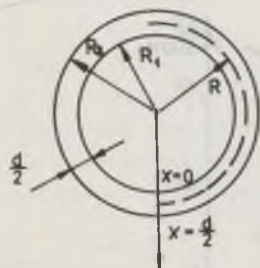
Przy nagrzewaniu rur rozkład wewnętrznych źródeł ciepła, z uwagi na złożony rozkład pola magnetycznego, jest znacznie bardziej skomplikowany niż przy nagrzewaniu pełnych wsadów cylindrycznych. Przy nagrzewaniu rur stalowych powyżej punktu Curie w dwóch początkowych etapach nagrzewania, tj. zimnym i przejściowym, głębokość wnikania prądu jest zawsze znacznie mniejsza niż grubość ścianki rury i do obliczeń można wykorzystać wzory dla walca pełnego (wzory (9) i (12)). Dla rur w stanie niemagnetycznym rozkład źródeł ciepła zależy od dwóch wielkości: $kd = \frac{d}{\Delta_k}$ - stosunku podwójnej grubości ścianki d do głębokości wnikania prądu Δ_k i $\xi = \frac{d}{2R_1}$ - stosunku grubości ścianki do wewnętrznego promienia rury. Zakres zmian tych wielkości dla typowych rur i poprawnie wybranej częstotliwości prądu jest dość wąski:

$$0,07 < \xi < 0,12$$

$$0,5 < kd < 2$$

Dla tego zakresu zmian ξ i kd można, stosując rozwinięcie funkcji Bessela dla dużych wartości argumentu, uprościć postać funkcji opisujących rozkład wewnętrznych źródeł ciepła w ścianie. Otrzymujemy wtedy wg pracy [4]:

$$w(\beta) = P_0 \frac{1 + \xi}{1 + \beta \xi} \frac{M(\beta kd)}{M(kd)} \quad (19)$$



Rys. 3. Szkic wymiarów rury

gdzie:

$$\beta = \frac{2x}{d} - \text{względna współrzędna,}$$

x - współrzędna tak dobrana, aby:

$$\text{dla } R=R_1 \text{ było } x = 0$$

i

$$\text{dla } R=R_2 \text{ było } x = \frac{d}{2}, \text{ (rys.3)}$$

P_0 - moc powierzchniowa dla $R = R_2$,

$$P_0 = \frac{\sigma^2 z^2 I^2}{\xi} \cdot \frac{M(\beta kd)}{N(kd)},$$

$$M(\beta kd) = \text{ch}(\beta kd) - \text{cos}(\beta kd) + \frac{(kd)^2}{8\xi^2} [\text{ch}(\beta kd) + \text{cos}(\beta kd)] + \\ + \frac{kd}{2} [\text{sh}(\beta kd) + \sin(\beta kd)]$$

$$N(kd) = \text{ch}(kd) + \text{cos}(kd) + \frac{(kd)^2}{8\xi^2} [\text{ch}(kd) - \text{cos}(kd)] + \\ + \frac{kd}{2} [\text{sh}(kd) - \sin(kd)],$$

σ - stała liczbowa,

z - liczba zwojów wzbudnika,

I - wartość skuteczna prądu wzbudnika,

ξ - konduktywność wsadu.

Rozkład (19) może być aproksymowany następująco:

prostą

$$w(\beta) = A_L P_{00} + B_L P_{0e} \beta \quad (20)$$

lub parabolą

$$w(\beta) = A_P P_{00} + B_P P_{0e} \beta^2 \quad (21)$$

gdzie:

P_{00}, P_{0e} - współczynniki stałe, mające wymiar mocy powierzchniowej.

Stałe A_L, B_L, A_p, B_p można wyliczyć z warunku:

$$p_o = \int_0^{\frac{d}{2}} w(x) dx = p_{oo} + p_{oe} \quad (22)$$

Podstawiając kolejno aproksymacje (20) i (21) do warunku (22) otrzymujemy odpowiednio:

$$w(\beta) = \frac{2}{d} p_{oo} + \frac{4}{d} p_{oe} \beta \quad (23)$$

$$w(\beta) = \frac{2}{d} p_{oo} + \frac{6}{d} p_{oe} \beta^2 \quad (24)$$

W celu zobrazowania nierównomierności rozkładu wewnętrznych źródeł ciepła wzdłuż ścianki rury wygodnie jest wprowadzić współczynnik:

$$k_w = \frac{w(\beta)}{w_{sr}} \quad (25)$$

gdzie:

w_{sr} - średnia wartość wydajności źródeł ciepła,

$$w_{sr} = p_o \frac{1 + \xi}{kd(1 + \frac{\xi}{2})} \frac{Q(kd)}{M(kd)}$$

$$Q(kd) = \text{sh}(kd) - \sin(kd) + \frac{(kd)^2}{8\xi^2} [\text{sh}(kd) + \sin(kd)] + \frac{kd}{2\xi} [\text{ch}(kd) - \cos(kd)] \quad (26)$$

Dla rzeczywistego rozkładu (19) otrzymujemy przy zastosowaniu aproksymacji:

linią prostą $k_{wL} = 1 - \frac{1}{2} F(kd) + F(kd)\beta$

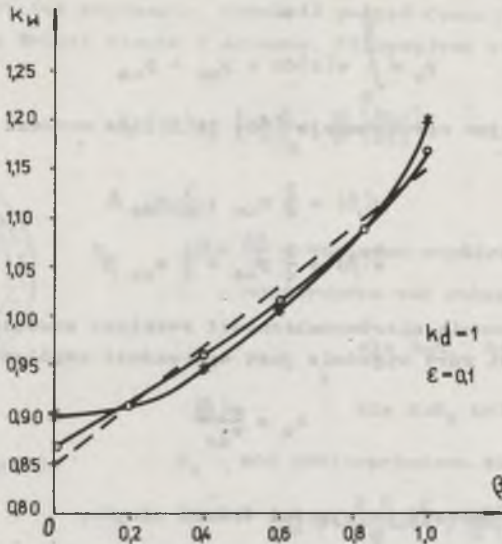
parabolą $k_{wP} = 1 - \frac{1}{3} F(kd) + F(kd)\beta^2 \quad (27)$

gdzie:

$$F(kd) = k_w(1) - k_w(0) = \frac{kd(1 + \frac{\xi}{2})}{q(kd)} \left[\frac{M(kd)}{1 + \xi} - \frac{(kd)^2}{4\xi^2} \right] \quad (28)$$

Wartość współczynników p_{oo}, p_{oe} w równaniach (20), (21) otrzymuje się po podstawieniu wzorów (23), (24) do wzoru (25) i obliczeniu wartości $k_w(\beta)$ dla $\beta = 0$ i $\beta = 1$.

Rozkład wewnętrznych źródeł ciepła przy aproksymacji liniowej i parabolicznej dla $kd = 1$ i $\xi = 0,1$ pokazano na rys. 4. Zaleca się stosować aproksymację liniową dla $kd < 1,25$ - błąd nie przekracza 5%, a dla $kd \geq 1,25$ aproksymację paraboliczną, przy błędzie ok. 3%.



Rys. 4. Rozkład wewnętrznych źródeł ciepła dla rury przy aproksymacji liniowej i parabolicznej

Dla $k_d > 2$ aproksymacja paraboliczna wprowadza duże błędy i funkcję rzeczywistą należałoby aproksymować wielomianem wyższego rzędu. W praktyce nie stosuje się jednak częstotliwości, dla których $k_d > 2$.

4. Wnioski

1. Rozkład wewnętrznych źródeł ciepła w zależności od wymiarów geometrycznych wsadu, etapu nagrzewania i częstości źródła zasilania może znacznie odbiegać od rozkładu równomiernego.
2. Przy nagrzewaniu wsadów cylindrycznych ferromagnetycznych wewnętrzne źródła ciepła są rozłożone parabolicznie (równanie (9)).
3. Dla wsadów niemagnetycznych można stosować prosty rozkład wykładniczy (14). Równanie (18) w prosty sposób pozwala obliczyć wykładnik n dla danych warunków nagrzewania i parametrów wsadu.
4. Z uwagi na czas trwania stanu gorącego (ok. 70% czasu całego procesu nagrzewania) i wynikające z tego najczęstsze przeprowadzanie obliczeń elektrycznych nagrzewnicy dla tego właśnie stanu, równanie (14) jest najczęściej stosowane w praktyce.
5. Wprowadzenie współczynnika nierównomierności rozkładu wewnętrznych źródeł ciepła k_w dla rury pozwala w prosty sposób obliczyć rozkład rzeczywisty, a otrzymane dokładności przy aproksymacji liniowej lub parabolicznej są wystarczające do obliczeń cieplnych.

6. Równania opisujące rozkład wewnętrznych źródeł ciepła w każdym z trzech etapów mają postać umożliwiającą proste rozwiązanie równania przewodnictwa cieplnego Fouriera (1).

LITERATURA

- [1] Łykov A.W.: Teoria ciepłowodności. Izd. Wyższa Szkoła. Moskwa, 1967.
- [2] Carslow H.S., Jaeger J.C.: Conduction of Heat in Solids. Oxford University Press, Oxford 1959.
- [3] Schwart T.: Termokinetyka układów elektrotermicznych. WNT, Warszawa 1966.
- [4] Rodygin N.M.: Indukcyjny nagrzew stalnych izdzielij tokami promyszennoj ozastoty. Metallurgizdat, Moskwa 1959.
- [5] Pawłow N.A., Słuchockij A.E.: Rasozot raspredielenija tiemperatury po sieczeniju cylindriozeskich obrazcow pri indukcyjnom nagriewie. IZW Energietika nr 6, 1965.
- [6] Słuchockij A.E.; Ryskin S.E.: Induktory dla indukcyjnogo nagriewa. Energija, Leningrad 1974.

Artykuł opracowano w ramach badań grupy tematycznej nr 1 (teoria pola), Podproblemu Węzłowego O5.5A pt. "Wybrane podstawowe badania w dziedzinie elektrotechniki" wchodzącego w skład problemu węzłowego O5.5 pt. "Rozwój podzespołów i urządzeń elektrotechnicznych".

Recenzent: doc. dr hab. inż. Kazimierz Zakrzewski

Wpłynęło do redakcji dn. 28.V.1982 r.

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВНУТРЕННИХ ИСТОЧНИКОВ ТЕПЛА
ПРИ ИНДУКЦИОННОМ НАГРЕВЕ СТАЛЬНЫХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ШИХТ

Р е з ю м е

В статье показаны распределения внутренних источников тепла в массивных цилиндрах и ферромагнитных трубах при индукционном нагреве. Показаны простые аппроксимации функций представляющих источники тепла для разных этапов нагревательного процесса.

DISTRIBUTIONS OF INTERNAL HEAT SOURCES
IN INDUCTION HEATING OF FERROMAGNETIC CYLINDRICAL BODIES

Summary

In the article the problem of finding simple approximations of functions describing internal heat sources generated in ferromagnetic bodies is considered. The heating cycle has been divided into three periods with constant physical coefficients and for each of these a simplified function has been found. The cases of pipe and cylindrical billet are considered.

[C]
[D]
[E]
[F]
[G]
[H]
[I]
[J]
[K]
[L]
[M]
[N]
[O]
[P]
[Q]
[R]
[S]
[T]
[U]
[V]
[W]
[X]
[Y]
[Z]

Czesław MYRCIK

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

BADANIA SYMULACYJNE UKŁADU REGULACJI PRĄDU WYJŚCIOWEGO BEZPOŚREDNIEGO PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI

Streszczenie. Przedstawiono model matematyczny układu napędowego z cyklokonwerterem i silnikiem asynchronicznym. Dla celów syntezy regulatora prądów fazowych oraz analizy własności układu zamkniętego wykorzystano symulację hybrydową. Podano wnioski i wybrane rezultaty obliczeń.

1. Wprowadzenie

Właściwości układu napędowego z silnikiem asynchronicznym, sterowanym przez bezpośredni przemiennik częstotliwości o komutacji zewnętrznej (cyklokonwerter), zależą w zasadniczy sposób od jakości prądów wyjściowych przemiennika. Traktując cyklokonwerter jak wzmacniacz mocy, żąda się zwykle, aby przebiegi czasowe tych prądów były bliskie sinusoidalnym w całym zakresie zmian ich częstotliwości. W napędzie indywidualnym (z jednym silnikiem wykonawczym zasilanym z przemiennika) zadanie to realizują obwody regulacji napięć bądź prądów fazowych silnika [1 2 3 5]. Możliwości sterowania obwiliwą wartością prądów są tu jednak ograniczane przez:

- wykorzystywanie w obwodach głównych przemiennika zasady komutacji naturalnej (sieciowej),
- występowanie obciążów nieciągłości prądu wyjściowego w przypadku znacznych zmian parametrów r , L , e obwodu obciążenia.

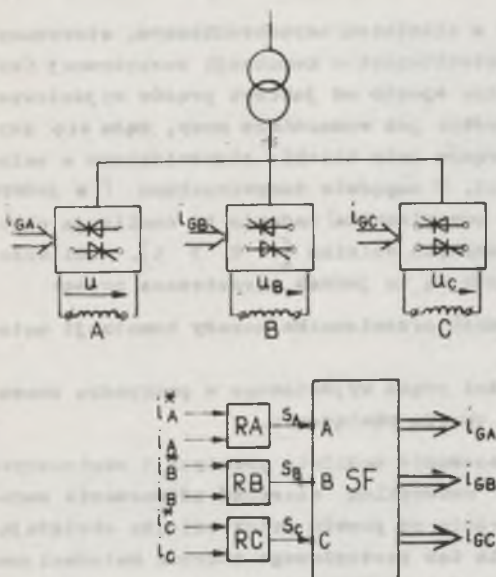
Wydaje się więc godne uwagi opracowanie możliwie prostych i skutecznych układów regulacji, zapewniających maksymalną wierność odtwarzania zadanych przebiegów prądowych, niezależnie od punktu pracy silnika obciążającego przemiennik. Próby rozwiązania tak postawionego zadania metodami analitycznymi natrafiają na duże trudności, zaś analiza złożonego, nieliniowego układu przy zbyt silnych uproszczeniach jest niecelowa. Dążąc do ograniczenia uproszczeń do niezbędnego minimum, przeprowadzono badania obwodu regulacji prądu przy wykorzystaniu modelu matematycznego cyklokonwertera obciążonego silnikiem asynchronicznym. Rozwiązanie równań tego modelu oraz empiryczna synteza regulatora wymagają zastosowania metod numerycznych bądź hybrydowych. Wykonana symulacja hybrydowa pozwoliła na efektywną ocenę różnych struktur regulacji prądu.

Wyniki prezentowane w artykule dotyczą regulatora proporcjonalnego o wzmożeniu zależnym od stanu silnika. Taka koncepcja jest prosta w realizacji, a przebiegi czasowe prądów silnika wykazują wysoką dobroć odwzorowania zadanych sygnałów, w brany pod uwagę przedziale wyjściowej częstotliwości prądu $\omega_s < 0 - 25 \text{ Hz} >$. W opracowaniu [2] wykorzystano zupełnie różne podejście do syntezy pętli sprzężenia zwrotnego wg napięcia w układzie sterowania cyklokonwertora. Obszerna analiza numeryczna oparta na równaniach przyrostowych dała w wyniku regulator zbliżony do niżej opisywanego. Potwierdza to celowość stosowania symulacji hybrydowej do badań i syntezy przekształtnikowych układów sterowania napędu.

2. Model matematyczny układu napędowego z cyklokonwertorem zasilającym silnik asynchroniczny

Model skonstruowano dla przypadku 3-fazowego cyklokonwertora mostkowego, pracującego z blokadą prądów wyrównawczych, którego fazy obciążone są

izolowanymi galwanicznie uzwojeniami stojana silnika (rys. 1). Ciągi impulsów wyzwalających zawory przemiennika i_G generuje się w układzie sterowania fazowego SF. Blok SF realizuje zasadę sterowania arcuscosinoidalnego, przy czym sygnały modulujące S_{ABC} tworzą się w regulatorach prądów fazowych R_{ABC} . Funkcje i/t_{ABC} rzeczywistych prądów podawane do wejść regulatora R wyznacza się w układzie pomiaru prądu (np. w zespole 3 wzmacniaczy separacyjnych), zaś sterowanie w postaci zadanych krzywych i/t_{ABC}^* pochodzi z nadrzędnego regulatora stanu napędu. W dowolnym stanie ustalonym układu napędowego funkcje



Rys. 1

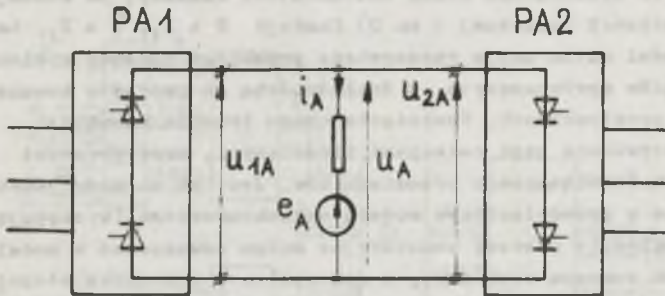
i_{ABC}^* są sinusoidami o amplitudzie $|i^*|$, a częstotliwości ω_s . Sposób generowania prądów zadanych zależy od metody regulacji stanu silnika, przyjmowanej w konkretnych przypadkach; problematyka ta nie jest związana z syntezą regulatora prądu i nie wchodzi w zakres opracowania.

Rys. 2 podaje schemat zastępczy fazy A cyklokonwertora zasilającego silnik asynchroniczny. Z prostych rozważań wynika model jednej fazy cyklokonwertora:

$$\begin{aligned}
 u &= u_1 F_1 + u_2 F_2 + e F_3 \\
 F_1 &= (E_1 T U + I_1) F_2 \\
 F_2 &= (E_2 T U + I_2) F_1 \\
 F_3 &= \overline{F_1 + F_2}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

gdzie:

- u - przebieg czasowy napięcia na fazie obciążenia,
- u_1 - przebieg napięcia wyjściowego prostownika dodatniego (P1) w czasie jego przewodzenia,
- u_2 - przebieg napięcia wyjściowego prostownika ujemnego (P2) w czasie jego przewodzenia,
- e - fazowa siła elektromotoryczna uzwojenia stojana silnika.



Rys. 2

Signały u_1 , u_2 jako napięcia wyjściowe prostowników pracujących w stanie ciągłego przewodzenia są funkcjami napięć sieci zasilającej przemiennik oraz sterowań $S(t)$:

$$\begin{aligned}
 u_1 &= F_{p1}(u_{RST}, S) \\
 u_2 &= F_{p2}(u_{RST}, S)
 \end{aligned}
 \tag{1a}$$

$F_{p1,2}$ - funkcje przełączające prostowników, uzależnione od sposobu modulacji (od przyjętego rozwiązania układu sterowania fazowego SF). Argumenty

T, E, U, I, występujące w równaniu (1) są to funkcje boolowskie określone następująco:

$$\begin{aligned}
 T &= 1 \quad (1^*) \\
 E_1 &= 1(u_1 - e) \\
 E_2 &= 1(-u_2 + e) \\
 I_1 &= 1(1 - \delta_1) \\
 I_2 &= 1(-1 - \delta_1) \\
 U &= U_1 U_2
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

Wartość funkcji T określa znak zadanego prądu fazy cyklokonwertora (a więc prostownik wprowadzany w przewodzenie po zakończeniu wcześniejszego półokresu prądu wyjściowego), zaś funkcje I_1, I_2 są indykatorami aktualnego stanu przewodzenia w fazie obciążenia (przy tym stały sygnał δ i o małej wartości, może być interpretowany jako prąd podtrzymania przewodzącej grupy zaworów). Funkcje $E(t)_{1,2}$ opisują stan polaryzacji składowych zaworów przemiennika, a U jest sygnałem wyjściowym członu blokady prądów wyrównawczych. Składniki U_1, U_2 iloczynu U przyjmują wartości zerowe w czasie wyznaczonym przez uniwibratory blokady, po każdej zmianie stanu (z wartości logicznej 1 na 0) funkcji $T + I_1, \bar{T} + I_2$. Łatwo sprawdzić, że model odwzorowuje rzeczywiste przebiegi czasowe cyklokonwertora z blokadą prądów wyrównawczych, z dokładnością do procesów komutacyjnych w składowych prostownikach. Pomińcie o czasu trwania komutacji zaworów w grupach umotywowane jest relacjami ilościowymi, obserwowanymi w realnie istniejących rozwiązaniach przemienników. Jest to zarazem jedyne istotne uproszczenie w przedstawionym modelu cyklokonwertora (występujące w rzeczywistym układzie procesy komutacyjne można odwzorować w modelu, powodując je to jednak znaczną rozbudowę, a nie wpływa w znaczącym stopniu na przebiegi wyjściowe $u(t), i(t)$). Pozostałe założenia, jak: pominięcie stanów dynamicznych w tyrystorach, pominięcie prądów wstecznych i blokowania oraz zaniedbanie wpływu elementów RLC wewnętrznych zabezpieczeń prostowników, nie wymagają komentarza. Silnik asynchroniczny zasilany przez cyklokonwerter opisano równaniem stanu w postaci dogodnej dla rozpatrywanego przypadku. Składowe stanu i sterowania silnika przyjęto jako:

$$\begin{aligned}
 x &= [i_A, i_B, i_C, \psi_\alpha, \psi_\beta, \omega]^T \\
 u &= [u_A, u_B, u_C, 0, 0, u_0]^T
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

$$\dot{i}_{ABC} = \frac{1}{\sigma L_1} (u_{ABC} - r_1 i_{ABC} - e_{ABC})$$

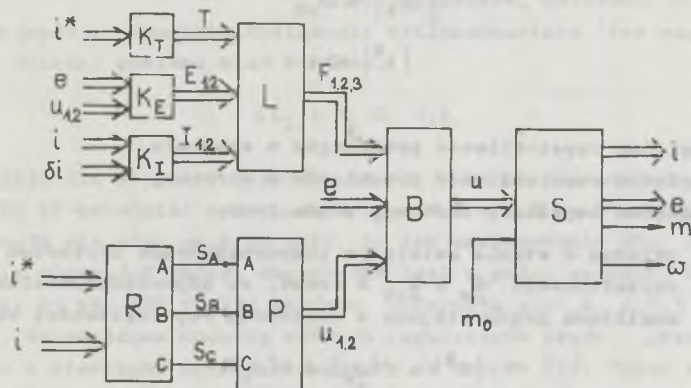
$$\begin{aligned}\dot{\Psi}_{\alpha} &= \tau_2 r_2 i_{\alpha} - \frac{r_2}{L_2} \Psi_{\alpha} - \omega \Psi_{\beta} \\ \dot{\Psi}_{\beta} &= \tau_2 r_2 i_{\beta} - \frac{r_2}{L_2} \Psi_{\beta} + \omega \Psi_{\alpha}\end{aligned}\quad (3)$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{T_M} \left[\tau_2 (\Psi_{\alpha} i_{\beta} - \Psi_{\beta} i_{\alpha}) - m_0 \right]$$

W modelu (3) współczynniki $r_{1,2}$, $L_{1,2}$, σ , τ_2 , T_M opisują parametry stojana i wirnika silnika asynchronicznego. Funkcje i_{ABC} , u_{ABC} , e_{ABC} wyrażają chwilowe wartości prądów, napięć i sił elektromotorycznych faz stojana, natomiast $i_{\alpha\beta}$, $\Psi_{\alpha\beta}$ są przebiegami prądu stojana i strumienia skojarzonego z wirnikiem, w układzie współrzędnych prostokątnych związanych ze stojanem. Sygnały fazowych sił elektromotorycznych otrzymuje się w modelu w postaci jawnej, po wprowadzeniu odwrotnej transformacji funkcji $\Psi_{\alpha\beta}$:

$$e(t)_{ABC} = \tau_2 \dot{\Psi}_{ABC} = \tau_2 T_{2/3} \dot{\Psi}_{\alpha\beta}\quad (4)$$

(przez $T_{3/2}$ oznacza się przekształcenie współrzędnych $ABC \rightarrow \alpha\beta$, zaś przez $T_{2/3}$ $-\alpha\beta \rightarrow ABC$). Struktura modelu hybrydowego równań (1) - (4) przedstawiona jest na rys. 3. Całkowanie równań stanu (3) zachodzi w modelu silnika S, na którego wejścia wprowadza się wektor napięć fazowych $u(t)$ oraz



Rys. 3

sygnał momentu obciążenia $m_0(t)$. Tamże realizują się przekształcenia $T_{3/2}$, $T_{2/3}$ dla obliczenia osiowych prądów $i_{\alpha\beta}$ i fazowych sił elektromotorycznych e_{ABC} . Wyjściowe przebiegi bloku S tworzą wektory prądów i sił elektromotorycznych stojana $i(t)$, $e(t)$ oraz sygnały momentu i prędkości silnika $m(t)$, $\omega(t)$. Model przemiennika zawiera trzy identyczne kanały obróbki sygnałów fazowych dla wyliczenia chwilowych napięć u_{ABC} . Zespół

bramek analogowych B realizuje pierwsze z równań (1), a funkcje logiczne $F_{1,2,3}$ dla 3 faz oblicza się w bloku L na podstawie składników T, E, I, wyznaczanych w zespołach komparatorów $K_{T,E,I}$ zgodnie z relacjami (2). Sygnały napięć wyjściowych prostowników dodatnich i ujemnych P_{1ABC} , P_{2ABC} wyliczane są w bloku P, odpowiednio do sterowań S_{ABC} pochodzących z regulatora prądów fazowych R. Człon P jest analogowo-cyfrowym generatorem napięć wyjściowych sześciu prostowników mostkowych pracujących w stanie ciągłego przewodzenia; jego realizacja zawiera zespoły sterowania fazowego oraz generator napięć sieci zasilającej i blok bramek analogowych z kluczami MOS. Wektor wiodący układu, i_{ABC}^* wyznaczany jest w dowolnym, nadrzędnym układzie regulacji napędu. Tak zorganizowany model hybrydowy umożliwia przeprowadzenie szerokich badań układu napędowego z cyklokonwerterem.

3. Rezultaty symulacji

Opisywane badania miały na celu określenie właściwej postaci regulatora prądów fazowych R. Rozważany obszar pracy napędu ograniczono następująco:

$$\omega_s \leq 0,5 \quad (f_s \leq 25 \text{ Hz})$$

$$|\omega_r| \leq \omega_{rN} \quad (5)$$

$$|i^*| \leq 1$$

gdzie:

ω_s - względna częstotliwość przebiegów w stojanie,

ω_r - względna częstotliwość przebiegów w wirniku,

$|i^*|$ - względna amplituda zadanego prądu fazy.

Sterowanie układem w stanie ustalonym podporządkowano kryterium stałości strumienia szczelinowego $\psi_0 = \psi_{0N} = \text{const}$, co odpowiada ustaleniu relacji między amplitudą prądu stojana a wartością częstotliwości wirnika:

$$|i^*| = f(\omega_r) \neq f(\omega_s).$$

Parametry silnika asynchronicznego miały wartości względne:

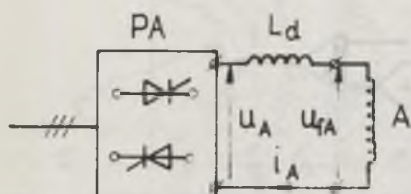
$$r_1 = 0,03; \quad r_2 = 0,046; \quad L_{1,2} = 3,1; \quad \sigma = 6,35 \cdot 10^{-2}; \quad \tau = 0,97;$$

znamionowa częstotliwość w wirniku $\omega_{rN} = 4,5 \cdot 10^{-2}$.

Wstępna seria testów symulacyjnych (przy ustalonej częstotliwości ω_s nastawianej w granicach 0 - 0,5) pozwoliła stwierdzić, że źródłem trudności w odwzorowaniu przebiegów zadanych przez cyklokonwerter obciążony sil-

nikiem jest występowanie znacznej składowej szybkozmiennej w prądach faz $i(t)$ i towarzyszących temu stref nieciągłości przewodzenia. Zjawiska te, nasilające się ze wzrostem częstotliwości ω_s , prowadzą do zmniejszenia się stabilności pętli regulacji prądów. W konsekwencji, maleje dopuszczalne wzmocnienie regulatorów prądu i pogarsza się jakość śledzenia sygnału wiodącego $i^*(t)$. Zasadnicze ograniczenie wspomnianych składowych (o częstotliwości ok. 300 Hz) jak i praktyczną eliminację przewodzenia nieciągłego w całym zakresie zmienności ω_s , ω_r , $|i^*|$ otrzymano w przypadku włączenia w szereg z fazami silnika dodatkowych indukcyjności L_d (rys. 4). Napięcia fazowe silnika wyznaczano tutaj jako:

$$u_{fA} = u_A - L_d \dot{i}_A \quad (6)$$



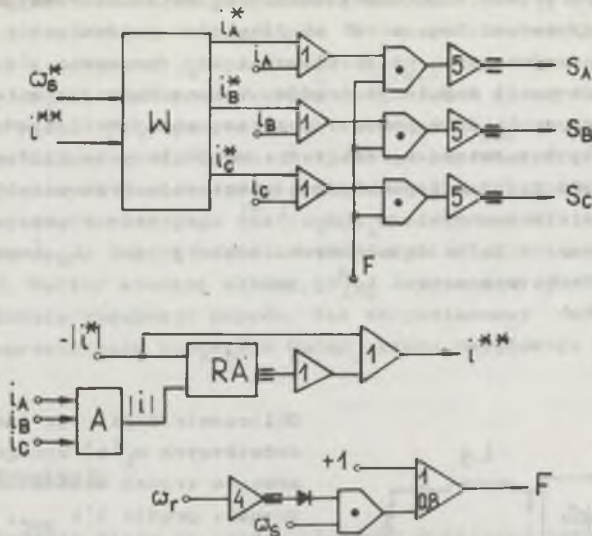
Rys. 4

Obliczenie napięć na indukcyjnościach dodatkowych $u_L(t)$ wymagało więc zastosowania trzech układów różniczkujących sygnały prądów $i(t)$ ABC. Właściwą wartość indukcyjności L_d określono w następnej serii testów. Dążąc do uzyskania maksymalnej dobroci śledzenia prądów zadanych przy jednoczesnym ograniczeniu kosztu i gabarytu dodatkowych dławików, ustalono, że sumaryczna

indukcyjność w obwodzie obciążenia cyklokonwertora (bez względu na zastosowany silnik) powinna mieć wartość:

$$6L_1 + L_d \approx 0,5 \quad (7)$$

Wzór (7) daje dla większości produkowanych silników asynchronicznych o mocy 10 - 100 kW przedział zmienności $L_d < 0,2 - 0,3 >$. Niezbędne indukcyjności okazują się więc na tyle małe, że ich zastosowanie dla radykalnego polepszenia własności układu napędowego jest w pełni zasadne. Przykładowo, dla silnika 45 kW; 380 V; 985 obr/min, otrzymuje się: $L_d = 0,3$ ($L_d = 2,5 \cdot 10^{-3}$ H). Szczegółowe badania różnych regulatorów prądu przeprowadzono dla układu z dławikami dobranymi zgodnie ze wzorem (7). Nader zadowalającą jakością śledzenia zadanych prądów $i^*(t)$ otrzymano dla prostego regulatora proporcjonalnego o wzmocnieniu zmieniającym się z częstotliwością stojana i wirnika. Jak wskazują wyniki obliczeń, nawet przy częstotliwości $\omega_s = (0,4 - 0,5)$; ($f_s = 20 - 25$ Hz) odchylenia chwilowych prądów od przebiegów zadanych są niewielkie. W obszarze najczęściej stosowanych częstotliwości pracy cyklokonwertorów $\omega_s < 0,4$ chwilowy uchyb $i(t) - i^*(t)$ przyjmuje pomijalne wartości, a prądy rzeczywiste odwzorowują wektor i^* niezależnie od rodzaju pracy silnika. Rys. 5 pokazuje przykładowe rozwiązanie regulatora prądów cyklokonwertora wg opisywanego sposobu. Wzmocnienie

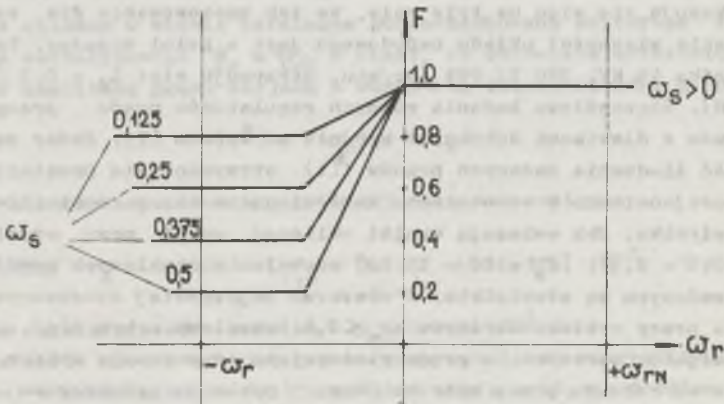


Rys. 5

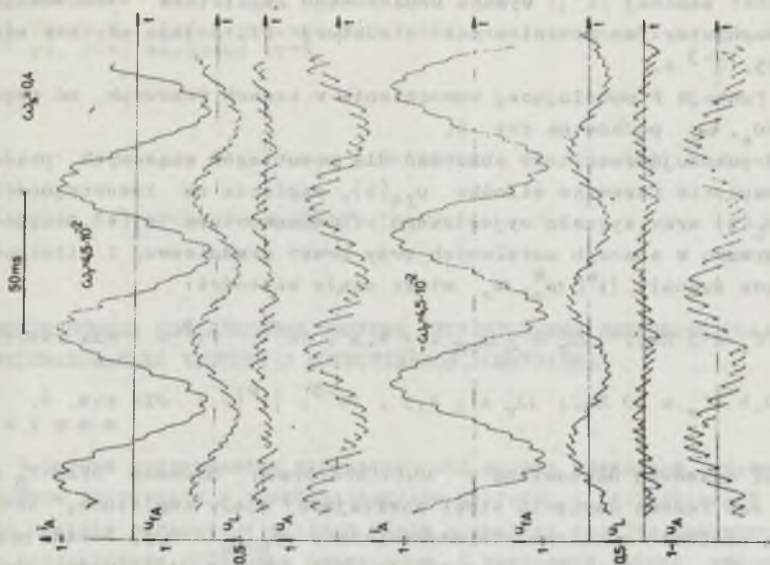
w torze jednej fazy zmienia się tylko w zakresie pracy prądnicowej silnika jako funkcja:

$$k = k_1 F(\omega_s, \omega_r) \Big|_{\text{sgn } \omega_s \neq \text{sgn } \omega_r} \quad (8)$$

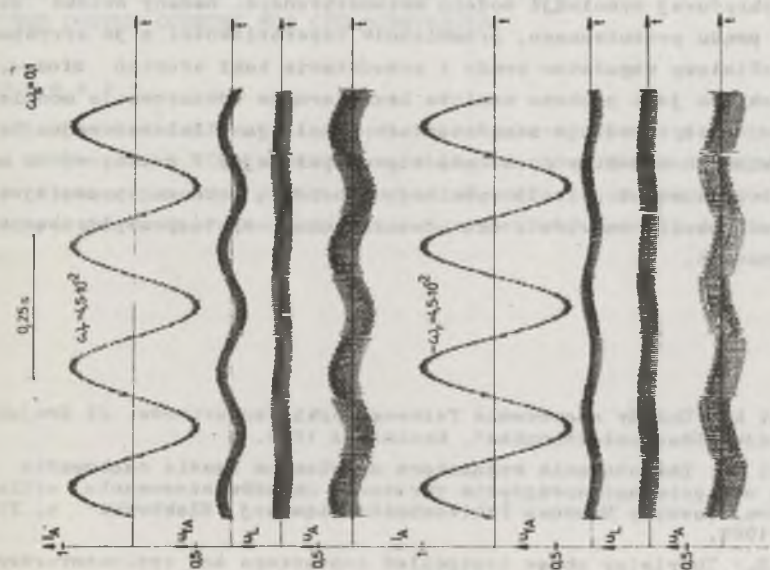
Uwaga: skale sygnałów ω_s , ω_r w modelu były $\omega_{sM} = 0,5$; $\omega_{rM} = 2\omega_{rN} = 9 \cdot 10^{-2}$.



Rys. 6



Rys. 6



Rys. 7

Najstosowniejszą wartość stałej $k_1 = 5$ ustalono doświadczalnie. Utrzymanie stałej amplitudy prądów rzeczywistych (równiej z dostateczną dokładnością wielkości zadanej $|i^*|$) wymaga dodatkowego regulatora oznaczonego przez RA. Regulator ten powinien mieć strukturę PI, a jego nastawy są: $k = 1$, $T_Z = 25 \cdot 10^{-3}$ s.

Zależność funkcji F modulującej wzmocnienie w torach fazowych, od częstotliwości ω_s , ω_r podano na rys. 6.

Rys. 7 i 8 pokazują rezultaty obliczeń dla przebiegów czasowych prądu fazy $i_A(t)$, napięcia fazowego silnika $u_{rA}(t)$, napięcia na indukcyjności dodatkowej $u_L(t)$ oraz sygnału wyjściowego cyklokonwertora $u_A(t)$. Oscylogramy te otrzymano w stanach ustalonych przy pracy prąducowej i silnikowej napędu, gdy sygnały $|i^*|$, ω_s^* , ω_r miały stałe wartości:

$$\omega_s^* = 0,1 \text{ (} f_s = 5 \text{ Hz)}, \quad \omega_r = \pm \omega_{rN} = \pm 4,5 \cdot 10^{-2}; \quad |i^*| = 1 \text{ dla rys. 7,}$$

$$\omega_s^* = 0,4 \text{ (} f_s = 20 \text{ Hz)}; \quad \omega_r = \pm 4,5 \cdot 10^{-2}; \quad |i^*| = 1 \text{ dla rys. 8.}$$

Wartość zwłoki czasowej nastawiona w uniwibratorach blokady była $T_D = 1 \cdot 10^{-3}$ s, zaś fazowe napięcia sieci zasilającej miały amplitudę, której optymalną wielkość ustalono eksperymentalnie $u_{RSTM} = 0,5$. Postać przebiegów czasowych na wyjściu przemiennika dowodził dobrych właściwości proponowanego układu sterowania. Zawartość składowych szybkodziennych w sygnałach $i(t)$ jest na tyle mała, że wszelkie z nią związane szkodliwe efekty (dodatkowe straty mocy, momenty pasożytnicze, hałas itd.) podlegają zasadniczemu ograniczeniu. Tak zachęcające rezultaty otrzymano prosto i szybko dzięki hybrydowej symulacji modelu matematycznego. Badany obiekt zawiera silnik prądu przemiennego, przemiennik częstotliwości z 36 tyrystorami oraz nieliniowy regulator prądu i przedstawia taki stopień złożoności, że niemożliwa jest głębsza analiza bez wiernego odwzorowania modelem matematycznym. W tego rodzaju zagadnieniach symulacja i laboratoryjne badania rzeczywistych obiektów doskonale się uzupełniają. Z kolei, wśród metod obliczeniowych można polecić symulację hybrydową jako najsprawniejsze (w obecnych warunkach) narzędzie dla odwzorowania i syntezy współczesnych układów napędowych.

LITERATURA

- [1] Krykowski K.: Układy sterowania fazowego cyklokonwertorów. II Krajowa Konferencja "Energoelektronika", Kazimierz 1980.
- [2] Krykowski K.: Zastosowania regulatora o zmiennym czasie całkowania w obwodzie napięciowego sprzężenia zwrotnego układów sterowania cyklokonwertora. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej "Elektryka" z. 75, Gliwice 1981.
- [3] Pelly B.R.: Thyristor phase controlled converters and cycloconverters. John Wiley, New York 1971.

- [4] Myrcik C.: Modelowanie i symulacja przekształtnikowych układów elektromechanicznych. Skrypt Uczelniany Politechniki Śląskiej (w przygotowaniu).
- [5] Tunia H., Kaźmierkowski M.P.: Podstawy automatyki napędu elektrycznego. PWN, Warszawa 1978.

Recenzent: doc. dr inż. Andrzej Czajkowski

Wpłynęło do redakcji dn. 25.IV.1982 r.

СИМУЛЯЦИОННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО ТОКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ЕСТЕСТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Резюме

В работе представлена математическая модель приводной системы с асинхронным двигателем и преобразователем частоты с естественной коммутацией. Для синтеза регулятора фазовых токов и анализа свойств замкнутой системы была использована гибридная симуляция. В настоящей работе приведены выводы и избранные результаты вычислений.

SIMULATION INVESTIGATIONS OF THE CONTROL SYSTEM OF THE OUTPUT CURRENT FOR CYCLOCONVERTER

Summary

The mathematical model of squirrel cage motor drive fed by cycloconverter is presented. The hybrid simulation was used for the purpose of synthesis of phase currents regulation and of analysis of properties of a closed system. Some of the computation results and general conclusion are given.

Krzysztof KRYKOWSKI

Czesław MYRCIK

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

WŁASNOŚCI STEROWANEGO CZĘSTOTLIWOŚCIOWO SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO W RÓŻNYCH UKŁADACH STEROWANIA POŚREDNIEGO

Streszczenie. W artykule przeanalizowano w oparciu o badania symulacyjne własności czterech prostych typowych układów sterowania pośredniego silnikiem asynchronicznym w zakresie częstotliwości od zera do 25 Hz.

Najwyżej oceniono układ sterowania napięcia jako liniowej kombinacji częstotliwości prądów stojana i poślizgu. Układ ten przy własnościach dynamicznych nieznacznie gorszych od układu z regulatorami prędkości, strumienia i momentu silnika charakteryzuje się prostą strukturą i jest łatwy w praktycznej realizacji.

1. Wprowadzenie

Przy analizie i syntezie układów sterowania silnikiem asynchronicznym można wyróżnić dwa rodzaje sterowania: bezpośrednie i pośrednie [2, 5]. Przy sterowaniu bezpośrednim potrzebna jest zarówno znajomość liczbowych parametrów opisujących stan pracy silnika, jak i wzajemne usytuowanie przestrzenne odpowiednich wektorów, zaś regulatory sterują bezpośrednio stanem silnika. Przy sterowaniu pośrednim stosuje się uproszczone metody wykorzystując takie łatwo mierzalne parametry, jak: napięcie, częstotliwość, prąd itp. Bardziej nowoczesne, o lepszych własnościach statycznych i dynamicznych, układy sterowania bezpośredniego są znacznie bardziej skomplikowane. Nasuwa się więc pytanie, czy w większości praktycznych przypadków nie wystarczy stosowanie mniej dokładnych, a za to prostszych układów sterowania pośredniego.

Choć odpowiedzieć na to pytanie autorzy przeprowadzili badania symulacyjne czterech typowych układów sterowania pośredniego. Ponieważ badania te stanowią fragment prac dotyczących współpracy silnika asynchronicznego z cyklokonwertorem, przyjęto odpowiednie ograniczenia. Założono maksymalne wartości względnej częstotliwości i amplitudy napięcia równe połowie wartości znamionowej silnika, zakresy sterowania jako $f \leq 20$ Hz oraz $I \leq 2 I_N$, zaś wartości względne parametrów i zmiennych silnika założono jako:

$$r_1 = 5,6 \cdot 10^{-2}; \quad r_2 = 3,3 \cdot 10^{-2}; \quad L_1 = L_2 = 1,94$$

$$L_0 = 1,85; \quad L_{1\delta} = L_2 = 9 \cdot 10^{-2},$$

$$\eta_N = i_N = 1; \quad \psi_{oN} = 0,905; \quad \mu_N = 0,751; \quad \beta_N = 3 \cdot 10^{-2}$$

gdzie:

- $r_1, r_2, L_{1\delta}, L_{2\delta}$ - względne rezystancje i indukcyjności rozproszenia uzwojeń stojana i wirnika,
- L_0 - względna indukcyjność poprzeczna silnika,
- L_1, L_2 - względne indukcyjności obwodów stojana i wirnika,
- η, i - względne wartości napięcia i prądu stojana,
- ψ_0 - względny strumień w szczelinie silnika,
- μ, μ_0 - względny moment elektromagnetyczny i obciążenia silnika,
- β - względny poślizg absolutny.

W dalszych rozważaniach przyjęto jeszcze oznaczenia:

- ω - względna częstotliwość napięcia stojana,
- T_M - elektromechaniczna stała czasowa.

W obliczeniach założono, że układy sterujące mają stabilizować wartość strumienia w szczelinie silnika na poziomie znamionowym:

$$\psi_0 = \psi_{oN} = 0,905 = \text{const.}$$

niezależnie od prędkości ω i obciążenia μ_0 .

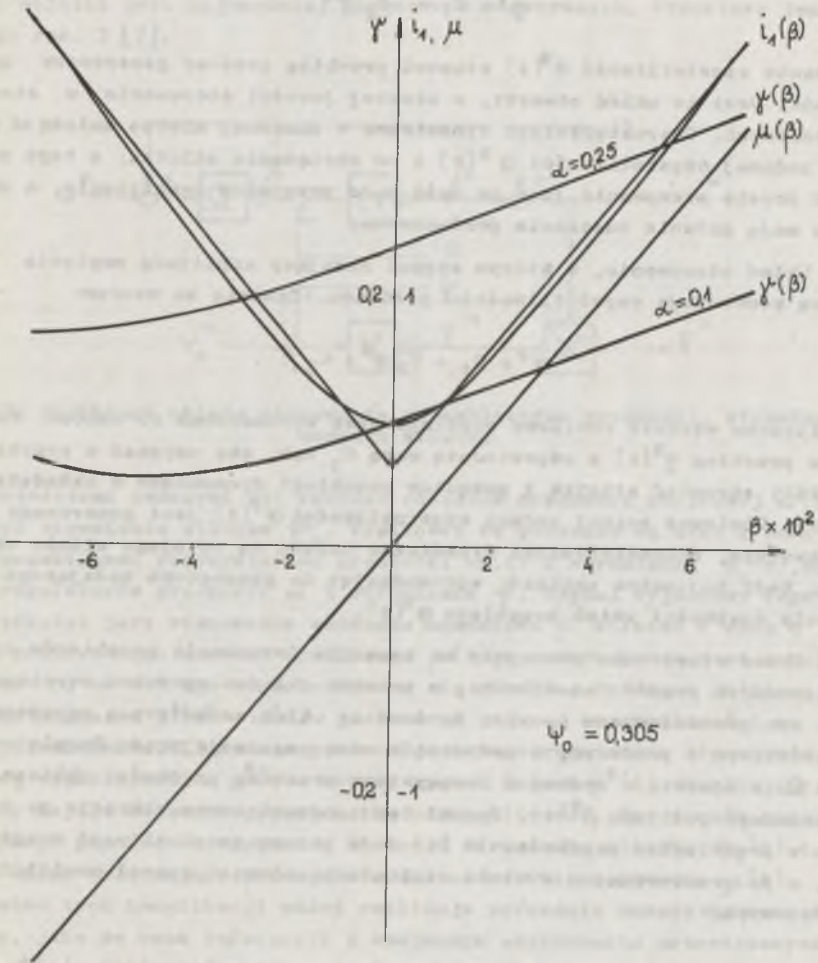
Charakterystyki statyczne układu są więc identyczne dla wszystkich czterech sterowań. Najistotniejsze zależności statyczne przedstawiają znane z literatury relacje $i_1(\beta), \mu(\beta)$ oraz $\eta(\alpha, \beta)$.

Przyjmując zakres zmiennych:

$$i_1 \leq 2; \quad \alpha \leq 0,5; \quad \beta \leq 6,87 \cdot 10^{-2}; \quad \mu \leq 1,65$$

obliczono charakterystyki statyczne analizowanego silnika, a uzyskane rezultaty przedstawiono na rys. 1. Z charakterystyk wynika, że przy ograniczeniu prądu w stanie ustalonym do wartości $i_{\max} = 2 i_N$ i przy stałym, znamionowym strumieniu silnika ψ_{oN} poślizg odpowiadający maksymalnemu prądowi wyniesie $\beta_{\max} = 2,3 \beta_N$, zaś moment maksymalny będzie mieć wartość $\mu_{\max} = 2,2 \mu_N = 1,65$. Widać również, że dla $\mu \geq 0,25$ zależność prądu od poślizgu można aproksymować zgodnie z równaniem:

$$i_1(\beta) = C_1 + C_2 |\beta| \quad (1)$$



Rys. 1. Charakterystyki statyczne analizowanego silnika asynchronicznego

2. Omówienie analizowanych metod sterowania

A. Najprostszy znany sposób sterowania, polegający na statycznym uzależnieniu sygnału zadającego amplitudę napięcia wyjściowego przemiennika od sygnału zadającego częstotliwość wg wzoru

$$f^* = C_1 + C_2 \alpha^* \quad (2)$$

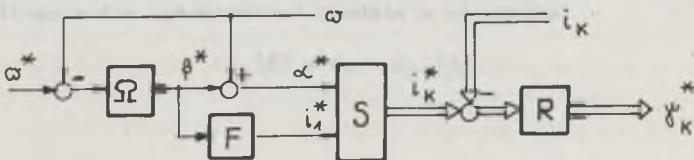
Zadania częstotliwość $\alpha^*(t)$ stanowi przebieg czasowy generowany przez zadajnik. Jest to układ otwarty, o niskiej jakości sterowania w stanach nieustalonych. Charakterystyki dynamiczne w znacznej mierze zależą od przebiegu zadanej częstotliwości $\alpha^*(t)$ i od obciążenia silnika; z tego powodu tak proste sterowanie jest na ogół mało przydatne praktycznie, a obciążenia mają głównie znaczenie porównawcze.

B. Układ sterowania, w którym sygnał zadający amplitudę napięcia jest liniową kombinacją częstotliwości i poślizgu. Zgodnie ze wzorem:

$$f^* = C_1 + C_2 \alpha^* + C_3 \beta \quad (3)$$

Obliczona wartość chwilowa poślizgu jest wprowadzona do członu formującego przebieg $f^*(t)$ z odpowiednią wagą C_3 , tak, aby uzyskać w przybliżeniu stały strumień silnika i pożądane przebiegi dynamiczne w układzie napędowym. Ponieważ sygnał zadany częstotliwości $\alpha^*(t)$ jest generowany w torze otwartym, charakterystyki dynamiczne napędu są od niego silnie uzależnione. Wady tej można uniknąć, wprowadzając do generatora zadającego ograniczenie szybkości zmian przebiegu $\alpha^*(t)$.

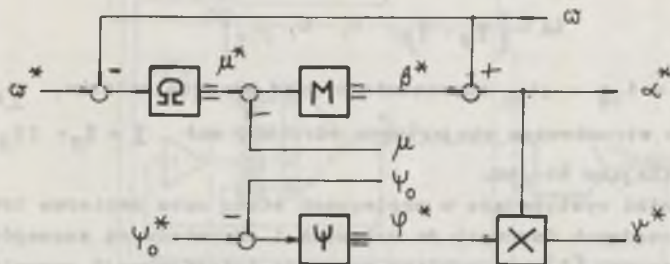
C. Układ sterowania pracujący na zasadzie formowania przebiegów czasowych zadanych prądów faz silnika, z prostym układem sprzężeń zwrotnych. Układ ten przedstawiono na rys. 2. Jest to układ zamknięty o sprzężeniach prędkościowym i prądowym, z podporządkowaną regulacją prądu. Regulator prędkości Ω w oparciu o zadany i rzeczywisty przebieg prędkości oblicza sygnał zadanego poślizgu $\beta^*(t)$. Sygnał ten o ograniczonym zakresie po zsumowaniu z przebiegiem prędkości $\omega(t)$ daje zadaną częstotliwość prądów stojana, a po przetworzeniu w bloku nieliniowym również sygnał amplitudy prądów fazowych.



Rys. 2. Schemat blokowy układu regulacji napędu ze sprzężeniami prędkościowym i prądowym

Przebiegi zadanej częstotliwości $\alpha^*(t)$ i amplitudy $i_1^*(t)$ sterują generatorem sygnału sinusoidalnego, na którego wyjściu otrzymuje się trzy wartości prądów fazowych silnika $i_k^*(t)$, porównywane z prądami rzeczywistymi przez regulatory fazowe R. Na wyjściu otrzymuje się sygnały sterujące napięciami fazowymi przemiennika $\gamma_k^*(t)$.

D. Układ sterowania zawierający regulatory prędkości, strumienia i momentu silnika jest najbardziej złożonym z rozważanych. Strukturę jego pokazuje rys. 3 [7].



Rys. 3. Struktura układu sterowania z regulatorem prędkości, strumienia i momentu silnika

Wartościami zadanymi są: wartość chwilowa prędkości obrotowej $\omega^*(t)$ i wartość strumienia silnika ψ_0^* . Wielkości te podawane są wraz z pomierzonymi przebiegami rzeczywistymi prędkości $\omega(t)$ i strumienia $\psi_0(t)$, na wejścia regulatorów prędkości Ω i strumienia Ψ . Sygnał wyjściowy regulatora prędkości jest równoważny zadanemu momentowi μ^* silnika i wraz z sygnałem pomierzonego momentu chwilowego $\mu(t)$ wprowadzony jest na regulator momentu M, na którego wyjściu tworzy się przebieg zadanego poślizgu $\beta^*(t)$.

Suma sygnałów $\beta^*(t) + \omega(t)$ jest równa zadanej częstotliwości na wyjściu przemiennika. Iloczyn sygnału wyjściowego regulatora strumienia ψ i zadanej częstotliwości $\alpha^*(t)$ tworzy sygnał zadany $\gamma^*(t)$ określający amplitudę napięć fazowych przemiennika częstotliwości. Ten sposób sterowania wymaga pomiaru rzeczywistej wartości strumienia silnika $\psi_0(t)$ i zawiera układ obliczający rzeczywistą wartość chwilową momentu $\mu(t)$.

Pomimo tych komplikacji układ realizuje pośrednią zasadę sterowania silnikiem, jako że brak informacji o wzajemnym usytuowaniu przestrzennych wektorów $\underline{\psi}(t)$, $\underline{i}(t)$, które decydują o stanie silnika.

3. Model analogowy badanego silnika

Przy podanych założeniach model matematyczny obiektu sterowania ma postać równania stanu z ograniczeniami nałożonymi na sterowanie. Przyjęto

dwa układy współrzędnych: nieruchomy (α, β) i wirujący synchronicznie z napięciem stojana silnika (x, y) .

Dla współrzędnych (α, β) model ma postać [2] [4]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}$$

$$\|\mathbf{u}\| \leq U \quad (4)$$

$$\mathbf{x} = [i_{1\alpha}, i_{1\beta}, \psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}, \omega]^T$$

$$\mathbf{u} = [\mathcal{U}_\alpha, \mathcal{U}_\beta, 0, 0, \mu_0]^T$$

Wektor $\underline{i}_1 = i_{1\alpha} + j i_{1\beta}$ reprezentuje prąd stojana silnika, $\underline{\psi}_2 = \psi_{2\alpha} + j \psi_{2\beta}$ jest strumieniem skojarzonym wirnika, zaś $\underline{I} = \mathcal{U}_\alpha + j \mathcal{U}_\beta$ stanowi napięcie zasilające stojan.

Współczynniki występujące w macierzach stanu oraz macierze transformacji ze współrzędnych fazowych do osiowych i odwrotnie są szczegółowo opisane w literaturze [4]. Wspomniane macierze transformacji pozwalają określić związek napięć i prądów fazowych z osiowymi, zaś przebieg obwiloży momentu określa dla zadanych parametrów silnika równanie:

$$\mu(t) = 0,954 (\psi_{2\alpha} i_{1\beta} - \psi_{2\beta} i_{1\alpha}) \quad (5)$$

Model analogowy silnika sporządzony dla zadanych parametrów w oparciu o omówione zależności analityczne przedstawiono na rys. 4.

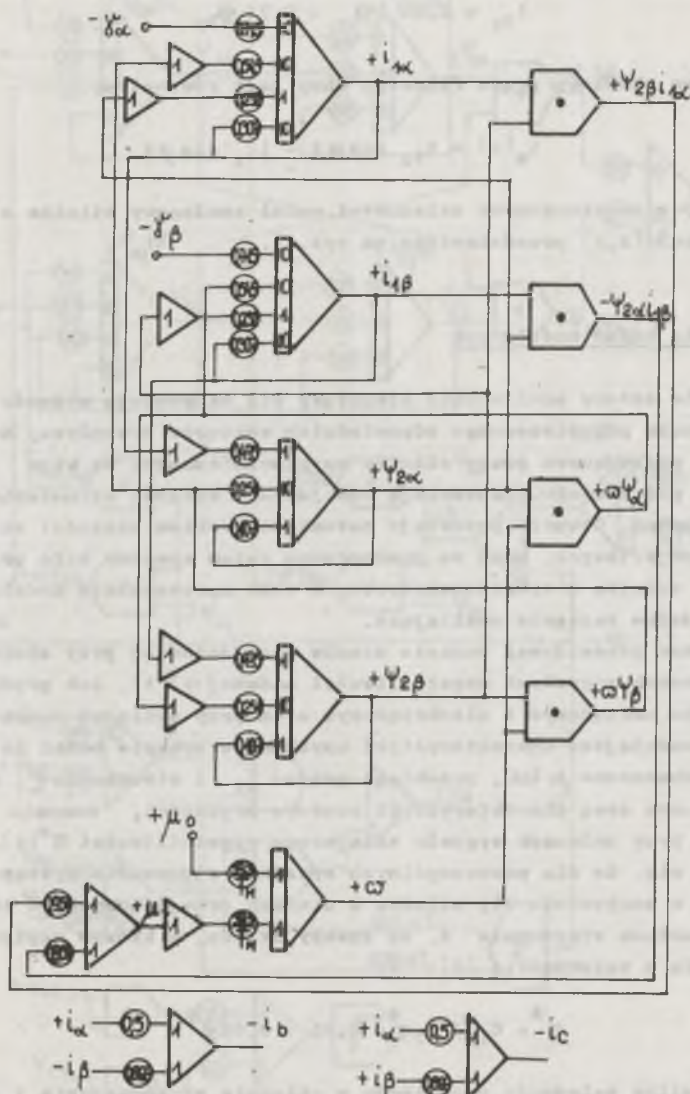
Przedstawiony model wykorzystano do obliczeń układu ze sterowaniem wg relacji C. Pozostałe przypadki układów sterowania A, B, D modelowano w układzie współrzędnych (x, y) , dla którego równania mają postać (4), przy czym:

$$\mathbf{x} = [\psi_{1x}, \psi_{1y}, \psi_{2x}, \psi_{2y}, \omega]^T$$

$$\mathbf{u} = [\mathcal{U}_x, \mathcal{U}_y, 0, 0, \mu_0]^T$$

Wektory $\underline{\psi}_1 = \psi_{1x} + j \psi_{1y}$, $\underline{\psi}_2 = \psi_{2x} + j \psi_{2y}$ oznaczają strumienie skojarzone ze stojanem i wirnikiem silnika, pozostałe zmienne mają znaczenie jak dla układu (α, β) . Macierze \mathbf{F} , \mathbf{B} wynikają z literatury [2, 4, 5, 6], moment elektryczny dla założonych parametrów silnika opisuje związek:

$$\mu(t) = 3,39 (\psi_{1y} \psi_{2x} - \psi_{1x} \psi_{2y}) \quad (6)$$



Rys. 4. Model analogowy badanego silnika w układzie współrzędnych α, β .

Składowe prądów stojana silnika (dla założonych parametrów) wynikają z zależności:

$$\begin{aligned} i_{1x} &= 2,84 \psi_{1x} - 2,71 \psi_{2x} \\ i_{1y} &= 2,84 \psi_{1y} - 2,71 \psi_{2y} \end{aligned} \quad (7)$$

zaś przebieg ohwilowy prądu fazowego dany jest równaniem:

$$i_a(t) = i_{1x} \cos \alpha t - i_{1y} \sin \alpha t \quad (8)$$

Uzyskany z przytoczonych zależności model analogowy silnika w układzie współrzędnych (x, y) przedstawiono na rys. 5.

4. Omówienie badań modelowych

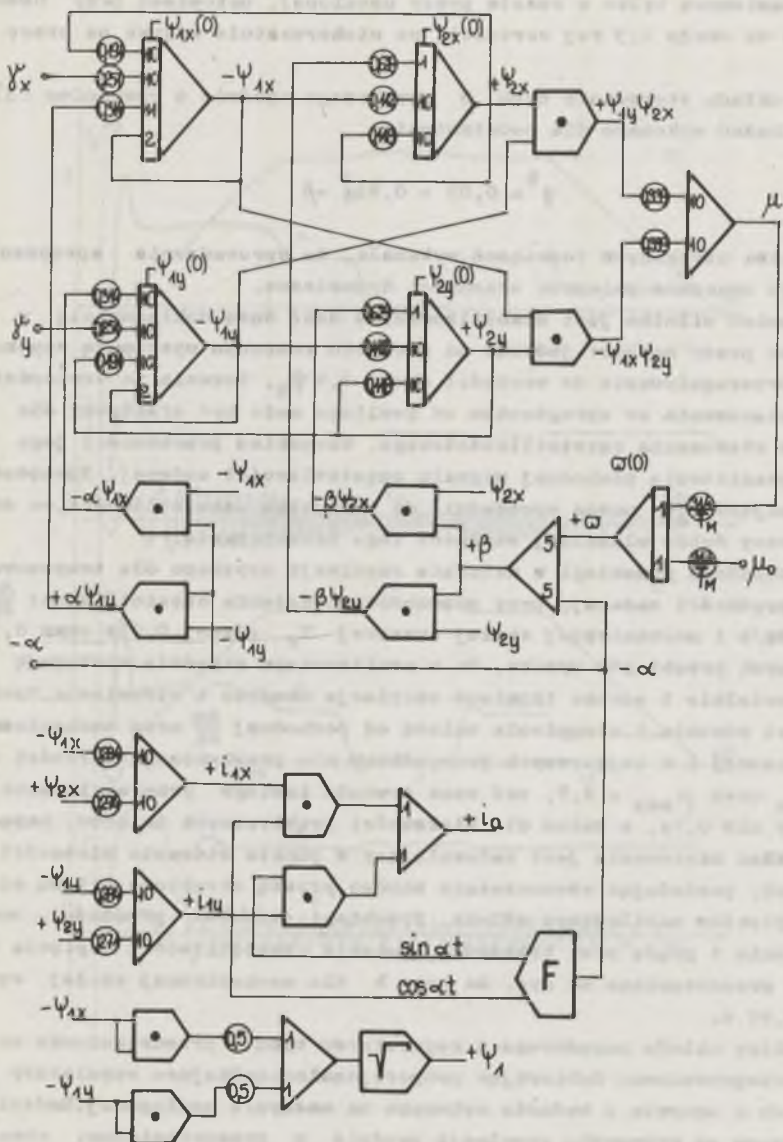
Wszystkie cztery analizowane struktury nie zapewniają możliwości kontroli usytuowania przestrzennego odpowiednich wektorów przepływu, momentu i strumienia opisujących pracę silnika asynchronicznego, są więc układami sterowania pośredniego. Zapewniają one jedynie stałość strumienia w stanach ustalonych. Otwarty pozostaje natomiast problem stałości strumienia w stanach przejściowych. Mimo że praktycznym celem analizy było przebadanie współpracy silnika z cyklokonwertorem, w celu uproszczenia modelu założono sinusoidalne napięcia zasilające.

Cykl badań przewidywał badanie stanów przejściowych przy skokowo i liniowo zmiennych sygnałach częstotliwości zadanej $\alpha^*(t)$, lub prędkości ω^* , przy silniku obciążonym i nieobciążonym oraz przy zmianach momentu obciążenia. Najważniejsze charakterystyki uzyskane w trakcie badań to charakterystyki mechaniczne $\mu(\omega)$, przebiegi prądu i_{11} i strumienia ψ_{11} na płaszczyźnie Gaussa oraz charakterystyki czasowe prędkości, momentu prądu i strumienia przy zmianach sygnału zadającego częstotliwości $\alpha^*(t)$.

Okazało się, że dla poszczególnych sposobów sterowania wystąpiły znaczne różnice w zachowaniu się silnika w stanach przejściowych. I tak, przy badaniach układu sterowania A, to znaczy układu, w którym napięcie zadawano zgodnie z zależnością (2):

$$\alpha^* = C_1 + C_2 \alpha^* = 0,05 + 0,95 \alpha^*$$

wystąpiła silna zależność przebiegów w układzie od obciążenia i szybkości zmian częstotliwości $\frac{d\alpha^*}{dt}$. Z uwagi na to, tak prosty sposób sterowania może być stosowany tylko w szczególnych przypadkach, np. napędów grupowych, gdy od silników nie wymaga się rozwijania znacznych momentów ani szybkich zmian prędkości.



Rys. 5. Model analogowy badanego silnika w układzie współrzędnych x,y

Z uzyskanych oscylogramów przebiegów częstotliwości $\omega(t)$, prędkości $\omega(t)$, momentu $\mu(t)$, strumienia $\psi(t)$ oraz prądu fazowego $i_n(t)$ silnika wynika, że nawet bez obciążenia i przy stosunkowo wolnych zmianach częstotliwości nie sposób utrzymać stały strumień silnika. Strumień ψ_1 ma wartość znamionową tylko w czasie pracy ustalonej, natomiast przy hamowaniu wzrasta do około 1,3 tej wartości, co niekorzystnie wpływa na pracę silnika.

Dla układu sterowania typu B uzyskanego zgodnie z równaniem (3) większość badań wykonano dla podstawienia:

$$\eta^* = 0,05 + 0,95\alpha + \beta \quad (9)$$

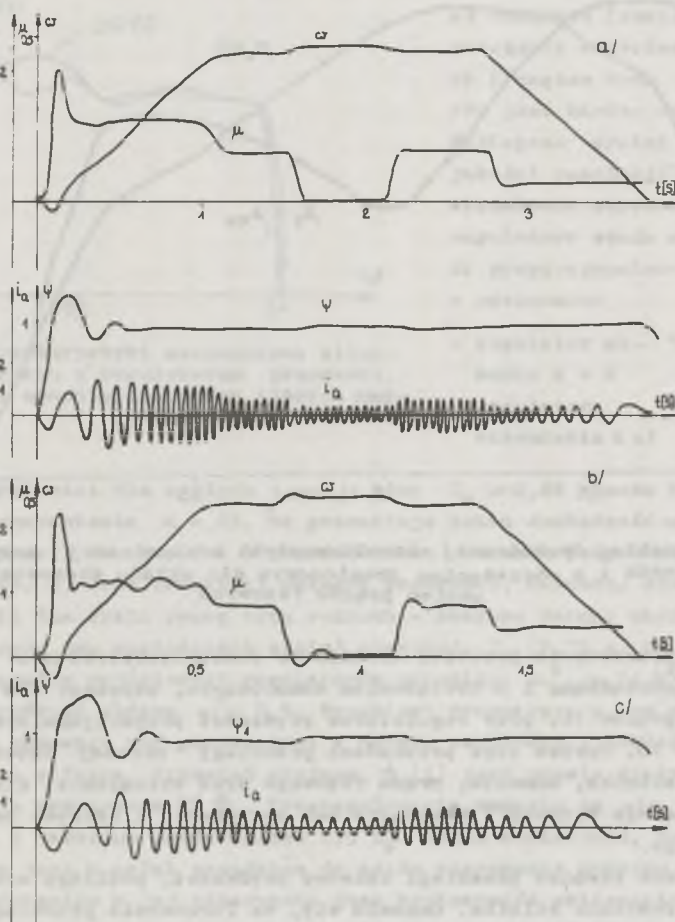
Analiza uzyskanych rozwiązań wykazała, że wprowadzenie sprzężenia od poślizgu znacznie polepsza własności dynamiczne.

Strumień silnika jest stabilizowany z dość dużą dokładnością w całym obszarze pracy napędu: jedynie na początku rozruchu występują szybko tłumione przeregulowania do wartości około $1,4\psi_N$. Pozwala to stwierdzić, że układ sterowania ze sprzężeniem od poślizgu może być efektywny dla wielu układów sterowania częstotliwościowego. Warunkiem poprawności jego pracy jest ograniczenie pochodnej sygnału częstotliwości zadanej. Sprzężenie ograniczające $\frac{d\omega}{dt}$ można wprowadzić do zadajnika częstotliwości, co daje automatyczny dobór właściwej wartości tego ograniczenia.

Przykładowe przebiegi w układzie regulacji uzyskano dla trapezowego sygnału prędkości zadanej, przy prędkości narastania częstotliwości $\frac{d\omega}{dt} = 25 - 100$ Hz/s i mechanicznej stałej czasowej T_M równej 0,95s oraz 0,32s. Z uzyskanych przebiegów wynika, że w analizowanym napędzie występują jedynie niewielkie i szybko tłumione oscylacje momentu i strumienia. Szczytowe wartości momentu i strumienia zależą od pochodnej $\frac{d\omega}{dt}$ oraz mechanicznej stałej czasowej i w najgorszych przypadkach nie przekraczają wartości $i_{max} = 2,4i_n$ oraz $\mu_{max} = 2,7$, zaś czas trwania takiego przeregulowania jest krótszy niż 0,1s, a zatem dla większości praktycznych układów napędowych taki układ sterowania jest zadowalający z punktu widzenia własności dynamicznych, posiadając równocześnie bardzo prostą strukturę układu sterowania napięciem zasilającym silnik. Przebiegi czasowe prędkości, momentu, strumienia i prądu przy trapezowej zmianie częstotliwości napięcia zasilającego przedstawiono na rys. 6a oraz b dla mechanicznej stałej czasowej $T_M = 0,95$ s.

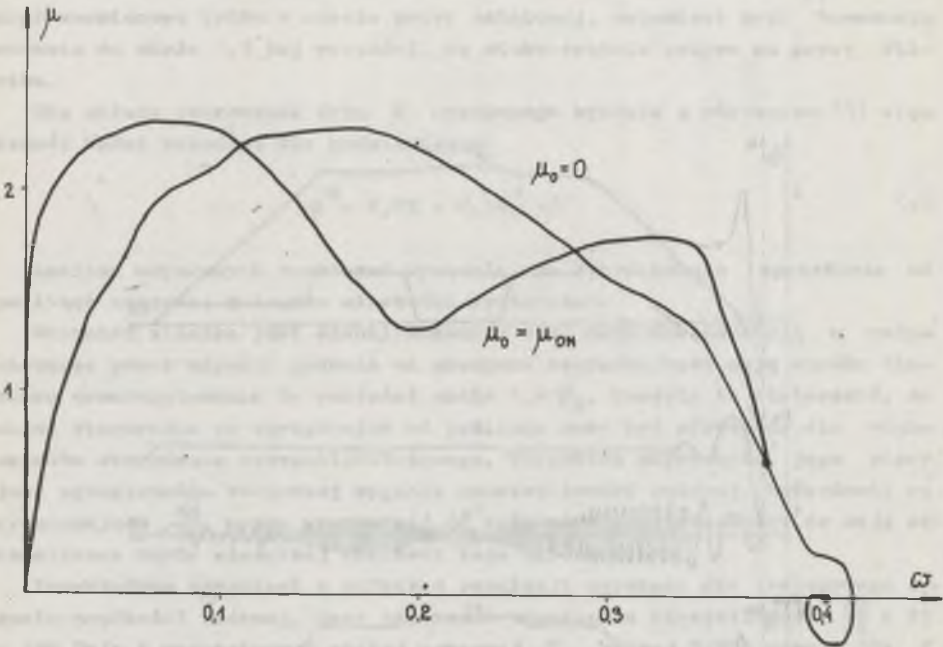
Analizę układu napędowego z regulatorem typu C przedstawionym na rysunku 2 przeprowadzono dobierając proporcjonalno-całkujące regulatory prądów fazowych w oparciu o badania wykonane na maszynie analogowej. Badania przeprowadzone po wykonaniu symulacji zgodnie z przedstawionymi równaniami przy transmitancji regulatora (dla modelu analogowego):

$$h_r(s) = 0,05 \left(1 + \frac{1}{2,5 s} \right) \quad (10)$$



Rys. 6. Przebiegi prędkości zadanej, momentu, strumienia i prądu fazowego silnika przy regulacji typu B dla trapezowej zmiany częstotliwości zadanej i stałej czasowej $T_M = 0,95$ dla prędkości narastania częstotliwości a - $\frac{25}{s}$, b - $\frac{50}{s}$

wskazują, że układ napędowy sterowany przez wymuszenie prądów fazowych w funkcji poślizgu ma tendencję do osydlacji, przy czym jego zachowanie się jest silnie zależne od obciążenia.



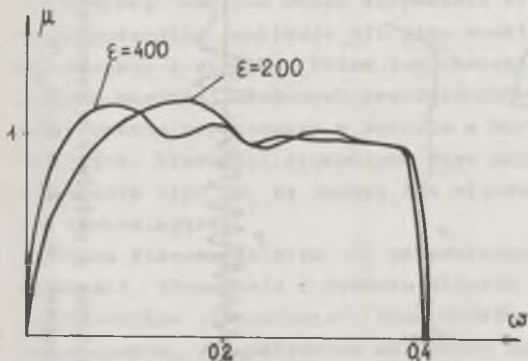
Rys. 7. Przebieg dynamicznej charakterystyki mechanicznej przy rozruchu bez obciążenia i z obciążeniem znamionowym dla układu sterowania z formowaniem prądów fazowych

Rys. 7 przedstawia przebieg dynamiczny charakterystyki $\mu(\omega)$ przy rozruchu bez obciążenia i z obciążeniem znamionowym, uzyskany dla nastaw regulatorów prądów 10, przy regulatorze prędkości proporcjonalnym, o wzmocnieniu $k = 10$. Oprócz tego przebadano przebiegi zadanej częstotliwości, prędkości silnika, momentu, prądu fazowego oraz strumienia, dla cyklu pracy obejmującego rozruch i hamowanie bez obciążenia i skokowe zmiany momentu oporowego.

Pomierzono również przebiegi czasowe prędkości, poślizgu oraz modułów prądu i strumienia silnika. Okazało się, że formowanie przebiegów przejściowych odbywa się przy znacznych przeregulowaniach strumienia i oscylacyjnie ustalającym się momencie. Przytoczone przebiegi dowodzą niekorzystnych własności układu pracującego na zasadzie sterowania prądami fazowymi w funkcji poślizgu. Ponadto w trakcie badań zauważono, że w sygnałach wyjściowych regulatorów prądów pojawiła się identyczna składowa stała osiągnąca znaczne wartości, co powodowało zniekształcenia nieliniowe sygna-

łów zadanych napięć fazowych. Wynika stąd wniosek, że regulatory w takiej strukturze sterującej nie mogą zawierać toru czysto całkującego.

Ostatnim z przebadanych był układ sterowania typu D przedstawiony na rys. 3. Do obliczeń tego przypadku użyto modelu silnika we współrzędnych (x, y) .

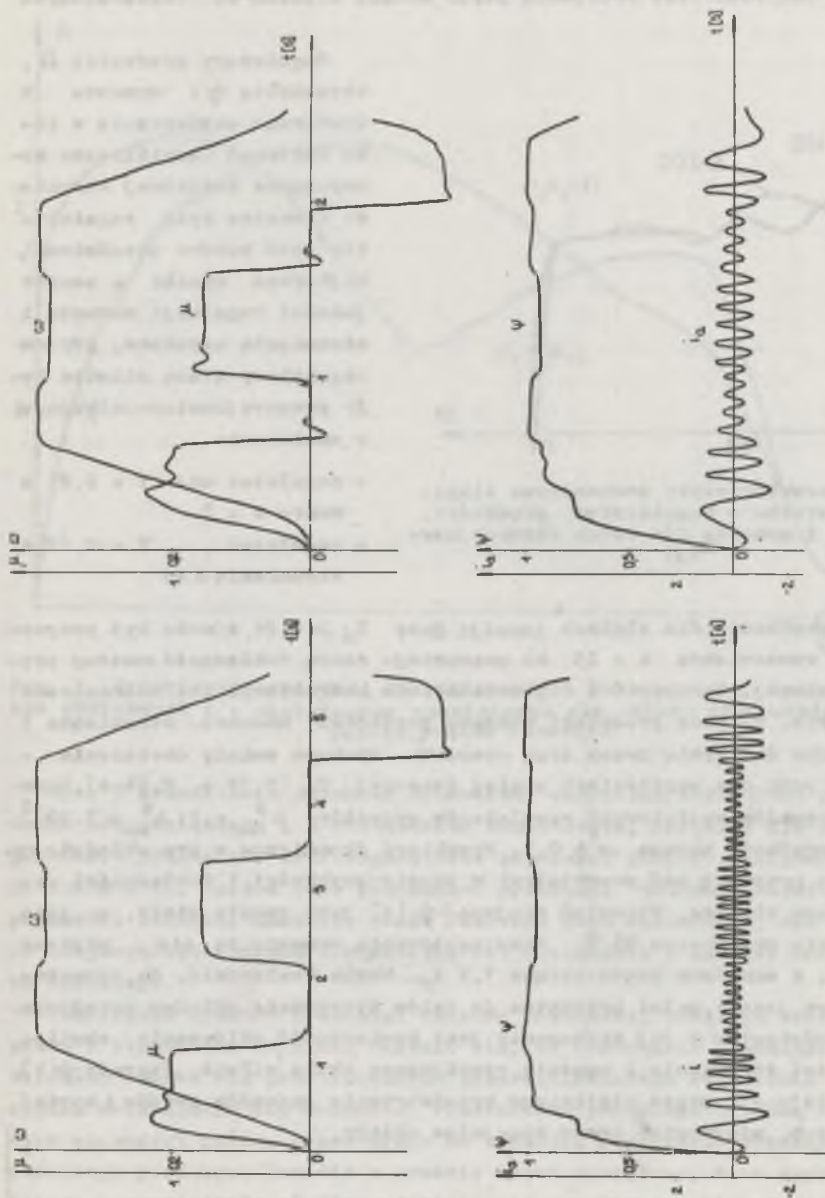


Rys. 8. Charakterystyki mechaniczne silnika przy rozruchu z regulatorem prędkości, strumienia i momentu dla dwóch różnych inercji

Regulator prędkości dla stałych inercji przy $T_M \geq 0,64$ s może być proporcjonalny o wzmocnieniu $k = 25$, co gwarantuje dobrą dokładność nastawy prędkości ustalonej. Na rys. 8 i 9 przedstawiono charakterystyki mechaniczne rozruchu (rys. 8) oraz przebiegi czasowe prędkości, momentu, strumienia i prądu silnika dla cyklu pracy typu rozruch - skokowe zmiany obciążenia - hamowanie, przy dwu wartościach stałej czasowej T_M (0,32 s, 0,64 s). Ograniczenia sygnałów wyjściowych regulatorów wynosiły: $\mu_{\max}^* = 1$; $\beta_{\max}^* = 7 \cdot 10^{-2}$; $\varphi_{\max}^* = 1$, prędkość zadana $\omega = 0,4$. Przebiegi dynamiczne w tym układzie wykazują jego przewagę nad pozostałymi w sensie szybkości i dokładności regulacji stanu silnika. Strumień stojana $\psi_1(t)$ jest prawie stały, a jego zmienność nie przekracza 8% ψ_N . Przeregulowania momentu są nie większe niż 20% ψ_N , a maksimum prądu osiąga 1,5 i_N . Można stwierdzić, że rozważana struktura jest w pełni przydatna do celów sterowania układem napędowym. Pewnym utrudnieniem w jej stosowaniu jest konieczność obliczania chwilowych wartości strumienia i momentu rozwijanego przez silnik. Sygnały $\psi(t)$, $\mu(t)$ uzyskuje się przez nieliniowe przetwarzanie sygnałów prądów i napięć rzeczywistych, mierzonych przez specjalne układy.

Regulatory prędkości Ω , strumienia ψ i momentu M dobierano empirycznie w toku obliczeń (analityczne wyznaczenie właściwej struktury i nastaw tych regulatorów jest bardzo utrudnione). Najlepsze wyniki w sensie jakości regulacji momentu i strumienia uzyskano, gdy oba regulatory stanu silnika były proporcjonalno-całkujące, o nastawach:

- regulator momentu $T = 0,01$ s $k = 2$
- regulator strumienia $T = 0,10$ s $k = 1$



a/

b/

Rys. 9. Przebiegi czasowe prędkości, prądu, momentu i strumienia silnika w układzie z regulatorem prędkości, strumienia i momentu dla trapezowego cyklu pracy przy dwóch inercjach $a - T_M = 0,32$ s, $b - T_M = 0,64$ s.

6. Podsumowanie

Przeprowadzone badania pozwalają ocenić własności, zwłaszcza w stanach przejściowych, czterech typowych układów sterowania pośredniego silnikiem asynchronicznym. Przy końcowej ocenie analizowanych układów należy również uwzględnić stopień skomplikowania poszczególnych układów sterowania.

Najwyżej oceniono układ sterowania typu B, w którym napięcie wyjściowe przemiennika realizuje się jako kombinację liniową częstotliwości prądów stojana i wirnika. Układ ten charakteryzuje się prostotą, nie wymaga żadnych bardziej złożonych przetworników, a sam algorytm regulacji amplitudy zostaje wypracowany w oparciu o bardzo proste układy wzmacniaczy operacyjnych. Własności dynamiczne tego układu, aczkolwiek gorsze niż układu sterowania typu D, są jednak dla większości praktycznych układów sterowania zadowalające.

Układ sterowania typu D, przedstawiony na rys. 3, zawiera regulatory prędkości, strumienia i momentu silnika i wymaga stosowania dość złożonych przetworników nieliniowych. Mimo wyraźnie lepszych od układu B własności dynamicznych, ze względu na złożoność układu sterowania należy go zalecić jedynie w tych przypadkach, gdy jakość przebiegów przejściowych w układach sterowania typu B okazuje się zbyt niska w porównaniu z narzuconymi wymaganiami.

Na trzecim miejscu oceniono układ sterowania typu A, w którym regulacja amplitudy napięcia wyjściowego przemiennika odbywa się w sposób programowy w funkcji częstotliwości zgodnie z równaniem (5). Układ ten zapewnia stabilizację strumienia w stanach ustalonych ewentualnie w stanach przejściowych o bardzo wolnej zmianie częstotliwości napięcia. Można go zalecić w układach napędowych, w których problem stanów przejściowych nie odgrywa roli oraz w układach sterowania grupowego, w których brak możliwości wprowadzenia indywidualnych sprzężeń od silnika.

Podsumowując trzy powyższe metody sterowania silnikiem asynchronicznym, trzeba jednak stwierdzić, że każda z metod A, B oraz D, chociaż ich użyteczność została różnie oceniona, nadaje się do sterowania silników asynchronicznych zasilanych z przemiennika częstotliwości.

Inaczej wygląda sprawa zastosowania metody C, polegającej na użyciu regulatorów prądów fazowych. Przy zastosowaniu tej metody i strukturze regulacji takiej, jak to przedstawiono na rys. 2, występują znaczne oscylacje przebiegów wyjściowych oraz pojawia się cały szereg innych niekorzystnych właściwości. Świadczy to o tym, że tak proste uzależnienie prądów fazowych od poślizgu nie prowadzi do zadowalających wyników.

Dalsze badania wykazały, że sterowanie silnika asynchronicznego przez wymuszenie prądów fazowych może dać bardzo korzystne własności napędu. Wiąże się to jednak z zastosowaniem układu regulacji o większej złożoności. W takim przypadku chwilowe wartości amplitudy i częstotliwości zadanych prądów

dów fazowych są generowane w nieliniowym układzie przetwarzającym. Takie poszerzenie analizowanej tematyki wychodzi jednak już poza ramy niniejszego artykułu.

LITERATURA

- [1] Bielawski S.: Teoria napędu elektrycznego. WNT, Warszawa 1978.
- [2] Kaźmierkowski M.P.: Zasady syntezy układów sterowania napędów przekształtnikowych. Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej. Elektryka 61, Warszawa 1980.
- [3] Kovacs K.P., Racz J.: Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen. Ungarische Akademie der Wissenschaften, Budapest 1959.
- [4] Puchala A.: Dynamika maszyn i układów elektromechanicznych. WNT Warszawa 1977.
- [5] Tunia H., Kaźmierkowski M.P.: Podstawy automatyki napędu elektrycznego. WNT, Warszawa - Poznań 1978.
- [6] Tunia H., Winiarski B.: Układy elektroniczne w automatyce napędowej. WNT, Warszawa 1969.
- [7] Plunkett A.B.: Direct Flux and Torque Regulation in a PWM Inverter Induction Motor Drive. IEE Trans. on Ind. Appl. 1977 Nr 2.

Recenzent: doc. dr inż. Aleksander Szaflarski

Wpłynęło do redakcji dn. 3.V.1982 r.

СВОЙСТВА ЧАСТОТНО УПРАВЛЯЕМОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В РАЗНЫХ СИСТЕМАХ КОСВЕННОГО УПРАВЛЕНИЯ

Резюме

В статье, на основе симуляционных исследований, были проанализированы свойства четырех простых типичных систем косвенного управления асинхронным двигателем в диапазоне частот от нуля до 25 Гц. Самой лучшей была признана система управления напряжения как линейной комбинации частоты токов статора и ротора. Эта система, обладая немного худшими динамическими свойствами чем система с регуляторами скорости потока и момента двигателя, характеризуется простой структурой и является легкой к практическому осуществлению.

PROPERTIES OF THE FREQUENCY CONTROLLED ASYNCHRONOUS MOTOR
IN VARIOUS SYSTEMS OF THE INTERMEDIATE CONTROL

Summary

Properties of four simple, typical systems with intermediate control asynchronous motor in frequency range from zero to 25 Hz were analysed on the basis of simulation investigations. System of program voltage control as linear combination of stator and rotor current frequency obtained the best estimation. Although dynamical characteristics of this system are slightly a worse then in a system with speed, flux and moment control, this structure is simple and easily put into practice.

Władimir Borysowicz PONOMARIEW

Nowosybirski Instytut Elektrotechniczny

Zbigniew MANTORSKI

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

ANALIZA STATYSTYCZNA NAPIĘCIA ZASILAJĄCEGO W PUNKCIE PRZYŁĄCZENIA NAPĘDU TYRYSTOROWEGO

Streszczenie. Przy zastosowaniu rozkładu Johnsona została przeprowadzona analiza statystyczna zawartości wyższych harmonicznych w napięciu zasilającym pewien węzeł, do którego podłączone zostały napędy tyrystorowe prądu stałego. Wykazano przydatność tej metody do badań przebiegów napięcia sieciowego.

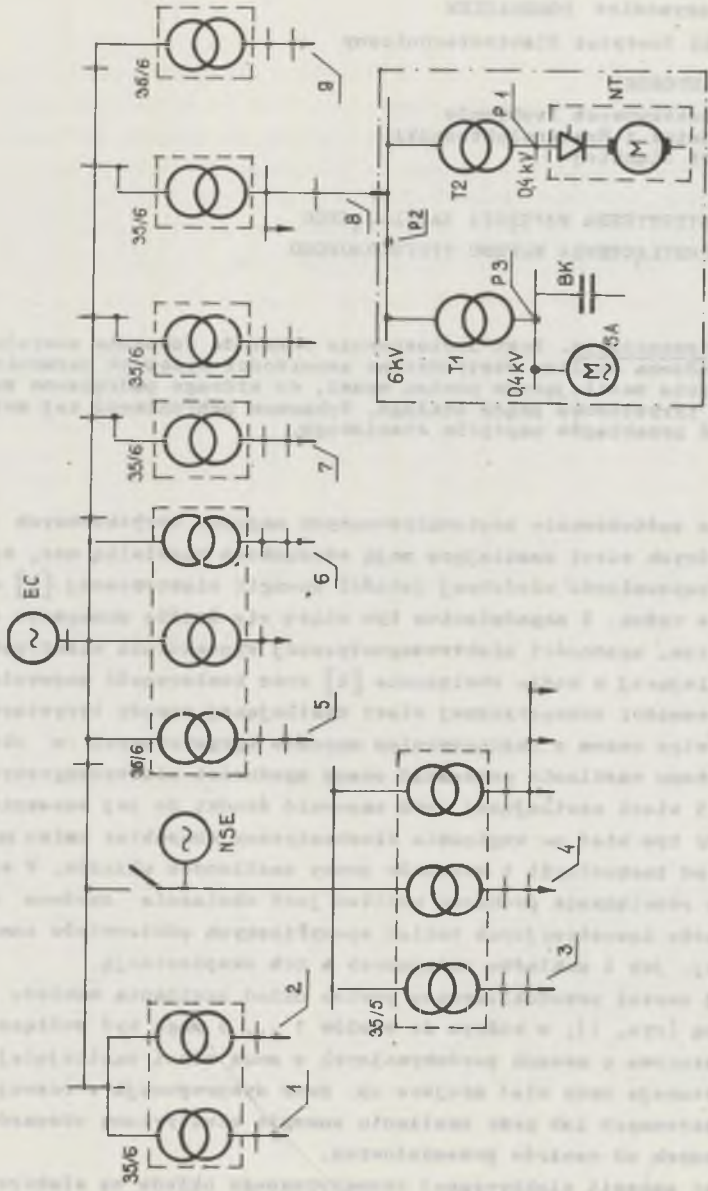
Szerokie zastosowanie zautomatyzowanych napędów tyrystorowych w rejonach, w których sieci zasilające mają stosunkowo niewielką moc, sprawiło, że sprawa zapewnienia właściwej jakości energii elektrycznej [1] stała się szczególnie ważna. Z zagadnieniem tym wiążą się ściśle wymagania co do zapewnienia tzw. zgodności elektromagnetycznej wyposażenia elektrycznego i sieci zasilającej w węzle obciążenia [2] oraz konieczność zapewnienia wyspkiej sprawności energetycznej sieci zasilającej napędy tyrystorowe.

Należy więc razem z zastosowaniem napędów tyrystorowych w określonej części systemu zasilania prowadzić ocenę zgodności elektromagnetycznej tego napędu i sieci zasilającej oraz zapewnić środki do jej zabezpieczenia. Trzeba przy tym mieć na względzie stochastyczny charakter zmian parametrów zależnych od technologii i warunków pracy zasilanych układów. W wyniku kompleksowego rozwiązania problemu możliwe jest obniżenie zarówno całkowitych nakładów inwestycyjnych takich specyficznych odbiorników energii elektrycznej, jak i nakładów związanych z ich eksploatacją.

Poniżej został przeanalizowany pewien układ zasilania zakładu energią elektryczną (rys. 1), w którym do węzłów 1 ... 9 mogą być podłączone napędy tyrystorowe o mocach porównywalnych z mocą sieci zasilającej.

Taka sytuacja może mieć miejsce np. przy dysproporcjach w rozwoju systemów energetycznych lub przy zasilaniu energią elektryczną obszarów znacznie oddalonych od centrów przemysłowych.

Źródłami energii elektrycznej rozpatrywanego układu są elektrownia cieplna i napęd spalinowo-elektryczny, pracujące w zależności od stanu zapotrzebowania energii bądź osobno (na własne obciążenia), bądź razem (obciąż-



Rys. 1. Schemat zasilania badanego rejonu

zenie wspólne). Podstacje 35/6 kV są zasilane linią elektroenergetyczną 35 kV, a z nich odchodzą linie 6 kV. Bezpośrednio do zasilanych transformatorów i silników energia jest doprowadzana giętkimi, przenośnymi kablami oponowymi 6 kV.

Węzeł 8, pokazany szczegółowo na rys. 1, przedstawia podłączenie tyrystorowego napędu prądu stałego, którego obciążenie ma charakter przypadkowy i napędu asynchronicznego (na rysunku przedstawionego za pomocą zastępczego silnika asynchronicznego), którego praca ma charakter zdeterminowany. Do kompensacji mocy biernej pobieranej przez napęd asynchroniczny zastosowano baterię kondensatorów.

W niektórych przypadkach napęd tyrystorowy może być zasilany ze wspólnego z napędem asynchronicznym transformatora. Do węzła w ogólnym przypadku może być podłączony nie jeden a kilka zautomatyzowanych napędów tyrystorowych napędzających mechanizmy robocze.

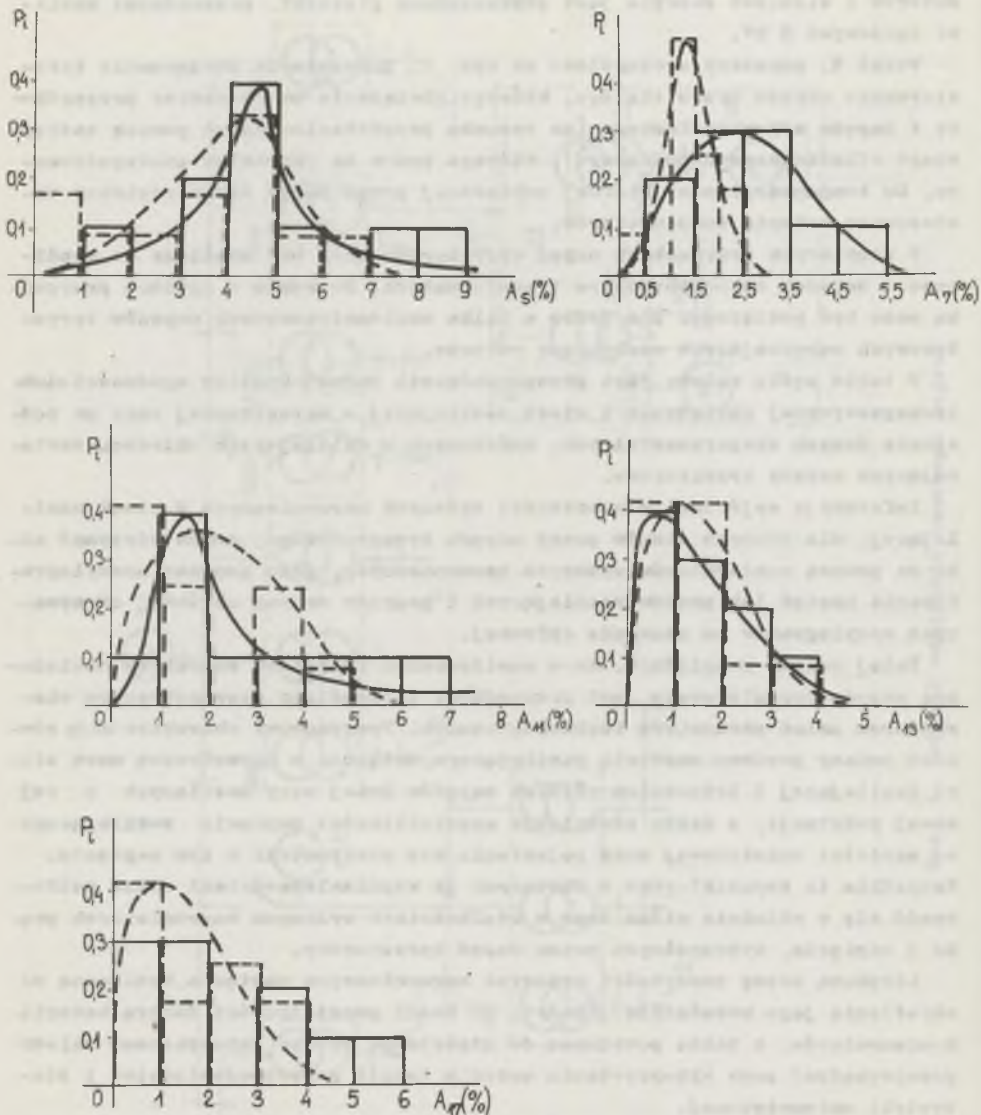
W takim węźle celowe jest przeprowadzenie pełnej analizy zgodności elektromagnetycznej obciążenia i sieci zasilającej o ograniczonej mocy na podstawie danych eksperymentalnych, uzyskanych w działających układach, zawierających napędy tyrystorowe.

Informację wyjściową o zawartości wyższych harmonicznych w sieci zasilającej, dla różnych stanów pracy napędu tyrystorowego, można otrzymać albo za pomocą analizatorów wyższych harmonicznych, albo poprzez oscylografowanie napięć lub prądów zasilających i poprzez dalszą obróbkę otrzymanych oscylogramów na maszynie cyfrowej.

Dalej należy uwzględnić, że w analizowanym przypadku charakter obciążenia napędu tyrystorowego jest przypadkowy i określony stochastycznym charakterem zmian parametrów technologicznych. Przypadkowy charakter mają również zmiany poziomu napięcia zasilającego, związane z ograniczoną mocą sieci zasilającej i istnieniem różnych napędów dużej mocy zasilanych z tej samej podstacji, a także odchylenie częstotliwości napięcia zasilającego od wartości znamionowej oraz pojawienie się niesymetrii w tym napięciu. Wszystkie te czynniki, wraz z łączącymi je współzależnościami, muszą uwidocznić się w składzie widma oraz w wielkościach wyższych harmonicznych prądu i napięcia, wytwarzanych przez napęd tyrystorowy.

Liczbową ocenę zawartości wyższych harmonicznych napięcia, konieczną do określenia jego wskaźników jakości, do oceny prawidłowości doboru baterii kondensatorów, a także potrzebną do właściwego doboru zabezpieczeń należy przeprowadzać przy wykorzystaniu metod z teorii prawdopodobieństwa i statystyki matematycznej.

Biorąc pod uwagę fakt, że badany napęd tyrystorowy prądu stałego jest zbudowany w oparciu o 3-fazowy mostkowy przekształtnik z komutacją naturalną i zakładając, że generuje on tylko charakterystyczne wyższe harmoniczne, tzn. tylko nieparzyste i o numerze nie będącym krotnością 3, celowe jest w pierwszym rzędzie zbadanie własności tych harmonicznych. W razie konieczności (dla innego typu przekształtnika, przy niestaiłości konfi-



Rys. 2. Histogramy oraz przybliżone przebiegi rozkładów amplitud charakterystycznych wyższych harmonicznych napięcia w punkcie P1;

— bateria kondensatorów włączona, - - - bateria kondensatorów wyłączona. $A_n(\%)$ - procentowe wartości amplitud harmonicznych napięcia w odniesieniu do harmonicznej podstawowej

guracji węzła obciążenia) należy analizować również i harmoniczne niecharakterystyczne.

Przy większej liczbie obserwacji wygodną formę zapisu materiału statystycznego są statystyczne szeregi [3]. Dzielać wszystkie obserwacje amplitud wyższych harmonicznych na jednocentowe przedziały (dla 7 harmonicznej na półcentowe), otrzymuje się liczbę m_1 wielkości, przypadających na każdy i-ty przedział. Po podzieleniu otrzymanych liczb przez całkowitą ilość obserwacji n znajduje się częstości, odpowiadające danemu przedziałowi:

$$p_i = \frac{m_i}{n} \quad (1)$$

Suma częstości wszystkich przedziałów powinna być równa jedności.

Dokonując w podobny sposób obróbki danych dotyczących amplitud charakterystycznych wyższych harmonicznych napięcia w punkcie P1 (rys.1), przy różnych stanach pracy napędu tyrystorowego, uzyskano histogramy przedstawione na rys. 2.

Wybór rozkładu powinien opierać się przede wszystkim na zrozumieniu mechanizmu badanego zjawiska. Nierzadko rozkłady empiryczne, bez dostatecznych podstaw, zalicza się do normalnych, zapominając przy tym, że obserwowane zjawiska mogą być zgodne z szeregiem różnych modeli, szczególnie gdy obserwacji jest niewiele i poczynione są one w wąskim przedziale wielkości zmiennej niezależnej [4].

Najbardziej rozwiniętymi rodzinami krzywych, pozwalającymi otrzymać ogólny obraz badanego zjawiska przy ograniczonej liczbie eksperymentalnych danych, są rodziny krzywych Pearsona i rozkład Johnsona [5]. Na rys. 3 przedstawiono na płaszczyźnie momentów β_1 i β_2 obszary dla różnych praw rozkładu, gdzie:

- β_1 - kwadrat znormalizowanego współczynnika asymetrii,
- β_2 - znormalizowany współczynnik spłaszczenia.

Wielkości β_1 i β_2 są z reguły nieznane i dlatego dla opisu otrzymanych danych za pomocą któregoś z przedstawionych na rys. 3 praw rozkładu określa się wybiórczo szacunkowe wartości $\hat{\beta}_1$ i $\hat{\beta}_2$ odpowiadające wielkościom β_1 i β_2 , za pomocą następujących wyrażeń [5]:

$$\begin{aligned} \hat{\beta}_1 &= \frac{m_3}{m_2} \\ \hat{\beta}_2 &= \frac{m_4}{m_3} \end{aligned} \quad (2)$$

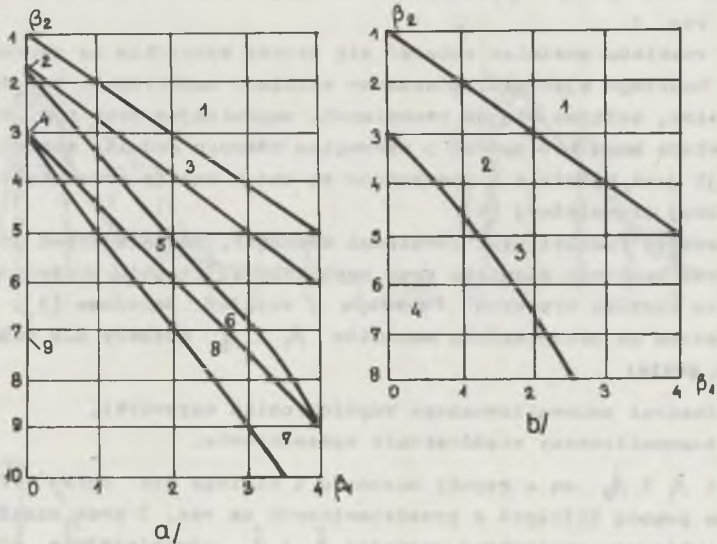
gdzie:

$$m_2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n x_i^2 - \frac{1}{n} \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2,$$

$$m_3 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^3 - \frac{3}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2 \sum_{i=1}^n x_i + \frac{2}{n^2} \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2;$$

$$m_4 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^4 - \frac{4}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2 \sum_{i=1}^n x_i^2 + \frac{6}{n^2} \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2 \sum_{i=1}^n x_i^2 - \frac{3}{n^2} \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^4;$$

x_i - wielkości przypadkowe, tu względne amplitudy charakterystycznych wyższych harmonicznych napięcia w punkcie P1.



Rys. 3a. Obszary na płaszczyźnie β_1 i β_2 dla różnych praw rozkładu:

1 - obszar krytyczny, 2 - rozkład równomierny (punkt), 3 - obszar U rozkładu beta, 4 - rozkład normalny (punkt), 5 - rozkład beta, 6 - rozkład gamma (krzywa), 7 - rozkład skonomiczny, 8 - rozkład logarytmiczno-normalny (krzywa), 9 - t - rozkład (krzywa)

Rys. 3b. Obszary na płaszczyźnie β_1 i β_2 dla rozkładów Johnsona;

1 - obszar krytyczny, 2 - rozkład S_{II} , 3 - rozkład S_L (krzywa), 4 - rozkład S_U

Punkt $(\hat{\beta}_1, \hat{\beta}_2)$ nanosi się na płaszczyznę na rys. 3. Jeżeli punkt ten będzie leżał dostatecznie blisko punktu, linii lub obszaru odpowiadającego jednemu z modeli, to rozkład ten może być wykorzystany dla opisu danych empirycznych. Następnie określa się szacunkowe wielkości parametrów rozkładu.

Przy przyjęciu takiej metody postępowania należy uwzględnić dwa ograniczenia. Ograniczenie pierwsze: dla dowolnej ilości danych $\hat{\beta}_1$ i $\hat{\beta}_2$ są tylko wartościami szacunkowymi wielkości β_1 i β_2 i dlatego konieczna jest ostrożność, gdy liczba obserwacji jest niewielka. Ograniczenie drugie: kształt rozkładu nie jest określony jednoznacznie przez jego znormalizowane współczynniki asymetrii i spłaszczenia.

Dobór rozkładu Johnsona dla całości eksperymentalnych danych prowadzi się dwuetapowo [5]:

- określa się, które z trzech rodzin rozkładów Johnsona są możliwe do przyjęcia (S_U , S_L , S_B - rozkłady Johnsona, mogące przyjmować bardziej różnorodne formy w porównaniu z innymi znanymi rozkładami, np. gamma czy Cauchy'ego),
- określa się szacunkowe wartości parametrów wybranej rodziny rozkładów Johnsona i znajduje jego empiryczne prawdopodobieństwa.

W celu określenia przynależności całokształtu eksperymentalnych danych do jednego z trzech przybliżających rozkładów wykorzystuje się zależności (2), a także wykresy przedstawiono na rys. 3, gdzie zamiast β_1 i β_2 brane są ich wartości szacunkowe $\hat{\beta}_1$ i $\hat{\beta}_2$. Obliczenia wykazały, że przedstawione na rys. 2 histogramy można aproksymować za pomocą rozkładu S_B - Johnsona.

Rodzinę rozkładów S_B określa funkcja:

$$f_B(x) = \frac{\eta}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{\lambda}{(x - \epsilon)(\lambda - x + \epsilon)} \exp \left\{ -\frac{1}{2} [\eta + \eta \tau(x, \epsilon, \lambda)]^2 \right\} \quad (3)$$

gdzie:

$$\tau(x, \epsilon, \lambda) = \ln \frac{x - \epsilon}{\lambda + \epsilon - x}, \epsilon \leq x \leq \epsilon + \lambda \quad - \text{rodzina funkcji (wg Johnsona),}$$

a parametry kształtu η i η , parametr określający środek rozkładu ϵ i parametr skali λ są:

$$\eta > 0, \quad -\infty < \eta < \infty, \quad \lambda > 0, \quad -\infty < \epsilon < \infty$$

Wielkość przypadkowa podlegająca rozkładowi S_B - Johnsona teoretycznie znajduje się w przedziale ϵ i $\epsilon + \lambda$.

Wielkości szacunkowe η i η ($\hat{\eta}$ i $\hat{\eta}$) znajduje się na drodze przyrównywania dwóch kwantyli, obliczonych na podstawie danych eksperymentalnych, do

odpowiednich kwantyli rozkładu normalnego, co daje odpowiednio wartości $\hat{\lambda}$ i $\hat{\eta}$:

$$\hat{\eta} = \frac{Z_{1-\alpha'} - Z_{\alpha}}{\ln \left[\frac{(x_{1-\alpha'} - \epsilon)(\epsilon + \lambda - x_{\alpha})}{(x_{\alpha} - \epsilon)(\epsilon + \lambda - x_{1-\alpha'})} \right]} \quad (4)$$

$$\hat{\lambda} = Z_{1-\alpha'} - \eta \ln \left(\frac{x_{1-\alpha'} - \epsilon}{\epsilon + \lambda - x_{1-\alpha'}} \right)$$

gdzie Z_{α} i $Z_{1-\alpha'}$ przedstawiają sobą α i $(1 - \alpha')$ kwantyle rozkładu normalnego (z tablicy [5]: $-Z_{0,1} = Z_{0,9} = 1,285$), a x_{α} i $x_{1-\alpha'}$ przedstawiają odpowiednie kwantyle empiryczne.

W celu otrzymania szacunkowych wartości parametrów rozkładu S_B , gdy znana jest tylko dolna granica ϵ (w analizowanym przypadku nie może być mniejsza od zera), dodatkowo wykorzystuje się jeszcze jedną zależność otrzymaną na drodze porównania empirycznej mediany $x_{0,5}$ do mediany rozkładu normalnego $Z_{0,5} = 0$. Przyjmując symetryczne kwantyle $\alpha = \alpha'$, otrzymuje się:

$$\hat{\lambda} = (x_{0,5} - \epsilon) \frac{(x_{0,5} - \epsilon)(x_{\alpha} - \epsilon) + (x_{0,5} - \epsilon)(x_{1-\alpha} - \epsilon) - 2(x_{\alpha} - \epsilon)(x_{1-\alpha} - \epsilon)}{(x_{0,5} - \epsilon)^2 - (x_{\alpha} - \epsilon)(x_{1-\alpha} - \epsilon)} \quad (5)$$

Tablica 1

Przybliżone parametry funkcji rozkładu S_B - Johnsona charakterystycznych wyższych harmonicznych napięcia w punkcie P_1

parametr nr w.h.	$x_{0,1}$	$x_{0,5}$	$x_{0,9}$	$\hat{\lambda}$	$\hat{\eta}$	$\hat{\theta}$
5	2/0,5	4,5/4	8/6	13,7/6,15	1,22/0,42	0,88/-0,26
7	1/0,5	2,5/1,42	4,5/2,25	8,0/2,6	1,17/0,78	0,99/-0,17
11	1/0,2	3/1,33	6/4	9,0/5,5	0,98/0,6	0,6/0,7
13	0,25/0,2	1,33/1,2	3/3	3,75/3,8	0,64/0,61	0,4/0,48
17	0,33/0,2	1,66/1,5	5/3,5	8,4/4,0	0,72/0,53	1,0/0,25

Bateria kondensatorów włączona/wyłączona.
Dla wszystkich przypadków parametr ϵ równy 0.

W tablicy 1 przedstawiono wyniki obliczeń wartości szacunkowych parametrów funkcji rozkładu S_B - Johnsona dla charakterystycznych wyższych harmonicznych napięcia w punkcie P_1 (rys. 1) dla pracy układu z włączoną i wyłączoną baterią kondensatorów, a na rys. 2 podano obliczone przybliżone przebiegi rozkładów.

Należy zwrócić uwagę, że funkcje rozkładów charakterystycznych wyższych harmonicznych w obu analizowanych przypadkach (włączona i wyłączona bateria kondensatorów) mają podobny charakter. Dla 5 i 7 harmonicznej kształt rozkładu jest zbliżony do normalnego, a dla harmonicznych 11, 13 i 17 posiada znaczną asymetrię.

Przeprowadzona analiza ukazuje celowość zastosowania rozkładów Johnsona do rozwiązania postawionego zadania, charakteryzującego się niewielką liczbą danych wyjściowych. Analiza harmoniczna krzywej napięcia sieciowego, w miejscu przyłączenia napędu tyrystorowego do sieci zasilającej (punkt P1, rys. 1) dała informację wyjściową odpowiadającą realnym warunkom pracy konkretnego układu i umożliwiła określenie parametrów empirycznego rozkładu w grupie rozkładów Johnsona. Przedstawiona metoda określenia funkcji rozkładu charakterystycznych wyższych harmonicznych w napięciu zasilającym napęd tyrystorowy pozwala na szybkie otrzymanie ich statystycznego obrazu, który może być podstawą przyjęta konkretnych rozwiązań praktycznych.

LITERATURA

- [1] ГОСТ 13109-67. Normy jakości электрической энергии у jeho приемников присоединенных к электрическим сетям общезного назначения
- [2] Konstantinow B.A. i inni: Качество электроэнергии и электромагнитная совместность электрооборудования предприятий. Электричество 1977 nr 3.
- [3] Wentzel E.S.: Теория вероятностей. Наука, Москва 1969.
- [4] Nalimov W.W.: Вступ до росыjsкого wydania książki [5].
- [5] Hahn G.J.; Shapiro S.S.: Statistical Models in Engineering. J. Wiley, New York 1967.

Recenzent: doc. dr inż. Michał Tall

Wpłynęło do redakcji dn. 24.VI.1982 r.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ В УЗЛЕ НАГРУЗКИ С ТИРИСТОРНЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Резюме

Проведенный статистический анализ гармоник напряжения в узле нагрузки с тиристорным электроприводом показывает применимость распределений Джонсона к этой задаче, характеризующейся незначительным количеством исходных данных.

STATISTICAL ANALYSIS OF SUPPLYING VOLTAGE IN THE NODE WITH THE THYRISTOR DRIVE CONNEXION

Summary

Using Johnson distribution, the author carried out a statistical analysis of the harmonics in the node with the thyristor drive connexion. The usefulness of this method for studing supplying voltage is demonstrated.

	σ_{11}	σ_{12}	σ_{13}		
1	100.0	1.0000	0.0000		
2	100.0	0.9999	0.0001		
3	100.0	0.9997	0.0003		
4	100.0	0.9994	0.0006		
5	100.0	0.9990	0.0010		
6	100.0	0.9985	0.0015		
7	100.0	0.9979	0.0021		
8	100.0	0.9972	0.0028		
9	100.0	0.9964	0.0036		
10	100.0	0.9955	0.0045		
11	100.0	0.9945	0.0055		
12	100.0	0.9934	0.0066		
13	100.0	0.9922	0.0078		
14	100.0	0.9909	0.0091		
15	100.0	0.9895	0.0105		
16	100.0	0.9880	0.0120		
17	100.0	0.9864	0.0136		
18	100.0	0.9847	0.0153		
19	100.0	0.9829	0.0171		
20	100.0	0.9810	0.0190		

Tadeusz RODACKI, Edward PIECHA

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

Wincenty POLOCZEK

Instytut Metalurgii Żelaza

NOWOCZESNE UKŁADY ZASILANIA URZĄDZEŃ ŁUKOWYCH I PLAZMOWYCH

Streszczenie. W artykule przedstawiono kierunki badań i rozwoju nowoczesnych układów zasilania urządzeń łukowych i plazmowych. Podano zalety i wady różnych rozwiązań oraz możliwości ich stosowania.

1. Wstęp

W urządzeniach, w których wykorzystany jest łuk elektryczny, od wielu lat stosowane były klasyczne już układy zasilania łuku, takie jak:

- transformator ze szczeliną powietrzną,
- transformator z dławikami lub rezystorami,
- transformator z podmagnesowywanym rdzeniem,
- transformator i transduktory.

Takie zasilacze pozwalały poprzez odpowiedni dobór parametrów i połączeń układu zapewnić pewny zapłon i stabilne jarzenie się łuku elektrycznego oraz skokową lub płynną nastawę wymaganego prądu łuku. Jednakże w ostatnich latach nastąpił szybki rozwój urządzeń z łukiem elektrycznym, zwiększył się zakres ich zastosowań, wzrosły wymagania co do jakości procesu technologicznego, kosztów inwestycyjnych i eksploatacyjnych, możliwość automatyzacji pracy. Dlatego też w wielu krajach prowadzone są intensywne badania nad opracowaniem nowoczesnego układu zasilania łuku elektrycznego, tzn. takiego, który po pierwsze spełnia wymagania zapewniające stabilne jarzenie się łuku, po drugie zapewnia możliwość płynnej w szerokim zakresie nastawy prądu łuku i jego regulacji z dużą dokładnością (poniżej 1%), po trzecie pozwala na automatyzację całego procesu technologicznego, po czwarte posiada wysoki współczynnik sprawności.

W oparciu o rozeznanie literaturowe można stwierdzić, że obecnie rysują się dwa kierunki rozwoju układów zasilania łuku elektrycznego:

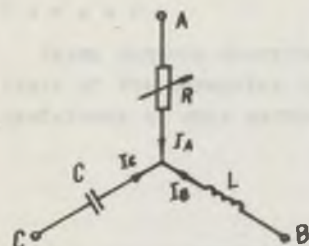
- zasilacze rezonansowe (parametryczne),
- zasilacze tyrystorowe.

2. Zasilacze rezonansowe

Zasilacze rezonansowe (parametryczne) opracowane zostały w ZSRR. Prowadzone tam badania pozwoliły wdrożyć do przemysłu szereg zasilaczy tego typu dużej mocy.

W oparciu o schemat przedstawiony na rys. 1 można napisać równanie na prąd w gałęzi A:

$$I_A = \frac{U_{AB} Z_C - U_{CA} Z_B}{Z_A (Z_B + Z_C) + Z_B Z_C}$$



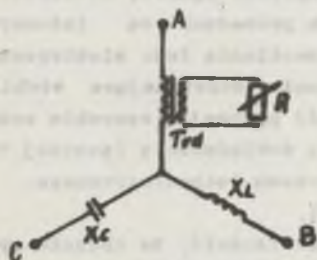
Rys. 1. Schemat jednofazowy zasilacza rezonansowego

Jeśli spełniony jest warunek $Z_B + Z_C = 0$, tzn. warunek $Z_B = j\omega L = jX$ i $Z_C = -j\frac{1}{\omega C} = -jX$, prąd obciążenia w gałęzi A wynika z równania:

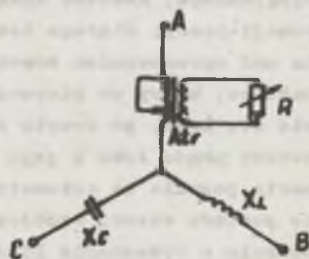
$$I_A = -j \frac{1}{X} (U_{AB} + U_{CA}) = j \frac{U_{BC}}{X}$$

Prąd obciążenia fazy A teoretycznie nie zależy od zmian rezystancji obciążenia R.

W praktyce zbliżenie do warunków teoretycznych zależy jest od dobroci dławika L. Dla dobrze wykonanego dławika przy zmianach R od 0 do wartości znamionowej zakres zmian natężenia prądu I_A wynosi 4 - 6%. W takim układzie rezonansowym nie można dopuścić do przewyżnienia w obwodzie obciążenia z powodu wystąpienia rezonansowych przepięć w szeregowym układzie zasilanym z fazy B i C. Dlatego w rozwiązaniach praktycznych odbiornik łukowy zasilany jest przez transformator dopasowujący (rys. 2). W celu osiągnięcia możliwości regulacji prądu I_A można zastosować autotransformator

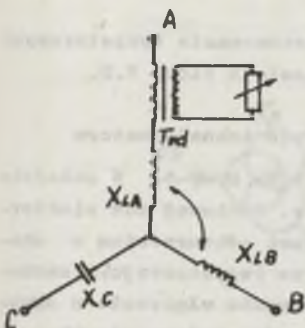


Rys. 2. Zasilacz rezonansowy z transformatorem dopasowującym



Rys. 3. Zasilacz rezonansowy z autotransformatorem

(rys. 3). Wtedy praktyczny zakres regulacji wynosi $(0,5 - 1)I_{N_r}$. Ciągłą regulację prądu I_A można uzyskać również przez wprowadzenie dodatkowego dławika w fazie A sprzężonego magnetycznie z dławikiem w fazie B (rys. 4).



Rys. 4. Zasilacz rezonansowy z dławika sprzężonymi

Poszerzenie zakresu regulacji prądu można uzyskać stosując układ kombinowany: przełącznik zaozepów w transformatorze dopasującym i zmiana sprzężenia magnetycznego dławików w fazie A i B.

W oparciu o przedstawioną powyżej zasadę działania w ZSRR budowane są zasilacze rezonansowe o mocach do kilkunastu MW. Rozważania teoretyczne, charakterystyki i opisy rozwiązań przemysłowych zamieszczone są w pracach 1, 2, 3, 4.

Zasilacze rezonansowe posiadają szereg zalet takich jak: prosta budowa, duża niezawodność działania, wysoki współczynnik sprawności (powyżej 90%), pojemnościowy współczynnik mocy. Posiadają jednak też takie wady, jak: mała dokładność regulacji prądu łuku (4-6%), trudności z realizacją praktyczną szerokiego zakresu regulacji prądu łuku, co wynika z konieczności budowy dławików o dużej indukcyjności i dużej mocy - sprzężonych magnetycznie, trudności przy realizacji automatycznego sterowania procesem technologicznym.

Zasilacze rezonansowe posiadają szereg zalet takich jak: prosta budowa, duża niezawodność działania, wysoki współczynnik sprawności (powyżej 90%), pojemnościowy współczynnik mocy. Posiadają jednak też takie wady, jak: mała dokładność regulacji prądu łuku (4-6%), trudności z realizacją praktyczną szerokiego zakresu regulacji prądu łuku, co wynika z konieczności budowy dławików o dużej indukcyjności i dużej mocy - sprzężonych magnetycznie, trudności przy realizacji automatycznego sterowania procesem technologicznym.

W naszym kraju jak dotychczas nie prowadzono żadnych badań związanych z wykorzystaniem zasilaczy rezonansowych w przemyśle. Biorąc pod uwagę zalety tych zasilaczy, celowe byłoby podjęcie badań nad zastosowaniem ich do zasilania stalowniczych pieców łukowych.

2.1. Zasilacze tyrystorowe

Zasilacze tyrystorowe najlepiej spełniają wymagania stawiane nowoczesnym układom zasilania łuku elektrycznego, a w szczególności palnika plazmowego. Wyposażenie ich w elektroniczne układy regulacji pozwala na regulację prądu łuku w szerokim zakresie z dużą dokładnością, a przy optymalnym doborze parametrów regulatorów zapewnia dużą szybkość zmian prądu łuku bez dużych przeregulowań (mniejszych od 10%).

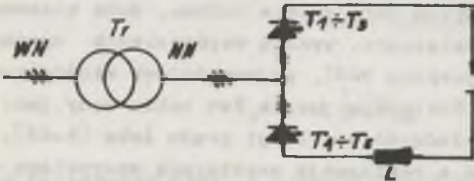
Zastosowanie układów tyrystorowych pozwala łatwo automatyzować proces technologiczny i stosować sterowanie programowe. Analizując układy tyrystorowe przeznaczone do zasilania łuku elektrycznego, należy jednak zwrócić uwagę na konieczność spełnienia warunku stabilnego nieprzerwanego palenia się łuku. Stąd wynika, że należy tu stosować takie układy, w których przy niewysterowanych tyrystorach płynie pewien minimalny ciągły prąd łuku lub też układy, w których tyrystory mają ograniczony kątysterowania zapewniający przy danych parametrach obwodu łuku elektrycznego przepływ

minimalnego ciągłego prądu łuku, zapewniającego stabilne nieprzerwanie palenie się łuku. W grupie zasilaczy tyrystorowych można wyróżnić dwa zasadnicze kierunki rozwiązania (budowy). Pierwszy z nich polega na wykorzystaniu mostka tyrystorowego włączanego po wtórnej stronie transformatora zasilającego. Drugie rozwiązanie oparte jest na zastosowaniu regulatorów tyrystorowych napięcia przemiennego włączonych po pierwotnej stronie transformatora zasilającego.

Poniżej przedstawiono przegląd możliwych do zastosowania tyrystorowych zasilaczy łuku elektrycznego przy założeniu zasilania z sieci W.N.

a) Układ z tyrystorowym mostkiem po wtórnej stronie transformatora

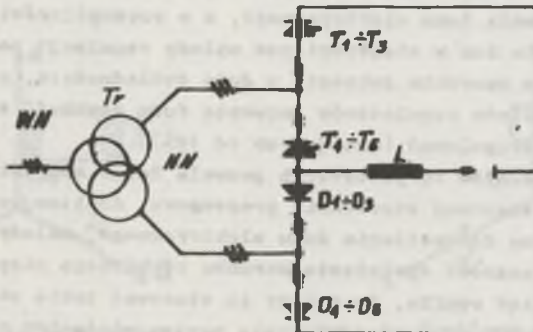
Uproszczony schemat ideowy układu przedstawiono na rys. 5. W układzie tym transformator zasilający mostek sześciotyrystorowy. Ponieważ łuk elektryczny jest odbiornikiem o charakterze rezystancyjnym, zachodzi potrzeba włączenia w obwodzie prądu stałego dławika L o stosunkowo dużej indukcyjności w celu zapewnienia ciągłości minimalnego prądu łuku.



Rys. 5. Układ z mostkiem tyrystorowym po wtórnej stronie transformatora

b) Układ z mostkiem tyrystorowym i dodatkowym źródłem napięcia stałego

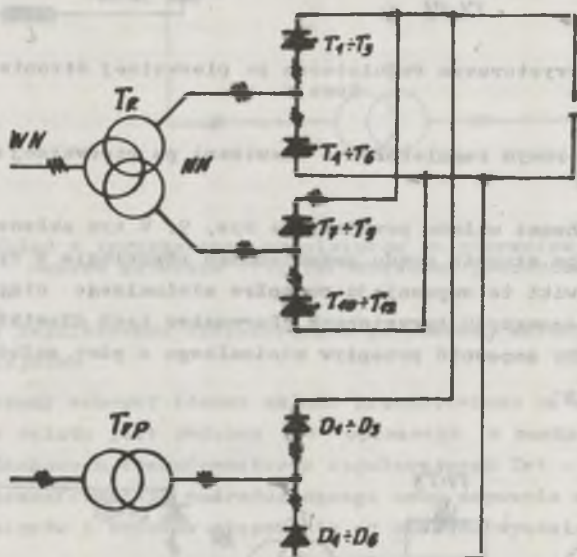
Uproszczony schemat ideowy układu przedstawiono na rys. 6. W układzie tym w celu zmniejszenia dodatkowej indukcyjności w obwodzie łuku oraz poprawy pracy w zakresie małych prądów zastosowano pomocnicze źródło napięcia stałego w postaci mostka prostownikowego.



Rys. 6. Układ z mostkiem tyrystorowym i dodatkowym źródłem napięcia stałego

c) Układ z mostkami tyrystorowymi i transformatorem pomocniczym

Uproszczony schemat ideowy przedstawiono na rys. 7. Układ ten zbudowany jest w oparciu o dwa transformatory: T_r - transformator główny trójuzwojeniowy, którego każde wtórne uzwojenie zasila osobny mostek tyrystorowy. Mostki tyrystorowe pracują równolegle.

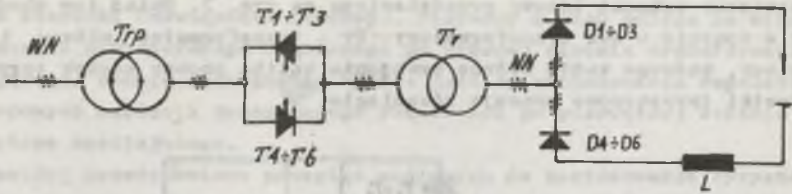


Rys. 7. Układ z mostkiem tyrystorowym i transformatorem pomocniczym

Poprzez odpowiedni dobór grupy połączeń transformatora głównego można uzyskać efekt prostowania 12-pulsowego. T_{rp} - transformator pomocniczy o mocy dobranej ze względu na minimalny prąd łuku. Reaktancja rozproszenia tego transformatora musi być duża, aby zapewnić silnie opadającą charakterystykę zewnętrzną. Aby to osiągnąć, można również włączyć dodatkowe dławiki w każdą fazę po pierwotnej stronie tego transformatora.

d) Układ z tyrystorowym regulatorem po pierwotnej stronie transformatora

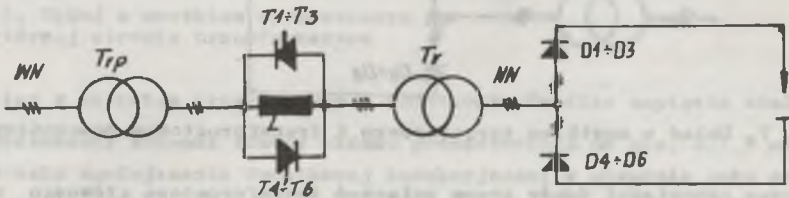
Uproszczony schemat przedstawiono na rys. 8. W układzie tym w przypadku zasilania z sieci WN zachodzi potrzeba stosowania transformatora pośredniczącego T_{rp} , który poprzez tyrystorowe regulatory napięcia przemiennego zasila transformator główny. W obwodzie prądu wyprostowanego znajduje się dławik L , który spełnia tę samą rolę co w układzie opisanym w punkcie a. Zmniejszenie indukcyjności tego dławika lub jego całkowite wyeliminowanie można osiągnąć poprzez zastosowanie wielouzwojeniowego transformatora głównego i odpowiednie łączenie mostków prostownikowych po jego stronie wtórnej.



Rys. 8. Układ z tyrystorowym regulatorem po pierwotnej stronie transformatora

e) Układ z tyrystorowym regulatorem i dławikami po pierwotnej stronie transformatora

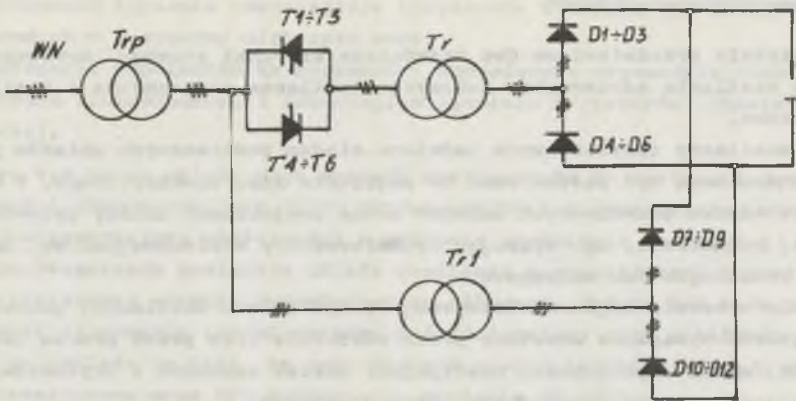
Uproszczony schemat układu przedstawia rys. 9. W tym układzie dławiki włączone zostały po stronie prądu przemiennego równoległe z tyrystorowymi regulatorami. Dławiki te zapewniają przepływ minimalnego ciągłego prądu łuku przy niewysterowanych tyrystorach. Parametry tych dławików powinny być tak dobrane, aby zapewnić przepływ minimalnego z góry założonego prądu łuku $(0,1 - 0,2)I_N$.



Rys. 9. Układ z tyrystorowym regulatorem i dławikami po pierwotnej stronie transformatora

f) Układ z tyrystorowym regulatorem po pierwotnej stronie transformatora głównego i transformatorem pomocniczym

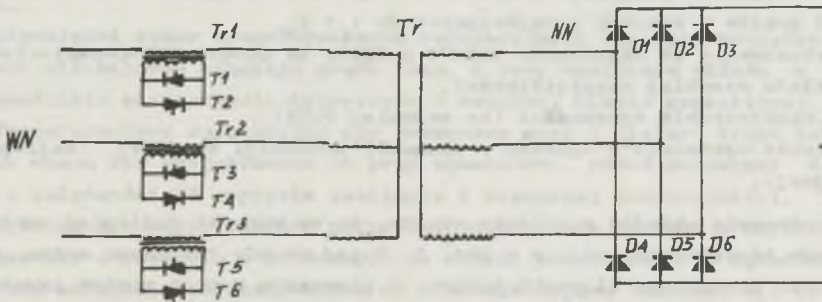
Uproszczony schemat układu przedstawia rys. 10. W porównaniu do układu opisanego w punkcie d wprowadzono tutaj transformator pomocniczy Tr_1 o takiej samej przekładni jak transformator główny Tr i o dużej reaktancji rozproszenia, aby uzyskać silnie opadającą charakterystykę wewnętrzną. Moc tego transformatora pomocniczego jest znacznie mniejsza od mocy transformatora głównego i powinna być tak dobrana, aby zapewnić przepływ minimalnego prądu łuku. Regulację prądu łuku zapewniają regulatory tyrystorowe w obwodzie uzwojenia pierwotnego transformatora Tr .



Rys. 10. Układ z tyrystorowym regulatorem po pierwotnej stronie transformatora głównego i transformatorem pomocniczym

g) Układ z regulatorami tyrystorowymi po wtórnej stronie transformatorów regulacyjnych

Uproszczony schemat ideowy układu przedstawiono na rys. 11. Zasada działania tego układu jest podobna do opisanego w punkcie e. Zastosowanie trzech jednakowych transformatorów regulacyjnych $Tr1 - Tr3$ pozwala zrezygnować z transformatora pośredniczącego oraz zapewnia oddzielnie galwaniczne tyrystorów i obwodów sterowania od obwodów wysokiego napięcia.



Rys. 11. Układ z regulatorami tyrystorowymi po wtórnej stronie transformatorów regulacyjnych

Dobór przekładni tych transformatorów zależy od zastosowanych tyrystorów. Parametry uzwojeń pierwotnych transformatorów regulacyjnych włączonych szeregowo do obwodu zapewniają ciągły minimalny prąd łuku przy niewysterowanych tyrystorach. Zwiększanie tego prądu uzyskuje się przez zmianę kąta wysterowania tyrystorów.

3. Uwagi końcowe i wnioski

W artykule przedstawiono dwa zasadnicze kierunki rozwoju nowoczesnych układów zasilania odbiorników łukowych: zasilacze rezonansowe i zasilacze tyrystorowe.

Dla zasilaczy tyrystorowych omówiono siedem podstawowych układów połączeń, które mogą być zastosowane do zasilania łuku elektrycznego. W oparciu o te siedem podstawowych układów można projektować układy tyrystorowe bardziej rozbudowane, np. stosując transformatory wielouzwojeniowe, łącząc układy równolegle lub szeregowo.

W celu wybrania najkorzystniejszej wersji układu zasilania, pozwalającego spełnić wymagania stawiane przez odbiornik oraz przez proces technologiczny, można zaproponować następujący zestaw warunków i kryteriów, które umożliwią analizę porównawczą różnych układów:

- moc układu co najmniej 1 MW z perspektywą zwiększenia,
- napięcie zasilania co najmniej 6 kV,
- możliwość budowy zasilacza na napięcie wyjściowe niskie (< 1000 V) jak i wysokie (> 3000 V),
- uniwersalność ze względu na rodzaj prądu zasilania palnika plazmowego (- lub \sim),
- zachowanie ciągłości przepływu prądu w całym zakresie regulacji,
- możliwość łatwego nastawiania prądu łuku w zakresie $(0,1 - 1)I_N$ w sposób ciągły,
- zdolność do pracy w układzie automatycznej regulacji,
- duża dokładność regulacji prądu łuku ($\leq 1\%$) oraz ograniczenie przeregulowań prądów w stanach przejściowych do $1,1 I_N$,
- przystosowanie do zajarzania łuku w palniku za pomocą wysokonapięciowego układu wysokiej częstotliwości,
- duży współczynnik sprawności (co najmniej 0,85),
- możliwość wykonania w oparciu o elementy produkcji krajowej (najlepiej seryjnej).

Z porównania układów zasilania wynika, że w warunki najlepiej spełniają układy tyrystorowe opisane w pkt. 2. W tej grupie zasilaczy można wyróżnić dwa zasadnicze kierunki budowy. W pierwszym z nich mostek tyrystorowy włączony jest po wtórnej stronie transformatora głównego. W drugim tyrystorowe regulatory umieszczone są po pierwotnej stronie transformatora głównego.

Analizując przydatność zasilacza z mostkiem tyrystorowym po wtórnej stronie transformatora do zasilania palników plazmowych, należy podkreślić ich następujące wady:

- mała uniwersalność, nadają się one tylko do zasilania odbiorników prądu stałego na napięcie nie większe niż 1000 V,
- duże wymiary i ciężar koniecznego dławika wygładzającego lub ewentualnie stosowanie pomocniczego źródła napięcia,

- konieczność łączenia równoległego tyrystorów w mostku lub mostków tyrystorowych w przypadku większych mocy,
- pogorszenie współczynnika sprawności spowodowane obecnością diawika w obwodzie wieloprądowym i równoległym łączeniu tyrystorów (diawiki wyrównawcze).

Dlatego też takie układy mogą znaleźć zastosowanie do zasilania urządzeń łukowych i plazmowych, ale tylko prądem stałym i o ograniczonej mocy.

Najkorzystniejsze właściwości w zakresie spełnienia przyjętych kryteriów porównawczych posiadają układy zasilania z regulatorami tyrystorowymi po pierwotnej stronie transformatora głównego. Jedyną ich wadą jest konieczność stosowania transformatora pośredniczącego przy zasilaniu z sieci WN ze względu na fakt, że przy obecnym stanie techniki w kraju regulatory tyrystorowe mogą być budowane na napięciu do 1000 V.

Do podobnych wniosków prowadzi również analiza literatury związanej z zastosowaniem układów tyrystorowych do zasilania łuku elektrycznego. Przewodzące w tej dziedzinie firmy, takie jak: Brown Boveri, Siemens ASEA, produkują seryjnie zasilacze dużej mocy oparte na regulacji tyrystorowej po pierwotnej stronie transformatora (opisane w punkcie 2d), z tym że w celu poprawy właściwości eksploatacyjnych stosuje się w tych rozwiązaniach transformatory ostero- lub pięciouzwojeniowe [5,6].

Na szczególną uwagę przy wyborze koncepcji zasilania odbiorników łukowych dużej mocy zasługuje rozwiązanie opisane w punkcie 2g, w którym regulatory tyrystorowe włączone są po pierwotnej stronie transformatora głównego w sposób pośredni za pomocą jednofazowych transformatorów regulacyjnych.

Odpowiedni dobór transformatorów regulacyjnych zapewnia przepływ wymaganego minimalnego ciągłego prądu łuku, a przy zasilaniu układu z sieci WN umożliwia zastosowanie tyrystorów o dowolnej klasie napięciowej.

Transformatory regulacyjne nie przenoszą mocy i dlatego tylko ich uzwojenia muszą być projektowane na prąd znamionowy, rdzeń natomiast dobiera się w zależności od napięcia zasilania i wymaganej indukcyjności.

Rozwiązanie takie spełnia wszystkie proponowane warunki i kryteria porównawcze, a poza tym w porównaniu do innych prezentowanych układów odznacza się mniejszym oddziaływaniem na sieć zasilającą (szczególnie przy gwałtownym wysterowaniu tyrystorów) i większą niezawodnością pracy.

Układ taki może pracować poprawnie nawet przy uszkodzeniu jednego tyrystora w każdej fazie jako układ z tyrystorowo-magnetyczną regulacją napięcia [7].

LITERATURA

- [1] Gutterman K.D. i inni: Awtomatizieskoje regulirowanije elektrieskich pieczej. ME I, Moskwa 1972.

- [2] Gutterman K.D. i inni: Istoczniki pitaniya dla plazmiennykh tehnologii-zheskikh ustanovok. Nauka, Moskwa 1973.
- [3] Swienozanskiy A.D. i inni: Problemy elektrosnableniya moszcznykh dugowych staleplawilnykh piecey i trebowaniya kirtocznikom pitaniya. Wszechmirnyy Elektrotechnicheskij Kongress Dokład 82, Sekcja 4b, Moskwa 1977.
- [4] Wołkow I.W.: Istoczniki elektropitaniya so speoialnymi charakteristikami. Naukowa Dumka, Kijów 1979.
- [5] Bardhal N.: Stromversorgung fur lichtogenanlagen. Siemens - Zeitschrift nr 12, 1967.
- [6] Jaysinghani N.: Geregelte Gleichstromversorgung fur Plasmauntersuchungen. Brown Boveri Mitt. nr 2/3, 1974.
- [7] Kuczewski Z., Rodacki T., Gielotka K., Piecha E.: Układ zasilania łuku elektrycznego prądu stałego. Zgłoszenie patentowe nr P.222135.
- [8] Iwanow G.P.: Tiristornyje regulatory toka swarocznykh transformatorów. Awomatizieskaja Swarka nr 11, 1973.
- [9] Sirojan G.A.: Elektricheseskaja duga w elektricheskoj pieczy. Metalurgia, Moskwa, 1974.
- [10] Kuczewski Z., Rodacki T. i inni: Tyrystorowy układ zasilania łuku elektrycznego. Zgłoszenie patentowe nr 225777.

Recenzent: doc. dr inż. Józef Danczewicz

Wpłynęło do redakcji dn. 15.VI.1982 r.

СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ ПИТАНИЯ ДУГОВЫХ И ПЛАЗМОВЫХ УСТАНОВОК

Резюме

В статье представлены направления исследований и развития современных систем питания дуговых и плазмовых установок. Показаны недостатки и достоинства различных концепций и возможности их применения.

MODERN SUPPLYING SYSTEM OF THE ELECTRIC ARC AND ARC TORCHES

Summary

The article presents directions of the research and development of modern supplying systems of the electric arc and arc torches. The advantages and disadvantages of different systems and possibilities of their application are also discussed.

Tadeusz RODACKI, Kazimierz GIERLOTKA,
Bogusław GRZESIK

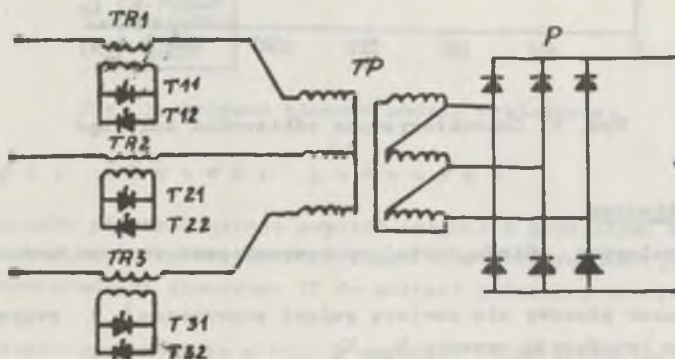
Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

MODEL ANALOGOWY I BADANIA TYRYSTOROWEGO
UKŁADU ZASILANIA ODBIORNIKA ŁUKOWEGO

Streszczenie. W artykule przedstawiono sposób modelowania na maszynie analogowej układu zasilania odbiornika łukowego z tyristorowymi regulatorami napięcia przemiennego włączonymi po wtórnej stronie transformatorów regulacyjnych oraz wyniki badań na modelu analogowym.

1. Wstęp

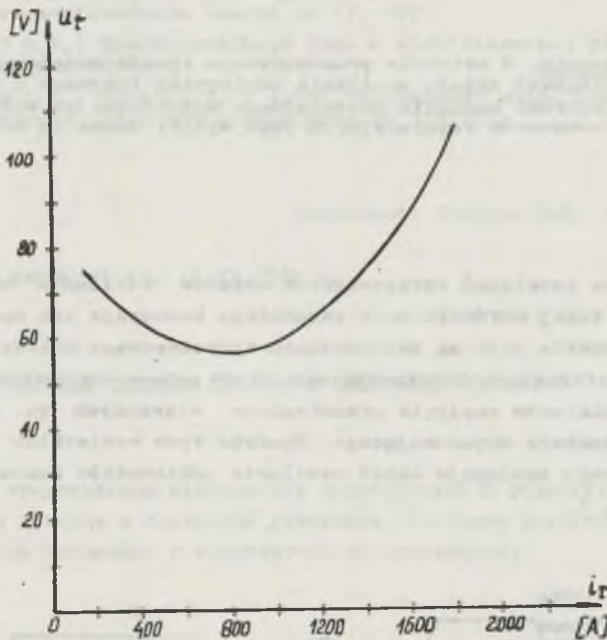
Istnieje wiele rozwiązań tyristorowych układów zasilania odbiorników łukowych. Można tutaj wyróżnić dwie zasadnicze koncepcje ich budowy. Pierwsza koncepcja oparta jest na zastosowaniu tyristorowego mostka po wtórnej stronie transformatora dopasowującego, druga polega na zastosowaniu tyristorowych regulatorów napięcia przemiennego włączonych po pierwotnej stronie transformatora dopasowującego. Spośród tych wszystkich rozwiązań na szczególną uwagę zasługuje układ zasilania odbiorników łukowych przedstawiony na rys. 1.



Rys. 1. Schemat ideowy tyristorowego układu zasilania odbiornika łukowego

Regulacja napięcia zasilania łuku, a tym samym prądu łuku odbywa się po stronie pierwotnej transformatora dopasowującego TP. Zasada regulacji polega na zmianie reaktancji jednofazowych transformatorów regulacyjnych TR1 - TR3 poprzez zmianę kąta wysterowania tyristorów (lub triaków) włączonych po stronie wtórnej transformatorów regulacyjnych. Odpowiedni dobór transformatorów regulacyjnych zapewnia przepływ ciągłego minimalnego prądu łuku oraz pozwala stosować tyristory o dowolnej klasie napięciowej.

W pracy przeprowadzono badania na modelu analogowym układu o mocy 410 kW zasilanego napięciem 6 kV. Charakterystykę odbiornika łukowego przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Charakterystyka odbiornika łukowego

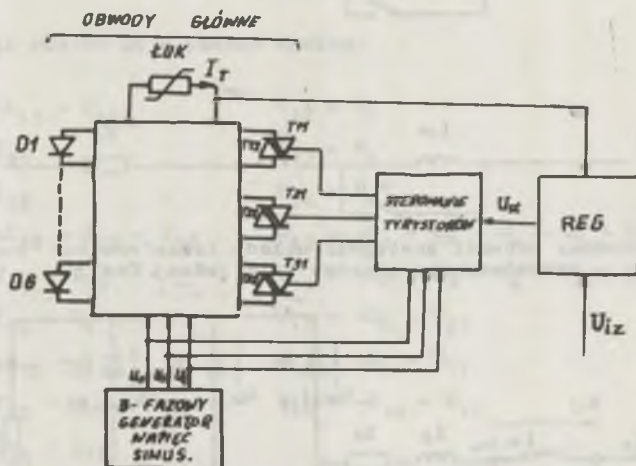
2. Model analogowy

Model analogowy układu został opracowany przy następujących założeniach:

- transformator piecowy nie zawiera gałęzi poprzecznej i reprezentowany jest przez impedancję zwarcia R_z, X_z ,

- transformator regulacyjny reprezentowany jest schematem zastępczym z rys. 4, rezystancję podłużną tego transformatora wyprowadzono na zewnątrz przyjmując ją równą R_z ,
- układ sprowadzono do strony wtórnej transformatora piecowego,
- modele zaworów (diod i tyrystorów) przyjęto jako rezystancje zmienne będące funkcją sterowania bramkowego, ich prądów i napięć; rezystancja zaowodu w stanie przewodzenia jest ok. $12 \cdot 10^{-3} \Omega$, natomiast w stanie nieprzewodzenia ok. $2 \cdot 10^3 \Omega$, co jest wystarczająco dobrym odwzorowaniem,
- zastosowana metoda bezpośrednia modelowania układów energoelektronicznych umożliwia odtworzenie w modelu tych wszystkich stanów układu rzeczywistego, które są możliwe do osiągnięcia przez przyjęte do obliczeń modele zaworów,
- model został wyposażony w arc cos system sterowania tyrystorami.

Najogólniejszą postać modelu pokazano na rys. 3 w postaci schematu blokowego.

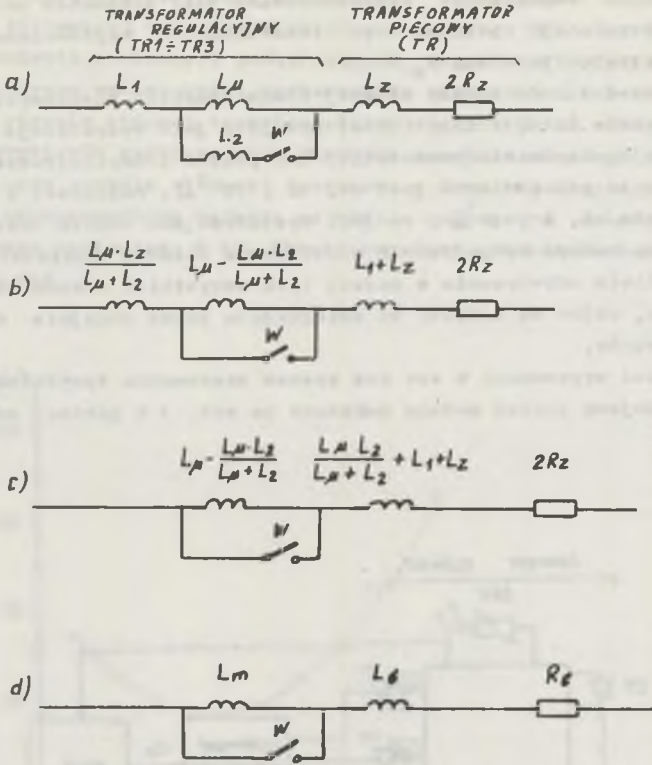


Rys. 3. Schemat blokowy modelu analogowego

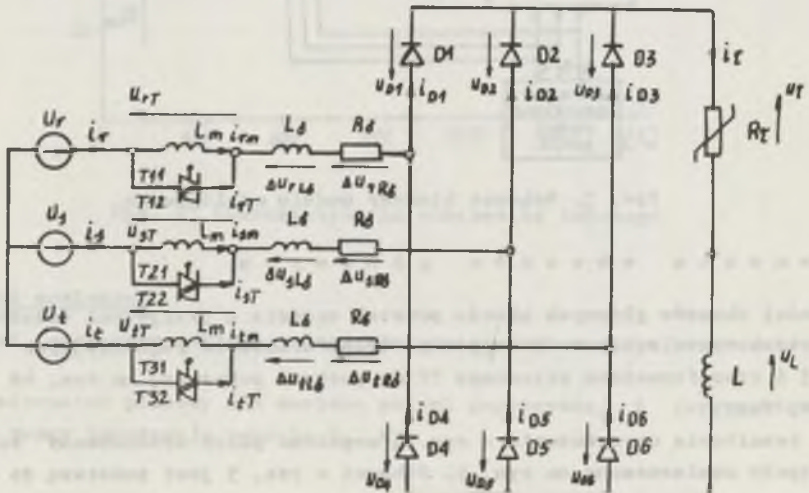
Równania obwodów głównych

Model obwodów głównych układu powstał zgodnie z przyjętymi założeniami po zredukowaniu schematu zastępczego transformatorów regulacyjnych $TR1 - TR3$ i transformatora piecowego TP do postaci pokazanej na rys. 4d dla jednej fazy.

W rezultacie uproszczenia z rys. 4 uzyskano pełny zredukowany schemat zastępczy zamieszczony na rys. 5. Schemat z rys. 5 jest podstawą do opra-

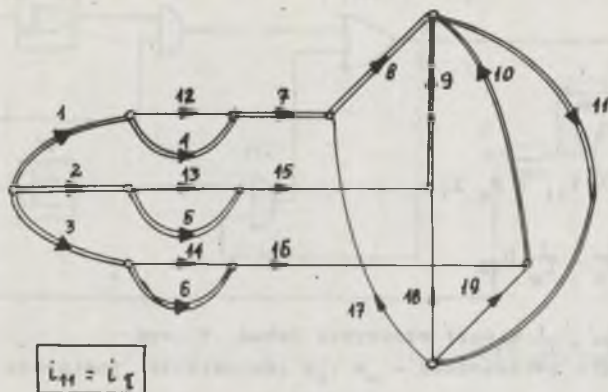


Rys. 4. Zredukowany schemat zastępczy układu transformator regulacyjny - transformator piecowy (dla jednej fazy)



Rys. 5. Pełny zredukowany schemat zastępczy

owania modelu obwodów głównych. Graf obwodu z pogrubionymi gałęziami przyjętego drzewa przedstawiono na rys. 6.



Rys. 6. Graf schematu obwodów głównych

Równania obwodu mają postać ogólną:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= -I_{15} - I_{16} & U_{12} &= U_4 \\
 I_2 &= I_{15} & U_{13} &= U_5 \\
 I_3 &= I_{16} & U_{14} &= U_6 \\
 I_4 &= -I_{12} - I_{15} - I_{16} & U_{15} &= -U_1 + U_2 + U_4 - U_5 + U_7 + U_8 - U_9 \\
 I_5 &= I_{15} - I_{13} & U_{16} &= -U_1 + U_3 + U_4 - U_6 + U_7 + U_8 - U_{10} \\
 I_6 &= I_{16} - I_4 & U_{17} &= -U_8 - U_{11} \\
 I_7 &= -I_{15} - I_{16} & U_{18} &= -U_9 - U_{11} \\
 I_8 &= I_{17} - I_{15} - I_{16} & U_{19} &= -U_{10} - U_{11} \\
 I_9 &= I_{15} + I_{18} \\
 I_{10} &= I_{16} + I_{19} \\
 I_{11} &= I_{17} + I_{18} + I_{19}
 \end{aligned}$$

Równania maszynowe w postaci ogólnej:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= E_r \\
 U_2 &= E_s \\
 U_3 &= E_t \\
 U_4 &= Z_4 I_4 \\
 U_5 &= Z_5 I_5
 \end{aligned}$$

$$U_6 = Z_6 I_6$$

$$U_7 = s \frac{S_t S_u}{S_1} L_6 I_7 + \frac{S_{u7}}{S_1} R_6 I_7$$

$$U_8 = Z_8 I_8$$

$$U_9 = Z_9 I_9$$

$$U_{10} = Z_{10} I_{10}$$

$$U_{11} = s \frac{S_t S_u}{S_1} L I_{11} + N_{\Sigma} I_{11}$$

$$I_{12} = \frac{1}{s} \cdot \frac{S_1}{S_t S_u} \cdot \frac{1}{L_m} U_{12}$$

$$I_{13} = \frac{1}{s} \cdot \frac{S_1}{S_t S_u} \cdot \frac{1}{L_m} U_{13}$$

$$I_{14} = \frac{1}{s} \cdot \frac{S_1}{S_t S_u} \cdot \frac{1}{L_m} U_{14}$$

$$I_{15} = \frac{1}{s} \left(\frac{S_1}{S_t S_u} \cdot \frac{1}{L_6} U_{15} - \frac{R_6}{S_t} \cdot \frac{1}{L_6} I_{15} \right)$$

$$I_{16} = \frac{1}{s} \left(\frac{S_1}{S_t S_u} \cdot \frac{1}{L_6} U_{16} - \frac{R_6}{S_t} \cdot \frac{1}{L_6} I_{16} \right)$$

$$I_{17} = G_{17} U_{17}$$

$$I_{18} = G_{18} U_{18}$$

$$I_{19} = G_{19} U_{16}$$

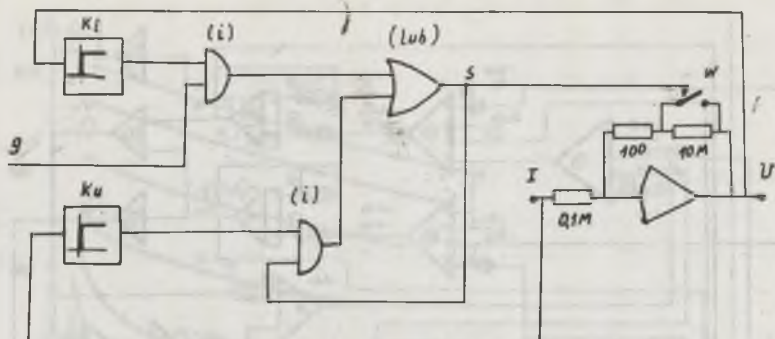
Modele z aworów

- Tyrystor

Jest to model typu R, tzn. wykonuje operację $U = RI$. Schemat modelu pokazano na rys. 7. W pełnym modelu układu (rys. 8) pary tyrystorów odzorowane są na wzmacniaczach T11, T12 - 42, T21; T22 - 29, T31, T32-27.

- Dioda typu R

Model ten wykonuje operację $U = RI$. Jest więc podobny do modelu tyryстора z rys. 7, z tym że pozbawiony jest sieci logicznej. Modele takie zawiera schemat blokowy na rys. 8, są one zrealizowane na wzmacniaczach 44, 3, 14.



Rys. 7. Model tyrystora typu R

g - sygnał sterujący tyrystorem, k_i , k_u - komparatory odpowiednio prądu i napięcia

- Dioda typu G

Wykonuje operację $I = G U$. Schemat takiej diody można prześledzić na schemacie blokowym (rys. 8). Diody są tam wykonane przy użyciu wzmacniaczy 4, 9, 11.

S c h e m a t b l o k o w y

Na podstawie równań maszynowych w postaci ogólnej opracowano schemat blokowy. Schemat ten pokazano na rys. 8 z wpisanymi na nim wartościami nastaw obliczonymi z parametrów układu rzeczywistego i przyjętych współczynników skal.

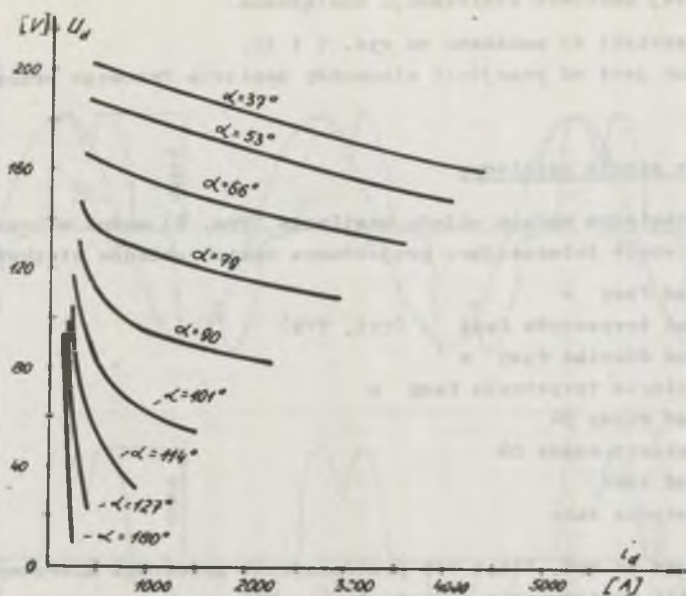
Na schemacie naniesiono oznaczenia napięć i prądów z pełnego schematu zredukowanego (rys. 5) i z grafu schematu obwodów głównych (rys. 6).

3. Pomiary charakterystyk statycznych układu zasilania

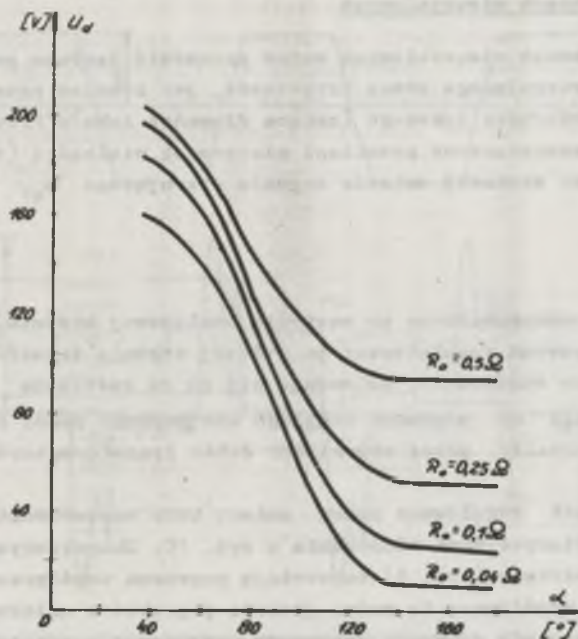
Pomiaru charakterystyk statycznych tyrystorowo-magnetycznego układu zasilania łuku dokonano na modelu analogowym układu przedstawionym na rys. 8 przy obciążeniu rezystancyjnym. Pomiaru wartości średnich prądu i napięcia dokonano poprzez uśrednienie przebiegów tych wielkości za pomocą filtrów o stałej czasowej $\tau_F = 20 \mu s$.

Pomierzono następujące charakterystyki:

- a) $U_d = f(i_d)$ dla $\alpha = \text{const}$ - napięcia wyprostowanego układu w zależności od prądu obciążenia przy stałej wartości kąta opóźnienia włączenia tyrystorów ($U_{gt} = \text{const.}$),



Rys. 9. Charakterystyki zewnętrzne $u_d = f(i_d)$ przy $\omega = \text{const.}$



Rys. 10. Charakterystyki sterowania $u_d = f(\alpha)$ przy $R_o = \text{const.}$

b) $U_d = f(\alpha) R_{obo} = \text{const}$ - napięcia wyprostowanego w zależności od kąta przy stałej wartości rezystancji obciążenia.

Charakterystyki te pokazano na rys. 9 i 10.

Kąt α liczony jest od przejścia sinusoidy napięcia fazowego przez zero.

4. Pomiary w stanie ustalonym

W przedstawionym modelu układu zasilania (rys. 8) można mierzyć i rejestrować wszystkie interesujące projektanta takich układów wielkości, np.:

- i_r - prąd fazy r
- i_{rT} - prąd tyrystorów fazy r (T11, T12)
- i_{rm} - prąd dławika fazy r
- u_{rT} - napięcie tyrystorów fazy r
- i_{D4} - prąd diody D4
- u_{D4} - napięcie diody D4
- i_L - prąd łuku
- u_L - napięcie łuku

Przykładowo na rys. 11a i 11b przedstawiono przebiegi mierzonych wielkości dla kąta wysterowania tyrystorów $\alpha = 77^\circ$.

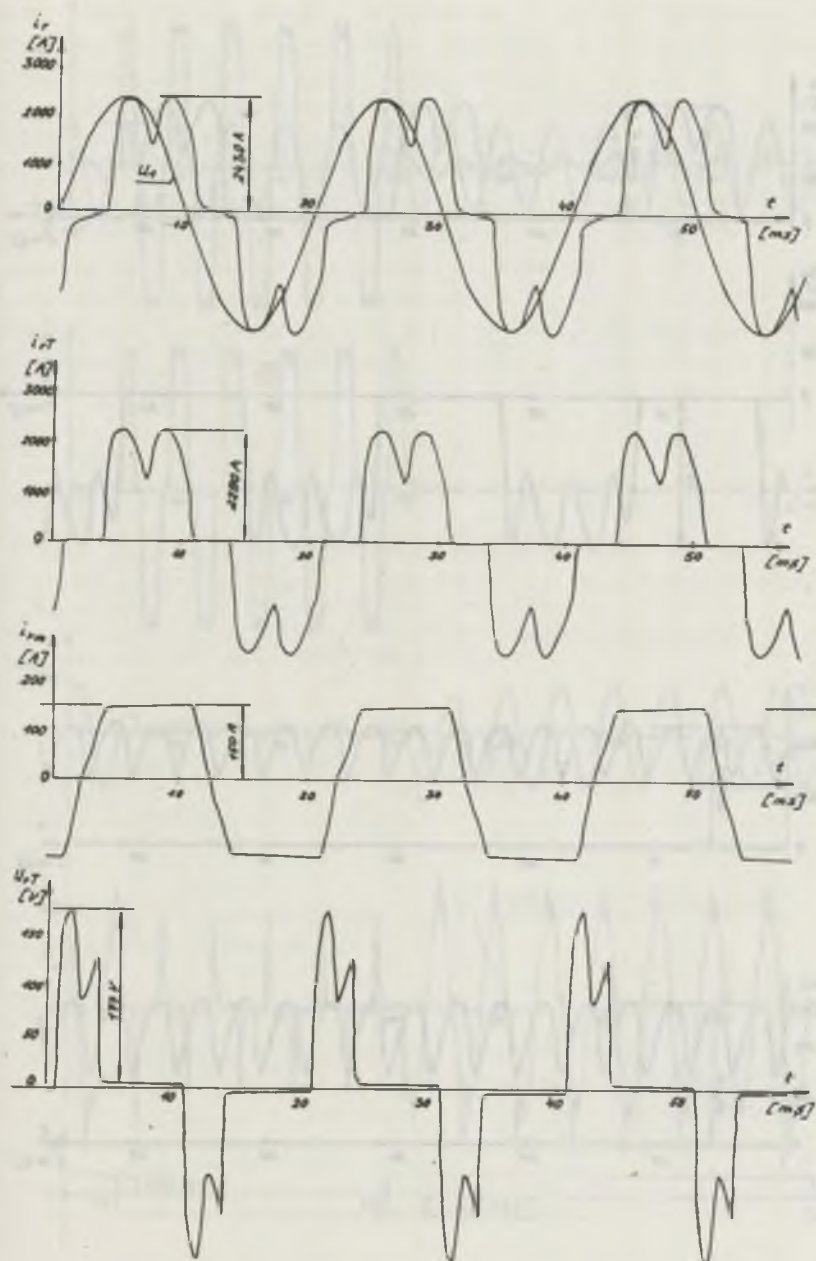
5. Pomiary w stanach nieustalonych

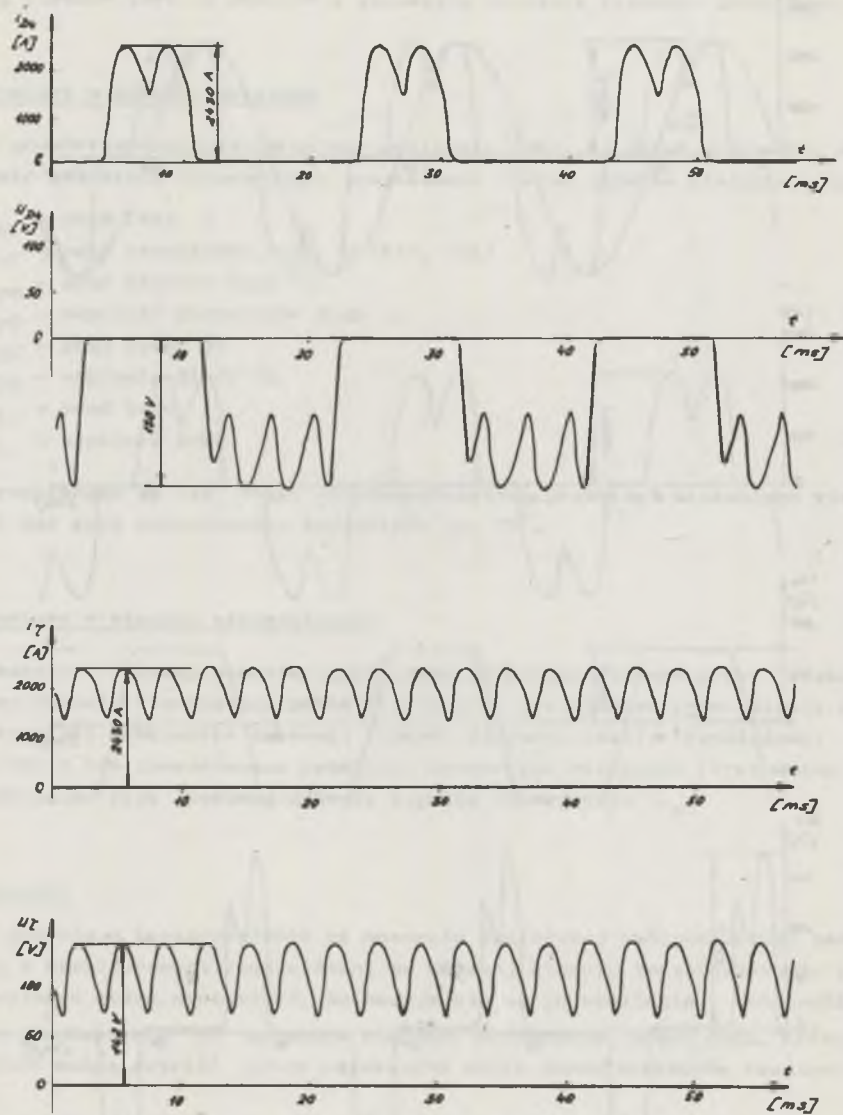
Badania w stanach nieustalonych można prowadzić zarówno przez skokową zmianę sygnału sterującego pracą tyrystorów, jak również przy zmianie charakterystyki odbiornika łukowego (zmiana długości łuku). Przykładowo, na rys. 12a i 12b zamieszczono przebiegi mierzonych wielkości (tych samych co w punkcie 4) przy skokowej zmianie sygnału sterującego u_s .

6. Wnioski

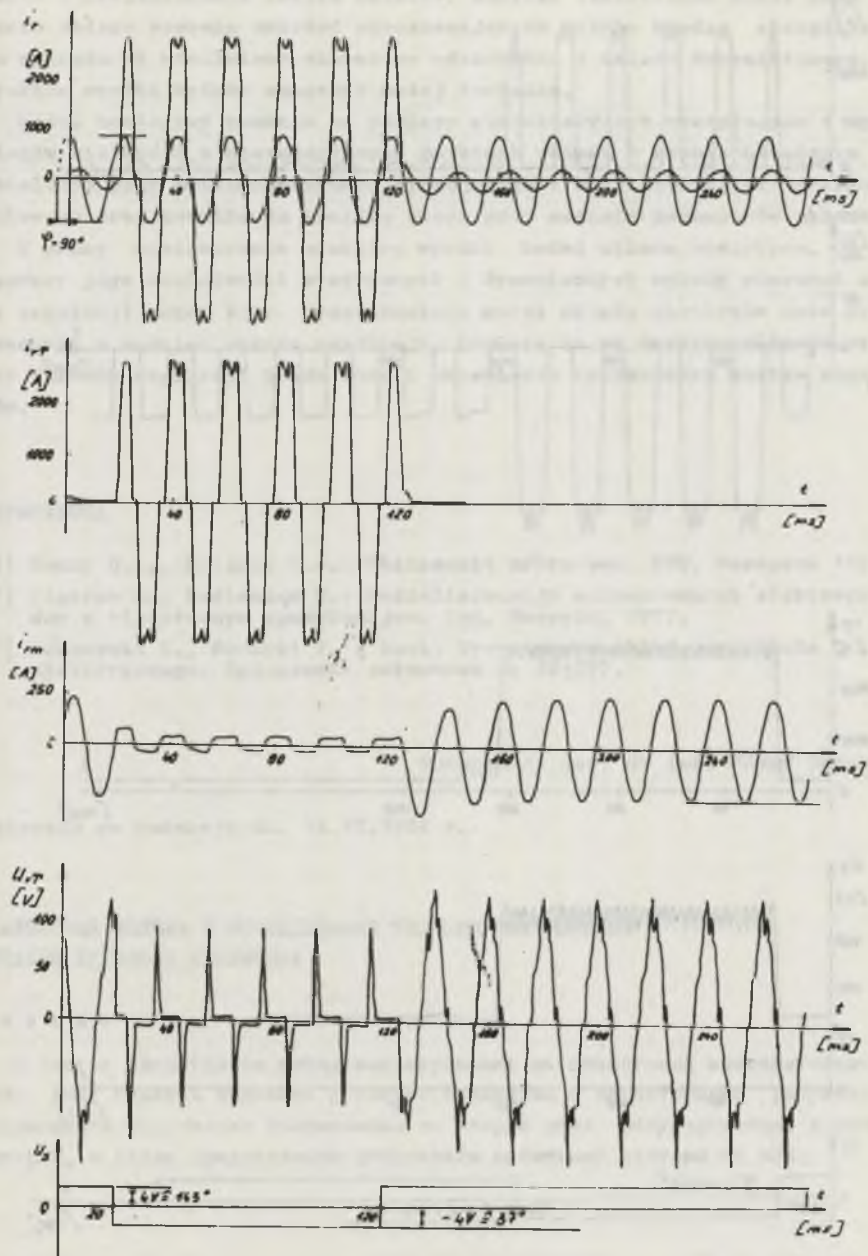
W oparciu o przeprowadzone na maszynie analogowej badania układu zasilania z tyrystorowymi regulatorami po wtórnej stronie transformatorów regulacyjnych można stwierdzić, że nadaje się on do zasilania odbiorników łukowych. Zapewnia on przepływ ciągłego minimalnego prądu łuku, którego wielkość można ustalić przez odpowiedni dobór transformatorów regulacyjnych.

Prąd łuku jest regulowany przez zmianę kąta wysterowania tyrystorów zgodnie z charakterystykami sterowania z rys. 10. Charakterystyki zewnętrzne układu otwartego (rys. 9) zapewniają poprawną współpracę z odbiornikiem łukowym; współpracę tę można jeszcze poprawić w układzie zamkniętym przez zastosowanie ujemnego prądowego sprzężenia zwrotnego.

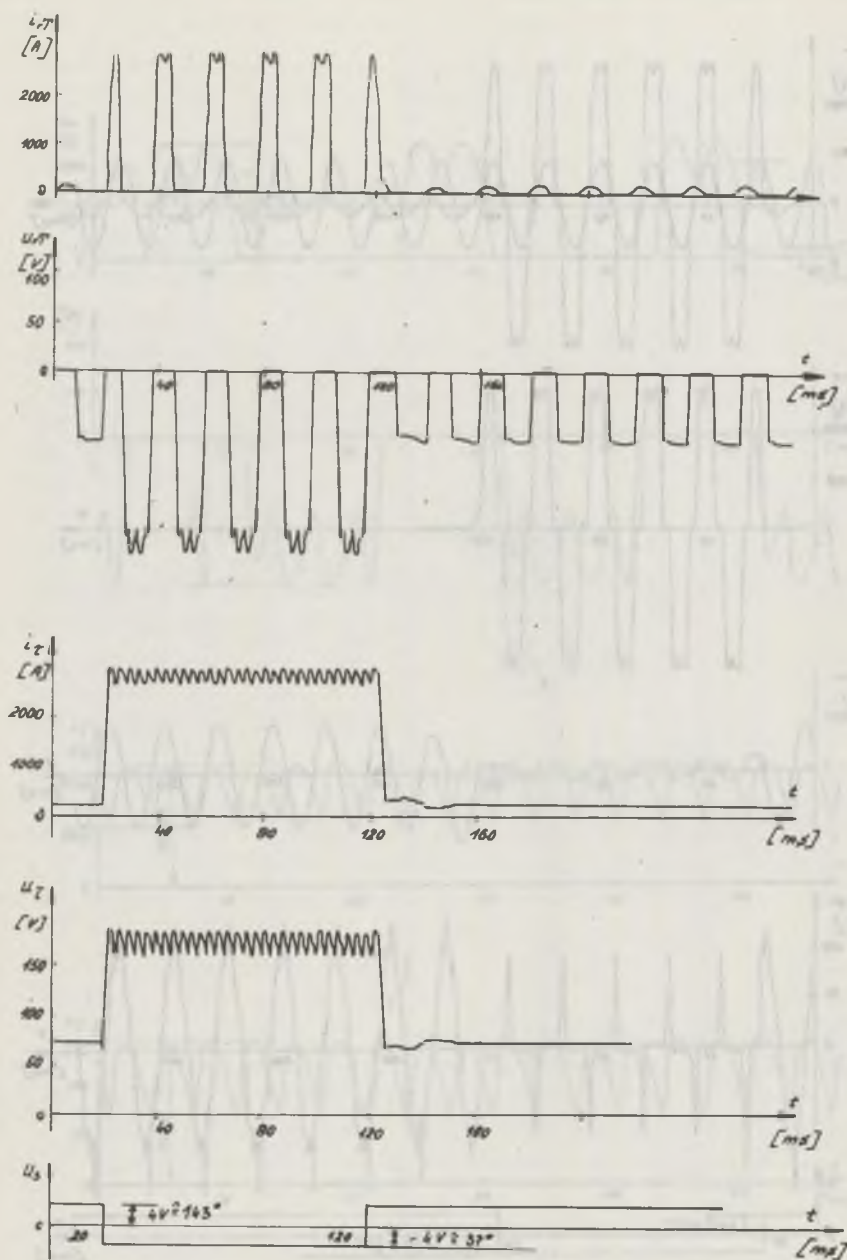
Rys. 11a. Przebiegi mierzonych wielkości dla $\alpha = 77^\circ$



Rys. 11b. Przebiegi mierzonych wielkości dla $\alpha = 77^\circ$



Rys. 12a. Przebiegi mierzonych wielkości przy skokowej zmianie sygnału sterującego



Rys. 12b. Przebiegi mierzonych wielkości przy skokowej zmianie sygnału sterującego

Zastosowanie metody modelowania analogowego jest bardzo przydatne do badania i projektowania takich układów. Analiza teoretyczna nawet przy przyjęciu całego szeregu założeń upraszczających byłaby bardzo skomplikowana ze względu na nieliniowy charakter odbiornika i układu tyrystorowego, a uzyskane wyniki byłyby znacznie mniej dokładne.

Model analogowy pozwala na pomiary charakterystyk statycznych i przebiegów wielkości w poszczególnych punktach układu w stanie ustalonym i niestalonym przy zmianach sygnału sterującego i charakterystyki odbiornika łukowego oraz pozwala na analizę pracy przy zmianie parametrów układu.

W pracy zamieszczono niektóre wyniki badań układu otwartego. W celu poprawy jego właściwości statycznych i dynamicznych należy stosować układy regulacji prądu łuku. Przedstawiony model układu zasilania może współpracować z modelem układu regulacji. Pozwala to na analizę różnych struktur układów regulacji prądu łuku i określenie optymalnych nastaw regulatorów.

LITERATURA

- [1] Bekoy G.A., Karplus W.J.: Obciążenia hybrydowe. WNT, Warszawa 1976.
- [2] Pietrow Ł., Ładniezow W.: Modelowanie asynchronnych elektroprzewodów z tyrystornym upravlaniem. Izd. Energia, 1977.
- [3] Kuczewski Z., Rodacki T. i inni: Tyrystorowy układ zasilania łuku elektrycznego. Zgłoszenie patentowe nr 225777.

Recenzent: doc. dr inż. Józef Daniewicz

Wpłynęło do redakcji dn. 15.VI.1982 r.

АНАЛОГОВАЯ МОДЕЛЬ И ИССЛЕДОВАНИЕ ТИРИСТОРНОЙ СИСТЕМЫ ПИТАНИЯ ДУГОВОГО ПРИЕМНИКА

Резюме

В статье представлен метод моделирования на аналоговой вычислительной машине АВМ системы питания дугового приемника с тиристорными регуляторами переменного напряжения включенными во вторую цепь регулировочных трансформаторов, а также представлены результаты испытаний системы на АВМ.

THE ANALOG MODEL AND EXAMINATIONS OF THE THYRISTOR SUPPLYING SYSTEM OF THE ELECTRIC ARC

Summary

The method of the simulation on analog computer of the supplying system of the electric arc, with thyristor transducer of alternating voltage in secondary winding of the control transformer is presented in the article. The results of the examinations on analog computer are given.

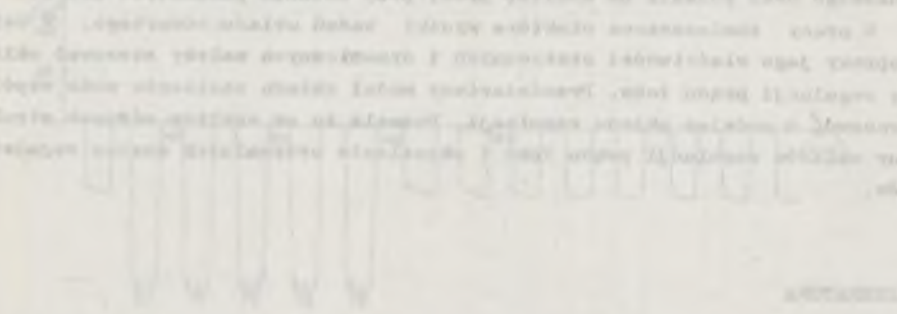


Fig. 1. Waveforms of the thyristor transducer output voltage (a), thyristor current (b), arc current (c), thyristor current (d), and thyristor current (e) during the simulation.



Fig. 2. Waveform of the thyristor current during the simulation.



Fig. 3. Waveform of the thyristor current during the simulation.

Edward PIECHA, Tadeusz RODACKI

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

TYRYSTOROWO-MAGNETYCZNY UKŁAD ZASILANIA URZĄDZEŃ ŁUKOWYCH

Streszczenie. W artykule opisano budowę, uproszczoną zasadę działania regulatora tyrystorowo-magnetycznego oraz ważniejsze wyniki badań laboratoryjnych w otwartym i zamkniętym układzie regulacji.

1. Wstęp

Palniki łukowe są to nowoczesne przetworniki energii elektrycznej na ciepło. Znajdują one szerokie zastosowanie w wysokotemperaturowych procesach elektrotorniających, a szczególnie w chemii plazmy i w metalurgii. Grzejnictwo łukowe stworzyło jednak szereg problemów technicznych. Jednym z nich jest zagadnienie odpowiednich układów zasilania urządzeń łukowych. Zasilacze przewidziane do zasilania palników powinny:

- 1) zachować ciągłość przepływu prądu łuku w całym zakresie regulacji;
- 2) umożliwić płynne nastawienie prądu roboczego łuku w zakresie $(0,1 - 1) I_{rN}$;
- 3) zapewnić zdolność do pracy w układzie automatycznego zamkniętego układu regulacji prądu łuku;
- 4) zapewnić uzyskanie dużej dokładności automatycznej regulacji prądu łuku ($\leq 1\%$) oraz graniczenie przetężenia prądowego w stanach przejściowych do 10% wartości ustalonej;
- 5) umożliwić uzyskanie uniwersalnego zasilania palnika napięciem stałym lub przemiennym;
- 6) osiągać sprawność zasilacza 80%.

Powyższe wymagania może spełnić układ zasilania zbudowany w oparciu o regulatory tyrystorowo-magnetyczne [1].

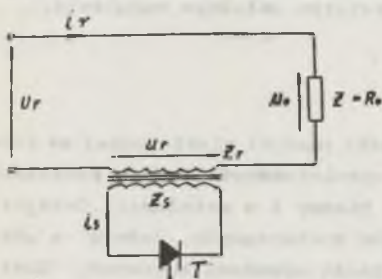
2. Zasada działania regulatora tyrystorowo-magnetycznego

Regulator tyrystorowo-magnetyczny (rys. 1,2) składa się z transformatora jednofazowego i tyrystora. W obwodzie pierwotnym, dalej nazywanym roboczym, w szereg z uzwojeniem roboczym z_r włączone jest obciążenie z_o .

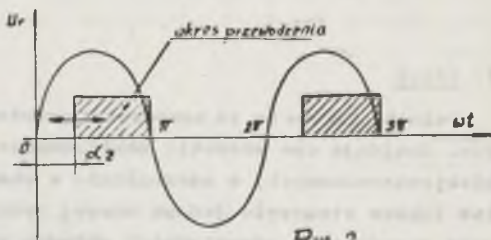
Natomiast w uzwojeniu wtórnym dalej nazwanym sterującym o liczbie zwojów z_s jest włączony tyrystor μT .

gdzie:

- $u_r = U_m \sin \omega t$ - napięcie zasilające,
- i_r - prąd obwodu roboczego,
- i_s - prąd obwodu sterującego,
- z_r - liczba zwojów uzwojenia roboczego,
- z_s - liczba zwojów uzwojenia sterującego,
- Z_0 - obciążenie (palnik łukowy),
- T - tyrystor.



Rys. 1. Schemat regulatora tyrystorowo-magnetycznego



Rys. 2. Diagram sterowania regulatora tyrystorowo-magnetycznego

Aby wyjaśnić zasadę działania regulatora, przyjęto następujące założenia upraszczające:

- charakterystyka rdzenia regulatora jest idealna,
- indukcyjności rozproszenia i rezystancje uzwojenia roboczego i sterującego są pomijalnie małe,
- rezystancja tyrystorów w stanie przewodzenia jest równa zero,
- rezystancja tyrystora w stanie zaporowym jest równa nieskończoności,
- obciążenie ma charakter rezystancyjny $Z_0 = R_0$.

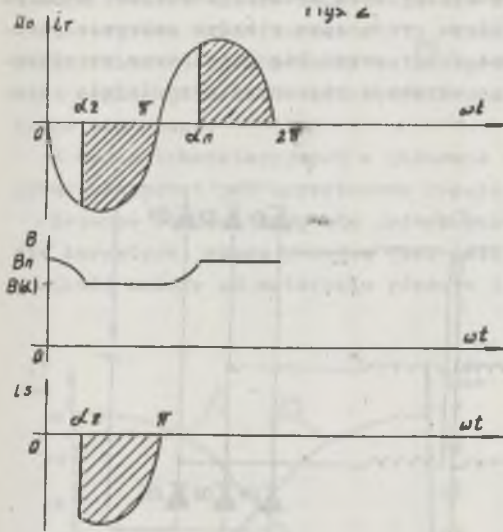
Okres pracy regulatora (rys. 3) podzielono na dwa półokresy:

- a) półokres sterowania, w którym poziom indukcji magnetycznej w rdzeniu jest ustalony przez włączenie tyrystora impulsem bramkowym, prąd płynie w uzwojeniu roboczym i sterującym;
- b) półokres nasycenia, w którym rdzeń jest przemagnesowany od indukcji $B(\alpha)$ do indukcji nasycenia B_D .

Od chwili nasycenia się rdzenia prąd płynie tylko w uzwojeniu roboczym. Przy zasilaniu napięciem krytycznym $U_{rm} = \omega z_r S B_D$ (S - przekrój rdzenia) w początku półokresu sterowania dla $t = 0$ indukcja w rdzeniu będzie

równa B_n , a zatem w przedziale $0 \leq \omega t \leq \alpha_z$ będzie się ona zmieniać od wartości B_n , według zależności:

$$B = B_n + \frac{U_{rm}}{\omega_z r S} \int_0^{\alpha} (-\sin \omega t) d(\omega t) = B_n \cos \alpha \quad (1)$$



W chwili wyzwolenia tyristora dla $\omega t = \alpha_z$ do końca półokresu sterowania w układzie płynie prąd, którego wartość jest ograniczona rezystancją obciążenia.

Indukcja w rdzeniu w tym czasie ma wartość stałą:

$$B(\alpha) = B_n \cos \alpha_z$$

W czasie półokresu nasycenia w przedziale $\pi \leq \omega t \leq \alpha_n$ indukja w rdzeniu opisana jest zależnością:

Rys. 3. Przebieg prądu roboczego, napięcia na obciążeniu, indukji i prądu sterującego

$$B = B(\alpha) + \frac{U_{rm}}{\omega_z r S} \int_0^{\alpha} \sin t \omega d(\omega t) = B(\alpha) + B_n (1 - \cos \alpha) \quad (2)$$

gdzie:
 α - bieżący kąt liczony od początku półokresu nasycenia,

stąd:

$$B = B_n (1 - \cos \alpha + \cos \alpha_z) \quad (3)$$

Z zależności (3) wyznaczamy wartość kąta α_n , przy którym rdzeń nasyci się:

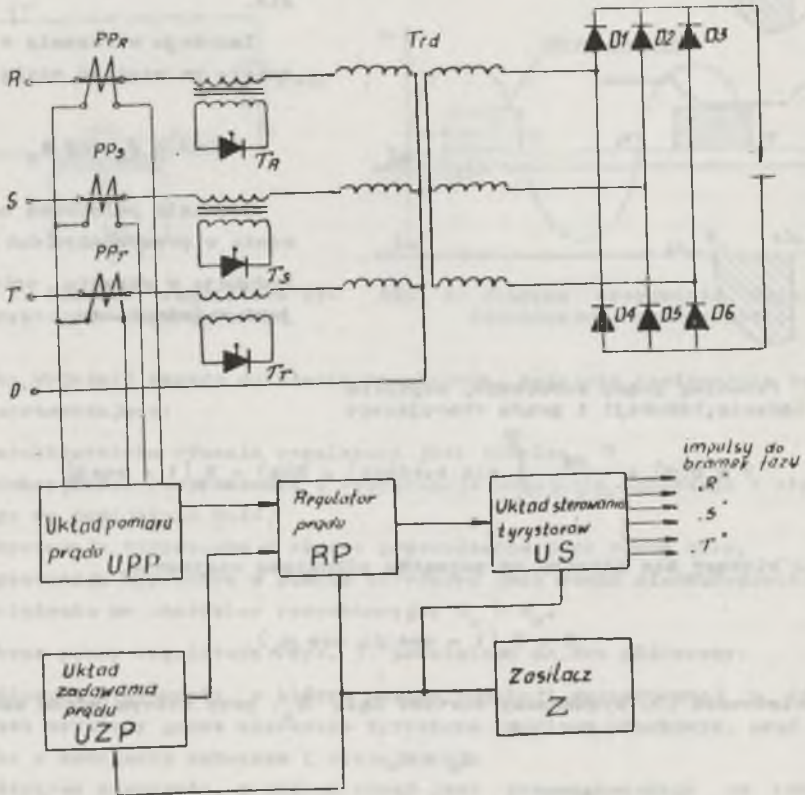
$$\alpha_n = \alpha_z$$

Z chwilą nasycenia się rdzenia do końca półokresu nasycenia indukja pozostaje stała i równa B_n , a w obwodzie roboczym płynie prąd ograniczony tylko rezystancją obciążenia. Dokładna analiza teoretyczna charakterystyk regulatora tyristorowo-magnetycznego przy uwzględnieniu rzeczywistej charakterystyki magnesowania rdzenia i impedancji wzdłużnej w schemacie

zastępczym transformatora jest bardzo złożona. Próbę dokładnej analizy pracy takiego regulatora przedstawiono w pracy [2].

3. Nadania laboratoryjne

Uproszczona zasada działania regulatora oraz przebiegi czasowe prądu roboczego wykazują, że ciągłość przepływu prądu łuku w całym zakresie regulacji można uzyskać przez odpowiedni dobór prądu biegu jałowego regulatora. Dłinną regulację prądu roboczego uzyskuje się przez odpowiednie sterowanie bramką tyrystora T.



Rys. 4. Schemat ideowy układu zasilania łuku prądu stałego

T_{rd} - transformator dopasowujący napięcie wtórne do potrzeb odbiornika,
 PP_R, S, T - przekładniki prądowe w fazach R, S, T

W regulatorze można zastosować układy sprzężeń zwrotnych, np.: prądowe, napięciowe. Stosując prostownik diodowy lub nie, można na wyjściu uzyskać napięcie wyprostowane lub przemienne. W laboratorium zbudowano model trójfazowego zasilacza tyristorowo-magnetycznego o mocy 20 kW (rys. 4). Zasilacz trójfazowy składa się z trzech regulatorów jednofazowych, których uzwojenia robocze są połączone w szereg z uzwojeniami pierwotnymi trójfazowego transformatora dopasowującego T_{rd} .

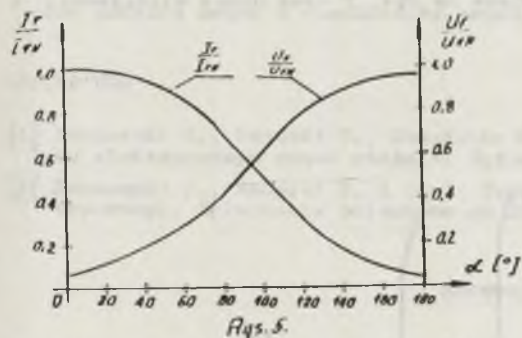
Na wejściu transformatora T_{rd} zastosowano prostownik diodowy. Układ laboratoryjny pozwala na przeprowadzenie pomiarów w otwartym układzie regulacji oraz w zamkniętym z zastosowaniem ujemnego sprzężenia zwrotnego prądowego.

Z badań laboratoryjnych w układzie otwartym wynika, że zasilacz ma podobne własności jak tyristorowy regulator napięcia przemienne.

Istotne różnice dają się jednak zauważyć przy dużych kątach wysterowania tyristora, czego powodem jest istnienie prądu biegu jałowego, którego wielkość zależy od materiału rdzenia i sposobu wykonania transformatora.

W regulatorze tyristorowo-magnetycznym występuje też spadek napięcia na indukcyjnościach rozproszenia i rezystancji uzwojenia roboczego i sterującego.

Przykładowo, na rys. 5 zamieszczone charakterystyki sterowania regulatora tyristorowo-magnetycznego dla obciążenia R i RL, a na rys. 6 jego charakterystyki zewnętrzne.



Rys. 5.

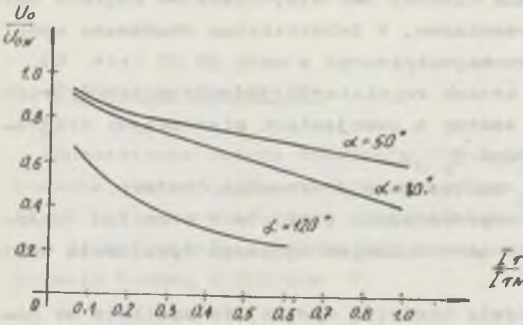
Rys. 5. Charakterystyki sterowania $\frac{I_r}{I_{rN}} = f(\alpha_z)$ oraz $\frac{U_r}{U_{rN}} = f(\alpha_z)$ dla obciążenia R i RL

U_{rN} - znamionowe napięcie na uzwojeniu roboczym, I_{rN} - znamionowy prąd w uzwojeniu roboczym

Aby zapewnić stabilne jarzenie się łuku elektrycznego przy zmianach prądu w szerokim zakresie dla odbiorników łukowych o różnych charakterystykach prądowo-napięciowych, źródło zasilania musi mieć charakterystykę zewnętrzną bardzo mięką, najlepiej przybliżoną do idealnego źródła prądowego.

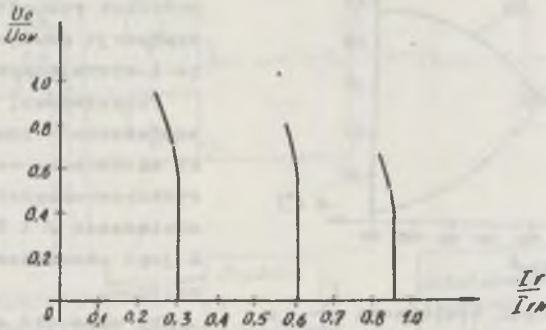
W opisanym układzie osiągnięto ten efekt w układzie zamkniętym z zastosowaniem ujemnego sprzężenia prądowego.

Układy regulacji prądu łuku zasilaczy trójfazowych mogą być budowane z jednym regulatorem prądu typu P I lub z trzema regulatorami typu P I od-



Rys. 6. Charakterystyki zewnętrzne $U_0 = f(I_r)$ dla $\alpha_x = \text{const}$ przy obciążeniu R i RL

Odpowiedni dobór nastaw regulatora prądu typu PI pozwolił uzyskać charakterystyki zewnętrzne przedstawione na rys. 7 oraz dobre właściwości w stanach przejściowych.



Rys. 7. Charakterystyki zewnętrzne $U_0 = f(I_r)$ dla zamkniętego układu regulacji

4. Wnioski

W oparciu o badania i pomiary można sformułować następujące wnioski i uwagi:

- A. Tyristorowo-magnetyczny regulator napięcia można wykorzystać w układach zasilaczy zarówno łuku prądu stałego, jak i łuku prądu przemiennego.

dzielnymi dla każdej fazy. Jak wykazany badania, przy zasilaniu łuku prądu stałego lepsze wyniki daje zastosowanie jednego regulatora prądu, natomiast przy zasilaniu łuku prądu przemiennego zastosowanie trzech oddzielnych dla każdej fazy regulatorów prądu pozwala uzyskać bardziej równomierne obciążenie poszczególnych faz.

Pomiar prądu realizowano za pomocą przekładników prądowych i filtra RC.

- B. Zamknięte tyrystorowo-magnetyczne układy zasilania i regulacji łuku prądu stałego wykazują bardzo dobre własności statyczne i dynamiczne, jak np.: charakterystyka zewnętrzna źródła w szerokim zakresie zbliżona jest do charakterystyki idealnego źródła prądu; bardzo dobra stabilizacja prądu łuku; szeroki zakres regulacji prądu, dobra dynamika w stanach przejściowych.
- C. Układy zasilania i regulacji łuku prądu stałego powinny być budowane jako układy z jednym regulatorem prądu. W porównaniu do układów z trzema regulatorami prądu uzyskuje się w nich bardziej stabilną pracę łuku w szerokim zakresie regulacji oraz łatwiej jest dobrać optymalną nastawę regulatora prądu.
- D. Tyrystorowo-magnetyczny układ zasilania i regulacji łuku prądu przemiennego stwarza cały szereg dodatkowych trudności. Chcąc uzyskać dobre własności statyczne i dynamiczne należy zwrócić uwagę na prawidłowy dobór elementów układu w celu zapewnienia odpowiednio wysokiego napięcia jałowego biegu oraz na optymalny dobór parametrów filtra układów pomiaru prądu i regulatorów prądu.

LITERATURA

- [1] Kuczewski Z., Rodacki T., Gierlotka K., Piecha E.: Układ zasilania łuku elektrycznego prądu stałego. Zgłoszenie patentowe nr P.222135.
- [2] Kuczewski Z., Rodacki T. i inni: Tyrystorowy układ zasilania łuku elektrycznego. Zgłoszenie patentowe nr 225777.

Recenzent: doc. dr inż. Józef Dancewicz

Wpłynęło do redakcji dn. 15.VI.1982 r.

ТИРИСТОРНО-МАГНИТНАЯ СИСТЕМА ПИТАНИЯ ДУГОВЫХ УСТРОЙСТВ

Р е з ю м е

В статье описана конструкция, упрощенный принцип действия тиристорно-магнитного регулятора, а также важнейшие результаты лабораторных исследований для разомкнутой и замкнутой системы регулирования.

THYRISTOR - MAGNETIC FEED SYSTEM FOR ELECTRIC ARC CIRCUITS

S u m m a r y

The construction and a simplified principle of operation of thyristor-magnetic feed system are described in the paper. Some important experimental test data of the system with automatic control are presented.

Andrzej WOLSKI

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

MOŻLIWOŚCI AUTOMATYZACJI GOSPODARKI ENERGIĄ ELEKTRYCZNĄ
W SIECI ELEKTROENERGETYCZNEJ KOPALNÍ WĘGLA KAMIENNEGO

Streszczenie. W artykule przedstawiono techniczne możliwości realizacji kompleksowej kompensacji mocy biernej w sieci elektroenergetycznej kopalni. Podano warunki, które należy wziąć pod uwagę przy analizie obciążenia sieci kopalnianej oraz sposób opracowania algorytmu sterowania układami kompensacyjnymi. W zakończeniu podano przykładowy schemat blokowy układu sterowania.

1. Wstęp

Zapotrzebowanie na moc bierną odbiorców przemysłowych jest większe niż mogą pokryć, w racjonalny sposób, generatory elektrowni zawodowych. W związku z tym zachodzi potrzeba kompensacji mocy biernej, która polega na jej wytwarzaniu bezpośrednio w miejscu zapotrzebowania. Moc bierna obciąża elementy sieci, ogranicza przepustowość urządzeń energetycznych, wywołuje spadki napięć i powoduje występowanie strat mocy czynnej. Straty mocy są sumą dwóch składników:

- strat mocy czynnej wywołanej przepływem mocy czynnej:

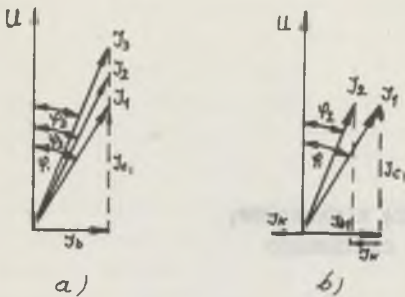
$$\Delta P_o = \frac{P^2}{U^2} R$$

- strat mocy czynnej wywołanej przepływem mocy biernej:

$$\Delta P_q = \frac{Q^2}{U^2} R$$

Właśnie ten drugi składnik jest głównym przedmiotem gospodarki mocą bierną i energią bierną. W dawniejszej literaturze z zakresu gospodarki mocą bierną mówiono o poprawie współczynnika mocy, a nie o gospodarce mocą bierną.

Z punktu widzenia energetycznego poprawa współczynnika mocy może nie mieć nic wspólnego z gospodarką mocą bierną. Jak widać z rys. 1a, współczynnik mocy powiększy się przy wzroście obciążenia mocą czynną, przy niezmienionej mocy biernej. Poprawę współczynnika mocy można osiągnąć przez



Rys. 1. Zależność współczynnika mocy i obciążenia a) i mocy biernej pojemnościowej b)

Pobór mocy czynnej, potrzebnej do wytworzenia jednostki mocy biernej, nazywamy jednostkowym zużyciem mocy urządzeń kompensacyjnych i oznaczamy k_k . Kompensacja mocy biernej jest energetycznie uzasadniona tylko wtedy, kiedy w jej wyniku ogólne straty mocy czynnej zmniejszą. Zainstalowanie urządzenia kompensacyjnego o mocy ΔQ_k powoduje pobór z sieci dodatkowej mocy czynnej $\Delta P_k = \Delta Q_k k_k$, a jednocześnie obniżenie strat mocy czynnej z powodu zmniejszenia poboru z sieci mocy biernej o $\Delta Q_k k_o$. Kompensacja jest celowa, gdy:

$$\Delta Q_k k_o > \Delta Q_k k_k$$

czyli gdy:

$$k_o - k_k > 0$$

2. Koszty kompensacji

Czy kompensacja będzie ekonomicznie uzasadniona, zależy w dużym stopniu od rodzaju urządzeń kompensacyjnych. Jednostkowe zużycie mocy czynnej k_k w urządzeniach kompensacyjnych zmienia się w znacznych granicach, a nie zawsze jest możliwe zastosowanie urządzenia najekonomiczniejszego, czyli o najmniejszym k_k . Poniżej opisano trzy najczęściej stosowane urządzenia kompensacyjne.

Kompensacja elektromaszynowa przy użyciu kompensatorów wirujących lub przy wykorzystaniu niedociążonych silników synchronicznych. Maszyny synchroniczne do tego celu powinny posiadać tyrystorowe wzbudnice zapewniające współczynnik forsowania prądu wzbudzenia rzędu $(4 - 8)I_N$, co zapewnia czas reakcji układu $0,2 - 0,5$ s. Pozwala to na wykorzystanie ich do kom-

zwiększenie poboru mocy biernej (rys. 1b), czyli przez zastosowanie urządzeń kompensujących.

Zmiana wartości przesyłanej mocy biernej prowadzi do zmiany wartości strat mocy czynnej ΔP_q . W osiu liczbowego ujęcia tych zmian wprowadzono wielkość:

$$k_o = \frac{d(\Delta P_q)}{dQ} = \frac{2Q}{U^2} R$$

zwaną energetycznym równoważnikiem mocy biernej.

Z drugiej strony wytwarzanie mocy biernej odbywa się zawsze kosztem mocy czynnej.

compensacji nadążnej lub w układach kompensacji sterowanej automatycznie. Straty mocy czynnej wynoszą 1 - 1,2% przy biegu jałowym i 2 - 5% przy obciążeniu, czyli $k_k = (0,02 - 0,05) \frac{\text{kW}}{\text{kvar}}$.

Silniki synchroniczne wytwarzają moc bierną pojemnościową, którą wysyłają bezpośrednio do sieci 6 kV, natomiast sterowanie mocą odbywa się po stronie niskiego napięcia. Ten sposób wytwarzania mocy biernej jest szczególnie korzystny w sieciach kopalnianych, w których wiele wentylatorów, sprzężarek lub przetwornic jest napędzanych silnikami synchronicznymi.

Baterie kondensatorów stosowane do kompensacji są sekwencyjnie łączone z siecią łącznikami tyrystorowymi. Bateria jest zwykle łączona w trójkąt, a łączniki znajdują się w każdej gałęzi trójkąta, dzięki czemu przy obciążeniu niesymetrycznym można prowadzić niezależną kompensację w każdej fazie. Straty mocy czynnej wynoszą 0,13% przy biegu jałowym i około 0,8 - 1,2% przy obciążeniu. Wtedy można przyjąć, że współczynnik $k_k = 0,0012 \frac{\text{kW}}{\text{kvar}}$. Układy takie budowane są na napięciu 6kV lub na napięciu niższe, wówczas bateria jest łączona przez dodatkowy transformator.

Układy kompensacji pośredniej, w której bateria kondensatorów jest włączona na stałe, a chwilowo zbędna moc bierną zużywa się w równoległe włączonych odbiornikach. Odbiornikiem jest przeważnie dławik, którego prąd jest regulowany przez układ tyrystorowy. Sprawność układów kompensacji pośredniej przy pełnym obciążeniu jest duża, równa sprawności baterii kondensatorów, a straty mocy czynnej wynoszą około 1,0%, natomiast przy biegu jałowym sprawność jest niższa, a straty kompensacji wynoszą od 1,0 - 1,8%. Współczynnik k_k będzie się więc zmieniał od $(0,01 - 0,018) \frac{\text{kW}}{\text{kvar}}$.

3. Analiza obciążenia sieci elektroenergetycznej kopalni

Pomiar energii czynnej i biernej pobieranej z sieci energetyki odbywa się przy użyciu aparatury kontrolno-pomiarowej zainstalowanej zwykle w rozdzielni głównej po stronie 6 kV. Energia czynna mierzona jest w układzie sumującym za pomocą liczników energii czynnej, zainstalowanych na odpływach z transformatorów 110/6 kV. Energia bierna indukcyjna i pojemnościowa mierzona jest oddzielnie za pomocą liczników energii biernej, zainstalowanych również na odpływach transformatorów. Rozliczenie energii czynnej i biernej odbywa się w okresach miesięcznych. Za energię czynną opłaty obliczane są wg wskazań licznika, a opłaty za energię bierną indukcyjną obliczane są oddzielnie dla każdej taryfy wg wzoru:

$$C_t = (A_{qt} - A_{ot} \text{tg} \varphi_{kt}) K$$

gdzie:

C_t - wartość dopłaty za energię bierną indukcyjną pobraną w określonej taryfie,

- A_{qt} - sumaryczna energia bierna pobrana przez kopalnię,
 A_{ot} - sumaryczna energia czynna dla określonej taryfy,
 K - cena jednej kvar h.

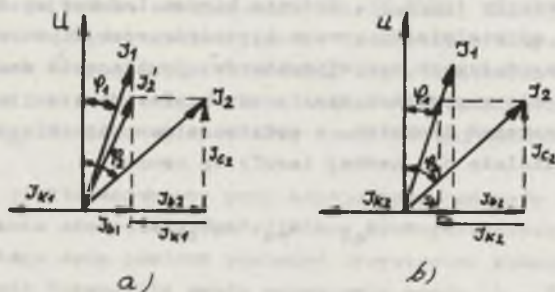
Tangens kąta mocy został określony dla kopalni przez ZEOPd i przykładowo wynosi:

- strefa dzienna 0,48
 strefa szczytowa 0,60
 strefa nocna 0,60

W przypadku gdy $A_{qt} > A_{ot} \operatorname{tg} \varphi_{kt}$, kopalnia ponosi dodatkowe opłaty.

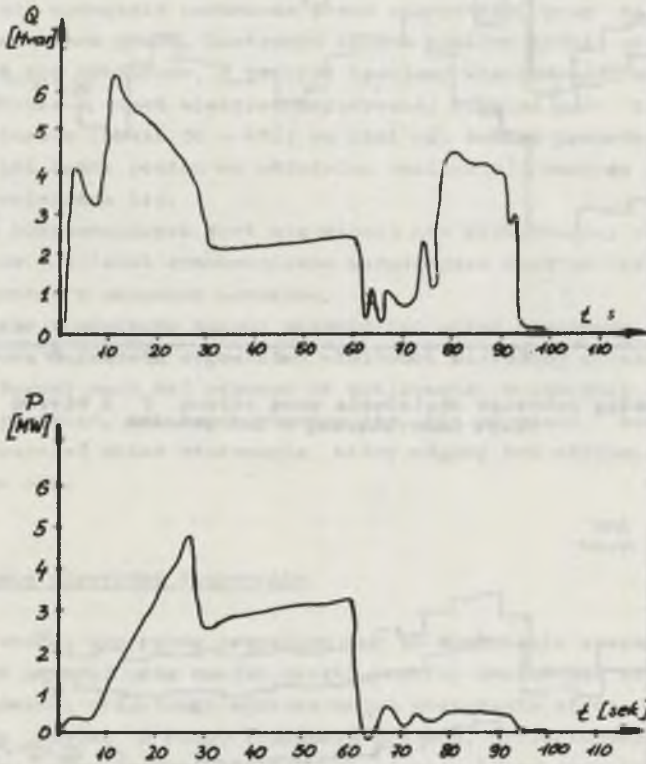
Opłaty za energię bierną pojemnościową obliczane są oddzielnie na podstawie wskazań jednotaryfowych liczników zainstalowanych na odpywach z transformatorów.

Jak z powyższych rozważań wynika, podstawą właściwej gospodarki mocą bierną jest utrzymanie poboru mocy biernej na takim poziomie, aby zależność $A_{qt} = A_{ot} \operatorname{tg} \varphi_{kt}$ była spełniona dla każdej strefy obciążenia. Wymaga to nie tylko kontroli zapotrzebowania na moc bierną i w przypadku wzrostu wytwarzania jej w urządzeniach kompensacyjnych w takiej ilości, by pobór mocy biernej z sieci się nie zmienił, lecz także kontroli kąta mocy i takiej regulacji wytwarzaniem mocy biernej, by kąt ten był równy zadanemu. Można to prześledzić na rys. 2a. Przy zmianie prądu obciążenia z wartości I_1 na I_2 kąt mocy zwiększa się z wartości φ_1 do wartości φ_2 . Kompensując tylko różnicę składowych indukcyjnych prądów $I_k = I_{2b} - I_{1b}$, przy nowej wartości składowej czynnej prądu I_{2o} , kąt mocy osiągnie wartość $\varphi_3 > \varphi_1$. Chcąc osiągnąć niezmienny kąt mocy φ_1 , składowa pojemnościowa prądu I_{2k} musi być większa (rys. 2b). Wynikają stąd wnioski dla automatycznego układu gospodarki energią elektryczną. Regulację należy prowadzić wg dwu parametrów: mocy biernej i kąta mocy. Obwód regulacji mocy biernej wstępnie kompensuje zwiększone zapotrzebowanie, a obwód regulacji kąta mocy dokładnie dostraja układ do zadanych wartości kąta.



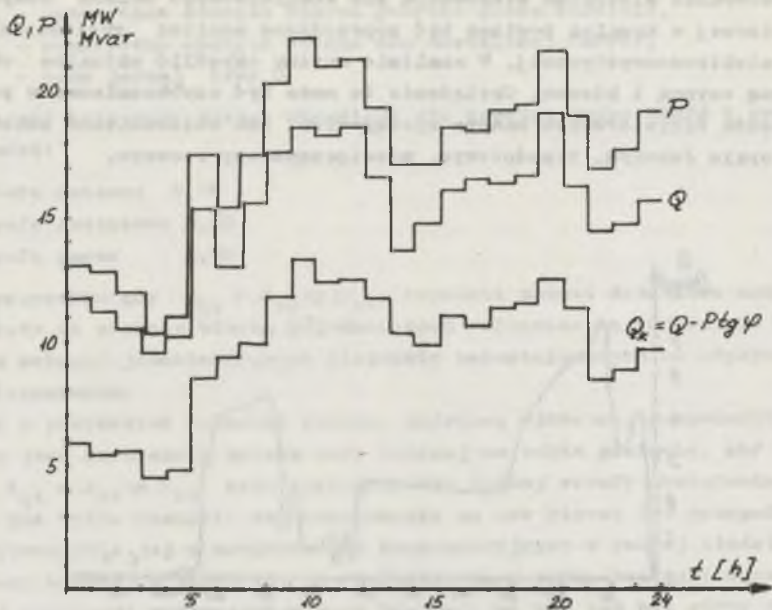
Rys. 2. Zmiana kąta mocy przy kompensacji w funkcji mocy biernej (a) oraz przy kompensacji w funkcji współczynnika mocy (b)

Opracowanie algorytmu sterowania dla kompleksowego układu kompensacji mocy biernej w kopalni powinno być poprzedzone analizą obciążenia całej sieci elektroenergetycznej. W analizie musimy określić aktualne obciążenie mocą czynną i bierną. Obciążenie to może być szybkozmiennie w przypadku napędów tyrystorowych maszyn wyciągowych, lub wolnozmiennie zmieniające się w cyklu dobowym, tygodniowym, miesięcznym czy rocznym.

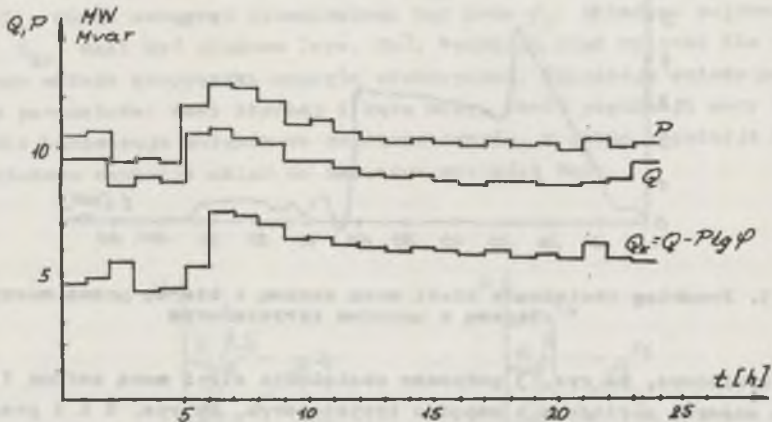


Rys. 3. Przebieg obciążenia sieci mocą czynną i bierną przez maszynę wyciągową z napędem tyrystorowym

Przykładowo, na rys. 3 pokazano obciążenie sieci mocą czynną i bierną przez maszynę wyciągową z napędem tyrystorowym. Na rys. 4 i 5 przedstawiono dobowe obciążenie rozdzielni głównej mocą czynną i bierną oraz deficyt mocy biernej w dni robocze i niedziele. Musimy również brać pod uwagę przewidywane obciążenie w przyszłości w przypadku rozbudowy sieci kopalnianej, budowy nowych poziomów, instalowania nowych maszyn wyciągowych itp. Znajdą aktualne i przewidywane obciążenie sieci należy określić, w których miejscach sieć jest niedokompensowana, a w których przekompensowana, skre-



Rys. 4. Przebieg dobowego obciążenia mocą czynną P i bierną Q oraz deficyt mocy biernej w dni robocze



Rys. 5. Przebieg dobowego obciążenia mocą czynną P i bierną Q oraz deficyt mocy biernej w niedzielę

ścić miejsca, w których powinny być zainstalowane nowe urządzenia kompensujące, biorąc pod uwagę, że moc bierna powinna być wytwarzana możliwie blisko jej odbiornika. Należy przeanalizować możliwość wykorzystania do

kompensacji istniejących niedociążonych silników synchronicznych, lub - o ile to jest możliwe ze względów ekonomicznych - zmianę ich na jednostki większe, które mogłyby pracować również jako kompensatory. Przewidując instalację nowych urządzeń kompensacyjnych powinniśmy wybierać te, które wytwarzają moc bierną najtaniej, czyli o najmniejszym współczynniku k_k . Mając dokładnie określone zapotrzebowanie na energię, zlokalizowane miejsce zainstalowania nowych urządzeń kompensacyjnych i określoną rezerwę mocy, w urządzeniach istniejących, trzeba wstępnie przeliczyć, czy jesteśmy w stanie spełnić wymagania narzucone przez energetykę, przy najniekorzystniejszych warunkach pracy. Następnym etapem analizy będzie ustalenie punktów w sieci lub odbiorców, w których będziemy kontrolowali moc bierną i kąt mocy. Zwykle z sieci elektroenergetycznej kopalni jest kilkadziesiąt ważnych odbiorców (około 30 - 40); są nimi np. zakład przerobowy, dół kopalni (na ogół każdy poziom ma oddzielne zasilanie), maszyny wyciągowe, sprężarki powietrzne itp.

Urządzenie kompensujących jest nie więcej niż kilkanaście. Są to baterie kondensatorów i silniki synchroniczne napędzające wentylatory, pompy wody czy przetwornice w napędach Leonarda.

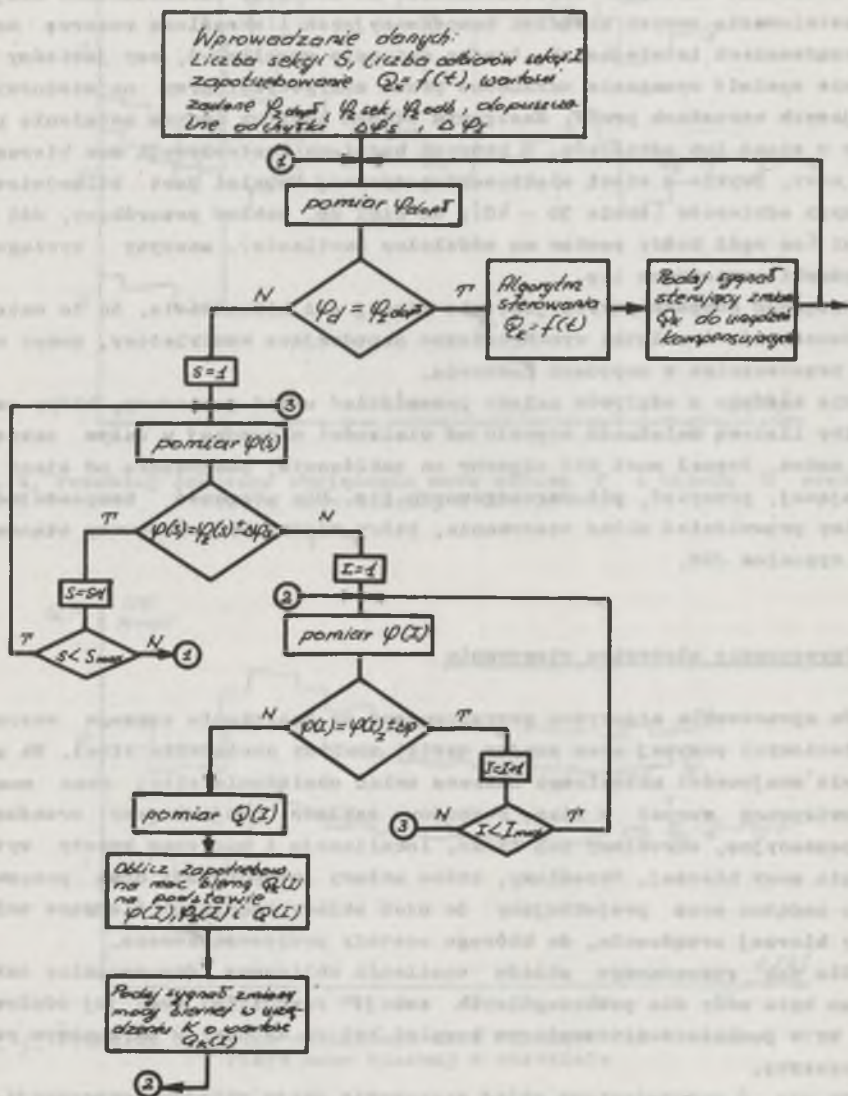
Dla każdego z odplywów należy przewidzieć układ pomiarowy, który zapewniłby liniową zależność sygnału od wielkości mierzonej w całym zakresie ich zmian. Sygnał musi być odporny na zakłócenia, pochodzące od sieci zasilającej, przepięć, pól magnetycznych itp. Dla urządzeń kompensujących musimy przewidzieć układ sterowania, który mógłby być sterowany standardowym sygnałem JSS.

4. Opracowanie algorytmu sterowania

Do opracowania algorytmu przystępujemy po spełnieniu szeregu warunków wymienionych powyżej oraz znając wyniki analizy obciążenia sieci. Na podstawie znajomości aktualnego zakresu zmian obciążenia sieci oraz znając przewidywany wzrost w miarę rozbudowy zakładu, projektujemy urządzenia kompensacyjne, określamy ich ilość, lokalizację i moc oraz koszty wytwarzania mocy biernej. Określamy, które układy kompensacji będą pracowały jako nadążne oraz projektujemy do nich układy regulacji śledzące zmiany mocy biernej urządzenia, do którego zostały przyporządkowane.

Dla tak rozeszanego układu zasilania obliczamy dopuszczalny zakres zmian kąta mocy dla poszczególnych sekcji rozdzielni oraz jej odplywów, tak by w punkcie rozliczeniowym kopalni był on zgodny z narzuconym przez energetykę.

Na rys. 6 przedstawiono układ sterowania całym układem kompensacji. Będzie on kontrolował wartość kąta mocy w punkcie zasilania i o ile jest on zgodny z narzuconym, będzie sterował urządzeniami kompensacyjnymi we-



Rys. 6. Schemat blokowy układu sterowania układem kompensacji o S sekcjach i I odbiorach w sekcji

dług zapotrzebowania dobowego na dany dzień. Zapotrzebowanie to będzie zmienne w zależności od dnia tygodnia, miesiąca i zaprogramowane w pamięci układu sterowania.

Zgodność kąta mocy w punkcie zasilania oznacza równocześnie, że kąt mocy w poszczególnych punktach sieci mieści się w narzuconych granicach. W przypadku gdy kąt mocy w punkcie zasilania różni się od zadanego, układ sprawdza kolejno kąt mocy w poszczególnych sekcjach rozdzielni. Natrafiając na sekcję, w której występuje nadmierna odchyłka od wartości zadanej, sprawdza zapotrzebowanie na moc bierną i kąt mocy w poszczególnych odpływach. Dla odpływu, w którym zmieniło się obciążenie, a tym samym kąt mocy, układ oblicza wymaganą wartość mocy biernej, jaką należy dostarczyć do tej sekcji układu, tak by kąt mocy sekcji mieścił się w zadanym przedziale. Równocześnie układ wysyła sygnał do urządzenia kompensującego (najbliższego od punktu zapotrzebowania wytwarzającego moc najtaniej) określający wielkość mocy, którą należy podać do sieci. Algorytm sterowania opisany powyżej można rozbudować tak, by spełniał inne funkcje związane z gospodarką mocą bierną. Do programu można wprowadzić obliczanie kosztów energii dla poszczególnych oddziałów, sygnalizację w przypadku przeciążenia któregoś odpływu, lub wprowadzić algorytm zmian w zasilaniu poszczególnych odbiorców na wypadek awarii. Do realizacji powyższych funkcji przewidziano układ cyfrowy zbudowany w oparciu o mikroprocesor Intel 8080. Układ taki jest obecnie budowany i będzie wdrożony w jednej z kopalń węgla kamiennego.

5. Wniosek końcowy

Wzrost cen energii elektrycznej zmusza zakłady do poszukiwania rozwiązań mających na celu zmniejszenie opłat za energię elektryczną. Jednym z takich rozwiązań jest zmniejszenie opłat za dodatkową energię bierną pobraną lub oddaną do sieci, które przeciętnie w kopalniach węgla kamiennego wynoszą około kilkaset tysięcy złotych miesięcznie. Rozwiązanie gospodarki mocą bierną tak, by narzucony przez energetykę $\text{tg}\varphi$ był dotrzymywany, zamortyzuje się w ciągu kilku lat. Zastosowanie do tego celu układów cyfrowych LSI pozwala dokładnie realizować założony program kompensacji oraz zapewnia dużą niezawodność pracy systemu.

LITERATURA

- [1] Lawera E., Wołski A.: Automatyzacja kompensacji mocy biernej w układach elektroenergetycznych Kopalń Węgla Kamiennego. Materiał VI Międzynarodowej Konferencji Automatyzacji Górnictwa 1980.
- [2] Lawera E., Mikrut M., Kapuścik J.: Potrzeby i możliwości automatyzacji układów elektroenergetycznych Kopalń Węgla Kamiennego. Materiały VI Międzynarodowej Konferencji Automatyzacji Górnictwa 1980.

- [3] Wołski A.: Możliwości oszczędności energii elektrycznej przez właściwy dobór i unowocześnienie napędu elektrycznego kopalnianych maszyn wyciągowych. *Gospodarka Paliwami i Energią* nr 6, 1979.

Recenzent: doc. dr inż. Michał Tall

Wpłynęło do redakcji dn. 15.VI.1982 r.

ВОЗМОЖНОСТЬ АВТОМАТИЗАЦИИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ХОЗЯЙСТВА
ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СЕТИ НА КАМЕННОУГОЛЬНЫХ ШАХТАХ

Р е з ю м е

В статье изложены технические возможности реализации комплексной компенсации реактивной мощности шахтной электроэнергетической сети. Даны условия которые нужно учесть при анализе нагрузки шахтной сети и метод определения алгоритма управления компенсационными системами. В конце статьи приводится также пример блок-схемы системы управления.

POSSIBILITIES OF THE AUTOMATIZATION OF THE ELECTRICAL POWER
ECONOMY IN THE COAL - MINE ELECTRICAL NETWORK

S u m m a r y

Technical possibilities of the realization of the complex reactive power compensation in the coal-mine electrical network are presented. Conditions for an analysis of the coal-mine network load, and a method of working out an algorithm for the control of the compensation system are given. The example of an block-diagram of the control system is also given.

Jacek T. TOPORKIEWICZ

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

ANALIZA NAPIĘCIA PRZEMIENNEGO
STEROWANEGO IMPULSOWO-SYMETRYCZNIE

Streszczenie. W pracy omówiono ideę impulsowo-symetrycznego sterowania napięciem przemiennego. Przeprowadzono analizę przebiegu napięcia wyjściowego impulsowego układu sterowania oraz ocenę jego odkształcenia.

Sterowanie impulsowe symetryczne napięcia przemiennego polega na cyklicznym załączaniu sinusoidalnego napięcia zasilającego u_1 o postaci:

$$u_1(t) = U_{\max} \sin(\omega_1 t) \quad (1)$$

gdzie:

$$t \in \mathbb{R}, U_{\max} \in \mathbb{R}_+ \setminus \{0\}, \omega_1 = \frac{2\pi}{T_1}, T_1 \in \mathbb{R}_+ \setminus \{0\},$$

do obwodu wyjściowego za pomocą elementu łączeniowego (kluza) K synchronicznie względem chwil t_n ekstremalnych jego wartości, tzn.:

$$\left\{ t_n : u_1(t_n) = \sup_{t \in \mathbb{R}} |u_1(t)| \right\}, n \in \mathbb{N} \quad (2)$$

oraz zmianie czasu załączenia napięcia u_1 symetrycznie względem punktów $\{t_n\}$ [4,5].

Pracę idealnego elementu łączeniowego K napięcia zasilającego u_1 do obwodu wyjściowego opisuje funkcja impulsowania w postaci analitycznej:

$$K(t) = \begin{cases} 1 & \text{dla } t \in (t_n' - t_0, t_n' + t_0) \cup (t_n'' - t_0, t_n'' + t_0) \\ \frac{1}{2} & \text{dla } t \in \{t_n' \pm t_0, t_n'' \pm t_0\} \\ 0 & \text{dla } t \in (nT_1, t_n' - t_0) \cup (t_n' + t_0, t_n'' - t_0) \cup (t_n'' + t_0, (n+1)T_1) \end{cases} \quad (3)$$

gdzie:

$$t_n' = \frac{(4n+1)}{4} T_1, \quad t_n'' = \frac{4n+3}{4} T_1, \quad t_0 \in \left[0, \frac{T_1}{4}\right], \quad n \in \mathbb{N}.$$

Chwilową wartość napięcia wyjściowego u_2 impulsowego układu sterowania określa zależność:

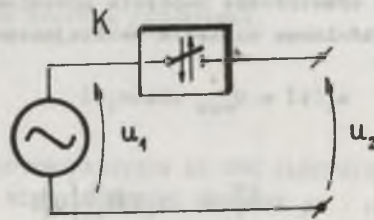
dla $t \in R_+$

$$u_2(t) = (K \cdot u_1)(t), \quad (4)$$

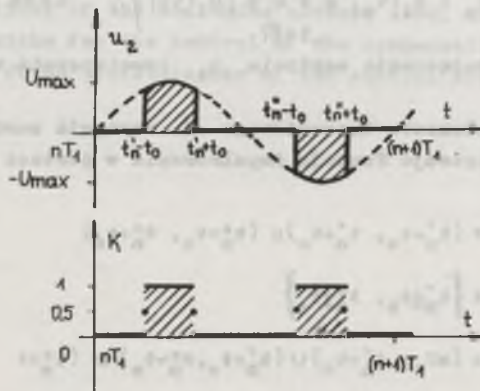
która po uwzględnianiu (1) i (3) daje (rys. 1):

$$u_2(t) = \begin{cases} U_{\max} \sin(\omega_1 t) & \text{dla } t \in (t_n' - t_0, t_n' + t_0) \cup (t_n'' - t_0, t_n'' + t_0) \\ \frac{U_{\max}}{2} \sin(\omega_1 t) & \text{dla } t \in \{t_n' \pm t_0, t_n'' \pm t_0\} \\ 0 & \text{dla } t \in (nT_1, t_n' - t_0) \cup (t_n' + t_0, t_n'' - t_0) \cup \\ & \cup (t_n'' + t_0, (n+1)T_1) \end{cases} \quad (5)$$

a)



b)



Rys. 1. Impulsowo-symetryczne sterowanie napięcia przemiennego
 a - schemat ideowy układu sterowania, b - przebiegi czasowe: funkcji impulsowania K i napięcia wyjściowego u_2 układu sterowania

Przebieg napięcia wyjściowego u_2 jest więc funkcją okresową o okresie równym okresowi napięcia zasilającego T_1 . Wartość średnia napięcia wyjściowego jest równa zeru ($U_{2sr} = 0$) w całym zakresie sterowania, a jego wartość skuteczna U_2 ma postać:

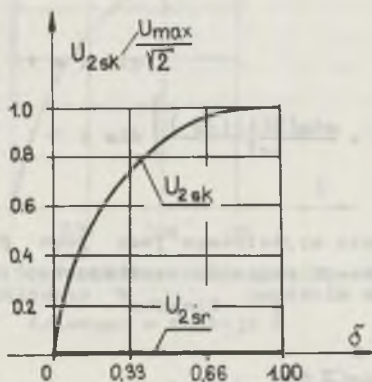
$$U_2 \stackrel{\text{def}}{=} \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_{nT_1}^{(n+1)T_1} u_2^2(t) dt} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{4t_0}{T_1} + \frac{\sin(\frac{4\pi}{T_1} t_0)}{\pi}} \quad (6)$$

Przyjmując jako zmienną sterowania względny czas załączenia δ napięcia zasilania do obwodu wyjściowego:

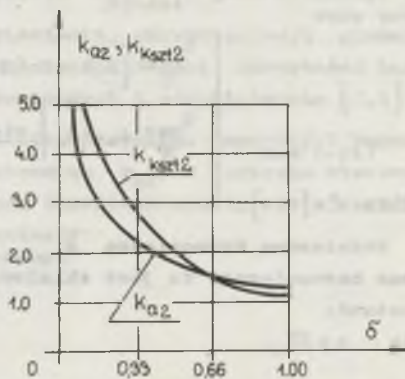
$$\delta \stackrel{\text{def}}{=} \frac{4t_0}{T_1}, \quad \delta \in [0, 1] \quad (7)$$

otrzymuje się:

$$U_2 = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi}} \quad (8)$$



Rys. 2. Przebiegi wartości: średniej U_{2sr} i skutecznej U_{2sk} napięcia wyjściowego w funkcji δ



Rys. 3. Przebiegi współczynników: amplitudy k_{a2} i kształtu k_{ksz2} napięcia wyjściowego w funkcji δ

Zmieniając względny czas załączenia δ napięcia zasilającego do obwodu wyjściowego w przedziale $[0, 1]$ steruje się wartością skuteczną U_2 napięcia wyjściowego w zakresie $[0, \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}}]$, przy czym jest ona nieliniową funkcją δ o postaci (8) (rys. 2).

Współczynnik amplitudy k_a napięcia wyjściowego u_2 impulsowego układu sterowania ma postać (rys. 3):

$$k_{a2} \stackrel{\text{df}}{=} \frac{U_{\max}}{U_2} = \sqrt{\frac{2}{\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi}}}, \quad (9)$$

a jego współczynnik kształtu $k_{\text{ksz}t2}$ określa relacja (rys. 3):

$$k_{\text{ksz}t2} \stackrel{\text{df}}{=} \frac{U_2}{U_{2\text{d}r}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{\sqrt{\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi}}}{\sin\left(\frac{\pi}{2}\delta\right)}, \quad (10)$$

gdzie: $\delta \in (0, 1]$.

Przebieg czasowy napięcia wyjściowego u_2 jako funkcja okresowa, przedziałami monotoniczna, przedziałami klasy $\mathcal{C}^{(1)}$ oraz spełniająca w punktach nieciągłości założenia twierdzenia Dirichleta, jest rozwijalny w szeregu Fouriera:

dla $t \in \mathbb{R}_+$

$$u_2(t) = \sum_{i=1}^{\infty} U_{(2i-1)\max} \sin((2i-1)\omega_1 t) \quad (11)$$

przy czym

$$U_{(2i-1)\max} = \begin{cases} \frac{U_{\max}}{\pi} [\pi\delta + \sin(\pi\delta)] & \text{dla } i = 1 \\ \frac{U_{\max}}{\pi} (-1)^i \left[\frac{\sin(\pi i \delta)}{i} + \frac{\sin(\pi(i-1)\delta)}{i-1} \right] & \text{dla } i > 1 \end{cases} \quad (12)$$

gdzie: $\delta \in [0, 1]$.

Podstawową harmoniczną $u_{2\text{podst}}$ napięcia wyjściowego jest jego pierwsza harmoniczna, to jest składowa o pulsacji napięcia zasilającego ω_1 o postaci:

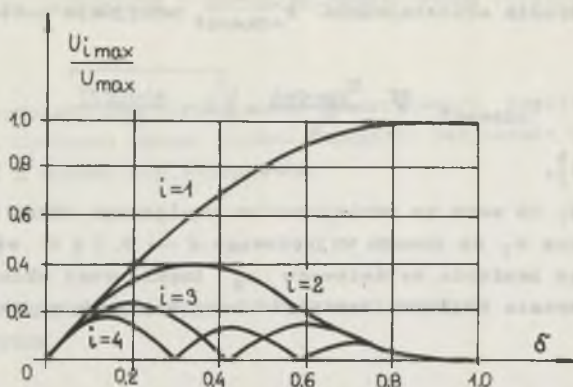
dla $t \in \mathbb{R}_+$

$$u_{2\text{podst}}(t) = U_{\max} \left(\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \right) \sin \omega_1 t \quad (13)$$

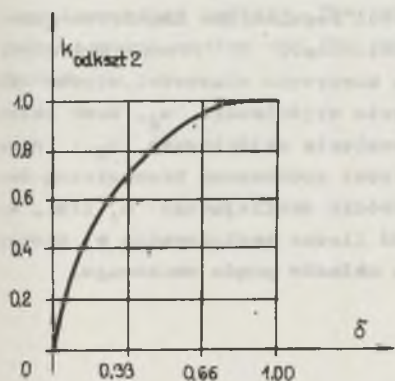
gdzie $\delta \in [0, 1]$.

Zmieniając względny czas załączenia δ napięcia zasilającego u_1 do obwodu wyjściowego w przedziale $[0, 1]$ steruje się amplitudą podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego w zakresie $[0, U_{\max}]$, przy czym jest ona nieliniową funkcją δ o postaci (13).

Jak wynika z otrzymanych relacji (12), widmo napięcia wyjściowego impulsowego układu sterowania zawiera wyłącznie wyższe harmoniczne nieparzyste, będące w fazie z napięciem źródła zasilającego (rys. 4).



Rys. 4. Widmo amplitudowe napięcia wyjściowego impulsowego układu sterowania



Rys. 5. Przebieg współczynnika odkształcenia k_{odksz2} napięcia wyjściowego w funkcji δ

Odkształcenie przebiegu napięcia wyjściowego u_2 względem przebiegu podstawowej harmonicznej napięcia u_{2podst} , jako wielkości odniesienia, charakteryzują globalnie współczynniki: zawartości harmonicznych i odkształcenia [1,2].

Współczynnik zawartości harmonicznych k_{h2} w napięciu sterowanym impulsowo-symetrycznie określa relacja:

$$k_{h2} \stackrel{df}{=} \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} U_{2imax}^2}{U_{2podst max}^2}} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} \left[\frac{\sin(\pi i \delta)}{i} + \frac{\sin(\pi (i-1) \delta)}{i-1} \right]^2}}{\pi \delta + \sin(\pi \delta)} \leq \frac{2}{3} \frac{\pi^2}{\pi \delta + \sin(\pi \delta)} \leq \frac{2}{3} \frac{\pi}{\delta}, \quad (14)$$

a jego współczynnik odkształcenia k_{odksz2} przyjmuje postać (rys. 5):

$$k_{\text{odksz2}} \stackrel{\text{df}}{=} \frac{U_{2\text{podst}}}{U_2} = \sqrt{\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi}} \quad (15)$$

gdzie $\delta \in (0, 1]$.

Wynika stąd, iż wraz ze zmniejszaniem względnego czasu załączenia δ napięcia zasilania u_1 do obwodu wyjściowego $\delta \rightarrow 0$, $\delta \neq 0$ wzrasta odkształcenie przebiegu napięcia wyjściowego u_2 impulsowego układu sterowania, a tym samym wzrasta względna zawartość harmonicznych w jego widmie (14), (15).

Uwagi końcowe

W pracy przedstawiono podstawowe własności regulacyjne impulsowo-symetrycznego sposobu sterowania napięcia przemiennego. Z przeprowadzonych rozważań wynika, iż ze względu na niektóre korzystne własności, między innymi: ciągłość sterowania parametrów napięcia wyjściowego u_2 , brak składowej stałej i subharmonicznych w widmie napięcia wyjściowego u_2 , niezmienniczość kąta przesunięcia fazowego między podstawową harmoniczną napięcia wyjściowego $u_{2\text{podst}}$ a napięciem źródła zasilającego u_1 itp., analizowany algorytm sterowania może znaleźć liczne zastosowania w systemach zasilania, przetwarzania i sterowania układów prądu zmiennego.

LITERATURA

- [1] Atabekow G.I.: Teoria liniowych obwodów elektrycznych. WNT, Warszawa 1967.
- [2] Cholewiński T.: Elektrotechnika teoretyczna. T. I, II, WNT, Warszawa 1971-72.
- [3] Kuratowski K.: Rachunek różniczkowy i całkowy. PWN, Warszawa 1973.
- [4] Revankar G.N., Trasi D.S.: Symmetrically Pulse Width Modulated AC Chopper. IEEE Trans. Ind. Electron. & Constr. Instr., Vol. 24 1977 No 1.
- [5] Toporkiewicz J.T.: Impulsowe układy sterowania napięcia stałego i przemiennego. Materiały konferencyjne: "Nowoczesne Elektryczne Układy Napędowe". OPT, Katowice 1978.

Recenzent: prof. dr inż. Mieczysław Wierzejski

Wpłynęło do redakcji dn. 11.V.1982 r.

АНАЛИЗ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ С ИМПУЛЬСНО-СИММЕТРИЧНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Резюме

В работе представлен способ импульсно-симметричного управления переменным напряжением. Проведен анализ режима выходного напряжения импульсной системы управления и оценки его деформации.

ANALYSIS OF THE ALTERNATING VOLTAGE SIGNAL WITH PULSE SYMMETRICAL CONTROL

Summary

The paper presents the algorithm of the pulse - symmetrical control of the alternating voltage. The analysis of the output voltage signal of the pulse control system and the estimation of wave-form deformation is performed.



Fig. 1. Schematic diagram of the pulse-symmetrical control system.

Jacek T. TOPORKIEWICZ

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

ANALIZA WŁASNOŚCI ODBIORNIKÓW: (R) i (RL) STEROWANYCH
IMPULSOWO-SYMETRYCZNIE

Streszczenie. W pracy przeanalizowano podstawowe własności energetyczne układów obciążenia: rezystancyjnego (R) i rezystancyjno-indukcyjnego (RL) w stanie ustalonym zasilanych napięciem sterowanym impulsowo-symetrycznie.

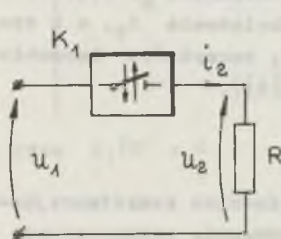
Przedmiotem rozważań będą liniowe odbiorniki: rezystancyjny (R) i rezystancyjno-indukcyjny (RL) zasilane napięciem wyjściowym u_2 impulsowego układu sterowania o postaci (rys. 1) [6]:

$$u_2(t) = \begin{cases} U_{\max} \sin(\omega_1 t) & \text{dla } t \in (t'_n - t_0, t'_n + t_0) \cup (t''_n - t_0, t''_n + t_0) \\ 0 & \text{dla } t \in (nT_1, t'_n - t_0) \cup (t'_n + t_0, t''_n - t_0) \cup \\ & \cup (t''_n + t_0, (n+1)T_1) \end{cases}$$

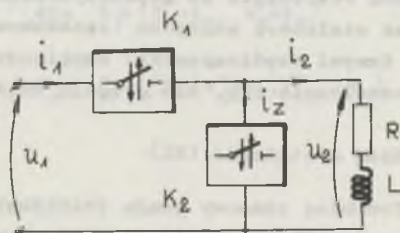
gdzie: $U_{\max} \in \mathbb{R}_+ \setminus \{0\}$, $\omega_1 = \frac{2\pi}{T_1}$, $T_1 \in \mathbb{R}_+ \setminus \{0\}$, (1)

$$t'_n = \frac{4n+1}{4} T_1, \quad t''_n = \frac{4n+3}{4} T_1, \quad t_0 \in \left[0, \frac{T_1}{4}\right], \quad n \in \mathbb{N} \cup \{0\}$$

a)



b)



Rys. 1. Schematy ideowe odbiorników:

(R) - (a) i (RL) - (b) sterowanych impulsowo-symetrycznie

Oznacza to, że odbiornik (R) jest cyklicznie załączany do źródła napięcia sinusoidalnego w czasie δ , $\delta \stackrel{\text{def}}{=} \frac{4t_0}{T_1}$, $\delta \in [0, 1]$ za pomocą elementu łączeniowego (klucza) K_1 , a odbiornik (RL) jest cyklicznie załączany do źródła napięcia sinusoidalnego w czasie δ za pomocą elementu łączeniowego K_1 oraz na przemian cyklicznie zwierany w czasie $(1-\delta)$ za pomocą elementu zwierającego K_2 , przy czym zachodzi:

dla $t \in \mathbb{R}_+$

$$(K_1 + K_2)(t) = 1 \quad (2)$$

Wszystkie elementy wykonawcze (K_1, K_2) impulsowego układu sterowania przyjęto w rozważaniach jako elementy idealne.

1. Prądy układów: (R) i (RL) sterowanych impulsowo-symetrycznie

- Układ obciążenia (R)

Prąd obciążenia i_2 odbiornika rezystancyjnego (R), będący jednocześnie prądem źródła zasilającego i_1 , tzn. $i_1 = i_2$, na podstawie (1) ma postać (rys. 2a):

$$i_2(t) = \begin{cases} I_{\max} \sin(\omega_1 t) & \text{dla } t \in (t'_n - t_0, t'_n + t_0) \cup (t''_n - t_0, t''_n + t_0) \\ 0 & \text{dla } t \in (nT_1, t'_n - t_0) \cup (t'_n + t_0, t''_n - t_0) \cup \\ & (t''_n + t_0, (n+1)T_1) \end{cases} \quad (3)$$

gdzie: $I_{\max} = \frac{U_{\max}}{R} \in \mathbb{R}_+ \setminus \{0\}$.

Tak więc wszystkie wielkości charakteryzujące przebieg prądu obciążenia i_2 , a wśród nich między innymi: wartość średnia, średnia bezwzględna, skuteczna, amplitudy poszczególnych harmonicznych widma itp. są proporcjonalne do odpowiadających im wielkości napięcia wyjściowego u_2 impulsowego układu sterowania ze współczynnikiem proporcjonalności $\frac{1}{R}$. Wszystkie natomiast wielkości względne (stosunkowe) prądu obciążenia i_2 , a w tym między innymi współczynniki: amplitudy, kształtu, zawartości harmonicznych, odkształcenia itp. nie ulegają zmianie (por. [6]).

- Układ obciążenia (RL)

Przebieg czasowy prądu obciążenia i_2 odbiornika rezystancyjno-indukcyjnego (RL) w stanie nieustalonym opisuje równanie rekurencyjne:

$$i_2(t) = \begin{cases} I_{\max} \sin(\omega_1 t - \varphi) + \left[i(t'_n - t_0) - I_{\max} \cos(\omega_1 t_0 + \varphi) \right] e^{-\frac{t - (t'_n - t_0)}{\tau}} & \text{dla } t \in (t'_n - t_0, t'_n + t_0] \\ i(t'_n + t_0) e^{-\frac{t - (t'_n + t_0)}{\tau}} & \text{dla } t \in (t'_n + t_0, t''_n - t_0] \\ I_{\max} \sin(\omega_1 t - \varphi) + \left[i(t''_n - t_0) + I_{\max} \cos(\omega_1 t_0 + \varphi) \right] e^{-\frac{t - (t''_n - t_0)}{\tau}} & \text{dla } t \in (t''_n - t_0, t''_n + t_0] \\ i(t''_n + t_0) e^{-\frac{t - (t''_n + t_0)}{\tau}} & \text{dla } t \in (t''_n + t_0, t'_{n+1} - t_0] \end{cases}$$

przy czym $i_2(0) = 0$ (4)

gdzie:

$$I_{\max} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{R^2 + (\omega_1 L)^2}}, \quad \tan \varphi = \frac{\omega_1 L}{R}, \quad \tau = \frac{L}{R}$$

Przebiegi czasowe prądów: źródła zasilającego i_1 i elementu zawierającego K_2 i_z w stanie niestabilnym mają odpowiednio postać:

$$i_1(t) = \begin{cases} I_{\max} \sin(\omega_1 t - \varphi) + \left[i(t'_n - t_0) - I_{\max} \cos(\omega_1 t_0 + \varphi) \right] e^{-\frac{t - (t'_n - t_0)}{\tau}} & \text{dla } t \in (t'_n - t_0, t'_n + t_0) \\ I_{\max} \sin(\omega_1 t - \varphi) + \left[i(t''_n - t_0) + I_{\max} \cos(\omega_1 t_0 + \varphi) \right] e^{-\frac{t - (t''_n - t_0)}{\tau}} & \text{dla } t \in (t''_n - t_0, t''_n + t_0) \\ 0 & \text{dla } t \in (t'_n + t_0, t''_n - t_0) \cup (t''_n + t_0, t'_{n+1} - t_0) \end{cases} \quad (5)$$

przy czym $i_1(0) = 0$,

$$i_z(t) = \begin{cases} 0 & \text{dla } t \in (t'_n - t_0, t'_n + t_0) \cup (t''_n - t_0, t''_n + t_0) \\ i(t'_n + t_0) e^{-\frac{t - (t'_n + t_0)}{\tau}} & \text{dla } t \in (t'_n + t_0, t''_n - t_0) \\ i(t''_n + t_0) e^{-\frac{t - (t''_n + t_0)}{\tau}} & \text{dla } t \in (t''_n + t_0, t'_{n+1} - t_0) \end{cases}$$

przy czym $i_z(0) = 0$.

(6)

Na mocy twierdzeń o wartości granicy zbieżnych ciągów rekurencyjnych oraz okresowości i antysymetrii funkcji prądu obciążenia i_2 w stanie ustalonym dla odbiornika (RL) sterowanego impulsowo, zachodzi:

$$i_{2ust}(t'_k - t_0) = -i_{2ust}(t''_k - t_0) = i_{2ust}(t'_{k+1} - t_0) \quad (7)$$

gdzie $k \in \mathbb{N} \cup \{0\}$.

Na podstawie (4), uwzględniając (7), otrzymuje się:

$$i_{2ust}(t'_k - t_0) = I_{\max} \frac{\cos(\omega_1 t_0 + \varphi) - e^{-\frac{2t_0}{\tau}} \cos(\omega_1 t_0 - \varphi)}{1 + e^{-\frac{T_1}{2\tau}}} \quad (8)$$

gdzie $k \in \mathbb{N} \cup \{0\}$.

Przyjmując w relacji (4) $n \rightarrow \infty$ oraz wstawiając (8) otrzymuje się przebieg czasowy prądu obciążenia odbiornika (RL) sterowanego impulsowo-symetrycznie w stanie ustalonym (rys. 2b):

$$i_{2ust}(t) = \begin{cases} I_{\max} \sin(\omega_1 t - \varphi) + \left[i_{2ust}\left(\frac{T_1}{4} - t_0\right) - I_{\max} \cos(\omega_1 t_0 + \varphi) \right] e^{-\frac{t - (\frac{T_1}{4} - t_0)}{\tau}} & \text{dla } t \in \left(\frac{T_1}{4} - t_0, \frac{T_1}{4} + t_0\right] \\ i_{2ust}\left(\frac{T_1}{4} + t_0\right) e^{-\frac{t - (\frac{T_1}{4} + t_0)}{\tau}} & \text{dla } t \in \left(\frac{T_1}{4} + t_0, \frac{3}{4} T_1 - t_0\right] \\ -i_{2ust}\left(\frac{T_1}{4} - t_0, \frac{T_1}{4} + t_0\right] & \text{dla } t \in \left(\frac{3}{4} T_1 - t_0, \frac{3}{4} T_1 + t_0\right] \\ -i_{2ust}\left(\frac{T_1}{4} + t_0, \frac{3}{4} T_1 - t_0\right] & \text{dla } t \in \left(\frac{3}{4} T_1 + t_0, \frac{5}{4} T_1 - t_0\right] \end{cases} \quad (9)$$

Przebiegi czasowe prądów: źródła zasilającego i_{1ust} oraz elementu zwierającego K_2 i_{2ust} w stanie ustalonym mają odpowiednio postać:

$$i_{1ust}(t) = \begin{cases} I_{max} \sin(\omega_1 t - \varphi) + \left[i_{2ust} \left(\frac{T_1}{4} - t_0 \right) - I_{max} \cos(\omega_1 t_0 + \varphi) \right] \cdot \\ \cdot e^{-\frac{t - \left(\frac{T_1}{4} - t_0 \right)}{\tau}} & \text{dla } t \in \left(\frac{T_1}{4} - t_0, \frac{T_1}{4} + t_0 \right) \\ - i_{1ust} \left(\frac{T_1}{4} - t_0, \frac{T_1}{4} + t_0 \right) & \text{dla } t \in \left(\frac{3}{4} T_1 - t_0, \frac{3}{4} T_1 + t_0 \right) \\ 0 & \text{dla } t \in \left(\frac{T_1}{4} + t_0, \frac{3}{4} T_1 - t_0 \right) \cup \left(\frac{3}{4} T_1 + t_0, \frac{5}{4} T_1 - t_0 \right) \\ 0 & \text{dla } t \in \left(\frac{T_1}{4} - t_0, \frac{T_1}{4} + t_0 \right) \cup \left(\frac{3}{4} T_1 - t_0, \frac{3}{4} T_1 + t_0 \right) \end{cases} \quad (10)$$

$$i_{2ust}(t) = \begin{cases} i_{2ust} \left(\frac{T_1}{4} + t_0 \right) e^{-\frac{t - \left(\frac{T_1}{4} + t_0 \right)}{\tau}} & \text{dla } t \in \left(\frac{T_1}{4} + t_0, \frac{3}{4} T_1 - t_0 \right) \\ -i_{2ust} \left(\frac{T_1}{4} + t_0, \frac{3}{4} T_1 - t_0 \right) & \text{dla } t \in \left(\frac{3}{4} T_1 + t_0, \frac{5}{4} T_1 - t_0 \right) \end{cases} \quad (11)$$

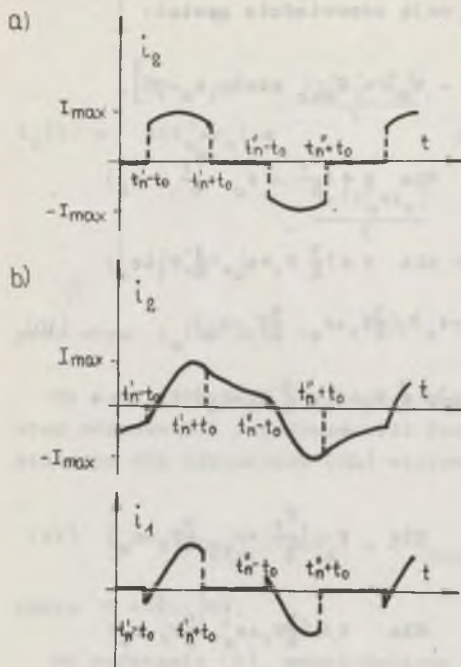
Wartości średnie prądów układu, w całym zakresie sterowania, są równe zeru ($I_{1sr} = 0$, $I_{2sr} = 0$, $I_{zsr} = 0$) a ich wartości skuteczne wynoszą (rysunek 3):

$$I_2 = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \left[\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \cos(2\varphi) + A(\delta) + B(\delta) e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}} + C(\delta) \left(1 - e^{-\frac{\delta T_1}{\tau}} \right) + \right. \\ \left. + D(\delta) \left(1 - e^{-\frac{(1-\delta)T_1}{\tau}} \right) \right] \frac{1}{2}, \quad (12)$$

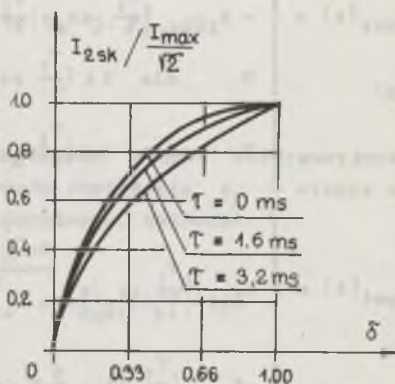
$$I_1 = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \left[\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \cos(2\varphi) + A(\delta) + B(\delta) e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}} + C(\delta) \left(1 - e^{-\frac{\delta T_1}{\tau}} \right) \right] \frac{1}{2}, \quad (27)$$

$$I_z = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \sqrt{D(\delta) \left(1 - e^{-\frac{(1-\delta)T_1}{\tau}} \right)} \quad (13)$$

gdzie $\delta \in [0, 1]$, przy czym



Rys. 2. Przebiegi czasowe prądów układów: (R) - (a) i (RL) - (b) sterowanych impulsowo-symetrycznie



Rys. 3. Przebiegi wartości skutecznej prądu obciążenia I_{2sk} w funkcji δ układów: (R) i (RL) sterowanych impulsowo

$$A(\delta) = \frac{4 \frac{\tau}{T_1} (1 - e^{-\frac{T_1}{2\tau}})}{1 + (2\pi \frac{\tau}{T_1})^2} \left[\frac{i_{2ust} \left(\frac{T_1}{4} (1 - \delta) \right)}{I_{max}} - \cos\left(\frac{\pi}{2} \delta + \varphi\right) \right] \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} \delta + \varphi\right) + 2\pi \frac{\tau}{T_1} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \delta + \varphi\right) \right],$$

$$B(\delta) = \frac{4 \frac{\tau}{T_1} (e^{-\frac{T_1}{2\tau}} - 1)}{1 + (2\pi \frac{\tau}{T_1})^2} \left[\frac{i_{2ust} \left(\frac{T_1}{4} (1 - \delta) \right)}{I_{max}} - \cos\left(\frac{\pi}{2} \delta + \varphi\right) \right] \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} \delta - \varphi\right) - 2\pi \frac{\tau}{T_1} \sin\left(\frac{\pi}{2} \delta - \varphi\right) \right],$$

$$c(\delta) = \frac{T_1}{T_1} (1 - e^{-\frac{T_1}{\tau}}) \left[\frac{i_{2ust} \left(\frac{T_1}{4} (1 - \delta) \right)}{I_{max}} - \cos\left(\frac{\pi}{2} \delta + \varphi\right) \right]^2$$

$$D(\delta) = \frac{T_1}{T_1} (1 + e^{-\frac{T_1}{\tau}}) \left[\frac{i_{2ust} \left(\frac{T_1}{4} (1 + \delta) \right)}{I_{max}} \right]^2$$

Przebieg czasowy prądu obciążenia i_{2ust} odbiornika (RL) w stanie ustalonym jako funkcja okresowa, przedziałami monotoniczna, przedziałami klasy $\mathcal{C}^{(1)}$ (klasy \mathcal{C} na \mathbb{R}_+) jest rozwijalny w szereg Fouriera, przy czym na mocy zasady superpozycji zachodzi (por. [6]):

dla $t \in \mathbb{R}_+$

$$i_{2ust}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} I_{2(2i-1)max} \sin((2i-1)\omega_1 t - \varphi_{2i-1}) \quad (14)$$

gdzie:

$$I_{2(2i-1)max} = \frac{U_{2(2i-1)max}}{\sqrt{R^2 + ((2i-1)\omega_1 L)^2}}, \quad \text{tg } \varphi_{2i-1} = \frac{(2i-1)\omega_1 L}{R}$$

Współczynnik odkształcenia prądu obciążenia $k_{odksz\ i_2}$ odbiornika (RL) sterowanego impulsowo w stanie ustalonym ma postać:

$$k_{odksz\ i_2} = \frac{I_{2podst}}{I_2} = \left[\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \right] \frac{1}{2} / \left[\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \cos(2\varphi) + A(\delta) + B(\delta) e^{-\frac{\delta T_1}{\tau}} + C(\delta) \left(1 - e^{-\frac{\delta T_1}{\tau}}\right) + D(\delta) \left(1 - e^{-\frac{(1-\delta)T_1}{\tau}}\right) \right] \frac{1}{2} \quad (15)$$

gdzie $\delta \in (0, 1]$.

Kąt przesunięcia fazowego φ_{2podst} między podstawową harmoniczną prądu obciążenia i_{2podst} a napięciem źródła zasilającego u_1 jest stałym w całym zakresie sterowania $\delta \in (0, 1]$ i wynosi:

$$\varphi_{2podst} = \begin{cases} 0 & \text{dla odbiornika (R),} \\ \varphi & \text{dla odbiornika (RL) w stanie ustalonym.} \end{cases} \quad (16)$$

2. Moc układów: (R) i (RL) sterowanych impulsowo-symetrycznie [7]

Moc chwilową p_2 odbiorników: (R) i (RL) w stanie ustalonym sterowanych impulsowo-symetrycznie opisują relacje:

- układ obciążenia (R)

$$p_2(t) \stackrel{df}{=} \begin{cases} \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} [1 - \cos(2\omega_1 t)] & \text{dla } t \in \left(\frac{T_1}{4} - t_0, \frac{T_1}{4} + t_0\right) \\ 0 & \text{dla } t \in \left(\frac{T_1}{4} + t_0, \frac{3}{4} T_1 - t_0\right) \end{cases} \quad (17)$$

- układ obciążenia (RL):

$$p_2(t) \stackrel{df}{=} \begin{cases} \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left[\cos\varphi - \cos(2\omega_1 t - \varphi) + 2 M e^{-\frac{t - (\frac{T_1}{4} - t_0)}{\tau}} \cdot \sin(\omega_1 t) \right] & \text{dla } t \in \left(\frac{T_1}{4} - t_0, \frac{T_1}{4} + t_0\right) \\ 0 & \text{dla } t \in \left(\frac{T_1}{4} + t_0, \frac{3}{4} T_1 - t_0\right) \end{cases} \quad (18)$$

gdzie:

$$M = \frac{i_{2ust} \left(\frac{T_1}{4} - t_0\right)}{I_{\max}} - \cos(\omega_1 t_0 + \varphi),$$

a stąd ich moc czynna P_2 przyjmuje postać (rys. 4):

$$P_2 = \frac{2}{T_1} \int_{\frac{T_1}{4} - t_0}^{\frac{T_1}{4} + t_0} p_2(t) dt = \begin{cases} \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left[\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \right] & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left\{ \left(\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \right) \cos\varphi + \frac{4M \frac{\tau}{T_1}}{1 + (2\pi \frac{\tau}{T_1})^2} \cdot \right. \\ \cdot \left[(1 - e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}}) \cos\left(\frac{\pi}{2}\delta\right) + 2\pi \frac{\tau}{T_1} (1 + e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}}) \cdot \right. \\ \cdot \left. \left. \sin\left(\frac{\pi}{2}\delta\right) \right] \right\} & \text{dla układu obciążenia (RL) w sta-} \\ & \text{nie ustalonym} \end{cases} \quad (19)$$

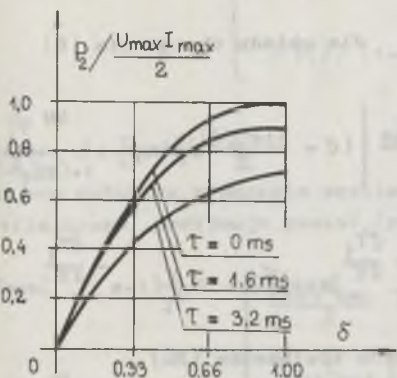
gdzie $\delta \in [0, 1]$.

Zmieniając względny czas załączenia δ napięć zasilających do obwodu obciążenia w przedziale $[0, 1]$ steruje się mocą czynną w zakresie:

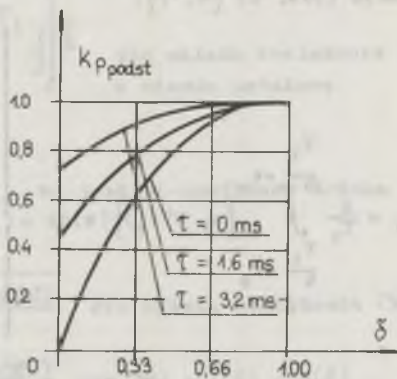
$$\left[0, \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \right] \text{ - dla odbiornika (R),}$$

$$\left[0, \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \cos \varphi \right] \text{ - dla odbiornika (RL) w stanie ustalonym.}$$

przy czym jest ona nieliniową funkcją δ o postaci (19) (rys. 4).



Rys. 4. Przebiegi mocy czynnej P_2 w funkcji δ odbiorników: (R) i (RL) sterowanych impulsowo



Rys. 5. Przebiegi współczynnika udziału mocy czynnej $k_p \text{ podst}$ w funkcji δ dla odbiorników: (R) i (RL) sterowanych impulsowo

Współczynnik udziału mocy czynnej dla podstawowych harmonicznych napięcia wyjściowego i prądu obciążenia k_p dla odbiorników: (R) i (RL) w stanie ustalonym sterowanych impulsowo-symetrycznie wyraża się następująco (rys. 5):

$$k_p \frac{dP}{dP_2} = \begin{cases} \delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \frac{\left[\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \right]^2 \cos \varphi}{\left(\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \cos \varphi + \frac{4M \frac{\pi}{T_1}}{1 + (2\pi \frac{\tau}{T_1})^2} \left[(1 - e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}}) \cos(\frac{\pi}{2} \delta) + \right. \right.} \\ \left. \left. + 2\pi \frac{\tau}{T_1} (1 + e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}}) \sin(\frac{\pi}{2} \delta) \right] \right)} & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases} \quad (20)$$

gdzie $\delta \in (0, 1]$.

Wynika stąd, że wraz ze zmniejszaniem poziomu wysterowania δ układu $\delta \rightarrow 0$, $\delta \neq 0$ maleje udział mocy czynnej dla podstawowych harmonicznych napięcia wyjściowego i prądu obciążenia. Zjawisko to spowodowane jest wzrastającym odkształceniem przebiegów napięć i prądów względem ich podstawowych harmonicznych, a występuje tym słabiej, im większa jest indukcyjność obwodu obciążenia ze względu na własności tłumiące odbiornika (RL) dla wyższych harmonicznych prądów układu.

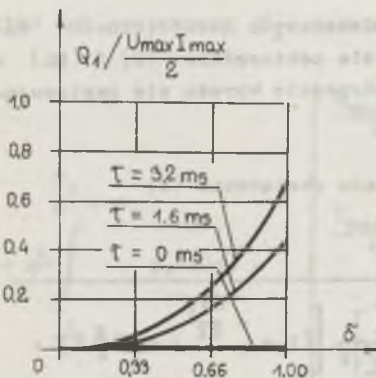
Moc bierną w punkcie zasilania Q_1 , to jest na zaciskach źródła zasilającego układów (R) i (RL) sterowanych impulsowo-symetrycznie, określa relacja (rys. 6) [4, 7]:

$$Q_1 = \frac{2}{T_1} \int_{\frac{T_1}{4} - t_0}^{\frac{T_1}{4} + t_0} [u_1 H(i_1)](t) dt = \begin{cases} 0 & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left\{ \left(\delta - \frac{\sin(\pi \delta)}{\pi} \right) \sin \psi - \frac{4M \frac{\tau}{T_1}}{1 + (2\pi \frac{\tau}{T_1})^2} \cdot \right. \\ \left. \cdot \left[\left(1 + e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}} \right) \sin\left(\frac{\pi \delta}{2}\right) - 2\pi \frac{\tau}{T_1} \left(1 - e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}} \right) \cos\left(\frac{\pi \delta}{2}\right) \right] \right\} & \text{dla układu obciążenia (RL)} \end{cases}$$

(21)

dla układu obciążenia (RL)
w stanie ustalonym

gdzie $H(\)$ oznacza transformatę Hilberta funkcji, a $\delta \in [0, 1]$.



Rys. 6. Przebiegi mocy biernej w punkcie zasilania Q_1 w funkcji δ układów: (R) i (RL) sterowanych impulsowo

Tak więc dla układu (R) sterowanego impulsowo-symetrycznie nie występuje obciążenie źródła zasilającego mocą bierną w całym zakresie sterowania $\delta \in [0, 1]$, a dla układu (RL) w stanie ustalonym moc bierna maleje nieliniowo wraz ze zmniejszaniem poziomu wysterowania δ układu. Z zależności (16) wynika, iż udział mocy biernej w punkcie zasilania dla podstawowych harmonicznych napięcia i prądu jest stały w całym zakresie sterowania $\delta \in (0, 1]$ układu.

Moc modułowa układów: (R) i (RL) sterowanych impulsowo-symetrycznie w punkcie obciążenia S_{m2} , to jest na zaciskach odbiornika, ma postać:

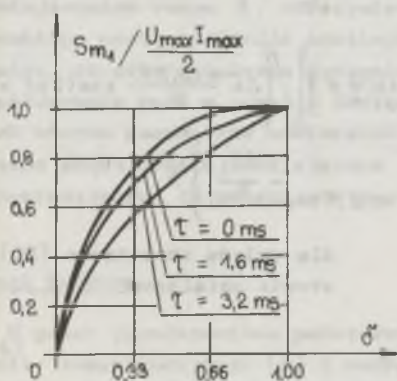
$$S_{m2} \stackrel{df}{=} U_2 \cdot I_2 = \begin{cases} \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left[\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \right] & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left\{ \left[\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \right] \left[\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \cos(2\varphi) + \right. \right. \\ \quad \left. \left. + A(\delta) + B(\delta) e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}} + C(\delta) \left(1 - e^{-\frac{\delta T_1}{\tau}} \right) + \right. \right. \\ \quad \left. \left. + D(\delta) \left(1 - e^{-\frac{(1-\delta)T_1}{\tau}} \right) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} & \text{dla układu obciążenia (RL)} \\ & \text{w stanie ustalony} \end{cases} \quad (22)$$

gdzie $\delta \in [0, 1]$,

a moc modułowa, w punkcie zasilania S_{m1} , to jest na zaciskach źródła zasilającego, przyjmuje postać (rys. 7):

$$S_{m1} \stackrel{df}{=} (U_1, I_1) = \begin{cases} \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \sqrt{\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi}} & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left[\delta + \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi} \cos(2\varphi) + A(\delta) + B(\delta) \cdot \right. \\ \quad \left. \cdot e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}} + C(\delta) \left(1 - e^{-\frac{\delta T_1}{\tau}} \right) \right]^{\frac{1}{2}} & \text{dla układu obciążenia} \\ & \text{(RL) w stanie ustalonym} \end{cases} \quad (23)$$

gdzie $\delta \in [0, 1]$.



Rys. 7. Przebiegi mocy modułowej w punkcie zasilania S_{m1} w funkcji δ układów: (R) i (RL) sterowanych impulsowo

Współczynnik mocy λ układów: (R) i (RL) sterowanych impulsowo-symetrycznie, zdefiniowany jako stosunek mocy czynnej do ich mocy modułowej, określa efektywność wykorzystania mocy elektrycznej doprowadzonej do sterowanych układów.

Współczynnik mocy w punkcie obciążenia λ_2 , to jest na zaciskach sterowanych odbiorników, ma postać:

1

dla układu obciążenia (R)

$$\lambda_2 \stackrel{\text{df}}{=} \frac{P_2}{S_{m2}} = \left\{ \begin{array}{l} \left(\delta + \frac{\sin(\pi \delta)}{\pi} \right) \cos \varphi + \frac{4M \frac{\tau}{T_1}}{1 + (2\pi \frac{\tau}{T_1})^2} \left[\left(1 - e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}} \right) \cos\left(\frac{\pi}{2} \delta\right) + \right. \\ \left. + 2\pi \frac{\tau}{T_1} \left(1 + e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}} \right) \sin\left(\frac{\pi}{2} \delta\right) \right] \Bigg/ \left[\delta + \frac{\sin(\pi \delta)}{\pi} \right] \left[\delta + \frac{\sin(\pi \delta)}{\pi} \cdot \right. \\ \left. \cdot \cos(2\varphi) + A(\delta) + B(\delta) e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}} + C(\delta) \left(1 - e^{-\frac{\delta T_1}{\tau}} \right) + D(\delta) \cdot \right. \\ \left. \cdot \left(1 - e^{-\frac{(1-\delta)T_1}{\tau}} \right) \right] \Bigg\}^{\frac{1}{2}} \end{array} \right. \quad \text{dla układu obciążenia (RL) w sta-} \\ \text{nie ustalonym}$$

gdzie $\delta \in (0, 1]$,

(24)

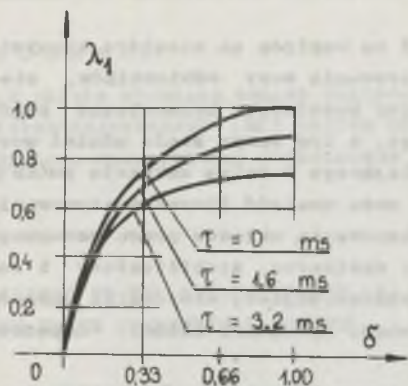
a w punkcie zaizolacji λ_1 , to jest na zaciskach źródła zasilającego, wyraża się następująco (rys. 8):

$$\lambda_1 \stackrel{\text{df}}{=} \frac{P_2}{S_{m1}} = \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\delta + \frac{\sin(\pi \delta)}{\pi}} \quad \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \left(\delta + \frac{\sin(\pi \delta)}{\pi} \right) \cos \varphi + \frac{4M \frac{\tau}{T_1}}{1 + (2\pi \frac{\tau}{T_1})^2} \left[\left(1 - e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}} \right) \cos\left(\frac{\pi}{2} \delta\right) + \right. \\ \left. + 2\pi \frac{\tau}{T_1} \left(1 + e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}} \right) \sin\left(\frac{\pi}{2} \delta\right) \right] \Bigg/ \left[\delta + \frac{\sin(\pi \delta)}{\pi} \cos(2\varphi) + \right. \\ \left. + A(\delta) + B(\delta) e^{-\frac{\delta T_1}{2\tau}} + C(\delta) \left(1 - e^{-\frac{\delta T_1}{\tau}} \right) \right] \Bigg\}^{\frac{1}{2}} \end{array} \right. \quad \text{dla układu obciążenia (RL) w} \\ \text{stanie ustalonym}$$

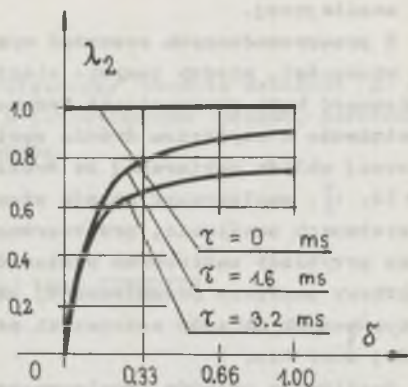
gdzie $\delta \in (0, 1]$.

(25)

a)



b)



Rys. 8. Przebiegi współczynnika mocy: w punkcie zasilania λ_1 - (a) oraz w punkcie obciążenia λ_2 - (b) w funkcji δ układów: (R) i (RL) sterowanych impulsowo

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że współczynnik mocy układów: (R) i (RL) sterowanych impulsowo-symetrycznie zależy ogólnie od parametrów odbiornika oraz od poziomu wysterowania δ układu. Zmieniając względny czas załączenia δ napięć zasilających do odbiornika w przedziale $(0, 1]$ współczynnik mocy układu zmienia się w zakresie:

$(0, 1]$ - dla układu obciążenia (R),

$(0, \cos\varphi]$ - dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym,

przy czym wraz ze zmniejszaniem poziomu wysterowania $\delta, \delta \rightarrow 0, \delta \neq 0$ współczynnik mocy układu maleje. Zjawisko to spowodowane jest rosnącym, wraz ze zmniejszaniem czasu δ , odkształceniem przebiegów prądów układu względem przebiegu napięcia źródła zasilającego. Z porównania relacji (24) i (25) wynika, iż przy ustalonym poziomie wysterowania δ wyższe wartości osiąga współczynnik mocy w punkcie obciążenia λ_2 niż w punkcie zasilania λ_1 dla tych samych parametrów odbiorników, co spowodowane jest większym odkształceniem prądu źródła zasilającego i_1 niż prądu obciążenia i_2 względem odpowiadających im przebiegów napięć w układzie.

Uwagi końcowe

W pracy przedstawiono podstawowe własności energetyczne układów: obciążenia: rezystancyjnego (R) i rezystancyjno-indukcyjnego (RL) zasilanych napięciem sterowanym impulsowo-symetrycznie. Analizę własności układów przeprowadzono w punkcie obciążenia, to jest na zaciskach odbiorników oraz w

punkcie zasilania, to jest na zaciskach źródła zasilającego, co pozwoliło na porównanie przebiegów odpowiadających sobie wielkości odbiorników i sieci zasilającej.

Z przeprowadzonych rozważań wynika, iż ze względu na niektóre korzystne własności, między innymi: ciągłość sterowania mocy odbiorników, niezmienność kąta przesunięcia fazowego między podstawową harmoniczną prądu obciążenia a napięciem źródła zasilającego, a tym samym stały udział mocy biernej układu pobieranej ze źródła zasilającego w całym zakresie zmian $\delta \in (0, 1]$, analizowany sposób sterowania może znaleźć liczne zastosowania w systemach zasilania, przetwarzania i sterowania układów prądu zmiennego. Jako przykłady zastosowań wymienić można: zasilacze, stabilizatory i regulatory napięcia przemiennego, układy przetwarzające, sterowniki członów wykonawczych układów automatyki przemysłowej, specjalne układy napędowe małej mocy itp.

Realizacja układów impulsowo-symetrycznego sterowania odbiorników prądu zmiennego wymaga jednak zastosowania elementów wykonawczych pracujących w reżimie komutacji wymuszonej, to jest całkowicie sterowalnych elementów półprzewodnikowych (tranzystory mocy), bądź elementów półsterowalnych (tyristory) wraz z obwodami komutacyjnymi.

LITERATURA

- [1] Atabekow G.I.: Teoria liniowych obwodów elektrycznych. WNT, Warszawa 1967,
- [2] Cholewiński T.: Elektrotechnika teoretyczna. T. I - II. WNT, Warszawa 1971-72.
- [3] Kuratowski K.: Rachunek różniczkowy i całkowy. PWN, Warszawa 1973.
- [4] Nowomiejski Z., Sowa E.: Teoria mocy układów elektrycznych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, ELEKTRYKA z. 49, 1977.
- [5] Revankar G.N., Trasi D.S.: Symmetrically Pulse Width Modulated AC Chopper. IEEE Trans. Ind. Electron. & Constr. Vol. 24, No 1, 1977.
- [6] Toporkiewicz J.T.: Analiza napięcia przemiennego sterowanego impulsowo-symetrycznie. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej. ELEKTRYKA z. 84, 1982.
- [7] Toporkiewicz J.T.: Impulsowe układy sterowania napięcia stałego i przemiennego. Materiały Konferencyjne: "Nowoczesne elektryczne układy napędowe" OPT, Katowice 1978.

Recenzent: prof. dr inż. Mieczysław Wierzejski

Wpłynęło do redakcji dn. 11.V.1982 r.

АНАЛИЗ СВОЙСТВ ПРИЕМНИКОВ ТИПА: (R) И (RL)
С ИМПУЛЬСНО-СИММЕТРИЧНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Резюме

В работе проведен анализ основных энергетических свойств активной (R) и активно-индуктивной (RL) систем нагрузки в установленном режиме, питаемых импульсно-симметричным управляемым напряжением.

ANALYSIS OF THE PROPERTIES OF (R) AND (RL) LOAD CIRCUITS
WITH PULSE SYMMETRICAL CONTROL

Summary

In the paper the fundamental power properties of resistance (R) and resistance-inductance (RL) load circuits in the steady state, supplied by the alternating voltage with pulse symmetrical control is presented.

Andrzej KULESZA

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

OPTIMALIZACJA WŁASNOŚCI DYNAMICZNYCH UKŁADU STEROWANIA
SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO KLATKOWEGO

Streszczenie. Przedstawiono koncepcję optymalizacji własności dynamicznych, schemat strukturalny i podstawowe wytyczne projektowania układu sterowania napędu asynchronicznego z przemiennikiem częstotliwości. Zamieszczono wyniki badań symulacyjnych przedstawionego układu napędowego.

1. Wstęp

Silnik asynchroniczny klatkowy zasilany z przemiennika częstotliwości znajduje coraz szersze zastosowanie do napędu urządzeń wymagających regulacji prędkości kątowej w szerokim zakresie i stawiających wymagania wysokiej dobroci sterowania w stanach statycznych i dynamicznych.

Przekształcenie modelu matematycznego silnika asynchronicznego, utworzonego za pomocą rzeczywistych fazowych prądów i strumieni skojarzonych w model zawierający równania o stałych współczynnikach stanowi podstawę najnowszych koncepcji częstotliwościowego sterowania tego silnika, a postęp w elektronice przemysłowej umożliwił pełne wykorzystanie jego możliwości regulacyjnych.

W fizycznym modelu silnika odpowiadającym tej koncepcji [2], [3] uogólnione wektory napięć, prądów i strumieni skojarzonych są rzutowane na osie prostokątnego układu współrzędnych wirującego z prędkością kątową odpowiadającą częstotliwości α napięcia zasilającego silnik.

Moment elektromagnetyczny jest iloczynem wektorowym dowolnego prądu i strumienia skojarzonego, lecz dopiero w dwuosiowym modelu silnika asynchronicznego może być wyrażony prostym wzorem podobnie jak w przypadku maszyny prądu stałego:

$$\mu = i \times \psi \quad (1)$$

Jeżeli oś rzędnych x wirującego układu współrzędnych jest wyznaczona przez wektor strumienia skojarzonego wirnika ψ_2 , wektor prądu stojana i_1 zawiera dwie składowe:

- ozyzną i_{1y} , ortogonalną do strumienia,
- bierną i_{1x} , będącą w fazie ze strumieniem.

Jeżeli ponadto istnieje możliwość sterowania każdą ze składowych prądu oddzielnie, to zachodzi pełna analogia do sterowania momentem elektromagnetycznym silnika prądu stałego, przy czym składowa bierna wektora prądu odpowiada prądowi wzbudzenia, a składowa ozyzna prądowi twornika maszyny prądu stałego.

Taka koncepcja sterowania nosi nazwę "metody orientacji według wektora pola" [3].

Realizacja metody orientacji według wektora pola wymaga pełnej identyfikacji wektora strumienia skojarzonego wirnika, tzn. jego amplitudy i fazy względem nieruchomego prostokątnego układu współrzędnych; jest to cecha tzw. układów napędowych o sterowaniu wewnętrznym.

Istotnym problemem jest więc opracowanie łatwych w realizacji technicznej struktur spełniających zadanie optymalnego sterowania w stanie statycznym i dynamicznym strumieniem wirnika i składowymi prądu stojana silnika asynchronicznego w układzie sterowania metodą orientacji według wektora pola.

2. Model matematyczny obiektu sterowania

Opracowanie modelu matematycznego sterowania złożonego z silnika asynchronicznego klatkowego i zasilającego go przemiennika częstotliwości jest związane z rozstrzygnięciem dwóch kwestii:

- określeniem zakresu założeń upraszczających,
- wyborem zmiennych opisujących obiekt.

W konsekwencji przyjęcia założeń idealizujących przemiennik częstotliwości może on być traktowany jako idealny (liniowy i bezinercyjny, w określonym zakresie zmian sygnału wyjściowego) wzmacniacz napięciowy, co oznacza, że wartość chwilowa napięcia wyjściowego z dostateczną dokładnością odwzorowuje sygnał wejściowy.

W stosunku do silnika asynchronicznego przyjmuje się typowe założenia [2] linearyzacyjne, strukturalne i obwodowe.

Jeżeli przyjąć, że oś odciętych x sztuoznego układu współrzędnych jest wyznaczona przez wektor strumienia skojarzonego wirnika ψ_2 , wówczas stan silnika asynchronicznego klatkowego można opisać równaniem macierzyowym stanu elektromagnetycznego:

$$\dot{x} = A(\alpha)x + Bu \quad (2)$$

uzupełnionym o równanie ruchu napędu:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{k_2}{\ell} i_{1x} \psi_2 - \frac{1}{\ell} \mu_0 \quad (3)$$

W równaniu (2) α jest częstotliwością napięcia stojana, natomiast wektor stanu x i wektor sterowań u są określone następująco:

$$x = [i_{1x}, i_{1y}, \psi_2]^T, \quad u = [\vartheta_x, \vartheta_y]^T$$

gdzie: ϑ_x i ϑ_y oznaczają składowe wektora napięcia stojana (w jednostkach względnych), ω - prędkość kątową wirnika, μ_0 - moment obciążenia, \bar{L} - moment bezwładności.

Macierze stanu $A(\alpha)$ i wejścia B :

$$A(\alpha) = \begin{bmatrix} a_{11} & \alpha & a_{13} \\ -\alpha & a_{22} & \alpha a_{23} \\ a_{31} & 0 & a_{33} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & b_{22} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

zawierają następujące wyraży stałe:

$$a_{11} = -\frac{r_1 + r_2 k_2^2}{1,6}, \quad a_{23} = -\frac{k_2}{1,6}, \quad b_{11} = b_{22} = \frac{1}{1,6}$$

$$a_{13} = \frac{k_2}{T_2 \sigma l_1}, \quad a_{31} = r_2 k_2$$

$$a_{22} = \frac{r_1}{1,6}, \quad a_{33} = -\frac{1}{T_2}$$

gdzie:

$$\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_1 l_2} - \text{współczynnik rozproszenia,}$$

$$T_2 = \frac{l_2}{r_2} - \text{stała czasowa obwodu wirnika,}$$

$$k_2 = \frac{l_m}{l_2} - \text{współczynnik sprzężenia wirnika,}$$

l_1, l_2, l_m, r_1, r_2 - indukcyjności i rezystancje odpowiednich obwodów silnika.

Wszystkie wielkości występujące w równaniach opisujących stan silnika asynchronicznego wyrażono w jednostkach względnych. Jako jednostki odniesienia przyjęto:

$U_0 = U_{1mn}$ - znamionowa wartość amplitudy napięcia fazowego stojana,

$I_0 = I_{1mn}$ - znamionowa wartość amplitudy prądu fazowego stojana,

$\omega_0 = \omega_{1n}$ - znamionowa częstotliwość napięcia zasilającego stojana.

Pochodne jednostki odniesienia określono (odpowiednio dla rezystancji indukcyjności, momentu obrotowego, strumienia skojarzonego oraz momentu bezwładności):

$$R_o = \frac{U_o}{I_o}, \quad L_o = \frac{U_o}{\omega_o I_o}, \quad M_o = \frac{P_b m_1}{2} \cdot \frac{U_o I_o}{\omega_o}, \quad \psi_o = \frac{U_o}{\omega_o}, \quad I_o = \frac{P_b M_o}{\omega_o^2}$$

gdzie:

P_b - liczba par biegunów,

m_1 - liczba faz stojana.

Równanie stanu elektromagnetycznego (2) jest równaniem nieliniowym, ponieważ w wyrazach macierzy stanu $A(\alpha)$ występuje częstotliwość napięcia stojana α , która jest funkcją zmiennych stanu i może być wyrażona za pomocą zależności:

$$\alpha = \omega + \frac{i_{1y}}{\psi_2} \cdot \frac{i_m r_2}{I_2} \quad (4)$$

Ponieważ o sterowaniu prędkością lub położeniem napędu przy określonej bezwładności mechanicznej stanowi moment elektromagnetyczny silnika, w ostatecznym efekcie decydujące jest sterowanie stanem elektromagnetycznym.

3. Autonomizacja obiektu sterowania względem wewnętrznych sprzężeń

Macierz stanu $A(\alpha)$ można przedstawić w postaci sumy; wówczas równanie (2) zapisuje się w nieco zmienionej postaci:

$$\dot{x} = [A_1(\alpha) + A] x + B u \quad (5)$$

przy czym: macierz A jest dwudiagonalna i stała, o wymiarach $\dim A = 3 \times 3$.

Jeżeli również wektor sterowania zostanie przedstawiony w postaci sumy:

$$u = u_1 + u_2(\alpha) \quad (6)$$

otrzymuje się warunek autonomizacji w postaci:

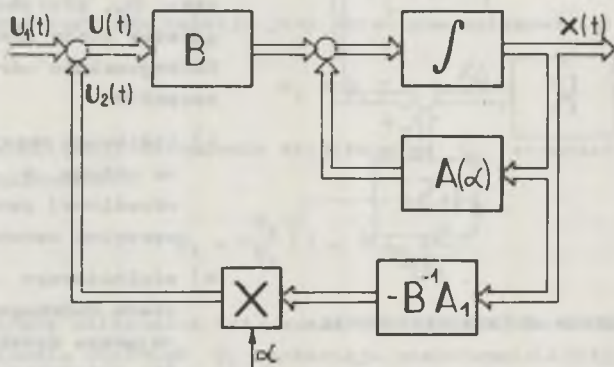
$$u_2(\alpha) = -B^{-1} A_1(\alpha) x(t) \quad (7)$$

Macierz $A_1(\alpha)$ można przedstawić w postaci iloczynu czynnika α i macierzy o stałych współczynnikach A_1 :

$$A_1(\alpha) = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & 0 \\ -\alpha & 0 & a_{23} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & a_{23} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \alpha A_1$$

Podstawiając do równania stanu (5) warunki (6) i (7) uzyskuje się równanie liniowe:

$$\dot{x} = Ax + Bu_1 \tag{8}$$



Rys. 1. Model obiektu sterowania zautonomizowany względem wewnętrznych sprzężeń

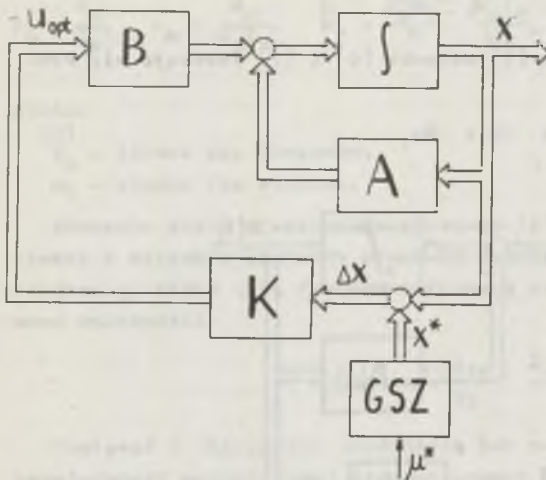
Na rys. 1 przedstawiono strukturę modelu obiektu sterowania zautonomizowanego względem wewnętrznych sprzężeń. Obiekt o strukturze przedstawionej na rys. 1 zawiera dwa człony nieliniowe:

$$A(\alpha) x \text{ i } \alpha B^{-1} A_1 x$$

Jednak regulator stanu, generujący sygnał $u_1(t)$, steruje obiektem liniowym i stacjonarnym o równaniu stanu (8). Obiekt ten stanowi silnik asynchroniczny klatkowy wraz z przemiennikiem częstotliwości zasilającym uzwojenia stojana, objęty nieliniowymi sprzężeniami zwrotnymi, wymuszającymi stale na wyjściu przemiennika sygnał równy sile elektromotoryznej rotacji e_1 .

W tej sytuacji wektor sygnałów sterujących silnikiem $u(t)$ stanowi sumę sygnału wyjściowego regulatora stanu $u_1(t)$ i sygnału $u_2(t)$ wytwarzanego w torze autonomizacji.

4. Sterowanie stanem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego klatkowego za pomocą sprzężeń zwrotnych od zmiennych stanu



Rys. 2. Struktura układu sterowania

Rys. 2. przedstawia strukturę układu sterowania obiektu opisanego równaniem stanu (8),

Zakładając sterowanie przy stałej, znamionowej wartości strumienia skojarzonego wirnika ψ_2 , przyjmuje się regulator stanu złożony z dwóch funkcjonalnie odrębnych podzespołów:

- liniowego regulatora stanu układu, o strukturze określonej przez macierz sprzężeń zwrotnych K ,
- nieliniowego generatora stanu zadanego GSZ generującego docelowe wartości zmiennych stanu x^* .

Do rozważania i obliczeń przyjęto wartości liczbowe (w jednostkach względnych) parametrów silnika Se - 132 o mocy znamionowej $p_n = 7,5$ kW.

$$r_1 = 0,042; \quad l_{1\sigma} = l_{2\sigma} = 0,087; \quad \psi_{0n} = 0,9170; \quad \mu_n = 0,8128;$$

$$r_2 = 0,049; \quad l_m = 2,337; \quad \psi_{2n} = 0,9147; \quad \xi = 32.$$

Dopuszczalny obszar pracy napędu określono, przyjmując graniczne wartości względne napięcia, prądu i częstotliwości napięcia stojana:

$$\gamma_{\max} = \sqrt{\gamma_x^2 + \gamma_y^2} = 1,2$$

$$\gamma_{\text{ust max}} = 1 \quad (9)$$

$$i_{1\max} = 2 i_{1n} = 2$$

$$\alpha_{\max} = 0,92$$

Poszukiwane wartości elementów macierzy K określają wzmocnienia w poszczególnych torach sprzężeń zwrotnych od zmiennych stanu. Zgodnie ze znanymi metodami teorii sterowania podstawą do wyznaczenia wartości elementów macierzy sprzężeń zwrotnych K może być warunek minimalizacji przyję-

tego wskaźnika jakości sterowania, lecz naturalnym, narzuconym przez warunki techniczne kryterium optymalności sterowania jest wykorzystanie maksymalnych, dopuszczalnych wartości sygnałów sterujących $\mathcal{Y}_{1x \max}$ i $\mathcal{Y}_{1y \max}$ (będących funkcjami częstotliwości i obciążenia), którymi dysponuje regulator. Obiekt sterowania opisany równaniem stanu (8) stanowi silnik asynchroniczny klatkowy, zasilany z przemiennika częstotliwości wraz z układem śledzenia i kompensacji siły elektromotorycznej rotacji e_1 . Tak więc sygnały \mathcal{Y}_{1x} i \mathcal{Y}_{1y} w przypadku zasilania silnika maksymalnym napięciem \mathcal{Y}_{\max} są osiowymi składowymi różnicy napięcia \mathcal{Y}_{\max} i siły elektromotorycznej rotacji e_1 .

Siła elektromotoryczna rotacji jest określona zależnością:

$$e_1 = \psi_1 \omega \quad (10)$$

Przy stabilizacji strumienia skojarzonego ψ_2 strumień ψ_1 można wyznaczyć z zależności:

$$\psi_1 = \frac{\psi_2}{k_1} \sqrt{1 + \left(\sigma_{12} \frac{\mu}{\psi_2} \right)^2} \quad (11)$$

Na podstawie zależności (11) można stwierdzić, że w dużym zakresie zmian obciążenia strumień ψ_1 pozostaje praktycznie stały. Znając zależność siły elektromotorycznej e_1 od częstotliwości i posługując się przybliżoną zależnością:

$$\mathcal{Y}_1 \approx \mathcal{Y}_{\max} - e_1 \quad (12)$$

można stwierdzić, że sygnał \mathcal{Y}_1 , którym dysponuje regulator stanu, zmienia się w przyjętym zakresie sterowania prędkości blisko czterokrotnie od wartości:

$$\mathcal{Y}(\omega_{\max}) = 0,323 \text{ do } \mathcal{Y}(\omega = 0) = 1,196$$

Sygnał \mathcal{Y}_1 zależny od częstotliwości ω posiada dwie ortogonalne składowe \mathcal{Y}_{1x} i \mathcal{Y}_{1y} . Stosunek maksymalnych wartości sygnałów:

$$\frac{\mathcal{Y}_{1x \max}}{\mathcal{Y}_{1y \max}}$$

określają współczynniki wzmożenia w obu torach sterowania (wyznaczone i przyjęte wartości elementów macierzy K).

Jak widać, liniowy regulator stanu, mogący spełniać formalne kryteria optymalności, nie pozwala na pełne wykorzystanie możliwości sterowania silnikiem asynchronicznym w stanach przejściowych. Wyznaczenie wartości współ-

czynników wzmocnienia regulatora zapewniających pełne wykorzystanie sygnałów sterujących, przy $\alpha = 0$:

$$\gamma_1(\alpha = 0) = \gamma_{1\max}$$

spowoduje przekroczenie dopuszczalnej wartości sygnału γ_1 o około 300 % podczas pracy napędu przy częstotliwości $\alpha = \alpha_{\max}$.

Praktycznie oznacza to pracę poza zakresem liniowości źródła zasilania. W sytuacji odwrotnej, gdy współczynniki wzmocnienia regulatora zostały wyznaczone dla $\gamma_1(\alpha_{\max})$, regulator w stanie dynamicznym, przy $\alpha = 0$, wykorzystuje niewielką część dopuszczalnej wartości sygnału sterującego.

Wyznaczenie wartości współczynnikiem wzmocnienia regulatora dla pośrednich wartości częstotliwości:

$$0 < \alpha < \alpha_{\max}$$

spowodują wystąpienie obu niepożądanych przypadków.

Opisanych trudności można uniknąć stosując nieliniowy regulator prądu i_{1y} .

Konsekwencją autonomizacji obiektu względem wewnętrznych sprzężeń, jest niezależność obwodów elektrycznych:

- obwodu w osi x (zmienne i_{1x} i ψ_2),
- obwodu w osi y (prąd i_{1y}).

Utrzymanie znamionowej wartości strumienia skojarzonego ψ_{2n} wymaga w stanie ustalonym sygnału:

$$\gamma_{1x}^* = 0,0164$$

Przy stabilizacji wartości strumienia ψ_2 moment elektromagnetyczny μ jest jedynie liniową funkcją prądu i_{1y} :

$$\mu = k_2 \psi_2 i_{1y} \quad (13)$$

Oznacza to, że również w stanie przejściowym, przy spełnieniu warunku $\psi_2 = \text{const}$, formowanie momentu odbywa się poprzez sterowanie prądem i_{1y} . W układzie rzeczywistym zmiany strumienia ψ_2 mogą nastąpić przede wszystkim na skutek niedokładności śledzenia siły elektromotorycznej rotacji przez układ autonomizacji lub uchybów w układach pomiaru i przetwarzania prądów i napięć fazowych. Aby przeciwdziałać tym zmianom, regulator musi dysponować sygnałem:

$$\gamma_{ix} > \gamma_{ix}^*$$

Uwzględniając charakter i wielkość możliwych zmian strumienia ψ_2 przyjęto:

$$\delta_{1x} \approx 6\delta_{1x}^* = 0,1$$

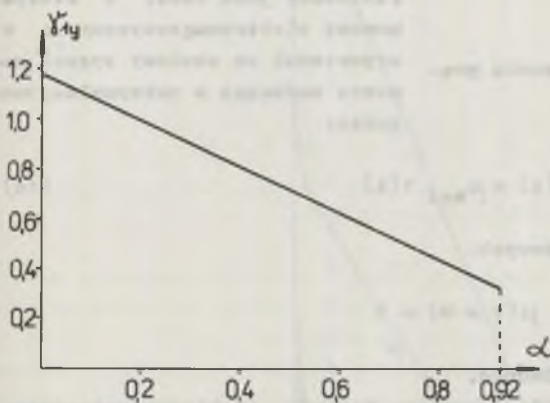
Znając wartości $\delta_{1\max}$ i δ_{1x} można określić poziom sygnału δ_{1y} sterującego prądem i_{1y} w funkcji częstotliwości α .

Z zależności:

$$\delta_{\max}^2 = \delta_{1x}^2 + (\alpha\psi_{1x} + \delta_{1y})^2 \quad (14)$$

wyznacza się:

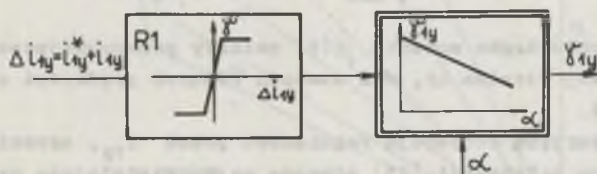
$$\delta_{1y} = \sqrt{\delta_{\max}^2 - \delta_{1x}^2} - \alpha\psi_{1x} \quad (15)$$



Rys. 3. Zależność $\delta_{1y}(\alpha)$

Rys. 3 przedstawia zależność wartości sygnału δ_{1y} od częstotliwości α . Techniczna realizacja takiego sposobu sterowania prądem i_{1y} jest możliwa w układzie przedstawionym na rys. 4.

Sygnal z regulatora R_1 prądu i_{1y} o bardzo dużym wzmacnieniu jest ograniczony zgodnie z zależnością (15). Wartość wzmacnienia regulatora R_1 decyduje o osłabości stosowania tego typu regulacji. Wzmacnienie regulatora R_1 musi osiągać taką wartość, aby realizacja

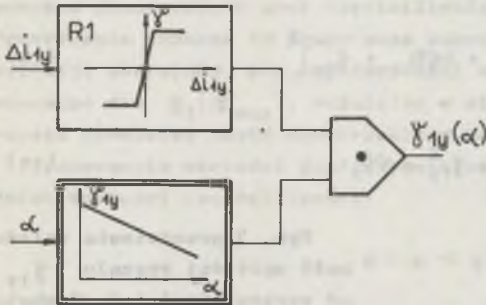


Rys. 4. Schemat blokowy układu sterowania prądem i_{1y}

zależności (15) stanowiła nie tylko ograniczenie poziomu sygnału δ_{1y} , lecz również ograniczenie wartości wzmacnienia w torze sterowania prądem i_{1y} .

Oznacza to, że w czasie trwania stanu przejściowego sygnał na wyjściu regulatora prądu i_{1y} musi mieć wartość określoną przez zależność (15):

$$\bar{\gamma}_{1y} = \bar{\gamma}_{1y}(\alpha)$$



Rys. 5. Struktura układu sterowania prądem i_{1y}

Praktycznym rozwiązaniem opisanego sposobu sterowania jest modulacja wyjściowego sygnału z regulatora R_1 wartością funkcji $\bar{\gamma}_1(\alpha)$ w układzie o strukturze przedstawionej na rys. 5.

Jako kryterium sterowania przyjęto czas formowania momentu elektromagnetycznego t_μ zdefiniowany jako czas, w którym moment elektromagnetyczny μ w odpowiedzi na skokowy sygnał momentu zadanego o maksymalnej wartości:

$$\mu^*(t) = \mu_{\max} 1(t) \quad (16)$$

przy zerowych warunkach początkowych:

$$\mu(t=0) = 0$$

osiąga 90% wartości momentu zadanego.

Na rys. 6 zamieszczono przebiegi czasowe momentu elektromagnetycznego μ uzyskane w wyniku modelowania analogowego opisanego układu sterowania.

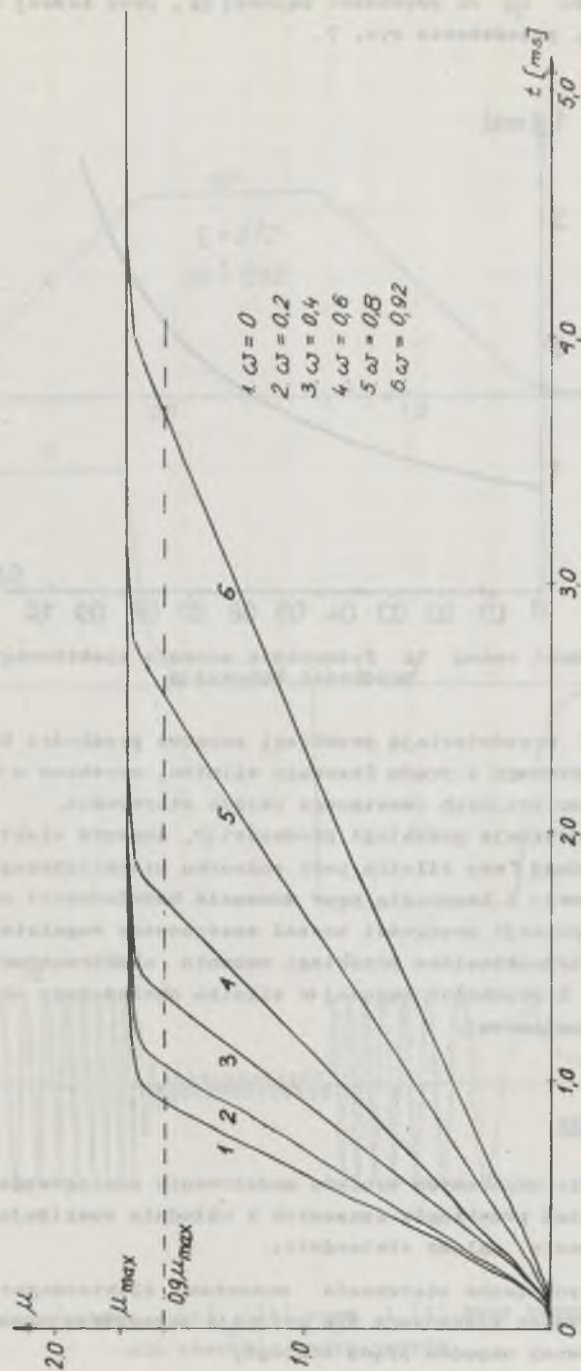
Przedstawione przebiegi stanowią odpowiedź silnika asynchronicznego na skokowy sygnał momentu zadanego:

$$\mu^*(t) = \mu_{\max} 1(t) = 2,13 \mu_N 1(t)$$

Obliczenia przebiegów momentu $\mu(t)$ zostały przeprowadzone przy stałej prędkości kątowej wirnika ω , dla sześciu różnych prędkości od $\omega = 0$, do $\omega = \alpha_{gr} = 0,92$.

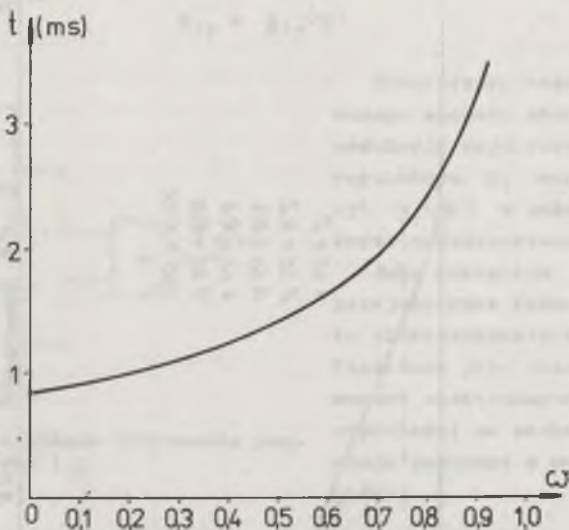
Zgodnie z przyjętą koncepcją regulatora prądu i_{1y} , ograniczenie sygnału $\bar{\gamma}_{1y}$ według zależności (15) stwarza najkorzystniejsze warunki sterowania momentem elektromagnetycznym przy prędkości $\omega = 0$, zaś najgorsze przy $\omega = \alpha_{gr} = 0,92$. Potwierdzają to przedstawione wyniki obliczeń.

Czas formowania momentu t_μ zmienia się w przyjętym zakresie sterowania prędkości od wartości $t_\mu(\omega = 0) = 0,92$ ms do $t_\mu(\omega = \alpha_{gr}) = 3,60$ ms.



Rys. 6, Przebiegi czasowe momentu elektromagnetycznego μ

Zależność czasu t_{μ} od prędkości kątowej ω , przy której zachodzi formowanie momentu, przedstawia rys. 7.



Rys. 7. Zależność czasu t_{μ} formowania momentu elektromagnetycznego od prędkości kątowej ω

Rys. 8 i 9 przedstawiają przebiegi czasowe prędkości kątowej, momentu elektromagnetycznego i prądu fazowego silnika, uzyskane w wyniku analogowych badań symulacyjnych omawianego układu sterowania.

Rys. 8 przedstawia przebiegi prędkości ω , momentu elektromagnetycznego μ i prądu jednej fazy silnika przy rozruchu nieobciążonego napędu do prędkości znamionowej i hamowaniu przy momencie bezwładności napędu $\xi = 272$.

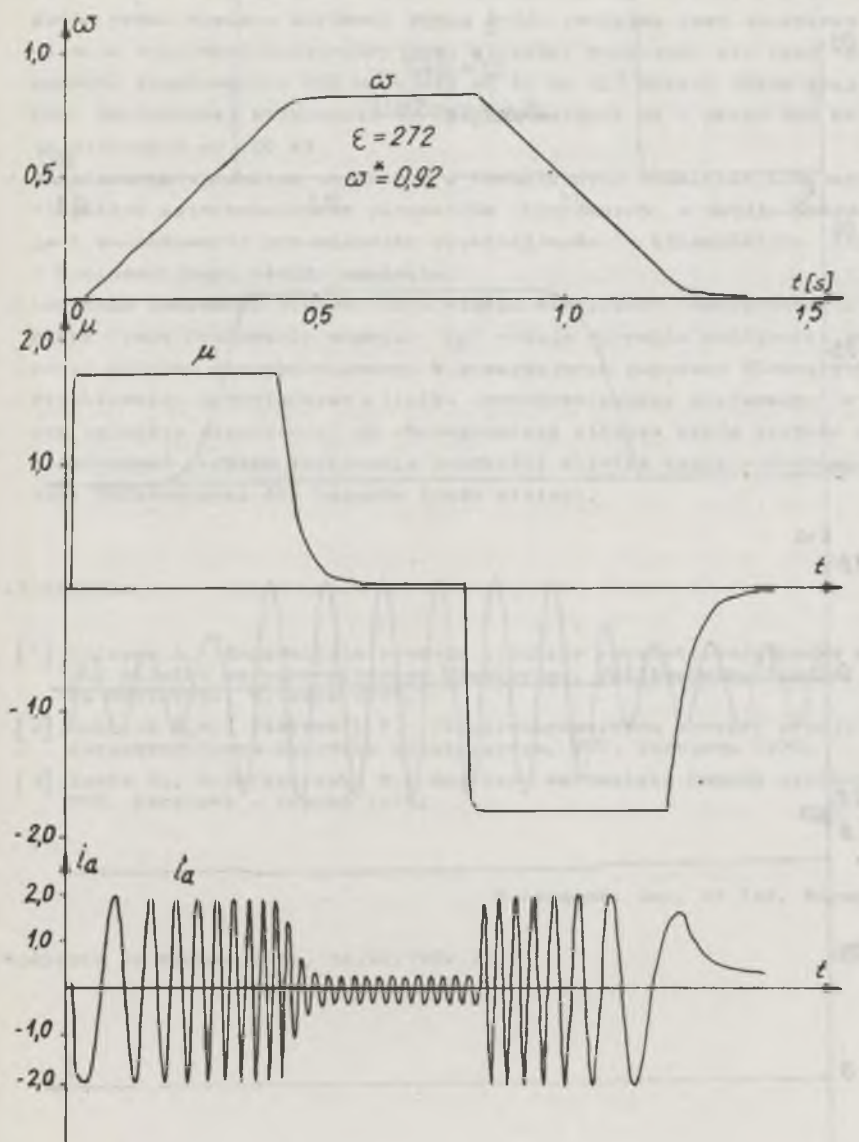
W torze regulacji prędkości został zastosowany regulator typu P.

Na rys. 9 przedstawiono przebiegi momentu elektromagnetycznego prądu fazowego i_a i prędkości kątowej ω silnika obciążonego skokowo momentem o wartości znamionowej.

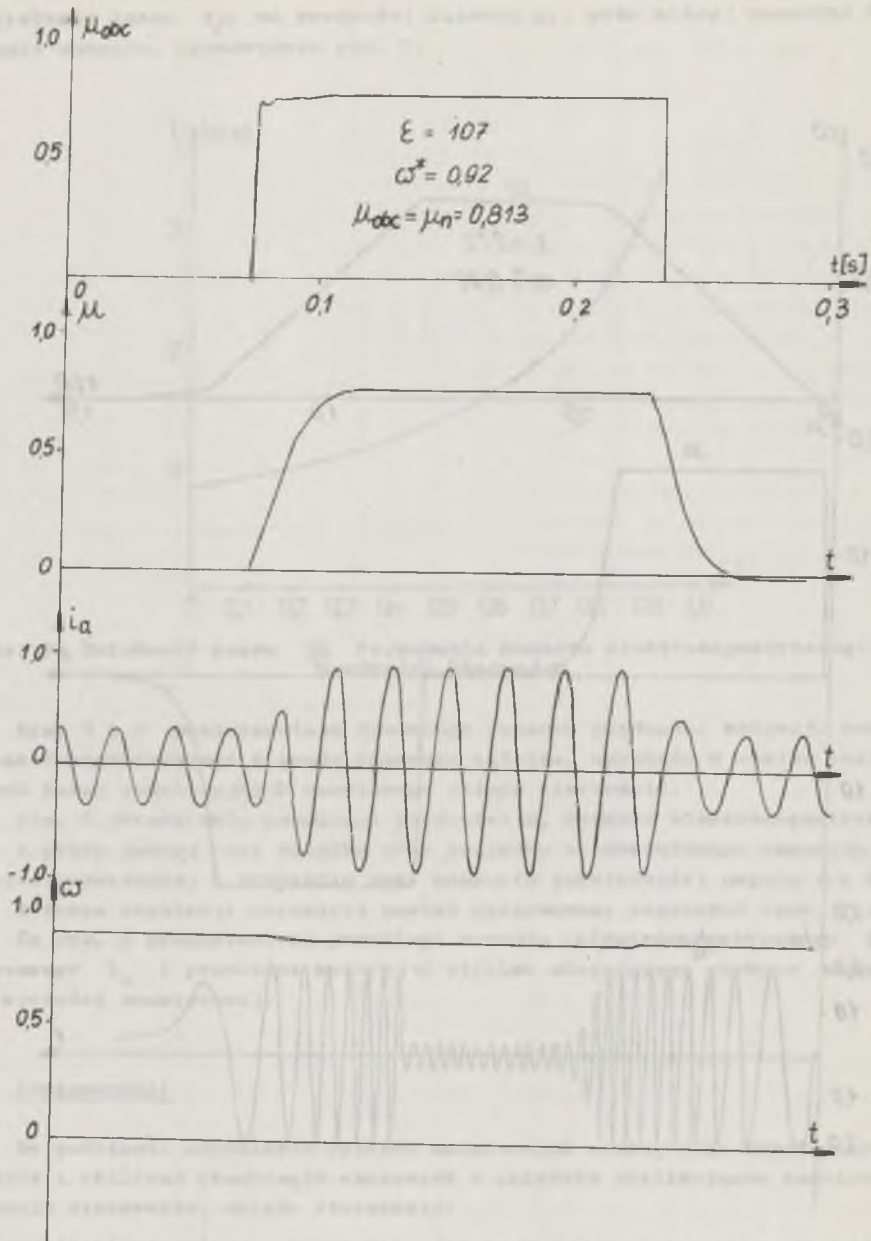
5. Podsumowanie

Na podstawie uzyskanych wyników modelowania analogowego układu sterowania i obliczeń przebiegów czasowych w układzie realizującym omówioną koncepcję sterowania, należy stwierdzić:

- wskaźniki dynamiczne sterowania momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego klatkowego nie ustępują parametrom nowoczesnych, przekształtnikowych napędów prądu stałego,



Rys. 8. Przebiegi czasowe $\omega(t)$, $\mu(t)$ oraz $i_a(t)$ przy rozruchu i hamowaniu nieobciążonego napędu



Rys. 9. Przebiegi czasowe $\mu(t)$, $i_a(t)$ oraz $\omega(t)$ przy skokowym obciążeniu silnika momentem znamionowym

- realne wymagania stawiane na etapie projektowania układom napędowym z silnikiem asynchronicznym klatkowym mogą dotyczyć czasów formowania momentem elektromagnetycznym t_{μ} rzędu pojedynczych milisekund,
- czas t_{μ} nie podlega żadnym dodatkowym ograniczeniom; w przypadku napędów prądu stałego szybkość zmian prądu twornika jest dodatkowo ograniczona względami konstrukcyjnymi silnika; dopuszcza się czas rewersji momentu znamionowego nie mniejszy od 20 ms dla maszyn prądu stałego o mocy znamionowej kilkunastu do kilkudziesięciu kW i około 200 ms dla mocy większych od 100 kW,
- podstawowym warunkiem uzyskania w technicznych rozwiązaniach napędu z silnikiem asynchronicznym parametrów otrzymanych w wyniku modelowania jest zastosowanie przemiennika częstotliwości o własnościach liniowego i bezinercyjnego źródła napięcia,
- uzyskane wskaźniki sterowania w stanie statycznym (dokładność) i dynamicznym (czas formowania momentu t_{μ}) rokuje szerokie możliwości zastosowania silnika asynchronicznego w precyzyjnych napędach śledzących,
- strukturalne podobieństwo silnika asynchronicznego klatkowego (w omówionym układzie sterowania) do obcowzbudnego silnika prądu stałego pozwala rozwiązywać problem sterowania prędkości silnika asynchronicznego metodami opracowanymi dla napędów prądu stałego.

LITERATURA

- [1] Kulesza A.: Zagadnienia syntezy struktur częstotliwościowego sterowania silnika asynchronicznego klatkowego. Politechnika Śląska, Rozprawa doktorska. Gliwice 1981.
- [2] Sokołow M.M., Pietrow L.P.: Elektromagnetyczne procesy przejściowe w asynchronicznym napędzie elektrycznym. WNT, Warszawa 1970.
- [3] Tunia H., Kaźmierkowski M.: Podstawy automatyki napędu elektrycznego. PWN, Warszawa - Poznań 1978.

Recenzent: doc. dr inż. Michał Tall

Wpłynęło do redakcji dn. 16.VI.1982 r.

ОПТИМИЗАЦИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННОГО КЛЕТОЧНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Резюме

В работе представлена идея оптимизации динамических свойств, блок-схема и основные директивы проектирования системы управления асинхронного привода с преобразователем частоты. Даны результаты симуляционных исследований представленной приводной системы.

OPTIMIZATION OF DYNAMIC PROPERTIES OF THE AC SQUIRREL - CAGE CONTROL SYSTEM

Summary

The idea of optimization of dynamic properties, block diagram, and the essential instructions for designing a control system of the AC drive with a squirrel - cage induction motor supplied by a frequency converter are presented in the paper. The results of analog simulation of this drive are shown.

Andrzej KULESZA

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

CZASOPTYMALNE STEROWANIE MOMENTEM ELEKTROMAGNETYCZNYM
SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO KLATKOWEGO

Streszczenie. W artykule przedstawiono metodę zastosowania zasady optymalności do wyznaczenia czasooptymalnego sterowania momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego klatkowego. Zamieszczono wyniki obliczeń optymalizacyjnych sterowania i obliczeń symulacyjnych przebiegów czasowych momentu.

1. Sterowanie silnika asynchronicznego klatkowego według zasady optymalności

Zasada optymalności Bellmana znana jest w literaturze jako podstawa funkcjonalnego równania Bellmana. Najprostsze sformułowanie zasady optymalności mówi: "ostatni odcinek trajektorii optymalnej jest trajektorią optymalną".

Zgodnie ze sformułowaną zasadą, niezależnie od tego, za pomocą jakiego sterowania został osiągnięty punkt pośredni, sterowanie na ostatnim odcinku trajektorii powinno być obrane optymalnie dla tego odcinka. Proste i intuicyjne oczywiste ujęcie zasady optymalności może służyć do bezpośredniego wyznaczenia optymalnego sterowania silnika asynchronicznego klatkowego.

Stan elektromagnetyczny silnika asynchronicznego klatkowego jest opisany układem równań różniczkowych [2]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{1x}}{dt} &= -a_{11} i_{1x} + \alpha_{11} i_{1y} + a_{13} \psi_{2x} + b_{11} \gamma_x \\ \frac{di_{1y}}{dt} &= -\alpha_{11} i_{1x} + a_{22} i_{1y} + a_{23} \psi_{2x} + b_{22} \gamma_y \\ \frac{d\psi_{2x}}{dt} &= a_{13} i_{1x} + a_{33} \psi_{2x} \end{aligned} \right\} (1)$$

Wielkości fizyczne w układzie równań (1) oraz równaniach (2) i (3) wyrażono w jednostkach względnych, przyjmując jednostki odniesienia określone w pracy [2]. Również w pracy [2] podano znaczenie współczynników występujących w równaniach opisujących stan elektromagnetyczny i elektromechaniczny silnika asynchronicznego.

Występująca w równaniach wartość względna częstotliwości α jest sumą wartości względnych: prędkości kątowej ω i poślizgu β ; określa ją zależność (2):

$$\alpha = \omega + k_2 r_2 \frac{i_{1y}}{\Phi_{2x}} \quad (2)$$

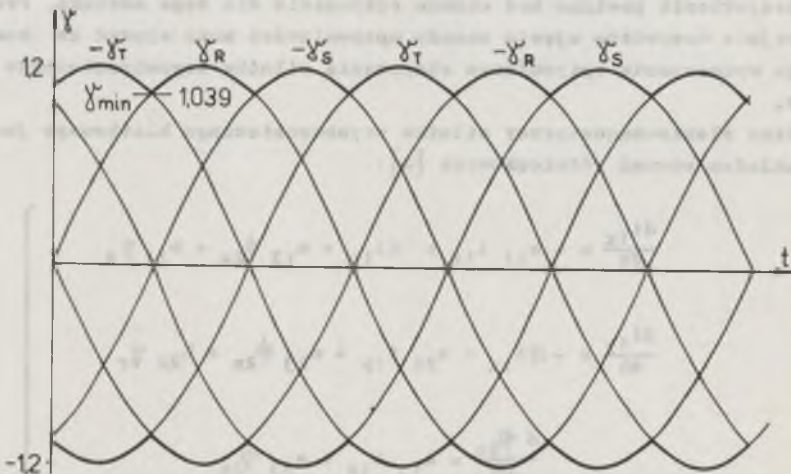
Moment elektromagnetyczny μ jest określony jako iloczyn prądu i_{1y} i strumienia skojarzonego Φ_{2x} :

$$\mu = k_2 \Phi_{2x} i_{1y} \quad (3)$$

Przyjmuje się, że:

- silnik jest zasilany z trójfazowej sieci o napięciu $\gamma = \gamma_{\max} = 1.2$, co oznacza, że amplituda napięcia sieci jest o 20% większa od amplitudy znamionowej napięcia silnika,
- istnieje możliwość zasilania uzwojenia każdej fazy stojana silnika z tej fazy sieci, której napięcie jest w danej chwili najwyższe, a uzwojenie może zostać przyłączone do sieci z dowolną biegunowością.

Wykres przebiegów osazowych napięć fazowych sieci zasilającej przedstawia rys. 1.



Rys. 1. Wykres przebiegów osazowych napięć fazowych

Opisany sposób zasilania silnika asynchronicznego oznacza wykorzystanie jedynie dodatniej i ujemnej obwiedni krzywych chwilowych napięć fazowych. Do realizacji takiego sposobu zasilania służy bezpośredni przemiennik częstotliwości o wymuszonej komutacji. Ponieważ różnica pomiędzy maksymalną wartością (w jednostkach względnych) napięcia obwiedni $\gamma_{\max} = 1,2$ i minimalną $\gamma_{\min} = 1,039$ jest niewielka, można pomijając chwilowy charakter obwiedni napięć przyjąć, że uzwojenie silnika jest zasilane napięciem stałym, którego wartość jest równa wartości średniej napięcia obwiedni $\bar{\gamma} = \pm 1,146$. Oznacza to, że rozwiązaniem technicznym takiego sposobu zasilania jest przemiennik częstotliwości z pośredniczącym obwodem napięcia stałego.

Z punktu widzenia proponowanego sposobu sterowania obydwa rozwiązania techniczne przy przyjętych jednakowych wartościach napięcia prowadzą do zbliżonych rezultatów.

Napięcie osiowe γ_x i γ_y wyznacza się z napięć fazowych $\gamma_A, \gamma_B, \gamma_C$ za pomocą odwrotnej transformacji Parka:

$$\gamma = N^{-1}(\varphi) \gamma_f \quad (4)$$

przy czym:

γ - wektor napięć osiowych, $\gamma = [\gamma_x, \gamma_y]^T$,
 γ_f - wektor napięć fazowych, $\gamma_f = [\gamma_A, \gamma_B, \gamma_C]^T$.

$N^{-1}(\varphi)$ - macierz odwrotnej transformacji Parka,

$$N^{-1}(\varphi) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\alpha t + \varphi_0), & \cos(\alpha t + \varphi_0 - \frac{2\pi}{3}), & \cos(\alpha t + \varphi_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\alpha t + \varphi_0), & (\sin(\alpha t + \varphi_0 - \frac{2\pi}{3}), & -\sin(\alpha t + \varphi_0 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

φ_0 - kąt, jaki tworzy oś x (wektor strumienia ψ_2) układu współrzędnych XOY z osią fazy A stojana w chwili $t = 0$.

Ponieważ każde z trzech napięć fazowych: $\gamma_A, \gamma_B, \gamma_C$ może w dowolnej chwili przyjmować dwie różne wartości $\gamma = \pm 1,146$, liczba różnych wektorów napięć γ jest równa $2^3 = 8$.

Wszystkie przypadki wektorów napięć osiowych γ dla dowolnej kombinacji napięć fazowych, w danej chwili t i przy określonym kącie φ_0 zawiera tabela 1.

Tabela 1

γ	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	γ_5	γ_6	γ_7	γ_8
γ_A	+1,146	+1,146	+1,146	+1,146	-1,146	-1,146	-1,146	-1,146
γ_B	+1,146	+1,146	-1,146	-1,146	+1,146	+1,146	-1,146	-1,146
γ_C	+1,146	-1,146	+1,146	-1,146	+1,146	-1,146	+1,146	-1,146

Napięcie osiowe \mathcal{U}_k zamieszczone w tabeli 1 wyznacza się z zależności (6):

$$\mathcal{U}_k = |N|^{-1}(\varphi) \mathcal{U}_{fk} \quad k = 1, 2, \dots, 8 \quad (6)$$

Najmniejszy przedział czasu Δt , po którym może nastąpić zmiana sterowania, określono przyjmując $\Delta t = 10 \cdot 10^{-6} \text{ s}$.

Przedziałowi czasu $\Delta t = 10 \mu\text{s}$ odpowiada maksymalna częstotliwość przełączeń $f_{\max} = 10^5 \text{ Hz} = 100 \text{ kHz}$.

Przyjęta wartość maksymalnej częstotliwości przełączeń f_{\max} (odpowiadająca przedziałowi czasu Δt) w obecnym stanie rozwoju elementów i układów energoelektronicznych nie jest realizowalna praktycznie. Przyjęcie częstotliwości f_{\max} o rząd wielkości większej od częstotliwości osiągniętych w praktycznych rozwiązaniach falowników (o mocy odpowiadającej przyjętemu silnikowi) ma na celu jedynie określenie granicy jakości sterowania, do której mogą dążyć układy napędowe z silnikiem asynchronicznym klatkowym. Przyjęty został wskaźnik jakości sterowania w postaci całki modułu różnicy wartości chwilowej momentu elektromagnetycznego i jego wartości zadanej:

$$Q = \int_n^{(n+1)\Delta t} |\mu^* - \mu| dt \quad (7)$$

Obliczenia sterowania optymalnego w sensie minimalizacji wskaźnika jakości (7), przy przyjętych uprzednio założeniach dotyczących rozwiązania układu zasilania i jego parametrów \mathcal{U}_{\max} i f_{\max} , przeprowadzono zakładając:

- parametry przyjętego w pracy [2] silnika asynchronicznego,
- znamionowe warunki początkowe prądu i_{1x} i strumienia ψ_2 :

$$i_{1x}(0) = i_{1xN}$$

$$\psi_2(0) = \psi_{2N}$$

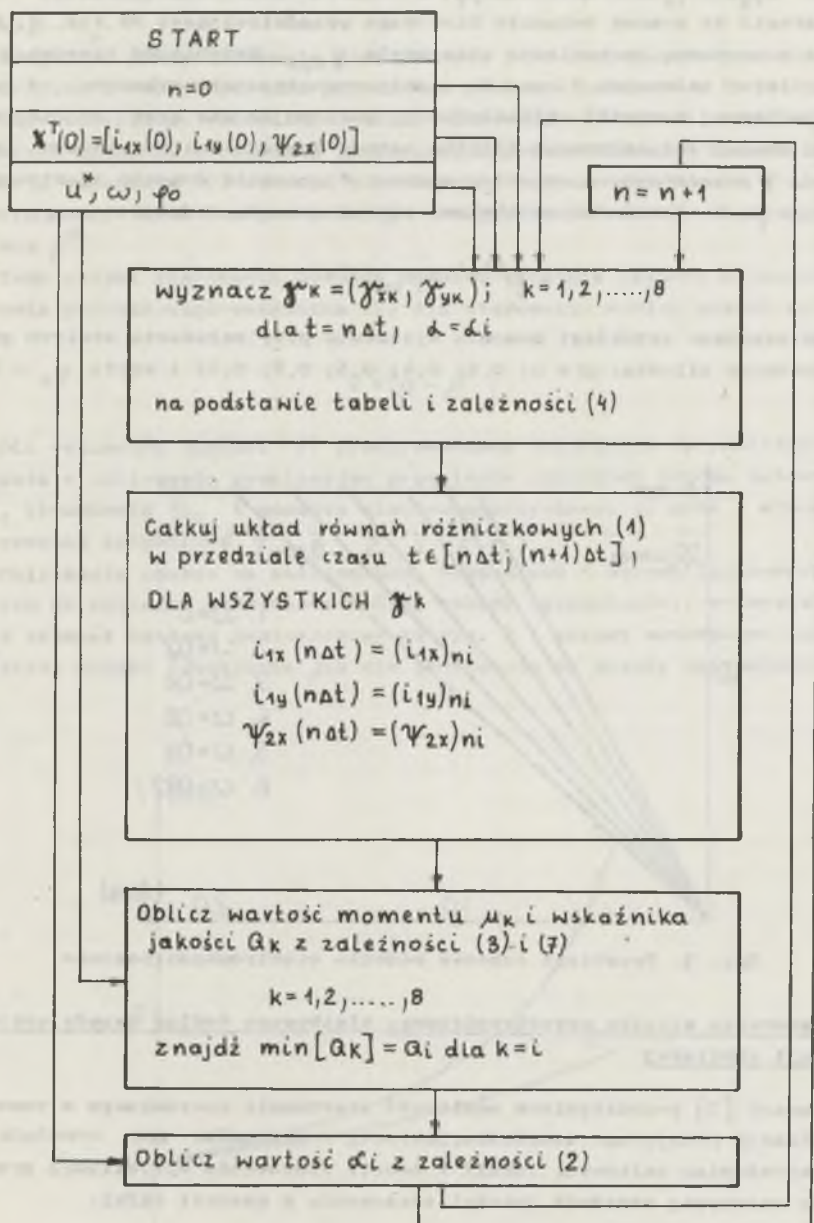
- zerowy warunek początkowy prądu i_{1y} :

$$i_{1y}(0) = 0$$

- skokowy sygnał momentu zadanego μ^* o maksymalnej wartości:

$$\mu^*(t) = \mu_{\max} 1(t)$$

- stałą prędkość kątową silnika ω .

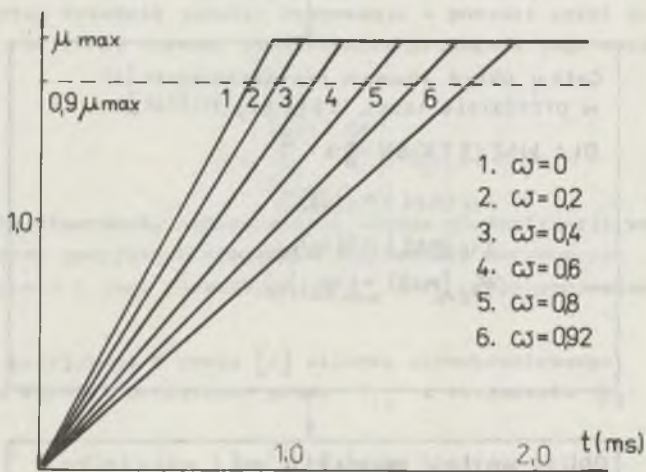


Rys. 2. Schemat blokowy obliczeń

Tok obliczeń optymalnego sterowania $\mathcal{J}_k = \mathcal{J}_{opt}$, przebiegów czasowych prądów i_{1x} , i_{1y} , strumienia ψ_2 i momentu elektromagnetycznego można przedstawić za pomocą schematu blokowego przedstawionego na rys. 2. Obliczenia numeryczne optymalnego sterowania \mathcal{J}_{opt} , przebiegów czasowych poszczególnych zmiennych i momentu elektromagnetycznego wykonano za pomocą elektronicznej techniki obliczeniowej, posługując się przy rozwiązywaniu układu równań różniczkowych silnika metodą Rungego-Kutty wyższego rzędu. Na rys. 3 przedstawiono przebieg czasowy formowania momentu elektromagnetycznego μ w odpowiedzi na skokowy sygnał momentu zadanego:

$$\mu^*(t) = \mu_{max} 1(t)$$

Zamieszczone przebiegi momentu wyliczono przy założeniu stałych prędkości kątowych silnika: $\omega = 0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 0,92$ i kącie $\varphi_0 = 0$.



Rys. 3. Przebiegi czasowe momentu elektromagnetycznego

2. Sterowanie silnika asynchronicznego klatkowego według zasady optymalizacji chwilowej

W pracy [3] przedstawiono możliwość sterowania optymalnego w sensie minimalizacji przyjętego wskaźnika, jakości, w przypadku gdy wskaźnik nie jest wyrażeniem całkowym. Jeżeli w teorii sterowania optymalnego przyjmuje się zazwyczaj wskaźnik jakości sterowania w postaci całki:

$$Q = \int_{t_0}^{t_k} f_0(x, u) dt \quad (8)$$

to zasada optymalizacji chwilowej stawia zadanie poszukiwania sterowania $u(t)$, które nie minimalizuje wartości całki (8), lecz chwilową wartość funkcji f_0 .

W ogólnym przypadku takie postępowanie jest podporządkowane chwilowym korzyściom i nie uwzględnia globalnego efektu sterowania.

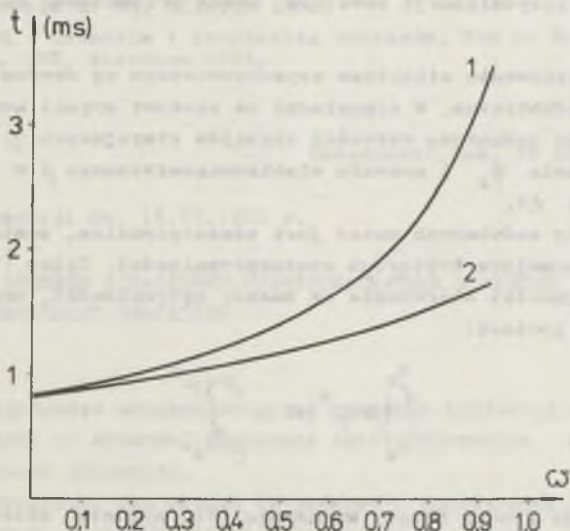
Dla konkretnego wskaźnika jakości sterowania (7) można oczekiwać zachęcających wyników, ponieważ z praktycznego punktu widzenia żądanie minimalizacji wskaźnika (7) oznacza poszukiwanie takiego sterowania $\gamma(t)$, przy którym moment elektromagnetyczny μ w najkrótszym czasie osiągnie wartość zadaną μ^* .

Temu celowi sterowania podlega również wskaźnik jakości w postaci wyrażenia podcałkowego wskaźnika (7) dla sterowania według zasady optymalności:

$$Q = |\mu - \mu^*| \quad (9)$$

Dla wskaźnika jakości (9) przeprowadzono obliczenia optymalizacyjne sterowania i obliczenia symulacyjne przebiegów czasowych prądów osiowych i_{1x} , i_{1y} , strumienia ψ_2 i momentu elektromagnetycznego μ przy wyznaczonym sterowaniu optymalnym γ_{opt} .

Obliczenia oparto na założeniach, równaniach i danych liczbowych przyjętych do obliczeń sterowania według zasady optymalności; wykorzystano również schemat blokowy zamieszczony na rys. 2 i metody numeryczne obliczeń. Uzyskano wyniki identyczne jak dla sterowania wg zasady optymalności.



Rys. 4. Zależność czasu formowania momentu od prędkości kątowej

Na rys. 4 przedstawiono zależność czasu t_{μ} formowania momentu elektromagnetycznego (zdefiniowanego w pracy [2]) od prędkości kątowej ω . Czas formowania t_{μ} silnie zależy od prędkości kątowej silnika, przy której zachodzi formowanie. Czas t_{μ} zmienia się od 0,82 ms przy $\omega = 0$ do 1,70 ms przy $\omega = 0,92$. Krzywa 1 na rys. 4 dotyczy sterowania za pomocą sprzężeń zwrotnych od zmiennych stanu [2], krzywa 2 sterowania według zasady optymalności i zasady optymalizacji chwilowej.

Czasy formowania momentu t_{μ} przy małych prędkościach ω mają podobne wartości dla obu wariantów sterowania. Przy prędkościach bliskich wartości znamionowej czas formowania momentu w układzie przedstawionym w pracy [2] jest około dwukrotnie większy od czasu uzyskanego w układzie sterowania wg zasady optymalności. Źródłem tak poważnych różnic są napięcia fazowe zasilające silniki, w pierwszym przypadku napięcie sinusoidalne o amplitudzie $\gamma = 1,2$, w drugim zaś napięcia stałe o wartości $\gamma_{sr} = \pm 1,146$, lub obwiednie sinusoidalnych napięć trójfazowych o amplitudzie $\gamma_{max} = 1,2$. Uwzględniając fakt, że sygnał napięciowy sterujący momentem w stanach przejściowych jest różnicą napięcia zasilającego silnik i siły elektromotorycznej można ocenić, że w drugim przypadku, w zakresie prędkości zbliżonych do wartości znamionowej, formowanie momentu zachodzi pod wpływem sygnału o wartości co najmniej dwukrotnie większej.

3. Podsumowanie

Na podstawie wyników uzyskanych na drodze modelowania cyfrowego układów sterowania silnika asynchronicznego klatkowego według zasady optymalności i zasady optymalizacji chwilowej można sformułować następujące wnioski:

1. Rezultaty sterowania silnikiem asynchronicznym wg obydwu zasad optymalizacji są identyczne. W odpowiedzi na skokowy sygnał momentu zadanego μ^* , uzyskano jednakowe wartości sygnałów sterujących γ , prądów i_{1x} , i_{1y} , strumienia ψ_2 i momentu elektromagnetycznego μ w każdym przedziale czasu Δt .
2. Sterowanie wg omówionych zasad jest czasooptymalne, pomimo że nie jest oparte na formalnym kryterium czasooptymalności. Całkę (7) stanowiącą funkcjonal jakości sterowania wg zasady optymalności, można przedstawić w innej postaci:

$$\int_{t_0}^{t_k} |\mu - \mu^*| dt = \int_{\mu(t_0)}^{\mu} dt \quad (10)$$

Minimalizacja prawej strony wyrażenia (10) oznacza sterowanie czasooptymalne.

3. Jak wykazały badania symulacyjne, sterowanie optymalne wg przyjętych kryteriów w stanie przejściowym (podczas formowania momentu od wartości $\mu = 0$ do $\mu = \mu^* = \mu_{\max}$) pozostaje stałe. Pierwsza zmiana sterowania (pierwsze połączenie) następuje po przekroczeniu przez moment wartości zadanej.

Stałe sterowanie przy formowaniu momentu, uzyskane w rozpatrywanym przypadku jest stanem szczególnym związanym z przyjęciem warunku początkowego: $\varphi_0 = 0$.

4. Układ realizujący opisane sterowanie w stanie ustalonym utrzymuje zadaną wartość momentu $\mu = \mu^* = \mu_{\max}$ z błędem chwilowym mniejszym od $0,01 \mu_N$, przy średniej częstotliwości przełączeń około 30 kHz.

Taka wysoka częstotliwość przełączeń w stanie ustalonym jest konsekwencją tego, że sterowanie minimalizujące wskaźnik jakości postaci (7) lub (9) oznacza w praktyce śledzenie momentu zadanego μ^* z zerowym błędem.

5. Zbliżone rezultaty sterowania według różnych zasad stawiają problem wyboru metody czasooptymalnego sterowania momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego klatkowego w kategoriach technicznych a nie teoretycznych.

LITERATURA

- [1] Kulesza A.: Zagadnienia syntezy struktur częstotliwościowego sterowania silnika asynchronicznego klatkowego. Politechnika Śląska. Praca doktorska, Gliwice 1981.
- [2] Kulesza A.: Optymalizacja własności dynamicznych układu sterowania silnika asynchronicznego klatkowego. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej. Elektryka nr 84, Gliwice 1982.
- [3] Douglas J.M.: Dynamika i sterowanie procesów. Tom 2: Synteza układów sterowania. WNT, Warszawa 1976.

Recenzent: doc. dr inż. Michał Tall

Wpłynęło do redakcji dn. 16.VI.1982 r.

ОПТИМАЛЬНОЕ ПО ВРЕМЕНИ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ МОМЕНТОМ АСИНХРОННОГО КЛЕТОЧНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Р е з ю м е

В статье представлен метод применения принципа оптимальности для определения оптимального по времени управления электромагнитным моментом асинхронного клеточного двигателя.

Приведены результаты вычислений оптимального управления, а также результаты симуляционных переходных процессов момента двигателя.

THE TIME OPTIMAL CONTROL OF ELECTROMAGNETIC MOMENT OF THE SQUIRREL - CAGE AC MOTOR

Summary

In the paper the method of application of the optimal rule for finding the time optimal control of the electromagnetic moment of the squirrel - cage AC motor is presented. The results of optimal control counting and simulation of the moment time - waves are shown.

Henryk KOŁODZIEJ

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

SYNTEZA STRUKTUR STEROWANIA SILNIKÓW ASYNCHRONICZNYCH W OPARCIU O ZALEŻNOŚCI STATYCZNE

Streszczenie. W artykule zaproponowano podział układów sterowania silnika asynchronicznego na układy pośrednie i bezpośrednie. Przedstawiono metody syntezy struktur sterowania na podstawie opisu własności statycznych silnika asynchronicznego. Podano podstawowe własności dynamiczne tych struktur w wyniku analizy uproszczonych transmitancji operatorowych.

1. Wprowadzenie

Układy napędowe z silnikami asynchronicznymi zasilanymi z przemienników częstotliwości znajdują w chwili obecnej coraz powszechniejsze zastosowanie, mimo ciągle jeszcze wyższej ceny w stosunku do układów z silnikami prądu stałego. W odróżnieniu od napędów prądu stałego istnieje duża różnorodność rozwiązań układów sterowania i regulacji silnika asynchronicznego. Można w ogólności zaproponować podział układów sterowania silnikiem asynchronicznym na dwie grupy:

- grupę pierwszą tworzą układy o sterowaniu pośrednim, to jest takie, w których moment elektromagnetyczny silnika formowany jest bez pomiaru wielkości wewnętrznych decydujących o szybkości sterowania momentem, tzn. sygnału proporcjonalnego do momentu elektromagnetycznego, lub kąta położenia wirującego wektora prądu względem wirującego wektora strumienia głównego silnika,
- drugą grupę tworzą układy o sterowaniu bezpośrednim, do których zaliczyć należy te układy, w których moment elektromagnetyczny formowany jest w oparciu o pomierzony moment elektromagnetyczny bądź też pomierzony kąt położenia wirującego wektora prądu względem wirującego wektora strumienia głównego silnika.

Zaproponowana klasyfikacja układów częstotliwościowego sterowania silników asynchronicznych jest oczywiście dyskusyjna, pozwala jednak w sposób jednoznaczny przyporządkować dowolny układ sterowania silnika. W artykule przedmiotem rozważań są zagadnienia związane z syntezą i analizą

własności dynamicznych struktur o sterowaniu pośrednim, syntetyzowanych na podstawie zależności opisujących własności statyczne silnika asynchronicznego.

2. Układy sterowania silników asynchronicznych zasilanych z przemienników częstotliwości o charakterze źródła napięcia

Syntezę pośrednich struktur sterowania silnika asynchronicznego zasilanego z przemiennika częstotliwości o charakterze źródła napięcia można przeprowadzić wychodząc z równań silnika zapisanych we współrzędnych synchronicznych:

$$\begin{aligned} \underline{u}_s &= r_s \underline{i}_s + \frac{d \underline{\psi}_s}{dt} + j \underline{\psi}_s \omega_s \\ 0 &= r_r \underline{i}_r + \frac{d \underline{\psi}_r}{dt} + j \underline{\psi}_r \omega_r \\ m_s &= \operatorname{Im}(\underline{\psi}_s^* \underline{i}_s). \end{aligned} \quad (1)$$

- wszystkie wielkości wyrażono w układzie wartości względnych [4].

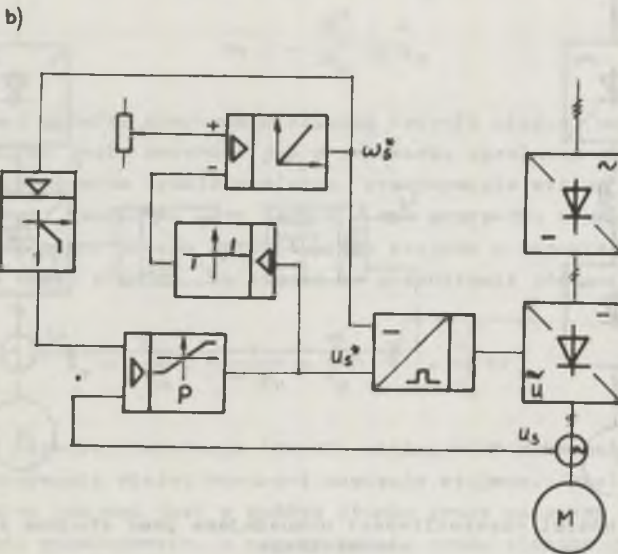
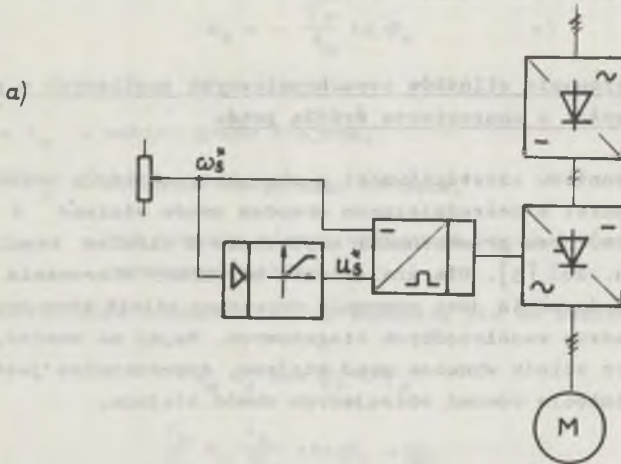
W układach napędowych z silnikiem asynchronicznym sterowanie w pierwszej strefie (strefa stałego momentu maksymalnego) odbywa się najczęściej przy stałej wartości strumienia głównego. Wartość strumienia przeważnie zbliżona jest do znamionowej. W tej strefie sterowania obowiązuje więc prawo sterowania o postaci:

$$\frac{|\underline{u}_s - r_s \underline{i}_s|}{\omega_s} = |\underline{\psi}_s| = \text{const} \quad (2)$$

Prawo sterowania (2) obowiązuje dla częstotliwości mniejszych od znamionowej częstotliwości napięcia zasilającego. Dla większych częstotliwości napięć zasilających utrzymywana jest stała wartość napięcia stojana, co wiąże się z osłabieniem strumienia głównego zgodnie z zależnością:

$$|\underline{u}_s - \underline{i}_s r_s| = |\underline{\psi}_s| \omega_s = \text{const} \approx |\underline{u}_s| \quad (3)$$

Z relacji (2) i (3) wynikają wprost struktury układów sterowania silnikiem asynchronicznym zasilanym z przemiennika o charakterze źródła napięcia. Na rys. 1a przedstawiono najprostszy z możliwych układów sterowania. Jest to układ otwarty, w którym niedopuszczalne są szybkie zmiany sygnału częstotliwości zadanej. Wprowadzenie obwodu napięciowego sprzężenia zwrotnego oraz członu ograniczającego szybkość zmian sygnału częstotliwości zadanej prowadzi do uzyskania struktury przydatnej do zastosowań praktycznych [4].

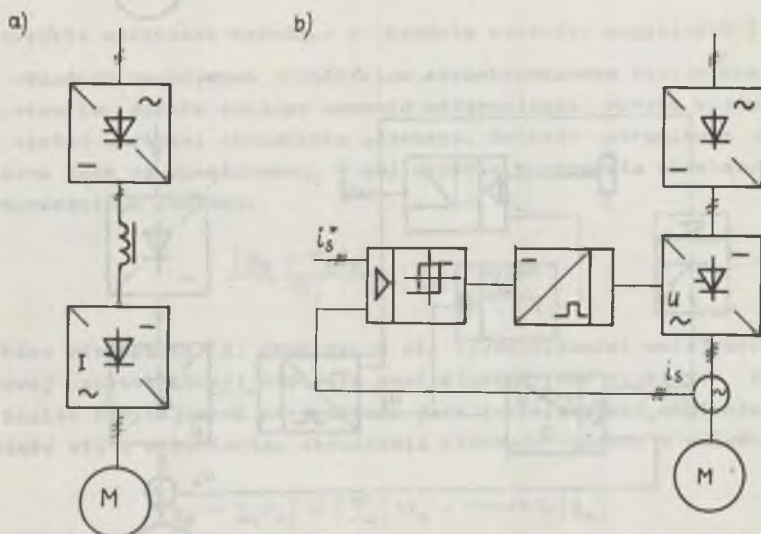


Rys. 1. Przykładowe układy sterowania silnika asynchronicznego zasilanego z falownika napięcia z pośredniczącym obwodem napięcia stojana
 a - układ otwarty, b - układ z napięciowym sprzężeniem zwrotnym (gwiazdka oznaczało wielkości zadane)

W bardziej rozbudowanych układach sterowania, wprowadza się również dodatkowe obwody kompensujące spadek napięcia na rezystancji uzwojeń stojana (równanie (2)) przy małych prędkościach obrotowych silnika (mniejszych od około 0,2 prędkości znamionowej).

3. Układy sterowania silników asynchronicznych zasilanych z przemienników częstotliwości o charakterze źródła prądu

Do przemienników częstotliwości o charakterze źródła prądu zaliczyć należy przemienniki z pośredniozającym obwodem prądu stałego i falownikiem prądu (rys. 2a) oraz przemienniki napięciowe z układem regulacji prądów fazowych (rys. 2b) [5]. Dla znalezienia struktury sterowania silnikiem w tym przypadku dogodnie jest równania opisujące silnik asynchroniczny przedstawić w układzie współrzędnych biegunowych. Mając na uwadze, że przemiennik zasilający silnik wymusza prąd stojana, dopuszczalne jest (dla celów syntezy) pominięcie równań opisujących obwód stojana.



Rys. 2. Przekształtniki częstotliwości wymuszające prąd stojana silnika asynchronicznego

a - przemiennik z pośredniozającym obwodem prądu stałego i falownikiem prądu, b - przemiennik napięciowy z układem regulacji chwilowej wartości prądów fazowych

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{x_m}{x_r} r_r i_s \cos \varphi_r - \frac{r_r}{x_r} \psi_r \quad (a) \quad (4)$$

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{x_m}{x_r} r_r \frac{i_s}{\psi_r} \sin \varphi_r - \omega_r \quad (b)$$

$$m_e = - \frac{\psi_r^2}{x_m} \operatorname{tg} \varphi_r \quad (c)$$

(4)

gdzie:

$\underline{i}_r = |\underline{i}_r| = i_r$ - wektor prądu stojana,

$\underline{\psi}_r = \psi_r e^{-j\varphi_r}$ - strumień skojarzony wirnika,

φ_r - kąt zawarty między wektorami prądu i strumienia skojarzonego wirnika.

Dla stanu ustalonego równania (4) upraszczają się do postaci:

$$x_m i_s \cos \varphi_r = \psi_r$$

$$\frac{x_m}{x_r} r_r \frac{i_s}{\psi_r} \sin \varphi_r = \omega_r \quad (5)$$

$$m_e = - \frac{\psi_r^2}{x_m} \operatorname{tg} \varphi_r$$

W pierwszej strefie sterowania silnika (strefa stałego momentu maksymalnego) możliwe jest, podobnie jak w przypadku zasilania silnika z przeziennika o charakterze źródła napięcia, utrzymywanie stałej wartości strumienia głównego. Konieczne jest jednak w tym przypadku wyznaczenia prawa sterowania wiążącego zadaną wartość prądu stojana z odpowiadającą mu częstotliwością prądu wirnika. Zależność tę przedstawia równanie (6):

$$i_s = \frac{\psi_r}{x_m} \cdot \frac{1}{\cos \varphi_r} = \frac{\psi_r}{x_m} \sqrt{1 + \frac{x_r^2}{x_m^2} \omega_r^2} \quad (6)$$

W drugiej strefie sterowania (strefa stałej mocy maksymalnej) konieczne jest utrzymywanie stałej wartości napięcia stojana. Jeżeli założyć, że prąd maksymalny stojana jest w każdym stanie pracy mniejszy od dwukrotnej wartości prądu znamionowego, a częstotliwość prądu wirnika jest mniejsza od krytycznej to na podstawie wyników zawartych w pracy [2] można napisać:

$$|\psi_r| \approx |\psi_s| \quad (7)$$

Biorąc pod uwagę zależność (3) oraz równania (6) i (7) można znaleźć relację wiążącą prąd stojana z odpowiadającą jego wartości częstotliwością prądu wirnika w drugiej strefie sterowania:

$$i_s = \frac{\Psi}{\omega_s x_m} \sqrt{1 + \frac{x_r^2}{r_r^2} \omega_r^2} \quad (8)$$

gdzie:

Ψ_s - wartość strumienia głównego w pierwszej strefie sterowania.

Z równania (8) wynika, że dla utrzymania w drugiej strefie sterowania stałej mocy maksymalnej, czyli stałej wartości prądu maksymalnego (przy stałym napięciu stojana), konieczny jest wzrost częstotliwości prądu wirnika ω_r wraz ze wzrostem częstotliwości prądu stojana zgodnie z zależnością:

$$\frac{\omega_{r2}}{\omega_{r1}} = \sqrt{\frac{\frac{i_m^2}{\Psi_r^2} x_m^2 \omega_s^2 - 1}{\frac{i_m^2}{\Psi_r^2} x_m^2 - 1}} \quad (9)$$

gdzie:

ω_{r2} - częstotliwość prądu w obwodzie wirnika w drugiej strefie sterowania,

ω_{r1} - częstotliwość prądu wirnika w pierwszej strefie sterowania (dla tej samej wartości prądu stojana).

Przykładowe realizacje struktur sterowania silnika asynchronicznego zasilanego z przemiennika częstotliwości o charakterze źródła prądu przedstawiono na rys. 3. Na rys. 3a przedstawiono podstawową strukturę sterowania silnika zasilanego z falownika prądu. Sygnał wyjściowy z regulatora prędkości podawany jest poprzez człon realizujący zależność (6) na wejście regulatora prądu. Ten sam sygnał wprowadzany jest poprzez element mnożący na wejście sumatora wyznaczającego częstotliwość prądu wyjściowego przemiennika. W drugiej strefie sterowania zadana częstotliwość prądu wirnika jest zwiększana zgodnie z zależnością (9) jako wynik mnożenia napięcia wyjściowego z regulatora prędkości z sygnałem będącym funkcją częstotliwości prądu zasilającego stojan. W drugiej strefie sterowania włącza się obwód sprzężenia napięciowego, który oddziałując na wejście regulatora prądu umożliwia sterowanie wartością prądu stojana zgodnie z zależnością (8).

Na rys. 3b zaprezentowano sposób wprowadzenia sprzężenia napięciowego również w pierwszej strefie sterowania silnika. Własności tego układu sterowania zbliżone są do uzyskiwanych w układzie sterowania przedstawionym na rys. 1b.

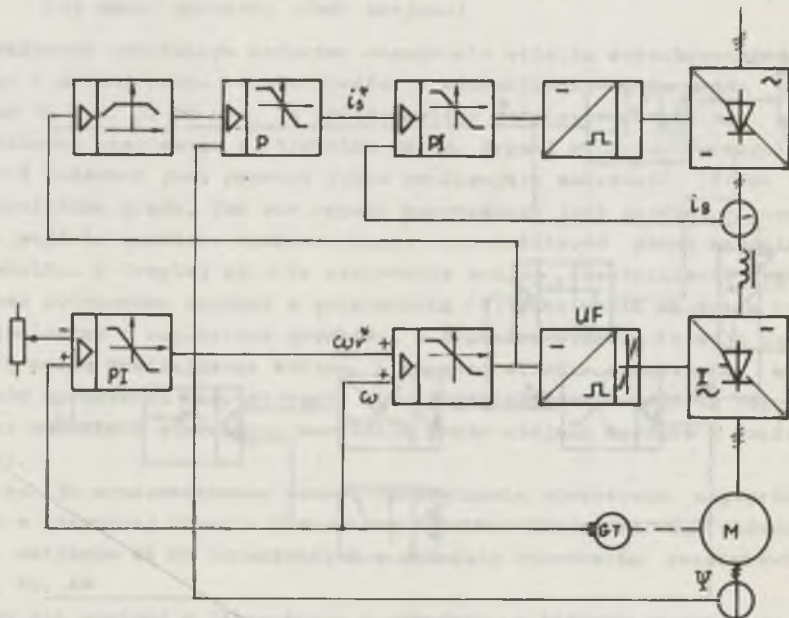
Można się spotkać w literaturze z układami, w których utrzymywany jest nie stały strumień główny silnika, ale stała częstotliwość prądu wirnika [5]. W tym przypadku dla stanu ustalonego obowiązuje zależność:

$$\omega_r = \text{const}$$

$$\Psi_r = \frac{x_m}{x_r} r_r \frac{1}{\omega_r} \sin \varphi_r = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{x_r^2}{r_r^2} \omega_r^2}} \quad (10)$$

Dobór wartości częstotliwości ω_r zależy od maksymalnego spodziewanego obciążenia silnika. Występują w tym układzie trudności z uzyskaniem poprawnej pracy napędu przy małych obciążeniach silnika zwłaszcza w układach z falownikiem prądu. Wynika to z konieczności utrzymywania pewnej minimalnej wartości prądu umożliwiającego poprawną komutację falownika.

W układach napędowych o szerokim zakresie regulacji prędkości obrotowej silnika wprowadza się do układu regulacji obwód stabilizacji strumienia głównego silnika. Strumień ten może być wyznaczony z pomierzonego napięcia stojana dla układów, w których minimalne wartości częstotliwości prądu zasilania silnika są większe od około 3 Hz. W układach o mniejszej minimalnej częstotliwości zasilania silnika pomiaru strumienia można dokonać wprowadzając do silnika dodatkowe cewki pomiarowe. Przykład tego typu struktury sterowania silnika przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Układ sterowania silnika asynchronicznego z obwodem regulacji strumienia głównego

4. Uproszczona analiza własności dynamicznych rozważanych struktur sterowania silnika asynchronicznego

Dokładna analiza własności dynamicznych prezentowanych struktur sterowania silnikiem asynchronicznym możliwa jest wyłącznie za pomocą analogowych maszyn matematycznych lub też drogą obliczeń cyfrowych. Można jednak przeprowadzić uproszczoną analizę własności dynamicznych tego typu struktur wychodząc z równań silnika zapisanych we współrzędnych biegunowych.

W układach napędowych w sposób najbardziej ogólny można scharakteryzować własności dynamiczne napędu wyznaczając czas ustalania się momentu elektromagnetycznego silnika przy skokowej zmianie sygnału momentu zadanego z układu sterowania silnikiem. Dla silnika asynchronicznego szybkość zmian momentu zależy w głównej mierze od szybkości zmian kąta położenia wirującego wektora prądu względem wirującego wektora strumienia głównego (równanie (4c)). Aby ocenić, jak szybko ten kąt położenia się zmienia, konieczne jest przyjęcie założenia, że wartość strumienia silnika zmienia się na tyle wolno, że dopuszczalne jest pominięcie tych zmian w równaniu (4a):

$$\frac{d\psi_r}{dt} \approx 0 \tag{11}$$

Na podstawie założenia (11) można z równania (4a) wyprowadzić zależność wiążącą prąd stojana z kątem położenia wirującego wektora prądu względem wirującego wektora strumienia głównego silnika.

$$i_s = \frac{\psi_r}{x_m \cos \varphi_r} \tag{12}$$

Wstawiając zależność (12) do równania (4b) oraz linearyzując otrzymane równanie wokół punktu pracy ustalonej $(\psi_{r0}, i_{s0}, \varphi_{r0})$ uzyskuje się transmitancję przyrostową o postaci:

$$\Delta\varphi_r = \Delta\omega_r \frac{\frac{x_r}{r_r} \cos^2 \varphi_{r0}}{1 + pT_2 \cos^2 \varphi_{r0}} \tag{13}$$

$T_2 = \frac{x_r}{r_r}$ - elektromagnetyczna stała czasowa obwodu wirnika.

Należy zauważyć, że transmitancja (13) jest prawdziwa dla dowolnej wartości strumienia głównego silnika. Z postaci transmitancji wynika, że o szybkości sterowania kątem wzajemnego położenia wektorów prądu i strumienia głównego decyduje sposób zadawania częstotliwości prądu wirnika. W przedstawionych w rozdziałach 2,3 układach sterowania wartość zadawanej częstotliwości wirnika w stanach przejściowych wynika z równań wyprowadzonych dla stanów ustalonych. Zmiany kąta położenia wzajemnego wektorów stru-

mienia i prądu, a tym samym i momentu elektromagnetycznego, będą więc stosunkowo wolne, gdyż układy sterowania nie zawierają żadnych układów kompensujących stałą czasową mianownika transmitancji przyrostowej (13). Najdłuższe ozasy narastania momentu wystąpią przy małych obciążeniach silnika oraz dla przypadku zmiany kierunku momentu elektromagnetycznego, gdyż wówczas stała czasowa mianownika transmitancji (13) jest zbliżona do wartości elektromagnetycznej stałej czasowej wirnika T_2 . Wartość tej stałej czasowej zależy od wielkości silnika i wynosi od około 0,2s dla silnika o mocy kilkunastu kW do 1s dla silnika o mocy kilkuset kW.

W układach sterowania silnika asynchronicznego przedstawionych na rys. 1b, 3, 4 wprowadzono do układu sterowania obwody regulacji strumienia głównego silnika poprzez stabilizację napięcia stojana lub bezpośrednio strumienia.

Aby ocenić jakość regulacji strumienia głównego silnika lub napięcia stojana, należy znaleźć transmitancje wiążące strumień główny oraz napięcie z prądem stojana. Transmitancje te można wyprowadzić zakładając, że wartość kąta położenia wirujących wektorów prądu i strumienia jest w trakcie zmian wartości strumienia prawie stała.

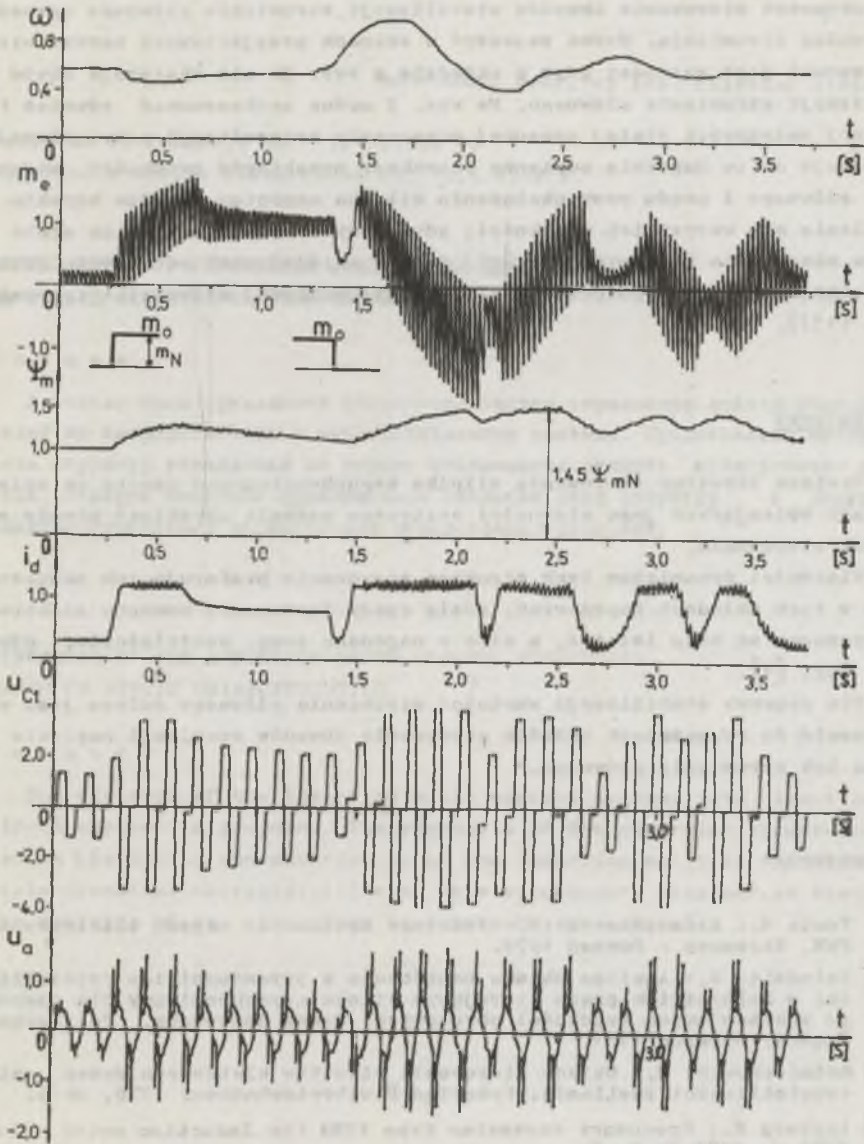
$$\Delta \psi_r = \Delta i_s \frac{x_m \cos \varphi_{ro}}{1 + p T_2} \quad (14a)$$

$$\Delta u_s = \Delta i_s \frac{\omega x_m \cos \varphi_{ro}}{1 + p T_2} \quad (14b)$$

Z postaci transmitancji przyrostowych (14) wynika, że prąd stojana oddziałuje na wartość strumienia głównego poprzez inercję pierwszego rzędu zarówno wtedy, gdy w układzie sterowania wprowadzony jest obwód regulacji napięcia stojana, jak i wtedy, gdy regulowany jest bezpośrednio strumień główny. W układach tych utrzymywanie stałej wartości strumienia głównego jest więc stosunkowo proste i poprawne własności obwodu regulacji strumienia zapewnia regulator typu proporcjonalnego o dostatecznie dużym wzmocnieniu. Należy tu jednak zaznaczyć, iż uzyskanie dostatecznej dokładności regulacji strumienia w układach z obwodem regulacji napięcia stojana jest utrudnione przy małych częstotliwościach prądu stojana. Zachodzi w tym przypadku konieczność uzyskiwania dużych wzmocnień regulatora napięcia, gdyż wartość modułu transmitancji (14b) jest funkcją częstotliwości prądu zasilania silnika.

Wnioski dotyczące własności dynamicznych omawianych struktur sterowania silnika asynchronicznego potwierdzają zarówno badania laboratoryjne, jak i wyniki obliczeń na maszynie analogowej [2].

Przykładowe przebiegi wybranych wielkości silnika i zasilającego go falownika w układzie sterowania z rys. 3a przedstawiono na rys. 5. Przebiegi, zwłaszcza momentu elektromagnetycznego, potwierdzają niekorzystne własności dynamiczne rozpatrywanych struktur sterowania. W szczególności na-



Rys. 5. Przebiegi prędkości obrotowej momentu elektromagnetycznego strumienia głównego silnika, prądu w obwodzie pośredniczącym, napięcia na kondensatorze komutacyjnym napięcia fazowego stojana dla skokowych zmian momentu obciążenia silnika (wartości w jednostkach względnych) w układzie sterowania z rys. 3a

leży zwrócić uwagę na długie czasy narastania i, rewersji momentu elektromagnetycznego silnika, mimo szybkich zmian wartości prądu stojana (na rys. 5 prądu w obwodzie pośredniczącym). Celowość wprowadzania w omawianych strukturach sterowania obwodów stabilizacji strumienia głównego uzasadnia przebieg strumienia. Można zauważyć w stanach przejściowych bardzo wyraźny wzrost jego wartości gdyż w układzie z rys. 3a nie występuje obwód stabilizacji strumienia głównego. Na rys. 5 można zaobserwować również fakt silnej zmienności stałej czasowej mianownika transmitacji przyrostowej (13). Wskazuje na to zupełnie odmienny charakter przebiegów prędkości, strumienia głównego i prądu przy obciążeniu silnika momentem (bardzo szybkie ustalanie się wszystkich wielkości, gdyż przy obciążeniu silnika stała czasowa mianownika transmitacji (13) szybko maleje) oraz odciążeniu silnika (odciążenie silnika powoduje wzrost stałej czasowej mianownika transmitacji (13)).

5. Wnioski

Synteza struktur sterowania silnika asynchronicznego oparta na zależnościach opisujących jego własności statyczne pozwala uzyskiwać proste struktury sterowania.

Własności dynamiczne tych struktur sterowania preferują ich zastosowanie w tych układach napędowych, gdzie czasy formowania momentu elektromagnetycznego są mało istotne, a więc w napędach pomp, wentylatorów, dźwignic itp. [4].

Dla poprawy stabilizacji wartości strumienia głównego celowe jest wprowadzenie do rozważanych układów sterowania obwodów regulacji napięcia stojana lub strumienia głównego.

LITERATURA

- [1] Tunia H.; Kaźmierkowski M.: Podstawy automatyki napędu elektrycznego. PWN, Warszawa - Poznań 1978.
- [2] Kołodziej H.: Analiza układu napędowego z przemiennikiem częstotliwości z falownikiem prądu sterującym silnik asynchroniczny dla szerokiego zakresu zmian prędkości obrotowych. Praca doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1981.
- [3] Kaźmierkowski M.: Układy sterowania silników klatkowych przez zmianę częstotliwości zasilania. Przegląd Elektrotechniczny 1976, nr 6.
- [4] Lidberg K.: Frequency converter type YRRA for Induction motor drives ASEA J. 1981 Nr 5, 6.

- [5] Baranecki A., Smirnow A.: Częstotliwościowa regulacja prędkości obrotowej silników prądu przemiennego zasilanych z falowników tranzystorowych, II Ogólnopolska Konferencja Energoelektroniki. Kazimierz n. Wisłą 1980.

Recenzent: prof. dr inż. Bolesław Winiarski

Wpłynęło do redakcji dn. 19.VI.1982 r.

Ostateczna wersję dostarczono dn. 19.X.1982 r.

СИНТЕЗ СТРУКТУР УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ СТАТИЧЕСКИХ ЗАВИСИМОСТЕЙ

Резюме

В статье было предложено разделение систем управления асинхронных двигателей на посредственные и непосредственные системы. Представлены методы синтеза структур управления на основе статических свойств асинхронного двигателя. Указаны основные динамические свойства этих структур в результате анализа упрощенных операторных передаточных функций.

SYNTHESIS OF THE INDUCTION MOTOR CONTROL STRUCTURES BASED ON STATIC CHARACTERISTICS

Summary

The division of the induction motor control systems into direct and indirect systems is proposed. The synthesis of the controlled structures based on the static characteristics of the induction motor is presented. The basic dynamical characteristics of this structures, obtained, as result of the analysis of the simplified transmittances are given.

Kazimierz GIERLOTKA

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

METODA DOBORU NASTAW REGULATORA PRĘDKOŚCI W UKŁADACH NAPĘDOWYCH PRĄDU STAŁEGO Z POŁĄCZENIAMI SPRĘŻYSTYMI

Streszczenie. W artykule przedstawiono metodę doboru nastaw regulatora prędkości typu P i PI dla układów napędowych prądu stałego z połączeniami sprężystymi, pracujących w typowych kaskadach układów regulacji ze sprzężeniami zwrotnymi od prądu i prędkości silnika. Podano wykresy do doboru wartości wzmożenia i stałej czasowej regulatora prędkości, dla których tłumienie przebiegów przejściowych w układzie jest maksymalne.

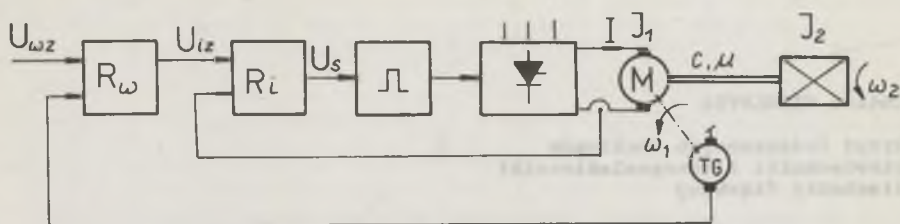
1. Wprowadzenie

Synteza układów regulacji napędów elektrycznych z połączeniami sprężystymi w układzie mechanicznym jest ważnym zagadnieniem w napędach kopalnianych maszyn wyciągowych, przenośników taśmowych o znacznej długości, maszyn papierniczych itp. Istnienie elementów sprężystych w połączeniach mechanicznych może spowodować w stanach przejściowych pracy układu napędowego wystąpienie przebiegów oscylacyjnych pogarszających przebieg procesu technologicznego, zmniejszających niezawodność maszyn. Synteza układu regulacji prędkości napędu z połączeniami sprężystymi przeprowadzona wg powszechnie stosowanych w napędach prądu stałego kryteriów doboru regulatorów, np. kryteriów Kesslera, prowadzi do powstania w układach rzeczywistych przebiegów niezgodnych z założonymi, oscylacyjnych o małym tłumieniu.

W artykule zostanie przeprowadzona analiza tyrystorowego napędu prądu stałego z uwzględnieniem podatności połączeń mechanicznych, pracującego w typowym dwuobwodowym układzie regulacji ze sprzężeniem zwrotnym od prądu i prędkości silnika. Podany zostanie sposób doboru nastaw regulatora prędkości zapewniających duże tłumienie przebiegów przejściowych.

2. Model matematyczny układu

Schemat analizowanego układu napędowego przedstawiono na rys. 1. Silnik napędowy o momencie bezwładności J , połączony jest z maszyną roboczą o



Rys. 1. Schemat tyrystorowego układu napędowego prądu stałego z połączeniem sprężystym w układzie mechanicznym

momencie bezwładności J_2 za pomocą elementu sprężystego o sztywności c i tłumieniu wewnętrznym μ .

Analizowany układ jest opisany następującymi równaniami:

$$E_d(s) = \frac{K}{1 + s\tau_o} U_s(s)$$

$$E_d(s) - K_e \omega_1(s) = I(s) R_g (1 + sT_g)$$

$$K_M I(s) = J_1 s \omega_1(s) + \mu [\omega_1(s) - \omega_2(s)] + c \frac{1}{s} [\omega_1(s) - \omega_2(s)]$$

$$J_2 s \omega_2(s) - \mu [\omega_1(s) - \omega_2(s)] - c \frac{1}{s} [\omega_1(s) - \omega_2(s)] + M_{\square}(s) = 0 \quad (1)$$

$$[U_{iz}(s) - K_1 I(s)] G_{r1}(s) = U_s(s)$$

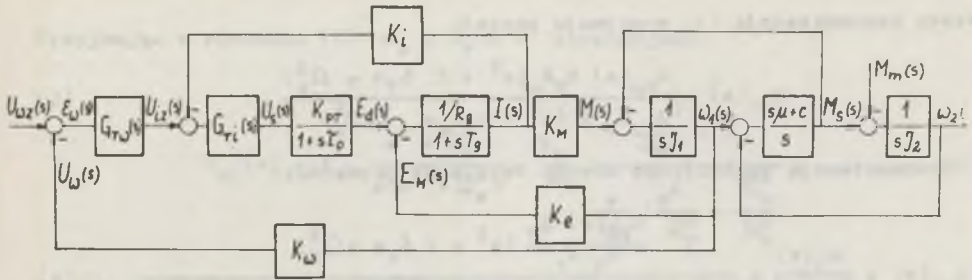
$$[U_{\omega z}(s) - K_{\omega} \omega_1(s)] G_{r\omega}(s) = U_{iz}(s)$$

gdzie:

- K_{PT}, τ_o - wzmożenie i stała czasowa przekształtnika tyrystorowego,
- K_1, K_{ω} - współczynniki wzmożenia w torze pomiaru prądu i prędkości,
- $G_{r1}(s), G_{r\omega}(s)$ - transmitancje operatorowe regulatora prądu i regulatora prędkości.

Schemat blokowy układu napędowego opisanego równaniami (1) przedstawiono na rys. 2.

W dalszym ciągu rozważań założymy, że przedmiotem analizy są układy o niskiej pulsacji drgań własnych (o okresie drgań o wiele większym od stałej czasowej τ_o przekształtnika tyrystorowego). Można wtedy sygnał wewnętrznej sprzężenia zwrotnego silnika $E_M(s)$ traktować jako wolnozmienny,



Rys. 2. Schemat blokowy układu napędowego z połączeniami sprzężystymi

nie mający większego wpływu na proces regulacji prądu twornika i syntezę regulatora prądu przeprowadzić wg kryteriów doboru regulatorów dla układów inercyjnych. Zakładając, że nastawy regulatora prądu są dobrane z kryterium modułu Kesslera, transmitancja zamkniętego obwodu regulacji prądu przyjmuje postać [1]:

$$G_{z1}(s) = \frac{I(s)}{U_{iz}(s)} = \frac{1}{2\tau_o^2 s^2 + 2\tau_o s + 1} \frac{1}{K_1} \quad (2)$$

Ze schematu blokowego (rys. 2) przy uwzględnieniu równania (2) otrzymujemy transmitancję operatorową otwartego układu regulacji prędkości:

$$G_{o1}(s) = \frac{U_{\omega}(s)}{E_{\omega}(s)} = \frac{G_{r\omega}(s) K_M K_{\omega} (s^2 + 2G_F s + \Omega_F^2)}{J_1 K_1 s (s^2 + 2G_e s + \Omega_e^2) (2\tau_o^2 s^2 + 2\tau_o s + 1)} \quad (3)$$

gdzie:

$$\Omega_F = \sqrt{\frac{c}{J_2}}, \quad G_F = \frac{\mu}{2J_2} \quad - \text{pulsacja drgań własnych nietłumionych i współczynnik tłumienia drgań przy nieruchomym (zahamowanym) silniku,}$$

$$\Omega_e = \sqrt{\frac{\sigma(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}}, \quad G_e = \frac{\mu(J_1 + J_2)}{2J_1 J_2} \quad \text{pulsacja drgań własnych nietłumionych i współczynnik tłumienia drgań układu przy odhamowanym silniku.}$$

W pracy [2] wykazano, że dla $\frac{1}{\tau_o} \gg \Omega_F$ można w analizie układu przyjąć, że zamknięty obwód regulacji prądu silnika jest członem proporcjonalnym, czyli przyjmując w równaniu (2) $\tau_o = 0$ otrzymujemy:

$$G_{z1}(s) = \frac{1}{K_1}$$

Wtedy transmitancja (3) przyjmuje postać:

$$G_{01}(s) = \frac{G_{r\omega}(s) K_M K_\omega (s^2 + 2 \zeta_F s + \Omega_F^2)}{J_1 K_i s (s^2 + 2 \zeta_e s + \Omega_e^2)} \quad (4)$$

a transmitancja zamkniętego obwodu regulacji prędkości:

$$G_{z1}(s) = \frac{\omega_1(s)}{\omega_z(s)} = \frac{\frac{G_{r\omega}(s) K_M}{K_i J_1} (s^2 + 2 \zeta_F s + \Omega_F^2)}{s(s^2 + 2 \zeta_e s + \Omega_e^2) + \frac{G_{r\omega}(s) K_M K_\omega}{K_i J_1} (s^2 + 2 \zeta_F s + \Omega_F^2)} \quad (5)$$

3. Analiza układu z proporcjonalnym regulatorem prędkości

Dla regulatora prędkości typu P o transmitancji operatorowej:

$$G_{r\omega}(s) = K_n$$

transmitancje operatorowego otwartego i zamkniętego układu regulacji prędkości mają postać:

$$G_{01}(s) = K_1 \frac{s^2 + 2 \zeta_F s + \Omega_F^2}{s(s^2 + 2 \zeta_e s + \Omega_e^2)} \quad (6)$$

$$G_{z1}(s) = \frac{K_1}{K_\omega} \frac{s^2 + 2 \zeta_F s + \Omega_F^2}{[s^3 + (2 \zeta_e + K_1) s^2 + (\Omega_e^2 + 2 \zeta_F K_1) s + K_1 \Omega_F^2]} \quad (7)$$

gdzie:

$$K_1 = \frac{K_n K_M K_\omega}{K_i J_1} \quad (8)$$

W ogólnym przypadku, gdy układ napędowy opisany jest transmitancjami (6) i (7), wzmocnienie K_n regulatora prędkości, dla którego tłumienie przebiegów przejściowych w układzie jest maksymalne, zależne jest od parametrów Ω_e , Ω_F , ζ_e , ζ_F układu i może być wyznaczone np. z wykresu miejsc geometrycznych pierwiastków.

Ogólne zależności na dobór nastaw regulatora prędkości typu P i PI dających maksymalne tłumienie drgań dla danych parametrów układu napędowego i sprzężenia od prędkości silnika można otrzymać przy pominięciu tłumienia wewnętrznego połączenia sprzężystego.

Przyjmując w równaniu (6) $\delta_e = \delta_F = 0$ otrzymujemy:

$$G_{o1}(s) = K_1 \frac{s^2 + \Omega_F^2}{s(s^2 + \Omega_e^2)} = \frac{K_1}{\Omega_F} \frac{\frac{s^2}{\Omega_F^2} + 1}{\frac{s}{\Omega_F} \left(\frac{s^2}{\Omega_F^2} + \frac{\Omega_e^2}{\Omega_F^2} \right)} \quad (9)$$

Zmieniając skalę czasu $p = \frac{s}{\Omega_F}$ otrzymujemy:

$$G_{o1}(p) = K_{1b} \frac{p^2 + 1}{p(p^2 + \beta^2)} \quad (10)$$

gdzie:

$$K_{1b} = \frac{K_1}{\Omega_F} = \frac{K_n K_M K_\omega}{K_1 J_1 \Omega_F} \quad (11)$$

$$\beta = \frac{\Omega_e}{\Omega_F} = \sqrt{\frac{J_1 + J_2}{J_1}} \quad (12)$$

i analogicznie dla układu zamkniętego

$$G_{z1}(p) = \frac{K_{1b}}{K_\omega} \frac{p^2 + 1}{p^3 + K_{1b}p^2 + \beta^2 p + K_{1b}} \quad (13)$$

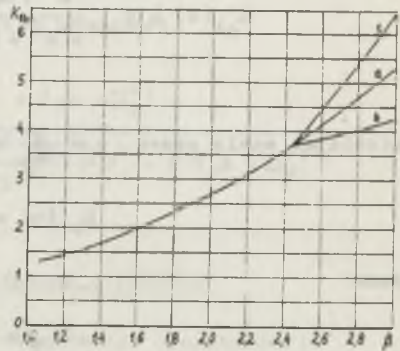
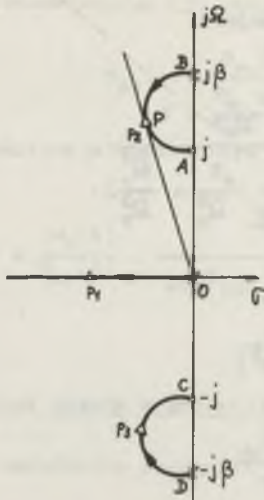
Z transmitancji (10) wynika, że kształt wykresu miejsc geometrycznych pierwiastków transmitancji operatorowej zamkniętego układu regulacji prędkości (13) zależy od współczynnika β - można więc dla każdego β wyznaczyć wartość współczynnika K_{1b} , dla którego tłumienie ζ przebiegów przejściowych w układzie jest maksymalne (rys. 3).

$$\zeta = -\frac{\operatorname{Re}(p_2)}{\sqrt{[\operatorname{Re}(p_2)]^2 + [\operatorname{Im}(p_2)]^2}} \quad (14)$$

Wykres $K_{1b} = f(\beta)$ dla maksymalnego tłumienia drgań przedstawiono na rys. 4 - krzywa a.

Dla $\beta > 2,45$ maksymalne tłumienie pierwiastków zespolonych przy doborze wzmożenia regulatora wg krzywej a jest większe od $\frac{\sqrt{2}}{2}$.

Na rys. 4 podano również zależności graficzne $K_{1b} = f(\beta)$, dla których dla $\beta > 2,45$ tłumienie pierwiastków zespolonych jest stałe i równe $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ (odcinki b i c zależności $K_{1b} = f(\beta)$).



Rys. 3. Wykres miejsc geometrycznych pierwiastków transmitancji (13) zamkniętego układu regulacji z regulatorem prędkości typu P

Rys. 4. Wykres do doboru wzmocnienia regulatora prędkości
a - dla $\xi = \xi_{max}$, b, c - dla $\xi = 0,707$ ($\beta > 2,45$)

Ze wzoru (11) można obliczyć wzmocnienie regulatora prędkości typu P.

$$K_n = \frac{K_{1b} K_1 J_1 \Omega_F}{K_M K_\omega} \tag{15}$$

4. Analiza układu z proporcjonalno całkującym regulatorem prędkości

Dla regulatora prędkości typu PI o transmitancji operatorowej

$$G_{r\omega}(s) = K_n \left(1 + \frac{1}{sT_c} \right) \tag{16}$$

transmitancje operatorowe (4) i (5) otwartego i zamkniętego układu regulacji prędkości przyjmują postać:

$$G_{o1}(s) = K_1 \frac{\left(s + \frac{1}{T_c} \right) (s^2 + 2\sigma_F s + \Omega_F^2)}{s^2 (s^2 + 2\sigma_o s + \Omega_o^2)} \tag{17}$$

$$G_{z1}(s) = \frac{\frac{K_1}{K_\omega} \left(s + \frac{1}{T_c} \right) (s^2 + 2\sigma_F s + \Omega_F^2)}{s^4 + (2\sigma_o + K_1)s^3 + \left[\Omega_o^2 + K_1 \left(\frac{1}{T_c} + 2\sigma_F \right) \right] s^2 + K_1 \left(\frac{2\sigma_F}{T_c} + \Omega_F^2 \right) s + \frac{K_1 \Omega_F}{T_c}} \tag{18}$$

Pomijając tłumienie wewnętrzne połączenia sprężystego i zmieniając skalę czasu otrzymujemy:

$$G_{o1}(p) = K_{1b} \frac{(p + \frac{1}{T_{c1}})(p^2 + 1)}{p^2(p^2 + \beta^2)} \quad (19)$$

$$G_{z1}(p) = \frac{K_{1b}}{K_{\omega}} \frac{(p + \frac{1}{T_{c1}})(p^2 + 1)}{p^4 + K_{1b}p^3 + (\beta^2 + \frac{K_{1b}}{T_{c1}})p^2 + K_{1b}p + \frac{K_{1b}}{T_{c1}}} \quad (20)$$

gdzie:

$$T_{o1} = T_o \Omega_F \quad (21)$$

$$p = \frac{s}{\Omega_F}$$

Przekształcając transmitancję (20) można doprowadzić ją do postaci, na podstawie której można wyznaczyć wykres miejsc geometrycznych pierwiastków transmitancji operatorowej zamkniętego układu regulacji prędkości z regulatorem prędkości typu PI w zależności od stałej czasowej T_c regulatora prędkości [3].

$$G_{z1}(p) = \frac{\frac{T_{o1}}{K_{\omega}} (p + \frac{1}{T_{c1}})}{1 + \frac{T_{c1}}{K_{1b}} \frac{p(p^3 + K_{1b}p^2 + \beta^2 p + K_{1b})}{p^2 + 1}}$$

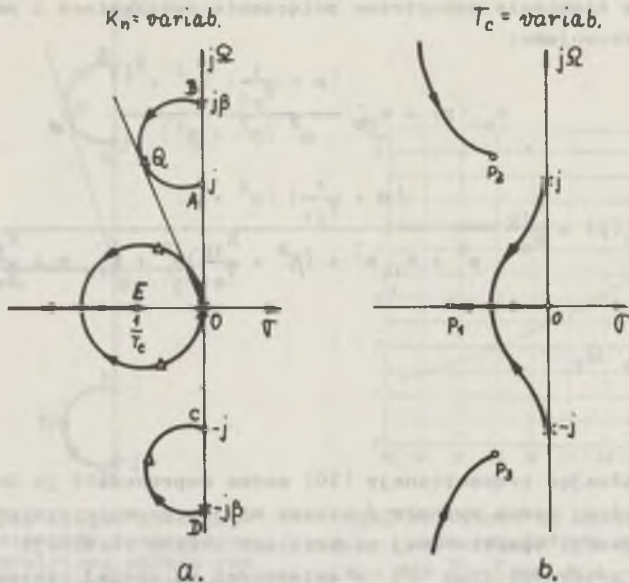
Wykres miejsc geometrycznych pierwiastków w zależności od stałej czasowej T_{c1} otrzymuje się na podstawie zależności:

$$E(p) = \frac{T_{c1}}{K_{1b}} \frac{p(p^3 + K_{1b}p^2 + \beta^2 p + K_{1b})}{p^2 + 1} \quad (23)$$

Przebieg linii pierwiastkowych transmitancji operatorowej (20) w zależności od wzmożenia regulatora prędkości typu PI (wartości współczynnika K_{1b}) przedstawiono na rys. 5a, a w zależności od wartości stałej czasowej regulatora na rys. 5b.

Wzmożenie regulatora prędkości typu PI, dla którego tłumienie przebiegów przejściowych w układzie dla danej wartości T_{c1} jest maksymalne, można obliczyć na podstawie rys. 5a z zależności:

$$K_{1b} = \frac{QB \cdot (QC)^2 \cdot QD}{QA \cdot QC \cdot QE} \quad (24)$$



Rys. 5. Wykres miejsc geometrycznych pierwiastków transmitancji (20) zamkniętego układu regulacji z regulatorem prędkości typu PI

a - przy $K_n = \text{variab.}$; $T_0 = \text{const.}$ b - przy $T_c = \text{variab.}$; $K_n = \text{const.}$

Analogicznie dla regulatora prędkości typu P na podstawie rys. 3 otrzymujemy:

$$K_{1b} = \frac{PB \cdot PO \cdot PD}{PA \cdot PC} \quad (25)$$

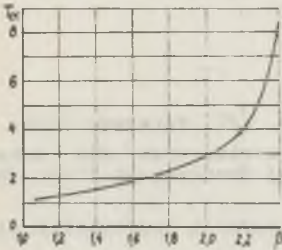
Na podstawie wykresów przedstawionych na rys. 3 i rys. 5a dla tej samej wartości współczynnika β można napisać następujące zależności (o ile zero $s = -\frac{1}{T_0}$ transmitancji (19) leży dostatecznie blisko początku układu współrzędnych):

$$\begin{aligned} \frac{PB}{PA} &\approx \frac{QB}{QA} \\ PO &\approx QO \\ PC &\approx QC \\ PD &\approx QD \\ QO &\approx QE \end{aligned} \quad (26)$$

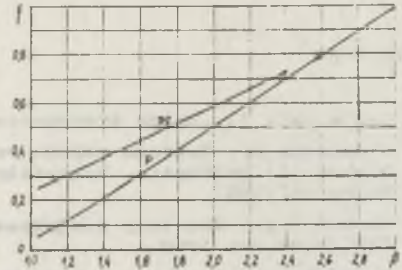
Z zależności (24), (25) i (26) wynika, że w układzie z regulatorem prędkości typu P i PI wartości współczynników K_{1b} , dla których tłumienie przebiegów przejściowych jest maksymalne, niewiele się od siebie różnią.

Wzmocnienie regulatora prędkości typu PI można więc obliczyć z dostateczną w praktyce dokładnością identycznie jak wzmocnienie regulatora prędkości typu P z wykresu przedstawionego na rys. 4 i zależności (15).

Ponieważ wartość współczynnika K_{1b} jest jednoznaczną funkcją współczynnika β , to kształt wykresu miejsc geometrycznych pierwiastków transzancji zamkniętego układu regulacji (20) z regulatorem prędkości PI w zależności od stałej czasowej T_{o1} (rys. 5b) zależy tylko od wartości współczynnika β .



Rys. 6. Wykres do doboru stałej czasowej regulatora prędkości typu PI



Rys. 7. Zależność tłumienia przebiegów przejściowych od współczynnika β dla układu zamkniętego z regulatorem prędkości typu P i PI

Tym samym wartość stałej czasowej T_{o1} , dla której tłumienie przebiegów w układzie z regulatorem prędkości typu PI jest maksymalne, jest zależna od współczynnika β . Wykres $T_{o1} = f(\beta)$ przedstawiono na rys. 6.

Stałą czasową regulatora prędkości oblicza się z zależności:

$$T_o = \frac{T_{o1}}{4\beta} \quad (27)$$

Na rys. 7. przedstawiono zależności współczynnika tłumienia drgań $\xi = f(\beta)$ w układach napędowych z połączeniami sprzężystymi ze sprzężeniem zwrotnym od prędkości silnika i z regulatorem prędkości typu P i PI o nastawach dobranych z wykresów przedstawionych na rys. 4 i rys. 6.

5. Uwagi końcowe

Przedstawiona w artykule metoda pozwala w prosty sposób dobrać nastawy regulatora prędkości typu P lub PI dla układu napędowego prądu stałego z podatnym połączeniem silnika z maszyną roboczą. Tłumienie przebiegów przejściowych przy sprzężeniu od prędkości silnika ω_1 jest większe w układzie z regulatorem prędkości typu PI aniżeli w układzie z regulatorem typu P i rośnie ze wzrostem współczynnika β , czyli ze wzrostem momentu

bezwładności J_2 za połączeniem sprężystym w stosunku do momentu bezwładności J_1 silnika. W liczniku transmitancji operatorowej (20) zamkniętego układu regulacji z regulatorem prędkości typu PI występuje człon forsujący $(s + 1/T_c)$, który powoduje powstanie przeregulowań w układzie. Działanie członu forsującego w układzie z regulatorem prędkości typu PI można skompensować znaną metodą, przez zastosowanie w torze zadawania prędkości filtra o transmitancji:

$$G_F(s) = \frac{1}{1 + s T_c}$$

LITERATURA

- [1] Czajkowski A.: Napęd tyrystorowy prądu stałego. WNT, Warszawa 1974.
- [2] Gierlotka K.: Synteza układu regulacji maszyn wyciągowych dla dużej głębokości wydobywania. Materiały Międzynarodowej Konferencji ICAMC-80, Katowice 1980.
- [3] Savant C.J.: Podstawy projektowania układów regulacji automatycznej. PWT, Warszawa 1960.
- [4] U. Jański S.: Synteza wybranych układów stabilizacji prędkości obrotowej z silnikami prądu stałego. Zeszyty Naukowe Politechniki Białostockiej Nr 14, Białystok 1977.
- [5] Burgin B.Sz.: O możliwych sposobach syntezy regulatora prędkości dla dwumassowej elektromechanicznej systemy. W: sb Awtomatizacja proizvodstwiennych processow. NETI, Nowosybirsk 1977.

Recenzent: prof. dr hab. inż. Karol Wajs

Wpłynęło do redakcji dn. 26.V.1982 r.

Ostateczną wersję dostarczono dn. 19.X.1982 r.

МЕТОД ПОДБОРА КОРРЕКТОРОВ РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА С УПРУГОЙ СВЯЗЬЮ

Резюме

В статье представлен метод расчета корректоров регулятора скорости типа П и ПИ для электропривода постоянного тока с упругой связью. Приведены диаграммы для подбора значений усиления и постоянной времени регулятора скорости, для которых затухание колебаний системы является максимальным.

A METHOD OF THE CALCULATION OF SPEED REGULATOR PARAMETERS
OF DC ELECTRIC DRIVES WITH ELASTIC CONNECTIONS

S u m m a r y

A method of calculating parameters of both P and PI kinds of speed regulator for DC electric drives with elastic connections in mechanical system is presented in the paper. The diagrams for calculation for both gain and time constant of the speed regulator, that ensures maximal dumping of vibrations, are given.