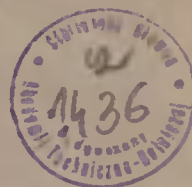


AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE NR 146

ELEKTROTECHNIKA 7



BYDGOSZCZ - 1988

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

ZESZYTY NAUKOWE NR 146

ELEKTROTECHNIKA 7



BYDGOSZCZ - 1988

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
doc. dr hab. Juliusz Skonieczny

REDAKTOR NAUKOWY
dr inż. Janusz Hebenstreit

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE
mgr Halina Koziolkiewicz, Zbigniew Gackowski

Wydano za zgodą Rektora
Akademii Techniczno-Rolniczej
w Bydgoszczy

ISSN 0209-0570

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

Wyd. I. Nakład 100+50 egz. Ark. wyd. 4,4, ark. druk. 4,6. Papier drukowy kl. V, 71 g. B1
Oddano do druku w maju 1988 r. Druk ukończono w czerwcu 1988 r.

Cena 115 zł

Uczelniany Zakład Małej Poligrafii ATR, Bydgoszcz, ul. Olszewskiego 20
Zamówienie nr 210/88. TR E-10

1020143

20 3 1988

S p i s t r e ś c i

str.

1. Sierioża Pietrowic Denisiuk, Viktor Jevgieniewicz Sucik, Ryszard Strzelecki - Osobliwości wyboru metod i algorytmów analizy, syntezy i optymalizacji przekształtników statycznych 5
2. Włodzimierz Jabłoński, Ryszard Strzelecki - Poprawa jakości procesów regulacji poprzez wykorzystanie regulatora z członem opóźniającym 23
3. Ryszard Strzelecki, Kazimierz Jusiński, Janusz Norkowski - Jednoczesna modulacja amplitudy i szerokości impulsów w złożonych układach falowników napięcia 33
4. Ryszard Strzelecki, Janusz Karpowicz - Sposób sterowania falownikiem z modulacją amplitudy i szerokości impulsów napięcia wyjściowego w układzie nadajnym 49
5. Jerzy Stawicki, Jarosław Gąszczak - Zastosowanie metody pomiaru przewodności cieplnej do elektrycznego oznaczania wilgotności gruntu 57
6. Maria Derecka, Zenon Błażejczak - Problemy dotrzymania warunków technologicznych podczas produkcji kabli SN z izolacją polietylenową 65

Sierioża Pietrowic Denisiuk
Wiktor Jevgienievic Sućik
Ryszard Strzelecki

OSOBLIWOŚCI WYBORU METOD I ALGORYTMÓW
ANALIZY, SYNTEZY I OPTYMALIZACJI PRZEKSZTAŁTNIKÓW STATYCZNYCH

W pracy omówiono oraz przeprowadzono klasyfikację metod analizy, syntezy i optymalizacji przekształtników statycznych. Główną uwagę zwrócono na metody wykorzystujące modele kluczowe zaworów półprzewodnikowych. Przedstawiono szerzej jedną z perspektywicznych metod analityczno-numerycznych. U jej podstaw leży tzw. graf zmiany stanów. Graf ten jest wykorzystywany również w kombinatoryczno-topologicznej metodzie syntezy układów przekształtnikowych o stałej i zmiennej strukturze. Scharakteryzowano warunki organizacji efektywnego procesu optymalizacji przekształtników.

1. WSTĘP

Jednym z głównych zadań w dziedzinie techniki przekształtnikowej jest przyspieszenie procesów wdrożeniowych i opracowanie nowych, wysoko efektywnych przekształtników statycznych, bazujących na najnowszym, osiągnięciach technologicznych. Skuteczna realizacja powyższego zadania jest przy tym nierozdzielnie związana z automatyzacją wszystkich faz opracowywania nowych urządzeń: badań wstępnych, obliczeń, projektowania, badań końcowych [14]. Ich naukową i metodologiczną podstawą są: analiza, synteza i optymalizacja oddzielnych modułów, urządzeń lub też kompleksowych systemów techniki przekształtnikowej. Uwarunkowało to wybór przedstawionego w pracy materiału, związanego z badaniami prowadzonymi w ramach umowy o współpracy naukowej w temacie „Przekształcanie i wykorzystanie elektroenergii” pomiędzy Oddziałem Problemów Przekształcania i Wykorzystania Elektroenergii IED AN Ukraińskiej SRR w Kijowie i Wydziałem Telekomunikacji i Elektrotechniki ATR w Bydgoszczy. W materiale tym, przedstawionym w następującej kolejności:

- modele matematyczne i metody analizy przekształtników,
- zadania i metody syntezy przekształtników,
- organizacja procesów optymalizacji przekształtników

główną uwagę poświęcono metodom i algorytmom wykorzystującym proste S i RS - modele siłowych zaworów [12, 33]. W większości praktycznych przypadków

pozwalają one uzyskać wystarczającą dokładność odzwierciedlenia rzeczywistych procesów elektromagnetycznych w przekształtniku. Wyszczególnione modele nie ograniczają przy tym ogólności rozpatrywanych metod, które mogą być (jeśli zaistnieje taka konieczność) odpowiednio adaptowane w przypadkach zastosowania innych modeli zaworów (np. modeli R, RL, RC) i ich odpowiednich kombinacji [12]. W szczególności takiej adaptacji służą metody rozdziału szybkich i wolnych składowych procesów elektromagnetycznych [4, 12].

2. MODELE MATEMATYCZNE I METODY ANALIZY PRZEKSZTAŁTNIKÓW

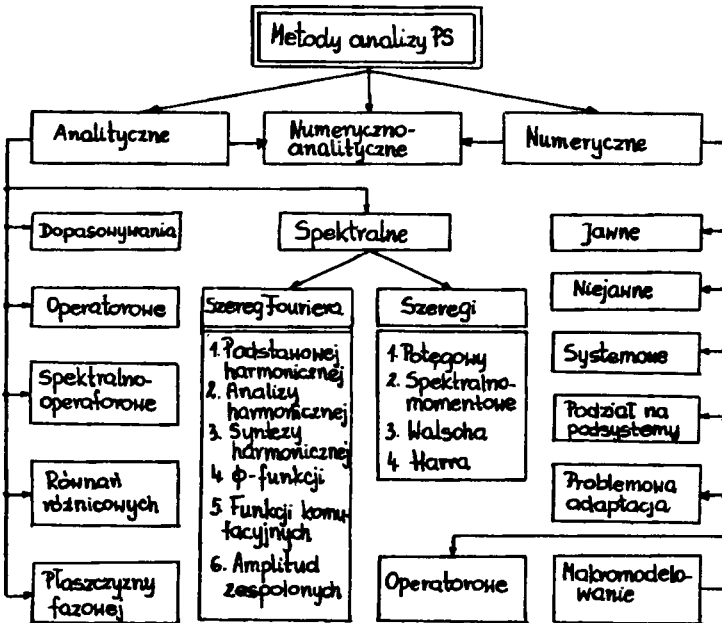
W zależności od wykorzystywanego modelu siłowego zaworu i struktury przekształtnika statycznego PS, analizowany układ zastępczy można odnieść do jednej z klas przedstawionych w tabelicy 1, w której pokazano również odpowiadające danemu układowi zastępczemu modele matematyczne PS.

Tabela 1

Zależność modelu matematycznego PS od klasy ich układów zastępczych oraz przyjętego modelu zaworu

Model zaworu	Osobliwości wynikające z przyjętego modelu zaworu	Klasy układów zastępczych PS	Modele matematyczne PS
S, RS	Brak rozrzutu stałych czasowych, uwarunkowanych modelem zaworu, ulega zmniejszeniu rząd rozwiązywanego układu równań, mogą powstawać obwody złożone ze źródeł energii, idealnych zaworów oraz elementów reaktancyjnych	1) Układy o stałych parametrach i strukturze oraz odcinkami o ciągłym wymuszeniu Układy o zmiennej strukturze i: 2) znanych momentach przełączania struktury, 3) znanej kolejności przełączania struktury, 4) nieznannej kolejności przełączania struktury	Równania różniczkowe liniowe o stałych współczynnikach i odcinkami ciągłej - okresowej funkcji wymuszenia Równania różniczkowe liniowe, których współczynniki i rząd zmieniają się podczas przełączania struktury, i równania algebraiczne dla wyznaczenia momentów przełączania
R, RL, RC	Duży rozrzut stałych czasowych, ulega zwiększeniu rząd rozwiązywanego układu równań	Układy o stałej strukturze, zmiennych parametrach i: 5) znanych momentach zmian parametrów, 6) znanej kolejności zmian parametrów, 7) nieznannej kolejności zmian parametrów	Równania różniczkowe liniowe o zmiennych współczynnikach i równania algebraiczne dla wyznaczenia momentów zmian współczynników

Rodzaj modelu matematycznego - równanie różniczkowe o współczynnikach stałych lub zmiennych, o stałym lub zmieniającym się rzędzie (stała lub zmienna struktura schematu zastępczego) równania, jak również takie czynniki jak: rozmiar modelu, badany stan pracy PS oraz sztywność modelu warunkują zasadniczo wybór metody analizy procesów elektromagnetycznych. Podstawowe z tych metod, wykorzystywane również w celu analizy PS, w procesie ich zautomatyzowanego projektowania, przedstawiono na rys.1.



Rys.1. Klasyfikacja podstawowych metod analizy przekształtników statycznych (PS)

Najdokładniej zostały opracowane metody analityczne, wśród których najczęściej wykorzystuje się metody: dopasowywania odcinkami linearyzowanych rozwiązań [22, 24], płaszczyzny fazowej [24], równań różnicowych [24, 25], operatorowe, spektralno-operatorowe [1, 5, 24, 34], szeregi Walsha [3] i Fouriera [12, 15, 24]. Duże zastosowanie dla obliczania procesów elektromagnetycznych w PS otrzymały również numeryczne metody całkowania równań różniczkowych [4, 12, 15, 23, 27, 32]. Oprócz wymienionych powyżej metod, w ostatnim czasie uwaga specjalistów skupiła się na metodach analityczno-numerycznych [3, 25, 34]. Łączą one w sobie walory różnorodnych podejść do problematyki PS, przy czym ich główną wadą jest brak specjalnych środków przy pracy z systemami sztywnymi.

W dalszym ciągu rozpatrzmy jedną z metod analizy, opartą na wykorzystaniu grafów [10, 20, 21], tzw. grafów zmian stanów (GZS). Metoda ta jest wykorzystywana dla obliczania procesów elektromagnetycznych w PS o zmiennej strukturze i parametrach [8, 26].

Wyjściowymi danymi dla obliczeń są wartości zmiennych stanu $X(n + \gamma_i)$, wyznaczane w momentach zmiany struktury $\gamma_i = (t_i/T) - n$ układu zastępczego PS, gdzie t_i - bieżący czas zmiany struktury, T - okres zmiany struktury PS, n - numer okresu zmian struktury; i opisane zależnością [26]

$$X(n + \gamma_i) = D_1(\gamma_i - \gamma_{i-1})X(n + \gamma_{i-1}) + G_1(\gamma_i - \gamma_{i-1})f(n)f_0 \quad (1)$$

$$i = 1, \dots, m$$

gdzie:

$$D_1(\gamma_i - \gamma_{i-1}) = D_1(\varepsilon - \gamma_{i-1}) \quad \text{dla } \varepsilon = \gamma_i$$

$$G_1(\gamma_i - \gamma_{i-1}) = G_1(\varepsilon - \gamma_{i-1})$$

$$\varepsilon = t/T - n,$$

$$D_1(t - t_{i-1}) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ [pI - A_1]^{-1} \right\},$$

$$G_1(t - t_{i-1}) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ [pI - A_1]^{-1} B_1(p) F_T(p) \right\},$$

A_1, B_1 - macierze równania stanu $\dot{X} = AX + BF$ w i -tym przedziale (t_i, t_{i-1}) lub w jednostkach względnych (γ_i, γ_{i-1}) ,

$F(t) = \sum_{j=1}^J F_{Tj}(t) f_j(n) f_0$ - funkcja wymuszenia przedstawiona jako suma iloczynów okresowej, odcinkami ciągłej funkcji $F_{Tj}(t)$ o stałej amplitudzie i dyskretnej funkcji nieokresowej $f_j(n)$ oraz początkowej amplitudzie wymuszenia f_0 ,

m - liczba zmian struktury w okresie .

Stosując następnie Z-przekształcenie do równania (1), dla $i = 1, \dots, m$, oraz uwzględniając, że $\gamma_m = 1$ otrzymamy następujące równanie macierzowe

$$X = DX + QF_1(z) + \tilde{I}X(0) \quad (3)$$

gdzie:

$$X = [X(z), X(n + \gamma_1), \dots, X(n + \gamma_{m-1})]^T,$$

$$Q = [G(1 - \gamma_{m-1}), G_1(\gamma_1), G_2(\gamma_2 - \gamma_1), \dots, G_{m-1}(\gamma_{m-1} - \gamma_{m-2})]^T,$$

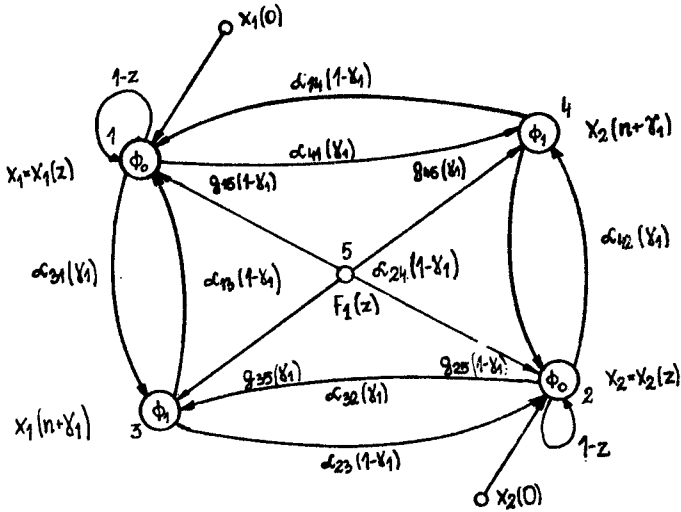
$$\tilde{I} = [z \cdot I, 0, \dots, 0]^T,$$

$$F_1(z) = Z \left\{ f(n) f_0 \right\}$$

$$D = \begin{bmatrix} I - zI & 0 & \dots & 0 & D_m(1 - \gamma_{m-1}) \\ D_1(\gamma_1) & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & D_2(\gamma_2 - \gamma_1) & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & D_{m-1}(\gamma_{m-1} - \gamma_{m-2}) & 0 \end{bmatrix}$$

Wyrażenie (2) jest zależnością przyczynowo-skutkową, w związku z czym można ją przedstawić przy pomocy grafu przepływu sygnałów, określonego ja-

ko GZS [26]. Oznaczenia węzłów takiego grafu są oznaczeniami wektorów X , $F_1(z)$ i $X(0)$, przy czym jako węzły wejściowe przyjmuje się wektory $X(0)$ i $F_1(z)$, a jako wyjściowy wektor X . Elementy macierzy D , Q , \tilde{I} określają wagę odpowiedniej gałęzi GZS. Przykładowy GZS, dla PS o dwóch zmiennych stanu X_1 i X_2 , jednym źródle wymuszenia $F_1(z)$, z którego okres pracy składa się z dwóch przedziałów $(\delta_1, 0)$, $(1, \delta_1)$ przedstawiono na rys.2.



Rys.2. Przykładowy graf zmian stanów (GZS) przekształtnika statycznego

W danym przypadku mamy

$$I - z \cdot I = \begin{bmatrix} 1-z & 0 \\ 0 & 1-z \end{bmatrix}$$

$$D_1(\delta_1) = \begin{bmatrix} \alpha_{31}(\delta_1) & \alpha_{32}(\delta_1) \\ \alpha_{41}(\delta_1) & \alpha_{42}(\delta_1) \end{bmatrix}$$

$$D_m(1 - \delta_{m-1}) = D_2(1 - \delta_1) = \begin{bmatrix} \alpha_{13}(1-\delta) & \alpha_{14}(1-\delta) \\ \alpha_{23}(1-\delta) & \alpha_{24}(1-\delta) \end{bmatrix}$$

Należy przy tym zaznaczyć, że GZS można otrzymać bezpośrednio na podstawie zależności (1), przy czym w celu wyznaczania poszukiwanych elementów wektora X oblicza się odpowiednie transmitancje pomiędzy węzłami GZS. W sumie zastosowanie GZS do analizy procesów w PS pozwala usunąć układanie i rozwiązywanie w postaci jawnej układu równań różnicowych opisujących procesy w przekształtniku o zmiennej strukturze i parametrach. Oprócz tego GZS pozwala wyznaczać wartości zmiennych niezależnie, co w rezultacie zmniejsza liczbę i czas obliczeń.

GZS można również wykorzystać dla obliczania stanów ustalonych w przekształtnikach, w przypadkach jeżeli okres funkcji dyskretnej $f(n)$ jest

k-tą wielokrotnością okresu funkcji $F_T(t)$. W tym celu liczbę zmian struktury PS przyjmujemy równą $m = k m_1$, gdzie m_1 odpowiada wartości „m” w wyrażeniu (1) i oznacza liczbę zmian struktury PS w okresie T oraz uwzględniamy w wyrażeniach (1) lub (3) warunek okresowości $X(n+1) = X(n)$. W rezultacie na podstawie tych zależności otrzymujemy równanie macierzowe o postaci [26, 34]

$$X_1 = D_T X_1 + Q F_0 \quad (4)$$

gdzie:

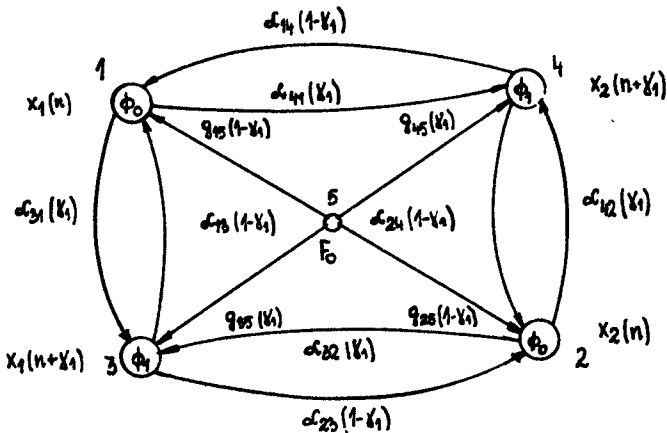
$$F_0 = f_0,$$

$$X_1 = [X(n), X(n+\gamma_1), \dots, X(n+\gamma_{m-1})]^T,$$

$$D_T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & D_m(1-\gamma_{m-1}) \\ D_1(\gamma_1) & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & D_2(\gamma_2 - \gamma_1) & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & D_{m-1}(\gamma_{m-1} - \gamma_{m-2}) & 0 \end{bmatrix}$$

które różni się od równania (3) brakiem macierzy \tilde{I} oraz tym, że macierze D i D_T różnią się jedynie o submacierz $I - zI$.

Otrzymany na podstawie wyrażenia (4) GZS nie posiada węzłów odpowiadających wektorowi $X(0)$ oraz pętli należących do węzłów odpowiadających wektorowi X . Dlatego też obliczone na jego podstawie transmitancje pomiędzy węzłami F_0 i X pozwalają wyznaczyć początkowe wartości zmiennych stanu dla procesu ustalonego. Przykładowy służący do powyższego celu GZS przedstawiono na rys.3. Odpowiada on ogólnemu GZS przedstawionemu na rys.2.



Rys.3. Graf zmian stanów dla procesów ustalonych w przekształtniku otrzymany na podstawie GZS przedstawionego na rys.2

Jak widać z ich porównania oraz porównania zależności (3) i (4) przejście od jednego do drugiego grafu i na odwrót jest procesem prostym i nie wymagającym wykorzystania dodatkowych układów równań.

Równanie (4) lub też GZS przedstawiony na rys.3 wykorzystuje się bezpośrednio w celu obliczania procesów ustalonych w PS ze znanymi momentami zmian struktury lub parametrów. W przypadkach, jeżeli znana jest tylko kolejność przełączania równanie to należy dodatkowo uzupełnić warunkami przełączania przedstawionymi w postaci

$$\phi(X, \hat{\gamma}, F(\hat{\gamma}), \Psi) = 0 \quad (5)$$

gdzie:

$$\hat{\gamma} = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_{m-1}],$$

Ψ - parametr odzwierciedlający zależność momentu przełączania γ_i od układu sterowania.

Na tej podstawie zostały opracowane dwa algorytmy obliczania procesu ustalonego z pominięciem procesu przejściowego. Pierwszy opiera się na układaniu równania (4) w postaci analitycznej, drugi - na układaniu równania (4) w postaci numerycznej (analityczno-numeryczny algorytm równań różnicowych). W trakcie analitycznego wyznaczania współczynników D_i ($\delta_i - \delta_{i-1}$) i G_i ($\delta_i - \delta_{i-1}$) równania (4), aproksymacje macierzy A_i i macierzy podstawowej przeprowadzono wykorzystując twierdzenie Mirskiego i podejścia Gerszgorina i Sturma. W odróżnieniu od tego, w trakcie numerycznego układania równania (4) zastosowano numeryczno-różnicową aproksymację o postaci $X_{L+1} = a_1 X_1 + b_1 f(\varepsilon_1)$, gdzie a_1 i b_1 można otrzymać na podstawie macierzy A_1 , B_1 oraz przyjętego kroku n w jednej z dowolnych metod całkowania numerycznego. Należy przy tym dodatkowo zaznaczyć, że w drugim algorytmie rozwiązanie odpowiednich równań (4) rozpatruje się (na każdym kroku) razem z warunkami przełączania zaworów (5).

Oprócz powyższego, w stosunku do tych algorytmów należy odnotować następujące ich cechy charakterystyczne:

- algorytm pierwszy - pozwala otrzymać rozwiązanie równań stanu w jednym przedziale niezmienności struktury; nie nakłada ograniczeń na rozmiar analizowanych układów; nie wymaga wyznaczania wartości własnych macierzy A_i ; pozwala analizować procesy opisane tak zwykłymi, jak i sztywnymi układami równań różniczkowych;
- algorytm drugi - jest przeznaczony dla obliczania procesów w układach: z niesterowalnymi zaworami; bez sprzężenia lub ze sprzężeniem zwrotnym poprzez układ sterowania; przy różnych rodzajach modulacji sygnału sterującego, pozwala analizować procesy opisane zwykłymi i sztywnymi równaniami różniczkowymi w różnych współrzędnych bazowych.

Realizacja wyszczególnionych algorytmów pozwala na osiągnięcie minimum 3-krotnego zysku w czasie. Zostało to wyznaczone poprzez porównanie z algorytmami wymagającymi przejścia do procesu ustalonego poprzez pełen proces przejściowy. W niektórych przypadkach zysk ten był i 30-krotny. Algorytmy powyższe zrealizowane w pakiecie programów ASPPN [8], w języku

FORTRAN-IV, mogą być również stosowane w trakcie rozwiązywania zadań optymalizacyjnych, a także w początkowych etapach analizy bardzo złożonych systemów z przekształtnikami, w których takie systemy są modelowane uproszczonymi schematami zastępczymi.

3. ZADANIA I METODY SYNTEZY PRZEKSZTAŁTNIKÓW

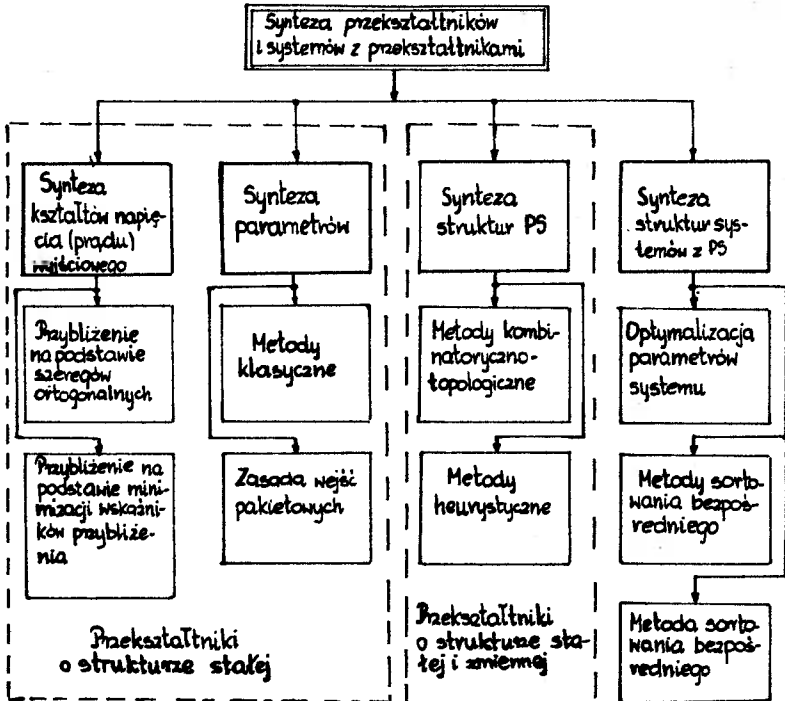
Synteza PS jest jednym z najbardziej trudnych problemów w teorii układów przekształtnikowych, przy czym stopień jej złożoności w dużej mierze wyznacza przyjęty model zaworu. Należy przy tym zaznaczyć, że na dzisiejszym etapie rozwoju metod syntezy [11, 13, 21] złożone modele zaworów są mało przydatne. Wynika to nie tylko z trudności w ich zastosowaniu, lecz również i przede wszystkim z tego, że takie modele odzwierciedlają jednocześnie szybkie i wolne składowe procesów w PS, które podczas modelowania mogą być rozdzielane. Dlatego też w celu syntezy PS (ich obwodów siłowych) jest racjonalnym wykorzystywać modele jawnie odzwierciedlające w obwodach siłowych składowe wolne. Do takich modeli zaworów zalicza się przykładowo modele kluczowe, wyszczególnione w punkcie 1.

Między różnorodnymi metodami syntezy PS o stałej i zmiennej strukturze istnieje szereg różnic. Niezależnie jednak od tego można wydzielić następujące podstawowe kierunki syntezy:

1. Synteza zadanych kształtów napięcia (prądu) wyjściowego PS i struktur przekształtników na podstawie metod aproksymacji [2, 5, 6, 25, 28, 31].
2. Synteza parametrów, w rezultacie której (dla zadanego obwodu siłowego PS) zostają wyznaczone parametry elementów PS spełniające stawiane wymagania [11, 13, 21, 25].
3. Synteza struktur PS, w rezultacie której zostają rozmieszczone odpowiednio wszystkie elementy R, L, C i zawory siłowe [7, 9, 25, 26, 35, 36, 37].
4. Synteza struktur systemów z PS, w rezultacie której wyznacza się optymalną (dla zadanej funkcji (celu)) strukturę systemu składającego się z bazowych funkcjonalnych węzłów, takich jak: transformatory, filtry, prostowniki, falowniki itp. [25].

Kierunki te wyznaczające podstawowe zadania syntezy wraz z odpowiadającymi im uogólnionymi metodami przedstawione zostały na rys.4. W dalszym ciągu niniejszego punktu, z uwagi na ograniczoną objętość materiału, rozpatrzmy wyłącznie metodę kombinatoryczno-topologiczną syntezy struktury PS [35, 36]. Wybór tej metody został uwarunkowany głównie dwoma czynnikami:

- a) możliwością syntezy struktur PS o minimalnej liczbie zaworów,
- b) wykorzystywaniem w danej metodzie (omówionego w punkcie 1) GZS.



Rys.4. Podstawowe kierunki i odpowiadające im uogólnione metody syntezy przekształtników

Metoda kombinatoryczno-topologiczna syntezy PS o zmiennej strukturze (a w szczególności i o stałej strukturze) składa się z następujących etapów:

- 1) aproksymacja sygnałów i wyznaczenie GZS,
- 2) wybór grafów strukturalnych i napełnienie ich zadaniem zestawem elementów (dwójników),
- 3) synteza struktur układów z idealnymi zaworami (kluczami) na podstawie GZS,
- 4) synteza parametrów i wybór zdalnych do realizacji układów spełniających stawiane wymagania.

Sam proces syntezy zostaje zapoczątkowany poprzez wybór danych wejściowych, wśród których przedstawionymi są:

- a) n_E - liczba źródeł wymuszenia,
- b) n_p - liczba obciążeń (wyjść faz syntezywanego PS),
- c) skład spektralny sygnału wyjściowego oceniony takimi wskaźnikami jak: współczynnik pulsacji, współczynnik zniekształceń itd.

Należy przy tym zaznaczyć, że każde dodatkowe dane wejściowe, jak np. algorytm podłączania źródeł wymuszeń do obciążeń zmniejsza zakres poszukiwań możliwych do przyjęcia rezultatów syntezy.

Realizacja pierwszego etapu wymaga aproksymacji wyjściowego sygnału (napięcia, prądu) i łączy w sobie wybór funkcji bazowych (wykładniczych), wyznaczenie liczby przedziałów - „m”, w których struktura PS nie ulega zmianie i liczby członów szeregu aproksymującego w każdym przedziale. Cechą takiej aproksymacji jest to, że przeprowadza się ją na podstawie określonych wskaźników jakości, w związku z czym charakteryzuje się ona pewną niejednoznacznością, co zakłada stosowanie określonych procedur optymalizacyjnych [5, 6]. W jej rezultacie otrzymujemy „m” wielomianów wykładniczych, na podstawie których, uwzględniając warunki ciągłości i okresowości procesów elektromagnetycznych w PS, zostaje wyznaczony GZS. Poszukiwany GZS można wyznaczyć wykonując kolejno następujące kroki:

1. Wyznaczanie dla każdego przedziału niezmienności struktury PS tzw. przedziałowych GZS o $n_E + m(n_X + n_R)$ -węzłach, gdzie n_X - liczba całkowita, która pozwala spełnić następujące wymagania:
 - a) w przedziałowym GZS zawsze występuje gałąź pomiędzy węzłami $X_j(n - \gamma_{j-1})$ i $X_j(n - \gamma_j)$;
 - b) w przedziałowym GZS zawsze są tylko pary gałęzi skierowanych $(X_k(n - \gamma_{j-1}), X_j(n - \gamma_j))$ i $(X_1(n - \gamma_{j-1}), X_k(n - \gamma_j))$;
 - c) w przedziałowym GZS razem z gałęziami $(F_r, X_k(n - \gamma_j))$ i $(F_r, X_1(n - \gamma_j))$ zawsze są gałęzie $(X_k(n - \gamma_{j-1}), X_1(n - \gamma_j))$ i $(X_1(n - \gamma_{j-1}), X_k(n - \gamma_j))$.
2. Wybieranie wszystkich możliwych kombinacji przedziałowych GZS i ich łączenie w jednakowych węzłach.
3. Sprawdzanie istnienia w otrzymanych GZS dróg pomiędzy wszystkimi węzłami (grafy, w których takich dróg brak, zostają wyłączone z dalszego rozpatrywania).
4. Rozdział reaktancyjnych elementów na elementy pojemnościowe i indukcyjne przeprowadzany na podstawie informacji apriory.

Na drugim etapie rozpatrywanej metody, jak już wspomniano, przeprowadza się generację grafów strukturalnych i napełnia się je zadanyymi dwójnikami, których liczbę i typ określa się na podstawie zsyntezowanego GZS. Dla generacji grafów strukturalnych można zastosować metody generacji grafów izomorficznych [7, 9, 20]. Jednakże z otrzymanego zbioru struktur należy wyłączyć te struktury, które nie spełniają wymagań stawianych przed grafami strukturalnymi obwodów elektrycznych, tj. nie są połączone cyklicznie, nie są prostymi. Dla napełniania tych grafów dwójnikami zostały opracowane specjalne procedury sortowania (kolejnego, równoległego) [37], pozwalające generować wyłącznie różne rozwiązania układów o stałej strukturze i wyłączające z rozpatrywania w następnych etapach układy identyczne. Należy przy tym zaznaczyć, że jedną z przyczyn pojawienia się identycznych układów jest występowanie w grafie strukturalnym gałęzi równoległych i szeregowych.

Istotą trzeciego etapu (najważniejszego) jest rozmieszczenie w otrzymanych układach o stałej strukturze idealnych zaworów (kluczy) tak, aby:

- a) procesy elektromagnetyczne w PS o zmiennej strukturze były opisywane poprzez wybrany GZS;
 b) liczba zaworów była minimalna.

W tym celu wyszczególnia się dwa typy zaworów [7, 9, 35, 36]. Pierwszy typ zaworów zabezpiecza przepływ prądu w elementach pasywnych i jest wprowadzany niezależnie od zaworów drugiego typu, zabezpieczających podział układu na podukłady. W celu rozmieszczenia zaworów pierwszego typu wykorzystuje się procedury sprawdzania łączności cyklicznej grafu strukturalnego podukładu oraz konstrukcję obwodu Hamiltona w podukładzie. W celu rozmieszczenia zaworów drugiego typu wprowadza się graf sortowania wszystkich sposobów podziału układu na podukłady, jak również pozorne gałęzie uwzględniające informację o podziale układu na podukłady w poprzednich przedziałach niezmienności struktury PS [7, 9, 35, 36]. W rezultacie otrzymuje się układy będące układami zastępczymi wielu PS o zmiennej strukturze i zadanym algorytmie przełączania zaworów i odpowiadające wymaganemu GZS.

Czwarty, końcowy etap syntezy pozwala wyznaczyć parametry PS i w przypadku jeśli jest to konieczne, momenty przełączania zaworów i parametry źródeł wymuszenia. Wykonywana przy tym synteza parametryczna przewiduje rozkład wyrażenia opisującego sygnał wyjściowy PS w dowolny, wstępnie zadany, szereg ortogonalny. Również na tym etapie przeprowadza się wybór, przydatnych praktycznie (zsyntezowanych) układów PS, które w fazie końcowej są dopracowywane metodami inżynierskimi.

Opracowany na podstawie rozpatrzonej pobieżnie metody kombinatoryczno-topologicznej algorytm i program syntezy układów PS o stałej i zmiennej strukturze został zrealizowany we wspomnianym w punkcie 1 pakiecie programów ASPPN [26]. W skład tego pakietu wchodzi 55 podprogramów o objętości sumarycznej około 4000 operatorów języka FORTRAN-IV i PL/1. Algorytm ten pozwolił zsyntezować znane, jak również oryginalne obwody siłowe PS.

4. ORGANIZACJA PROCESU OPTIMALIZACJI PRZEKSZTAŁTNIKÓW

Przystępując do omówienia procesu optymalizacji PS należy na wstępie zaznaczyć, że samo zadanie optymalizacji PS może być przedstawione w postaci skalarnej [13, 19]

$$FS(\vec{X}) \rightarrow \min \quad (6)$$

gdzie:

$$\vec{X} = [\vec{X}_1, \vec{X}_2, \dots, \vec{X}_n] - \text{wektor optymalizowanych parametrów.}$$

Zakłada się przy tym, że wektorowa funkcja celu jest sprowadzona do postaci skalarnej $FS(\vec{X})$ poprzez związanie wektorowego kryterium optymalności lub też w rezultacie stosowania sposobu minimum z uwzględnieniem ograniczeń wektorowych $G(\vec{X}) \geq 0$, $H(\vec{X}) = 0$ i dopuszczalnego obszaru zmian optymalizowanych parametrów

$$D^k = \{ \bar{X} : a_i \ll \bar{X}_i \ll b_i, i=1, \dots, n \}$$

W trakcie organizacji procesu optymalizacji, opisywanego wyrażeniem (6) i realizacji odpowiednich algorytmów i programów należy uwzględnić następujące czynniki [29]:

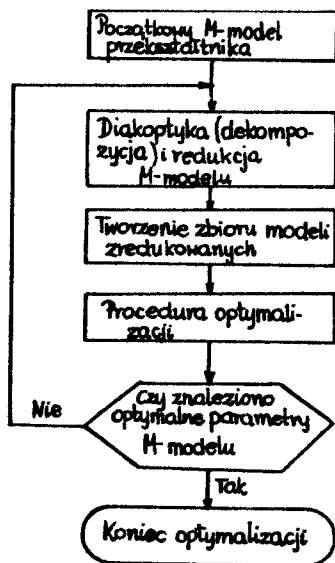
1. Ponieważ funkcje celu, którymi mogą być przykładowo: charakterystyki energetyczne, skład spektralny sygnałów, objętościowo-wagowe i cenowe wskaźniki PS, są określane na podstawie procesów ustalonych, a ograniczenia na podstawie procesów przejściowych i ustalonych, to w odpowiednie programy optymalizacyjne powinny być włączone algorytmy umożliwiające przyspieszone obliczanie procesów ustalonych w PS.
2. W związku ze złożonością modeli matematycznych PS, w trakcie obliczania procesów powinny być wykorzystywane metody redukcji, dekompozycji i diakoptyki układów i ich modeli matematycznych.
3. Wybierając metodę optymalizacji należy uwzględnić fakt, że dopuszczalny obszar D^k jest na ogół obszarem o wielu ekstremach (w tym i globalnym) położonych blisko siebie.
4. Dla celów efektywnej i elastycznej organizacji procesu optymalizacji, odpowiednie algorytmy powinny być adacyjnymi (tak strukturalnie, jak i parametrycznie).
5. Podstawowe wymagania odnośnie pakietów (programów) optymalizacji dotyczą: możliwości dynamicznego wywoływania, możliwości dialogu z operatorem, modułowości budowy, kryterium wyboru elementów pakietu.

I tak np. wybór algorytmu analizy procesów ustalonych w PS, na podstawie odpowiadającemu jemu GZS, jak również metody obliczania wskaźników jakości na podstawie zwiżanych sum składowych spektralnych tych procesów [8, 18, 19] pozwalają uwzględnić czynnik pierwszy. Czynnik drugi, tj. diakoptyka i redukcja M-modelu PS [29, 30] jest uwzględniany poprzez wydzielenie oddzielnych części modelu $M = \{ M_j : j=1, \dots, n_M \}$ i ich parametrów znaczących. Odpowiedni algorytm optymalizacji PS, wykorzystujący zasady diakoptyki i redukcji został przedstawiony na rys.5. Sprowadza się on do wyznaczania zredukowanych modeli PS $M_{R,1}, M_{R,2}, \dots, M_{R,M}$ o stopniach dokładności modelowania procesów (w porównaniu z modelem wyjściowym) $\varepsilon_1 > \varepsilon_2 > \dots > \varepsilon_M$ i kolejnych optymalizacjach FS (\bar{X}) (6). W trakcie takiej organizacji procesu optymalizacji początkowo poszukuje się minimum funkcji FS (\bar{X}) dla modelu $M_{R,1}$. Następnie, jeśli znaleziony został wektor optymalny \bar{X} o stopniu dokładności ε_1 , to następuje przejście do procesu optymalizacji modelu $M_{R,2}$ o stopniu dokładności ε_2 . Proces ten powtarza się aż do optymalizacji parametrów modelu $M_{R,M}$, przy czym optymalny wektor \bar{X} dla modelu $M_{R,1-1}$ jest początkowym wektorem optymalizowanych parametrów dla modelu $M_{R,1}$. Na etapie końcowym optymalizację wektora \bar{X} dla pełnego modelu M przeprowadza się analogicznie (na podstawie optymalnego wektora X dla modelu $M_{R,M}$) [30].

Czynniki trzeci i czwarty są uwzględniane poprzez modyfikację i scalanie algorytmów poszukiwania optymalnych rozwiązań w pakiecie programów. W rezultacie prowadzi to do zwiększenia efektywności procesu obliczeniowe-

go, przy czym w takim przypadku konieczna jest organizacja procesu adaptacji (wyboru) odpowiednich algorytmów w zależności od zmieniających się warunków poszukiwania globalnego ekstremum. Warunkiem takiej adaptacji jest wybór odpowiedniego wskaźnika, którego wartość wpływa na wybór algorytmu i parametrów procesu optymalizacji [17].

Czynnik piąty, zależny w pewnym stopniu od właściwości i oprogramowania systemu komputerowego, jest uwzględniany poprzez wprowadzenie odpowiednich instrukcji sterujących pracą systemu do odpowiednio ułożonego pakietu programów [1, 16].



Rys.5. Algorytm optymalizacji PS wykorzystujący metody diakoptyki i redukcji

Powyższe czynniki zostały uwzględnione w opracowanym pakiecie ORIIM optymalizacji parametrów i wyboru optymalnych stanów pracy PS, wykorzystującym algorytmy poszukiwań pseudolosowych. Program ten napisany w języku FORTRAN może pracować w systemach dialogowym i wsadowym. Jego zastosowanie pozwala skrócić czas przeznaczony na projektowanie nowych układów PS, na około 30 - 40 %.

5. PODSUMOWANIE

1. Przeprowadzony przegląd znanych metod analizy, syntezy i optymalizacji PS oraz odpowiednich algorytmów i programów, przeznaczonych do wykorzystania w maszynach cyfrowych, pozwala na wyciągnięcie wniosków o racjonalności przedstawionych metod i algorytmów:

- a) bezpośredniego obliczania procesów ustalonych,

- b) syntezy strukturalnej i parametrycznej,
- c) optymalizacji, pozwalających uwzględniać cechy charakterystyczne (osobliwości) PS.

2. Algorytmy bezpośredniego obliczania procesów ustalonych na podstawie grafu zmiany stanu (GZS) PS pozwalają znacznie obniżyć nakłady na obliczenia, niezależnie od tego czy PS jest modelowany przy pomocy zwykłych, czy sztywnych układów równań różniczkowych.

3. Przedstawiona w pracy metoda kombinatoryczno-topologiczna syntezy PS, wykorzystująca GZS, pozwala syntezować układy o minimalnej liczbie zaworów siłowych i jest przeznaczona do realizacji w maszynach cyfrowych.

4. Przedstawiony algorytm optymalizacji, zrealizowany w postaci pakietu programów ORIIM i stosowany w procesie projektowania układów PS, pozwala dobrać najbardziej racjonalne parametry przy jednoczesnym skróceniu czasu projektowania nowego urządzenia.

LITERATURA

- [1] Aho V., Hopcroft J., Ullman J.: The design and analysis of computer algorithms. Addison - Wesley Publ. Comp., 1974
- [2] Bołotovskij Ju.I., Vinogradova T.A.: Topologiczkijskij metod sintieza schiem avtonomnych invertorov. Rękopis zdeponowany w Ukr. NIINTI Nr 318 Uk-DB3, Kiev 1983
- [3] Burym V.M., Makarov A.M., Michalievic G.A.: Riesenie uravnenii sostojania električieskich čiepiej s primienieniem riadov tolsza. Prieprint IEA, AN Ukr. SRR Nr 104, Kiev 1975
- [4] Demircian K.S., Rakitskij Ju.V., Butyrin P.A., Kartasov E.V., Korovkin N.V.: Problemy cislennovo modelirovania prociesov v električieskich ciepiach. Izv. AN SSSR „Energietika i transport” 1982
- [5] Denisiuk S.P., Żujkov V.J.: Aproksimacija signalov pri sintiezie prieobrazovateliej s pieriemiennoj strukturoj. W książce: Problemy prieobrazovateliejnoji techniki. Cz.5. IED, AN Ukr. SSR, Kiev 1983
- [6] Denisiuk S.P.: Aproksimacija funkcji tokov i napriazhenii dla rasciota ustanovivsevosia režima vientilnych prieobrazovateliej. Izv. Vuzov SSSR „Energietika” Nr 2, 1984
- [7] Denisiuk S.P.: Primienienie grafa izmienenia sostojanii dla rasciota vientilnych prieobrazovateliej. Viestnik KPI „Radioelektronika”, 1984
- [8] Denisiuk S.P., Kobinskaja N.A., Diak I.B.: Algoritm analiza vientilnych prieobrazovateliej pri izviestnom zakonie pierieklucienija vientiliej. Viestnik KPI „Radioelektronika” Nr 21, 1984
- [9] Denisiuk S.P., Sućik V.E.: Primienienie poľnovno strukturnovo sintieza pri avtomatizirovannom projektirovanii vientilnych prieobrazovateliej.

Techničeskaja Elektrodinamika Nr 3, 1984

- [10] Dołbnia V.T., Jagup V.G.: Primienienie napravliennyh grafov pri analizie cieplej, sadieržaščich vientili. W książce: Prieobrazovanie paramietrov električieskoj energii. Naukova Dumka, Kiev 1975
- [11] Kałnibołotskij Ju.M., Koralov Ju.V.: Sintiez elektronnych schiem. Wiszcza Szkoła, Kiev 1979
- [12] Koniev F.B.: Modelirovanie vientilnych prieobrazovateliej na vycislitelnych mašinach. INFORMELEKTRO, Moskva 1976
- [13] Lanne A.A.: Optimalnyj sintiez liniejnych elektronnych schiem. Sviaz, Moskva 1978
- [14] Labuncov V.A.: Naučno-techničieskiye problemy prieobrazovatelnoj techniki. Elektriciestvo, 1980
- [15] Merabisvili P.F., Jarošienko E.M.: Niestacjonarnyje elektromagnitnyje procesy v sistemach s vientilami. Sztilinca, Kišiniev 1980
- [16] Meyer B., Baudoin C.: Methodes de programmation. Direction des Etudes et Recherche d'Electricite de France, 1979
- [17] Novoselcev A.V., Denisiuk S.P., Zagorskij V.G.: Obobščionnyj algoritm samoobucenia v zadačie optimalizacii vientilnych prieobrazovateliej sluččajnyma poiskom. IED AN Ukr. SSR, Kiev 1986
- [18] Novoselcev A.V., Denisiuk S.P., Rudenko A.B.: Primienienie svaracivania dvojných sum dla povysenia effiaktivnosti analiza i optimalizacii vientilnych prieobrazovateliej. IED AN Ukr. SSR, Deponirovano v VINITI Nr 1450 - V 86, Kiev 1986
- [19] Novoselcev A.V., Denisiuk S.P., Rudenko A.B.: Rasčiot energetičieskich kriteriev effektivnosti pri optimizacii vientilnych prieobrazovateliej. Techničeskaja Elektrodinamika, Deponirovano v VINITI Nr 5513 - V 86, 1986
- [20] Ore O.: Theory of graphs. American Mathematical Society, 1962
- [21] Ostapienko A.G.: Analiz i sintiez liniejnych radioelektronnych cieplej s pomosciu grafov. Radio Sviaz, Moskva 1985
- [22] Papeleksi N.D.: O prociesach v ciepi pieriemennovo toka, soderžas - ciej električieskij vientil. W książce: Sabranie trudov. AN SSSR, Moskva 1948
- [23] Puchov G.E.: Differencialnyje prieobrazovania funkcii i uravnenii. Naukova Dumka, Kiev 1980
- [24] Rudenko V.S., Žujkov V.J., Karatiejev I.E.: Rasčiot ustrojstv prieobrazovatelnoj techniki. Technika, Kiev 1980
- [25] Rudenko V.S., Žujkov V.J., Sučik V.E.: Analiz i sintiez prieobrazovateliej s postojannoju i pieriemennoj strukturoj. Prieprint IED AN Ukr. SSR, Nr 340, Kiev

- [26] Rudenko V.S., Žujkov V.J., Sučík V.E., Denisiuk S.P.: Programa strukturnovo sintieza schiem videntilnych prieobrazovatelieľ s idealnymi kľučiami. Sintiez - SP, Kiev 1981
- [27] Sigorskij V.P., Pietrenko A.I.: Algoritmy analiza elektromnych schiem. Sovjetskoje Radio, Moskva 1976
- [28] Strzelecki R., Jabłoński W.: Metody syntezy układów przekształtników statycznych. Zeszyty Naukowe ATR w Bydgoszczy Nr 121, Elektrotechnika 4, 1984
- [29] Tonkal V.E., Novoselcev A.V., Ciernych Ju.K.: Optimizacija parametrov avtonomnych inwertorov. Naukova Dumka, Kiev 1985
- [30] Tonkal V.E., Novoselcev A.V., Denisiuk S.P.: Redukcja modeľ pri optimalnom projektirovani poľuprovodnikovych prieobrazovatelieľ. Techničeskaja Elektrodinamika Nr 5, 1985
- [31] Žujkov V.J., Strzelecki R.: Aproksimacija vychodno napriazhenia staticieskich prieobrazovatelieľ kusočno postajannymi funkcijami i metody jejo optimizacji. Deponirovana w INFORMELEKTRO Nr 39 A/I - 26, Moskva 1980
- [32] Žujkov V.J., Strzelecki R.: Rasširiennaja sistie ma momientov w zadacach analiza električieskich ciepieľ. Dokłady AN Ukr. SSR, Nr 10, Seria A, 1983
- [33] Žujkov V.J., Sučík V.E., Denisiuk S.P.: Primienimost klucievych modeľieľ videntieľ pri analizie procesov v prieobrazovatelnych ustrojstvach. Deponirovana v Ukr. NIINTI Nr 318, Kiev 1983
- [34] Žujkov V.J.: Metody analiza prieobrazovatelnych ustrojstv orientirovanyje na opriedielonnyje klasy schiem. Techničeskaja Elektrodinamika Nr 2, 1983
- [35] Žujkov V.J., Sučík V.E., Denisiuk S.P.: Strukturnyj sintiez schiem prieobrazovatelieľ s minimalnym čisłom klucievych elementov. Techničeskaja Elektrodinamika Nr 2, 1984
- [36] Žujkov V.J., Sučík V.E., Denisiuk S.P.: Kombinatorno-topologičieskij sintiez schiem videntilnych prieobrazovatelieľ s pieriemiennoj strukturoj. Techničeskaja Elektrodinamika Nr 1, 1984
- [37] Žujkov V.J., Sučík V.E., Denisiuk S.P.: Postrojenie nieidentičnych napoľnienii strukturnovo grafa pasivnoj podschie my naborom dvuch-polusnych komponent. Izv. Vuzov SSSR, Radioelektronika, 1984

CHOICE OF METHODS AND ALGORITHMS FOR STATIC POWER CONVERTERS
ANALYSIS AND SYNTHESIS

Summary

In the paper, a review of well-known methods for static convertes analysis, synthesis and optimization was presented. Special attention was paid to methods based on the keg-semiconductor chopper models. One of the analytical-numerical methods, based on the state alternation graph, was described. Conditions for an effective optimization process organization was characterized.

ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ АНАЛИЗА, СИНТЕЗА И ОПТИМИЗАЦИИ
СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Резюме

В работе рассмотрена и проведена классификация методов: анализа, синтеза и оптимизации статических преобразователей. При этом основное внимание уделено методам использующим ключевые модели полупроводниковых вентилей. Широ представлен один из наиболее перспективных аналитико-вычислительных методов анализа преобразователей с помощью графа изменения состояний. Описан, базирующий на использовании этого графа, комбинаторно-топологический метод синтеза схем преобразователей с постоянной и переменной структурой. Характеризуются условия организации эффективного процесса оптимизации преобразователей.

Włodzimierz Jabłoński

Ryszard Strzelecki

POPRAWA JAKOŚCI PROCESÓW REGULACJI
POPRZEZ WYKORZYSTANIE REGULATORA Z CZŁONEM OPÓZNIAJĄCYM

W pracy, opierając się na właściwościach momentów sygnałów deterministycznych, rozpatrzono regulatory z członem opóźniającym, umożliwiające wyprzedzanie sygnału błędu ze wstępnieadaną dokładnością. Rozpatrywane regulatory charakteryzują się małym wpływem szumów i niekontrolowanych, szybkich zakłóceń zewnętrznych. Przedstawiono niektóre rezultaty badań, porównując właściwości dwóch najprostszych regulatorów z wyprzedzeniem z regulatorem typu PID.

1. WSTĘP

Problem wyprzedzania sygnału błędu $\xi(\tau)$ może być w miarę możliwości rozwiązywany przy pomocy znanych i efektywnych algorytmów prognozowania stosowanych w filtrach Wiener'a, Kalmana [3, 7] i ich modyfikacjach. Szerokie zastosowanie wspomnianych algorytmów ogranicza jednak złożoność ich adaptacji w istniejących układach automatyki przemysłowej. Szczególnego znaczenia nabiera przy tym czas obliczania wartości prognozowanego sygnału (sygnału wyprzedzenia), który uwarunkowany jest czasami odwracania i przemnażania określonego rodzaju macierzy [3, 7], przy wykorzystaniu współcześnie istniejącego sprzętu mikrokomputerowego jest stosunkowo znaczny. Niecelowe jest także stosowanie tych algorytmów w prostych układach autometrycznej regulacji, np. w większości układów napędowych.

Celem niniejszej pracy jest przedstawienie prostego sposobu wyprzedzania sygnału błędu ze wstępnieadaną dokładnością. Sposób ten opiera się na właściwościach momentów sygnałów deterministycznych [5, 6], przy pomocy których przeprowadzana jest odpowiednia aproksymacja operatora wyprzedzania $\exp(sT_D)$.

2. APROKSYMACJA OPERATORA WYPRZEDZANIA $\exp(sT_D)$ PRZY POMOCY MOMENTÓW

Jak zostało pokazane w [5, 6], momenty n-go rzędu sygnału

$$m_n \{ \xi(\tau) \in R / \tau \in (a, b) \} = 1/(b-a)^{n+1} \int_a^b \xi(\tau) (\tau-a)^n d\tau \quad (1)$$

gdzie:

$$n = 0, 1, \dots,$$

R - zbiór liczb rzeczywistych,

są wielkościami liniowo - niezależnymi, charakteryzującymi ten sygnał w zadanym przedziale (a, b). Z ich pomocą można odtwarzać sygnał $\varepsilon(\tau)$, $\varepsilon \in (a, b)$ w przestrzeni L^2 , jak również wyznaczać analitycznie dla $\varepsilon(\tau)$ na zewnątrz przedziału (a, b) jego wartości jakie były (przy $\tau < a$) lub będą (przy $\tau > b$). W rezultacie momenty mogą być wykorzystane podczas realizacji operacji wyprzedzania, przy czym ze względu na to, że charakteryzują one dowolny sygnał w dziedzinie niskich częstotliwości, znacznemu zmniejszeniu ulega wpływ szumów i niekontrolowanych zakłóceń. Jest przy tym wskazane wykorzystywanie tzw. momentów poślizgowych, które są wyznaczane nieprzerwanie (w przypadku dyskretnych procesów co takt) na podstawie wyrażenia

$$m_n(t) = (1/T_D)^{n+1} \int_{t-T_D}^t \varepsilon(\tau) (\tau - t + T_D)^n d\tau; \quad n = 0, 1, \dots \quad (2)$$

gdzie:

$$T_D = b - a,$$

t - czas ciągły.

Powyższe warunkuje ciągłość procesu wyprzedzania.

2.1. Metoda wydzielenia wartości momentów poślizgowych $m_n(t)$

Praktycznie, wydzielenie wartości momentów poślizgowych $m_n(t)$ (z uwagi na postać wyrażenia (2)) nie może być zrealizowane na podstawie metod rozpatrzonych w [5]. W tym celu należy zastosować odpowiedni filtr liniowy jako analizator momentów. Jego transmitancję

$$F_f^n(s) = m_n(s) / \varepsilon(s) \quad (3)$$

gdzie:

$$m_n(s) = \alpha \{ m_n(t) \}$$

znajdujemy przekształcając wstępnie wyrażenie (2) do postaci

$$m_n(t) = \frac{(-1)^n}{(T_D)^{n+1}} \left[\sum_{i=0}^n \frac{n!}{i! (n-i)!} T_D^{n-1} (-1)^{n-i} \int_0^t \varepsilon(\tau) (t-\tau)^i d\tau + \right. \\ \left. - \int_0^{t-T_D} \varepsilon(\tau) (t-\tau - T_D)^n d\tau \right] \quad (4)$$

W rezultacie otrzymujemy poszukiwaną transmitancję

$$F_f^n(s) = \frac{1}{T_D \cdot s} \left[1 - e^{-s T_D} \right] \frac{n}{s^n \cdot T_D^n} (-1)^n +$$

$$+ \sum_{i=0}^{n-1} \frac{n!}{(n-i)!} \frac{(-1)^i}{T_D^{i+1} \cdot s^{i+1}} \quad (5)$$

Wynika z niej, że filtr liniowy - analizator momentów (do N-tego rzędu włącznie) może być zrealizowany w postaci odpowiednio połączonych $N+1$ członów całkujących; jednego członu opóźniającego (którego opóźnienie T_D określa długość przedziału $(t - T_D, t)$ na jakim są wyznaczane wartości $m_n(t)$) oraz dodatkowo członów proporcjonalnych (sumatorów - wzmacniaczy).

2.2. Metoda aproksymacji operatora wyprzedzania $\exp(sT_D)$

Jak już wspomniano powyżej, momenty $m_n(t)$, $n=0,1,\dots$ są wielkościami liniowo niezależnymi. Umożliwiają one jednoczesne wydzielenie (wraz z wartościami momentów poślizgowych) wartości sygnałów $\mathcal{E}(t - T_D)$ i $\mathcal{E}(t)$. Tym samym można otrzymać $N+3$ zmiennych liniowo niezależnych $\mathcal{E}(t)$, $\mathcal{E}(t - T_D)$, $m_0(t)$, \dots , $m_N(t)$. W tym przypadku wyprzedzanie sygnału błędu jest przeprowadzane na podstawie zależności

$$(s) \exp(sT_D) \approx \beta_0^N \cdot \mathcal{E}(s) + \beta_1^N \cdot \mathcal{E}(s) \exp(-sT_D) + \alpha_0^N \cdot m_0(s) + \dots + \alpha_N^N \cdot m_N(s) \quad (6)$$

gdzie:

$\beta_0^N, \beta_1^N, \alpha_0^N, \dots, \alpha_N^N$ - współczynniki liczbowe.

Odpowiada ona, co nietrudno zauważyć uwzględniając wyrażenie (3), aproksymacji operatora wyprzedzenia $\exp(sT_D)$

$$\exp(T_D s) \approx \beta_0^N + \beta_1^N \exp(-sT_D) + \alpha_0^N \cdot F_F^0(s) + \dots + \alpha_N^N \cdot F_F^N(s) \quad (7)$$

W granicznym przypadku taka aproksymacja może być przeprowadzona z dokładnością do $N+3 = K+1$ członów rozkładu operatora $\exp(sT_D)$ w szereg Taylora. Przy tym istotne staje się wyznaczanie wartości współczynników $\beta_0, \beta_1, \alpha_0, \dots, \alpha_N$, które można dobrać rozkładając prawą i lewą stronę wyrażenia (7) w odpowiednie szeregi Taylora oraz porównując następnie ich współczynniki. Tym sposobem otrzymujemy np. współczynniki:

$$a) \beta_0^0 = 8; \beta_1^0 = 5; \alpha_0^0 = -12 \text{ dla } N=0,$$

$$b) \beta_0^1 = 38; \beta_1^1 = -25; \alpha_0^1 = 168; \alpha_1^1 = -360 \text{ dla } N=1,$$

zapewniające dokładność aproksymacji operatora $\exp(sT_D)$ odpowiednio do trzeciego i czwartego członów szeregu (1).

Przedstawiony sposób otrzymywania wartości współczynników $\beta_0^N, \beta_1^N, \alpha_0^N, \dots, \alpha_N^N$ wymaga rozwiązania układu $N+3$ równań liniowych, przy czym poszukiwane wartości $\beta_0^N, \beta_1^N, \alpha_0^N, \dots, \alpha_N^N$ różnią się od siebie tym bardziej, im większa jest wymagana dokładność aproksymacji $\exp(sT_D)$ (im większa jest liczba N). Dlatego też racjonalnie jest stosować algorytm wyznaczania

$\beta_C^N, \beta_1^N, \alpha_D^N, \dots, \alpha_N^N$ opierający się na kolejnym wyłączeniu, a następnie sumowaniu oddzielnych, ważonych składowych wyrażenia (5). Algorytm ten składający się z paru etapów jest tylko nieznaczną modyfikacją algorytmu eliminacji Gausa [6], w związku z czym zostanie on zilustrowany wyłącznie na przykładzie, dla $N=1$. W tym przypadku na pierwszym etapie, uwzględniając zależności (3) i (5) rozkładamy funkcje $\xi(s)$, $\xi(s) \exp(-sT_D)$, $m_0(s)$ i $m_1(s)$ w odpowiadające im szeregi Taylora względem $\xi(s)$

$$a) \xi(s) = \xi(s)$$

$$b) \xi(s) \exp(-sT_D) = \left[1 - s \cdot T_D + s^2 \cdot T_D^2/2! - s^3 \cdot T_D^3/3! + s^4 \cdot T_D^4/4! - \dots \right] \xi(s) \quad (8)$$

$$c) m_0(s) = \left[1 - s \cdot T_D/2! + s^2 \cdot T_D^2/3! - s^3 \cdot T_D^3/4! + s^4 \cdot T_D^4/5! - \dots \right] \xi(s)$$

$$d) m_1(s) = \left[1 - s \cdot T_D/3! + s^2 \cdot T_D^2/4! - s^3 \cdot T_D^3/5! + s^4 \cdot T_D^4/6! - \dots \right] \xi(s)$$

Następnie określamy wartości współczynników $\gamma_1^0, \gamma_2^0, \gamma_3^0$ takie, aby w szeregach Taylora funkcji $\xi(s) - \gamma_1^0 \xi(s) \exp(-sT_D)$, $\xi(s) - \gamma_2^0 \cdot m_0(s)$, $\xi(s) - \gamma_3^0 \cdot m_1(s)$ było brak pierwszego członu. W rezultacie dla $\gamma_1^0 = 1$, $\gamma_2^0 = 1$, $\gamma_3^0 = 2$ otrzymujemy

$$a) \xi(s) - \gamma_1^0 \cdot \xi(s) \exp(-sT_D) = \left[s \cdot T_D - s^2 \cdot T_D^2/2! + s^3 \cdot T_D^3/3! - s^4 \cdot T_D^4/4! + \dots \right] \xi(s) = \xi_1^1(s)$$

$$b) \xi(s) - \gamma_2^0 \cdot m_0(s) = \left[s \cdot T_D/2! - s^2 \cdot T_D^2/3! + s^3 \cdot T_D^3/4! - s^4 \cdot T_D^4/5! + \dots \right] \xi(s) = \xi_1^2(s) \quad (9)$$

$$c) \xi(s) - \gamma_3^0 \cdot m_1(s) = \left[s \cdot T_D/3 - s^2 \cdot T_D^2/12 + s^3 \cdot T_D^3/60 - s^4 \cdot T_D^4/360 + \dots \right] \xi(s) = \xi_1^3(s)$$

W drugim etapie określamy wartości γ_2^1, γ_3^1 takie, aby w funkcjach $\xi_1^1(s) - \gamma_2^1 \cdot \xi_1^2(s)$, $\xi_1^1(s) - \gamma_3^1 \cdot \xi_1^3(s)$ brak było drugiego członu szeregu Taylora. Tym sposobem otrzymujemy $\gamma_2^1 = 2$, $\gamma_3^1 = 3$ oraz

$$a) \xi_1^1(s) - \gamma_2^1 \cdot \xi_1^2(s) = \left[-s^2 \cdot T_D^2/6 + s^3 \cdot T_D^3/12 - s^4 \cdot T_D^4/40 + \dots \right] \xi(s) = \xi_2^2(s) \quad (10)$$

$$b) \xi_1^1(s) - \gamma_3^1 \cdot \xi_1^3(s) = \left[-s^2 \cdot T_D^2/4 + s^3 \cdot T_D^3/60 - s^4 \cdot T_D^4/30 + \dots \right] \xi(s) = \xi_2^3(s)$$

Trzeci etap wymaga wyznaczenia wartości tylko jednego współczynnika γ_2^2 , przy którym w szeregu Taylora funkcji $\xi_2^2(s) - \gamma_2^2 \cdot \xi_2^3(s)$ brak jest

trzeciego członu. Dla tego współczynnika przyjmującego wartość $\gamma_3^2 = \frac{2}{3}$ otrzymujemy

$$\varepsilon_2^2(s) - \gamma_3^2 \cdot \varepsilon_2^3(s) = [s^3 \cdot T_D^3/180 - s^4 \cdot T_D^4/360 + \dots] \varepsilon(s) = \varepsilon_3^3(s) \quad (11)$$

Po zakończeniu tych etapów, których ilość odpowiada wymaganej dokładności aproksymacji operatora $\exp(sT_D)$, sumujemy odpowiednio ważone współczynniki $\gamma_0^0, \gamma_0^1, \gamma_0^2, \gamma_0^3$ składowe wyrażenia (8a), (9a), (10a) i (11), na podstawie czego otrzymujemy

$$\begin{aligned} \varepsilon(s) \exp(sT_D) &\approx \gamma_0^0 \cdot \varepsilon(s) + \gamma_0^1 \cdot \varepsilon_1^1(s) + \gamma_0^2 \cdot \varepsilon_2^2(s) + \gamma_0^3 \cdot \varepsilon_3^3(s) = \\ &= \varepsilon(s) [\gamma_0^0 + \gamma_0^1 \cdot s \cdot T_D + (-\gamma_0^1/2 - \gamma_0^2/6) \cdot s^2 \cdot T_D^2 + \\ &+ (\gamma_0^1/3! + \gamma_0^2/12 + \gamma_0^3/180) \cdot s^3 \cdot T_D^3 + (-\gamma_0^1/4! + \\ &- \gamma_0^2/40 - \gamma_0^3/360) \cdot s^4 \cdot T_D^4 + \dots], \end{aligned} \quad (12)$$

Tak więc w celu wyprzedzenia sygnału błędu z dokładnością do czwartego członu rozłożenia operatora $\exp(sT_D)$ w szereg Taylora, przyjmujemy (co wynika z zależności (12)) następujące wartości współczynników: $\gamma_0^0 = 1; \gamma_0^1 = 1; \gamma_0^2 = -6; \gamma_0^3 = 90$. Należy przy tym zaznaczyć, że wszystkie wyznaczone dotychczas współczynniki γ_1^j , gdzie i, j - odpowiednie wskaźniki, nie zmieniają swoich wartości przy zwiększonej dowolnie dokładności wyprzedzenia sygnału błędu $\varepsilon(\zeta)$. Tym samym można je wykorzystywać w procesie bardziej dokładnego przybliżania operatora $\exp(sT_D)$, który dla $N=0$ i $N=1$ aproksymujemy transmitancjami:

a) $N=0$

$$\begin{aligned} \exp(sT_D) \approx W_F^0(s) &= \gamma_0^0 + \gamma_0^1 + \gamma_0^2(1 - \gamma_2^1) + \exp(-sT_D) \cdot \gamma_1^0(-\gamma_0^1 + \\ &- \gamma_0^2) + F_F^0(s) \cdot \gamma_2^1 \cdot \gamma_2^0 \cdot \gamma_0^2; \end{aligned} \quad (13)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} \gamma_0^0 + \gamma_0^1 + \gamma_0^2(1 - \gamma_2^1) &= \beta_0^0; \\ \gamma_1^0(-\gamma_0^1 - \gamma_0^2) &= \beta_1^0; \\ \gamma_2^1 \cdot \gamma_2^0 \cdot \gamma_0^2 &= \alpha_0^0 \end{aligned}$$

b) $N=1$

$$\begin{aligned} \exp(sT_D) \approx W_F^1(s) &= \gamma_0^0 + \gamma_0^1 + \gamma_0^2(1 - \gamma_2^1) + \gamma_0^3[1 - \gamma_2^1 - \gamma_3^2(1 - \gamma_3^1)] + \\ &+ \exp(-sT_D) [\gamma_1^0(-\gamma_0^1 - \gamma_0^2) - \gamma_0^3(1 - \gamma_3^2)] + \\ &+ F_F^0(s) \cdot \gamma_2^1 \cdot \gamma_2^0(\gamma_0^2 + \gamma_0^3) + F_F^1(s) \cdot \gamma_0^3 \cdot \gamma_3^0 \cdot \gamma_3^1 \cdot \gamma_3^2 \end{aligned}$$

gdzie:

$$\gamma_0^0 + \gamma_0^1 + \gamma_0^2(1 - \gamma_2^1) + \gamma_0^3[1 - \gamma_2^1 - \gamma_3^2(1 - \gamma_3^1)] - \beta_0^1 = \beta_0^0 + \\ + \gamma_0^3[1 - \gamma_2^1 - \gamma_3^2(1 - \gamma_3^1)];$$

$$\gamma_1^0(-\gamma_0^1 - \gamma_0^2) - \gamma_0^3(1 - \gamma_3^2) - \beta_1^1 = \beta_1^0 - \gamma_0^3(1 - \gamma_3^2);$$

$$\gamma_2^1 \cdot \gamma_2^0(\gamma_0^2 + \gamma_0^3) - \alpha_0^1 = \alpha_0^0 + \gamma_2^1 \cdot \gamma_2^0 \cdot \gamma_0^3;$$

$$\gamma_0^3 \cdot \gamma_3^0 \cdot \gamma_3^1 \cdot \gamma_3^2 = \alpha_1^1.$$

W rezultacie na podstawie zależności (13a) i (13b), uwzględniając wyrażenie (5)

a) dla $N=0$

$$W_F^0(s) = 8 + 5 \exp(-s T_D) - 12(1 - \exp(-s T_D)) / s \cdot T_D$$

b) dla $N=1$

$$W_F^1(s) = 38 + 25 \exp(-s T_D) + 168(1 - \exp(-s T_D)) / s \cdot T_D + \\ - 360[-(1 - \exp(-s T_D)) / s^2 \cdot T_D^2 + 1/s \cdot T_D]$$

czego z uwagi na przytoczone wcześniej wartości $\beta_0^0, \beta_1^0, \alpha_0^0$ oraz $\beta_1^1, \beta_1^1, \alpha_0^1, \alpha_1^1$ (obliczone w rezultacie rozwiązania układu $N+3$ równań liniowych) należało oczekiwać.

3. PRZYKŁADOWA SYNTEZA REGULATORÓW Z WYPRZEDZENIEM ($N=0, N=1$)

Przeprowadzona powyżej aproksymacja operatora $\exp(s T_D)$ jest podstawą proponowanego sposobu syntezy regulatora z wyprzedzaniem sygnału błędu $\varepsilon(\tau)$ i posiadającego astatyzm pierwszego rzędu. Jego transmitancja $W_{IF}^N(s)$ powinna przybliżać w miarę dokładnie transmitancję

$$W(s) = K_p [\exp(s T_D) + 1/s T_I]$$

Dla przykładu, na rys.1a,b przedstawiono schematy blokowe regulatorów z wyprzedzeniem, zsyntezowanych dla $N=0$ i odpowiednio $N=1$. Odpowiadają im następujące transmitancje:

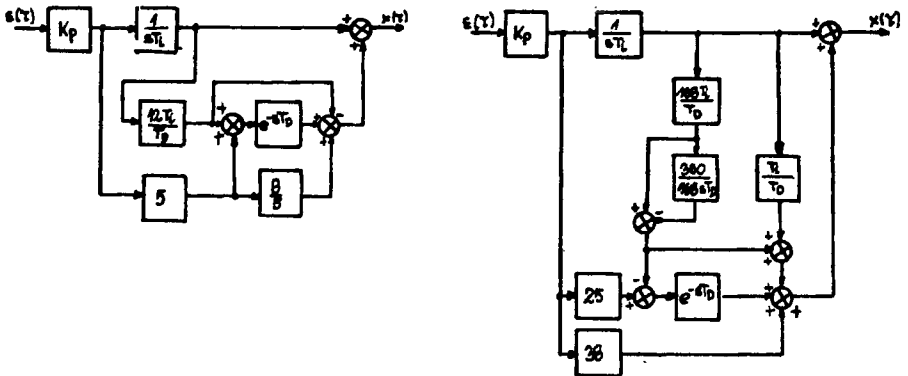
a) $N=0$

$$W_{IF}^0(s) = K_p (W_F^0(s) + 1/s T_I) = K_p [8 + 5 \exp(-s T_D) + \\ - 12(1 - \exp(-s T_D)) / s \cdot T_D + 1/s \cdot T_I]$$

b) $N=1$

$$w_{I_f}^1(s) = K_p \left(w_f^1(s) + 1/s T_i \right) = K_p \left[38 - 25 \exp(-s T_D) + \right. \\ \left. + 168(1 - \exp(-s T_D))/s T_D - 360(-(1 - \exp(-s T_D))/s^2 \cdot T_D^2 + \right. \\ \left. + 1/s T_D) + 1/s T_i \right]$$

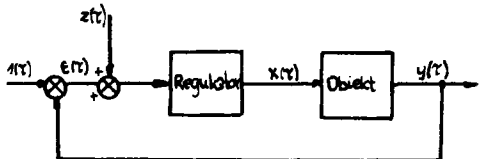
Drugi regulator (rys.1b) odróżnia się od pierwszego zaproponowanego w [7] wprowadzeniem dodatkowego członu całkującego. Zwiększa to jakość wyprzedzania i w rezultacie polepsza charakterystyki dynamiczne odpowiednich układów automatycznej regulacji.



Rys.1. Przykładowe schematy blokowe regulatorów z wyprzedzaniem sygnału błędu dla: a) $N=0$, b) $N=1$

4. PODSUMOWANIE

W celu porównania właściwości rozpatrzonych regulatorów z wyprzedzeniem z regulatorem typu PID, badano między innymi odpowiedzi $y(t)$ zamkniętych (z odpowiednimi regulatorami) układów regulacji automatycznej (rys.2) na skok jednostkowy $1(t)$.



Rys.2. Badany zamknięty układ regulacji automatycznej

Poniżej na rys.3 przedstawiono wybrane rezultaty badań otrzymane dla zamkniętych układów regulacji obiektem o transmitancji

$$G(s) = 2,6 / (1 + 1,52s + 0,085s^2)$$

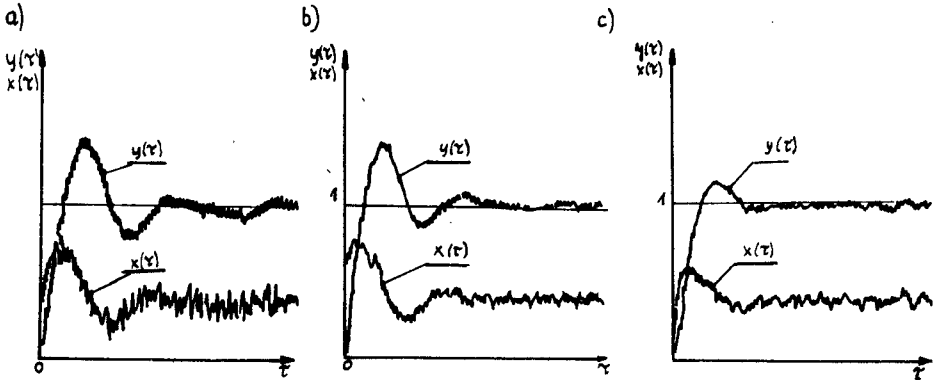
i regulatorami:

- a) PID,
- b) przedstawionym na rys.1a,
- c) przedstawionym na rys.1b.

Wartości nastaw regulatora PID: $T_i = 0,03853$, $T_D = 1,92811$, $K_p = 0,0327$ zostały obliczone na podstawie kryterium minimalizacji kwadratowego błędu regulacji.

Dla regulatorów z wyprzedzaniem (rys.1a,b) nastawy T_i i K_p zostały niezmienione, zaś wartość czasu wyprzedzania przyjęto $T_D = 0,1$.

W przeprowadzonych badaniach uwzględniono również wpływ szumów z (τ) podawanych z odpowiedniego generatora i sumowanych z sygnałem błędu $\xi(\tau) = 1(\tau) - y(\tau)$.



Rys.3. Odpowiedzi $y(\tau)$ i wymuszenia $x(\tau)$ działające na obiekt $G(s)$ w zamkniętym układzie regulacji automatycznej:

- a) z regulatorem PID: $T_i = 0,03853$, $T_D = 1,92811$, $K_p = 0,0327$,
- b) z regulatorem przedstawionym na rys.1a: $T_i = 0,03853$, $T_D = 0,1$, $K_p = 0,0327$,
- c) z regulatorem przedstawionym na rys.1b: $T_i = 0,03853$, $T_D = 0,1$, $K_p = 0,0327$.

Powyższe rezultaty potwierdzają praktyczną celowość przedstawionego w pracy sposobu syntezy regulatorów z wyprzedzeniem i ich zastosowania w układach automatyki przemysłowej.

LITERATURA

- [1] Fudzi-Hara K.: Control Device with Forecast. Pat. jap. No 57-18202
- [2] Kaczorek T.: Teoria sterowania. Tom 1. Układy liniowe ciągle i dyskretne. PWN, Warszawa 1977

- [3] Kalman R.: A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. Trans. ASME, Jour. Basic Eng., 82, 1960
- [4] Ralston A.: Wstęp do analizy numerycznej (tłumaczenie z języka angielskiego). PWN, Warszawa 1983
- [5] Strzelecki R.: Analiza i synteza przekształtników statycznych na podstawie teorii momentów. Praca doktorska, Politechnika Kijowska, 1984
- [6] Strzelecki R.; Żujkow W.J.: Momenty jako parametry rzeczywistych sygnałów deterministycznych. Materiały Konferencji Naukowej Radzieckich i Polskich Młodych Pracowników Nauki, Kijów 1984
- [7] Wiener N.: Extrapolation, Interpolation on Smoothing of Stationary Time Series. MII Press, Mass., Cambridge 1966

QUALITY CORRECTION OF CONTROL PROCESSES BY MEANS
OF CONTROLLER WITH DELAY ELEMENT

Summary

The paper describes, on the basis of the properties of deterministic signals moments, controllers with a delay element enabling an advance of an error signal with initially imposed accuracy. The controllers considered are characterized by low noise and out of control quick outer interference level. There are also presented some of the research results, by comparing the properties of two simple controllers with advance and PID-controller.

УЛУЧШЕНИЕ КАЧЕСТВА ПРОЦЕССОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОСРЕДСТВОМ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РЕГУЛЯТОРА С ЗАПАЗДЫВАЮЩИМ ЗВЕНОМ

Резюме

В работе, основываясь на свойствах моментов детерминированных сигналов, рассмотрены регуляторы с запаздывающим звеном, обеспечивающие предупреждение сигнала ошибки с заранее заданной точностью. Рассматриваемые регуляторы характеризуются небольшим влиянием шумов и неконтролируемых, быстрых внешних помех.

Представлены некоторые результаты исследований, сравнивая свойства двух, самых простых регуляторов с опережением с регулятором типа ПИД.

Ryszard Strzelecki
Kazimierz Jusiński
Janusz Norkowski

JEDNOCZESNA MODULACJA AMPLITUDY I SZEROKOŚCI IMPULSÓW W ZŁOŻONYCH UKŁADACH FALOWNIKÓW NAPIĘCIA,

W pracy omówiono sposób kształtowania napięcia wyjściowego, mający zastosowanie w złożonych układach falowników i polegający na jednoczesnej modulacji amplitudy i szerokości impulsów.

Przedstawiono metodę analizy harmonicznym otrzymanego napięcia, opierającą się na zastosowaniu podwójnych szeregów Fouriera, przykładowe charakterystyki regulacyjne oraz jedną z możliwych realizacji falownika i jego sterownika modulatora.

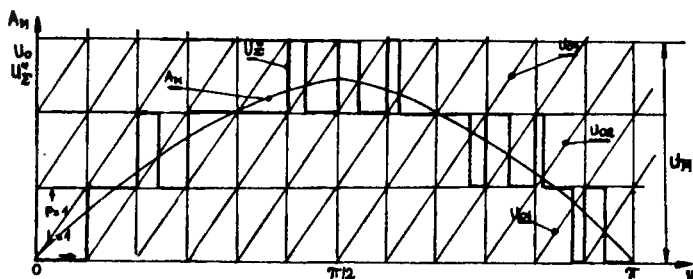
1. WSTĘP

Kluczowy charakter pracy falownika powoduje, że jednym z istotnych zadań wynikających przy jego projektowaniu jest odpowiedni wybór sposobu kształtowania (modulacji) napięcia wyjściowego. W zależności od zastosowania falownika i stawianych mu wymagań stosuje się na ogół sposób modulacji szerokości lub amplitudy impulsów [1, 2]. Na pierwszy z nich nałożone są jednak ograniczenia dotyczące dopuszczalnej częstotliwości komutacji zaworów (tyrystorów, tranzystorów). Drugi, zwiększający złożoność części siłowej przekształtnika, jest jednak często stosowany w wielu specyficznych zastosowaniach falowników, przy czym na ogół częstotliwościowe właściwości zaworów nie zostają w pełni wykorzystane. Dlatego też, podczas modulacji amplitudy jest celowe wprowadzenie dodatkowej modulacji szerokości impulsów.

2. SPOSÓB JEDNOCZESNEJ MODULACJI AMPLITUDY I SZEROKOŚCI IMPULSÓW

Sposób ten będący rozwiązaniem kompromisowym pomiędzy modulacją amplitudy a modulacją szerokości impulsów jest realizowany, w ogólnym przypadku na podstawie porównania przesuniętych odpowiednio w pionie płożkształtnych (trójkątnych) przebiegów nośnych $U_{0,1}, \dots, U_{0,N-1}$, gdzie N - liczba poziomów napięć (włącznie z napięciem zerowym) z sygnałem wzorcowym $A_M(t)$. Otrzymane w ten sposób napięcie wyjściowe U (przedstawione dla $N=7$ na rys.1)

charakteryzuje się lepszym widmem harmonicznym niż odpowiednie napięcia wyjściowe falowników otrzymywane w rezultacie zastosowania wyłącznie podstawowych sposobów modulacji.



Rys.1. Jednoczesna modulacja amplitudy i szerokości impulsów dla $N=7$
- przykład kształtowania półokresu napięcia wyjściowego

Wymagane przy tym wartości:

- krotności modulacji, tj. stosunku ω/Ω , gdzie ω - częstotliwość napięć $U_{0,i}$, $i=1, N-1$; Ω - częstotliwość wyjściowa falownika,
- poziomów c_i , $i=0, N-1$, określających przesunięcia w pionie przebiegów nośnych,

są określane analogicznie jak w przypadkach modulacji szerokości oraz odpowiednio amplitudy impulsów. Równocześnie wiadomo, że każda z metod modulacji amplitudy impulsów determinuje w określonym stopniu złożoność struktury falownika, co z kolei wpływa na technologiczność jego konstrukcji [5]. W związku z powyższym, najbardziej celowy [5, 6] wydaje się wybór poziomów c_i , $i=1, N-1$ zgodnie z zależnością

$$c_{i+1} = b + c_i \quad \text{lub} \quad c_{i+1} = i b + c_1, \quad i=1, N-1 \quad (1)$$

gdzie:

- $b = \text{const}$ - odległość między dwoma najbliższymi poziomami,
- c_1, c_N - odpowiednio poziomy minimalny i maksymalny,
- $c_{N+1-i} = -c_i$ - jeżeli kształtowane napięcia wyjściowe falownika jest symetryczne względem osi czasu.

Taki wybór poziomów preferuje modułowe wykonanie falownika [6]. Jeżeli przy tym oddzielny moduł falownika (rys.2) zasilany jest napięciem U_m , to na jego wyjściu możemy otrzymać 2 - $\{\pm U_m\}$ (rys.2a) lub 3 - $\{0, \pm U_m\}$ (rys.2b) poziomy napięć. Tym samym falowniki, składające się z $M+1$ modułów i kształtujące napięcia wyjściowe zgodnie z zależnościami

$$\begin{aligned} \text{a) } U_{\text{wyj}}(t) &= U_m \cdot q \cdot \sum_{m=0}^M \left(d_m(t) - \frac{1}{2} \right) 2^m & \text{dla rys.2a} \\ \text{b) } U_{\text{wyj}}(t) &= U_m \cdot q' \cdot \sum_{m=0}^M \left(d_m'(t) - 1 \right) 2^m & \text{dla rys.2b} \end{aligned} \quad (2)$$

gdzie:

$$d_m(t) = [\text{mod}_2(i-1)] W_m;$$

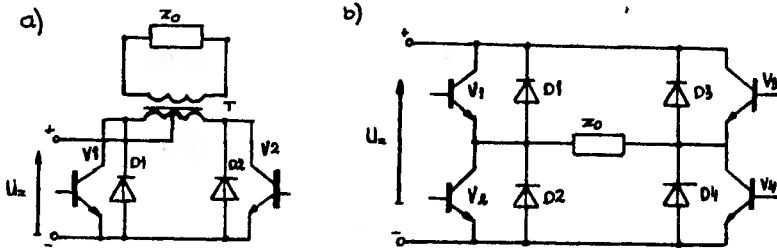
$$d'_m(t) = [\text{mod}_3(i-1)] W_m;$$

W_m - wektor kolumna o współczynnikach $w_j = \{1 \text{ dla } j=m, 0 \text{ - dla pozostałych } j\}$;

$\text{mod}_2(i-1), \text{mod}_3(i-1)$ - w kodach dwójkowym i trójkowym;

q, q' - współczynniki proporcjonalności,

umożliwiają 2^{M+1} lub odpowiednio 3^{M+1} poziomową, jednoczesną modulację amplitudy i szerokości impulsów.



Rys.2. Uproszczenie struktury modułów falownika:

a) dwupoziomowy, b) trójpoziomowy

Z drugiej strony liczbę modułów (w zależności od ich wykonania - rysunek 2) określamy na podstawie zależności

$$a) M_1 + 1 = IN \left[\frac{\log(2N - 1)}{\log 2} \right]$$

lub

$$b) M_2 + 1 = IN \left[\frac{\log(3N - 1)}{\log 2} \right]$$

(3)

gdzie:

IN - symbol części oszkowitej;

$M_1 + 1$ - liczba dwupoziomowych modułów (rys.2a);

$M_2 + 1$ - liczba trójpoziomowych modułów (rys.2b);

N - liczba poziomów napięć.

Uwzględniając kolejno ilość elementów wchodzących w skład określonego modułu (rys.2) oraz wyrażenia (3a) i (3b) minimalną liczbę elementów podstawowych falownika o modułowej konstrukcji można wyznaczyć na podstawie zależności:

a) przy wykorzystaniu modułu - rys.2a

- siłowych zaworów - $2(M_1 + 1)$

- diod zwrotnych - $2(M_1 + 1)$

- transformatorów - $M_1 + 1$

b) przy wykorzystaniu modułu - rys.2b

- siłowych zaworów - $4(M_2 + 1)$

- diod zwrotnych - $4(M_2 + 1)$

- transformatorów - $M_2 + 1$ lub M_2

(4)

Jak z nich wynika przy zastosowaniu w falowniku modułów trójpoziomych liczba transformatorów może być różna (M_2 lub $M_2 + 1$), tj. jeden z modułów może być podłączony bezpośrednio do obciążenia. Takie połączenie najwygodniej (o ile pozwala na to wartość napięcia U_m) przeprowadzać dla M -tego modułu kształtującego składową $U_m \cdot q' (d'_m(t) - 1) 3^M$ napięcia wyjściowego U_E^M zgodnie z zależnością (2).

Jednoczesna modulacja amplitudy i szerokości impulsów może być także przeprowadzana w falownikach trójfazowych (nierozpatrywanych w dalszej części pracy). W tym przypadku jako podstawowy moduł, ułatwiający realizację praktyczną, należy przyjmować klasyczny falownik trójfazowy w układzie mostkowym.

3. ANALIZA WIDMA HARMONICZNYCH ZMODULOWANEGO NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO FALOWNIKA

Ważnym zagadnieniem, powstającym przy projektowaniu dowolnych, a w szczególności modulacyjnych falowników, jest wstępna analiza otrzymywanego widma harmonicznego (ogólnie jakości sygnału wyjściowego z falownika). Na jej podstawie ustala się tak sposób modulacji, jak i przeprowadza korekcję parametrów modulacji (ilości i wartości poziomów napięć, częstotliwości przebiegu nośnego -krotności modulacji). Jest ona również nieodzowna w przypadku, jeżeli konieczne jest stosowanie filtrów wyjściowych.

Analizę widma harmonicznego przeprowadza się na ogół na podstawie pojedynczego szeregu Fouriera [1, 2]. Jego zastosowanie, wymagające wstępnego wyznaczenia (często w rezultacie rozwiązania równania nieliniowego) parametrów czasowych napięcia wyjściowego falownika jest niemożliwe, jeżeli w skład widma sygnału wchodzi składowe subharmoniczne. W takich przypadkach zamiast pojedynczego należy stosować podwójny szereg Fouriera [3, 4].

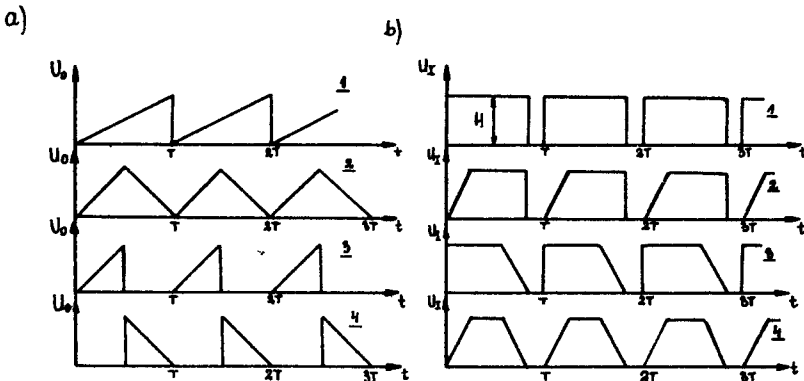
W procesie analizy widma harmonicznego napięcia wyjściowego falownika o modulowanej szerokości impulsów uwzględniamy fakt, że jest ono funkcją okresową dwóch zmiennych $F(x, y)$, gdzie $x = \omega t$; $y = \Omega t$; ω - częstotliwość przebiegów nośnych (rys. 3a) równa częstotliwości modulowanych impulsów (rys. 3b); Ω - częstotliwość sygnału modulującego. Takie napięcie może być opisane wyrażeniem:

$$\begin{aligned}
 F(x, y) = & \frac{1}{2} A_{00} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{n0} \cdot \cos ny + B_{n0} \cdot \sin ny] + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cdot \cos mx + B_{m0} \cdot \sin mx] + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [A_{mn} \cdot \cos (mx + ny) + B_{mn} \cdot \sin (mx + ny)] \quad (5)
 \end{aligned}$$

gdzie:

$$A_{mn} + j B_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} F(x, y) e^{-j(mx+ny)} dx dy \quad (6)$$

jest zespolonym współczynnikiem podwójnego szeregu Fouriera zależnym od przebiegu nośnego i impulsów modulowanych (których typowe kształty przedstawiono na rys.3) oraz sygnału modulującego $f(t)$.



Rys.3. Typowe kształty:

a) przebiegów nośnych U_0 , b) modulowanych impulsów falownika

Załóżmy przykładowo, że $f(t) = A + B \cdot \sin \Omega t$, oraz że przebieg nośny U_0 i impulsy modulowane U_I mają kształty odpowiadające przedstawionym na rys.3a - 1 i rys.3b - 1. W tym przypadku moment przecięcia się przebiegu nośnego U_0 z sygnałem modulującym $f(t)$, przy którym $\omega t = A + B \cdot \sin \Omega t$ lub inaczej $x = A + B \cdot \sin y$, określa szerokość modulowanego impulsu U_I . Dlatego też na podstawie wyrażenia (6) otrzymujemy

$$\begin{aligned} A_{mn} + j B_{mn} &= \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} H e^{j(mx+ny)} dx dy = \\ &= \frac{H}{j \cdot 2\pi \cdot \pi^2} \left[\left(\int_0^{2\pi} e^{j(m \cdot B \cdot \sin y + ny)} dy \right) e^{j mA} + \right. \\ &\quad \left. - \int_0^{2\pi} e^{j ny} dy \right] \end{aligned}$$

gdzie:

H - amplituda modulowanych impulsów falownika.

Uwzględniając przy tym, że

$$\int_0^{2\pi} e^{j(m \cdot B \cdot \sin y + ny)} dy = 2\pi (-1)^n J_n(mB)$$

oraz

$$\int_0^{2\pi} e^{jny} dy = \begin{cases} 0 & \text{dla } n \neq 0 \\ 2\pi & \text{dla } n = 0 \end{cases}$$

gdzie:

J_n - funkcja Bessela 1-go rzędu o całkowitym n ,

$J_{-n} = (-1)^n J_n$ [3].

Współczynniki $A_{mn} + j B_{mn}$ szeregu (5) wyznaczamy na podstawie zależności

- a) $A_{mn} + j B_{mn} = [H \cdot J_n(mB) / \pi m] (-1)^n [\sin mA - j \cos mA]$; $n, m \neq 0$
 b) $A_{m0} + j B_{m0} = (H / m \pi) \{-J_0(mB) \sin mA + j [1 - J_0(mB) \cos mA]\}$; $m \neq 0$ (7)
 c) $A_{0n} + j B_{0n} = j HB / 2\pi$; $n = 1$
 d) $A_{00} = AH / \pi$

W rezultacie (po przeprowadzeniu odpowiednich przekształceń trygonometrycznych) szereg (5) opisujący napięcie wyjściowe falownika przyjmuje postać

$$F(x, y) = \frac{AH}{2\pi} + \frac{BH}{2\pi} \sin y + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{H}{\pi m} \sin mx + \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{H}{\pi m} (-1)^{n+1} J_n(mB) \sin [(mx + ny) - mA]$$

lub (uwzględniając, że $x = \omega t$, $y = \Omega t$)

$$F(t) = \frac{AH}{2\pi} + \frac{BH}{2\pi} \sin \Omega t + \frac{H}{\pi m} \sin m\omega t + \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{H}{\pi m} (-1)^{n+1} J_n(mB) \sin [(m\omega + n\Omega)t - mA]$$

Należy przy tym zaznaczyć, że zmiana kształtu przebiegu nośnego U_0 lub (i) kształtu impulsów modulowanych U_I nie powoduje istotnych zmian w postępowaniu podczas wyznaczania współczynników szeregu Fouriera (5), lecz jedynie nieznaczną modyfikację funkcji $F(x, y)$ (6). Przykładowo, jeżeli uwzględnimy czas narastania $t_N = \theta_N / \omega$ i opadania $t_S = \theta_S / \omega$ impulsów U_I , co odpowiada w przybliżeniu impulsom U_I przedstawionym na rys. 3b-4

$$F(x, y) = \begin{cases} Hx / \theta_N & \text{dla } \theta \leq x < \theta_N \\ H & \text{dla } \theta_N \leq x < A + B \sin y \\ \frac{H(A + B \sin y + \theta_S - x)}{\theta_S} & \text{dla } A + B \sin y \leq x \leq A + B \sin y + \theta_S \end{cases}$$

W powyższym przypadku współczynniki $A_{mn} + j B_{mn}$ szeregu (5) wyznaczamy na podstawie wyrażenia

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + j B_{mn} = & \frac{1}{2\pi^2} \left\{ \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_N} \frac{H}{\theta_N} x e^{j(mx+ny)} dx dy + \right. \\
 & + \int_0^{2\pi} \int_0^{A+B \sin y} H e^{j(mx+ny)} dx dy + \\
 & \left. + \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{A+B \sin y + \theta_s}{\theta_s}} \frac{H}{\theta_s} (A+B \sin y + \theta_s - x) e^{j(mx+ny)} dx dy \right\}
 \end{aligned}$$

Jeżeli przebieg nośny U_0 jest różny i bardziej złożony od przebiegu piłokształtnego, to w celu wyznaczenia współczynników szeregu Fouriera (5) można wykorzystać zasadę superpozycji. Tak na przykład dla przebiegu nośnego U_0 pokazanego na rys.3a - 2 funkcja

$$F(x, y) = F_1(x, y) + F_2(x, y)$$

gdzie:

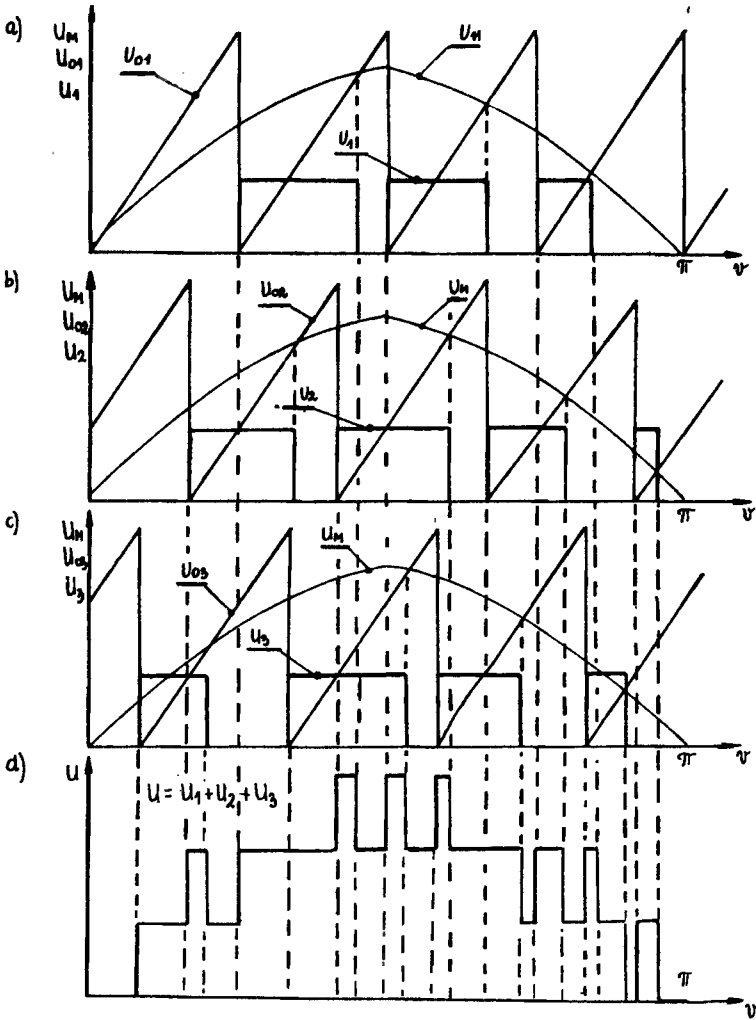
$$\begin{aligned}
 F_1(x, y) &= \begin{cases} H & \text{dla } 0 \leq x < (A+B \sin y)/2 \\ 0 & \text{dla } (A+B \sin y)/2 \leq x \leq 2\pi \end{cases} \\
 F_2(x, y) &= \begin{cases} 0 & \text{dla } 0 \leq x < H - (A+B \sin y)/2 \\ H & \text{dla } H - (A+B \sin y)/2 \leq x < 2\pi \end{cases}
 \end{aligned}$$

W rezultacie otrzymujemy

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + j B_{mn} = & \frac{1}{2\pi^2} \left\{ \int_0^{2\pi} \int_0^{(A+B \sin y)/2} H e^{j(mx+ny)} dx dy + \right. \\
 & \left. + \int_0^{2\pi} \int_{H - (A+B \sin y)/2}^{2\pi} H e^{j(mx+ny)} dx dy \right\}
 \end{aligned}$$

Z zasady superpozycji można także korzystać przy wyznaczaniu widma harmonicznych napięcia wyjściowego falownika o modulowanej jednocześnie amplitudzie i szerokości impulsów wyjściowych. Szczególnie łatwe jest to przy wyborze odpowiednich poziomów napięć, zgodnie z zależnością (1), co pozwala na prostą zamianę przesunięcia w pionie przebiegów nośnych na ich odpowiednie przesunięcia fazowe. Taką zamianę (przeprowadzoną dla napięcia U_E^M przedstawionego na rys.1) ilustruje rys.4. Wynika z niej tak jeden z możliwych sposobów realizacji układu sterowania, jak również sposób wyznaczania widma harmonicznych napięcia U_E (poprzez sumowanie widm harmonicznych każdego z napięć składowych). W tym ostatnim przypadku należy wstępnie wyznaczyć widmo napięcia wyjściowego falownika o modulowanej szerokość-

ci impulsów, kształtowanego na podstawie sygnału modulującego $f(t') = A + B \sin(\Omega t' + \varphi_1'')$.



Rys.4. Jednoczesna modulacja amplitudy i szerokości impulsów realizowana poprzez sumowanie odpowiednich napięć składowych o modulowanej szerokości impulsów ($N=7$) - półokres napięcia wyjściowego

W związku z powyższym (przyjmując płókształtny przebieg nośny) na podstawie wyrażenia (6) otrzymujemy

$$a) A_{mn}^{\varphi} + j B_{mn}^{\varphi} = [H \cdot J_n(mB) / \mathcal{T} m] (-1)^n [\sin(mA - n\varphi_1'') + -j \cos(mA - n\varphi_1'')]; \quad n, m \neq 0$$

$$b) A_{m0}^{\varphi} + j B_{m0}^{\varphi} = (H/\pi m) \left\{ -J_0(mB) \sin(mA - n\varphi_1') + \right. \\ \left. + j [1 - J_0(mB) \cos(mA - n\varphi_1')] \right\}; \quad m \neq 0$$

$$c) A_{0n}^{\varphi} + j B_{0n}^{\varphi} = \frac{HB}{2\pi} (\sin \varphi_1' + j \cos \varphi_1'); \quad n = 1$$

$$d) A_{00} = AH/\pi$$

W rezultacie odpowiedni szereg Fouriera (5) (uwzględniając że $x = -\omega t'$, $y = \Omega t'$) przyjmuje postać

$$F_{\varphi_1}'(t') = \frac{AH}{2\pi} + \frac{BH}{2\pi} \sin(\Omega t' + \varphi_1') + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{H}{\pi m} \sin m\omega t' + \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{H}{\pi m} (-1)^{n+1} J_n(mB) \sin[(m\omega + n\Omega)t' - mA + n\varphi_1'] \quad (8)$$

Jednocześnie wiadomo (co ilustruje i rys.4), że dowolną składową U_{i1} , $i = \overline{1, N-1}$ napięcia U_{Σ}^N można otrzymać na podstawie porównania napięcia modulującego $f(t) = A + B \sin \Omega t$, z przesuniętym o kąt φ_1 , $i = \overline{1, N-1}$ piłokształtnym przebiegiem nośnym (o częstotliwości $N-1$ razy mniejszej i amplitudzie $N-1$ razy większej od przebiegów nośnych przedstawionych na rys.1). Dlatego też szereg Fouriera (5) - $F_{\varphi_1}'(t')$ (odpowiadający składowej U_{i1}) można wyznaczyć na podstawie wyrażenia (8), przesuwając w czasie funkcję $F_{\varphi_1}'(t')$ o wartość $t_1 = \varphi_1/\omega$. Uwzględniając powyższe oraz to, że $\varphi_1' = \varphi_1 \frac{\Omega}{\omega}$ i $t' = t - t_1$ otrzymujemy

$$F_{\varphi_1}^1(t') = F_{\varphi_1}^0(t - t_1) = \frac{AH}{2\pi} + \frac{BH}{2\pi} \sin \Omega t + \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{H}{\pi m} \sin(m\omega t - m\varphi_1) + \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{H}{\pi m} (-1)^{n+1} J_n(mB) \sin[(m\omega + n\Omega)t - m\varphi_1 - mA] \quad (9)$$

Ostatecznie, wyznaczony na podstawie zależności (9) szereg Fouriera (5) napięcia U_{Σ}^N (o modulowanej jednocześnie amplitudzie i szerokości impulsów)

$$F^N(t) = \sum_{i=1}^{N-1} F_{\varphi_1}^i(t)$$

gdzie:

$$\varphi_1 = 2\pi(i-1)/(N-1); \quad i = \overline{1, N-1},$$

przyjmuje postać

$$\begin{aligned}
 F^N(t) = & \frac{AH(N-1)}{2\pi} + \frac{BH(N-1)}{2\pi} \sin \Omega t + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \frac{H}{\pi m} \left[\sin \left(\frac{N-2}{N-1} m\pi \right) \operatorname{ctg} \left(\frac{m\pi}{N-1} \right) + \right. \right. \\
 & + \left. \left. \cos \left(\frac{N-2}{N-1} m\pi \right) \right] \left[\sin \left(m\omega t - m \frac{N-2}{N-1} \pi \right) \right] \right\} + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \left(\frac{H}{m\pi} (-1)^{n+1} J_n(mB) \right) \left[\sin \left(\frac{N-2}{N-1} m\pi \right) \operatorname{ctg} \left(\frac{m\pi}{N-1} \right) + \right. \right. \\
 & + \left. \left. \cos \left(\frac{N-2}{N-1} m\pi \right) \right] \sin \left[(m\omega + n\Omega) t - m\alpha - m \frac{N-2}{N-1} \pi \right] \right\}
 \end{aligned}$$

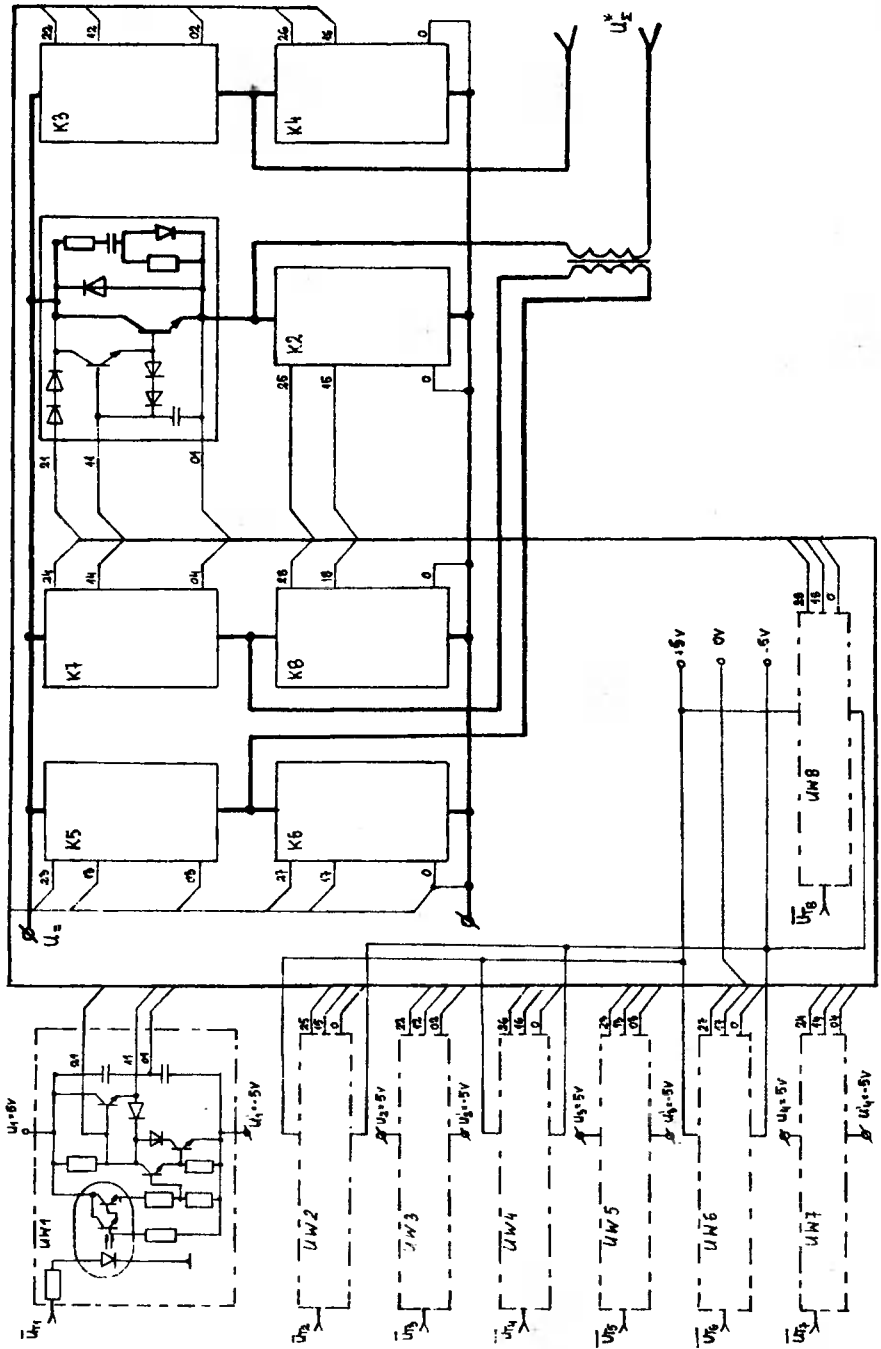
4. REALIZACJA PRAKTYCZNA FALOWNIKA

Jak już wspomniano w punkcie 2, jeden z modułów falownika może być podłączony bezpośrednio do obciążenia. Takie połączenie zostało zrealizowane w falowniku o mocy 1,5 kVA, którego uproszczony schemat ideowy został przedstawiony na rys.5. Wybór rozwiązania był poprzedzony porównaniem ilości elementów falownika (składającego się z modułów trój- lub dwupoziomowych (rys.2b i 2a)) przeprowadzonym na podstawie wyrażeń (3) i (4). Szczególne znaczenie odegrała przy tym ilość transformatorów dopasowujących, ich moc oraz wykonanie (z odczepem, bez odczepu).

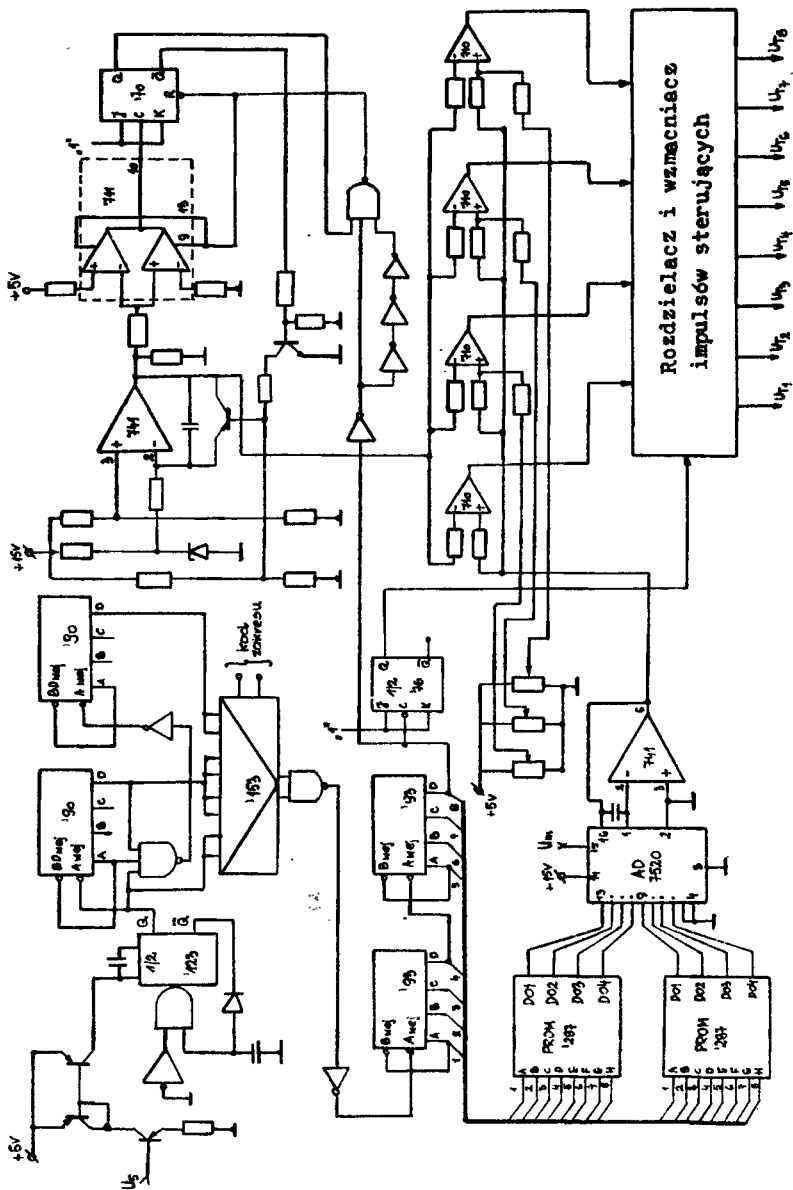
W przedstawionym falowniku wzmacniacze impulsów wyzwających (UW1 - UW8) są bezpośrednio połączone z zaworami (K1 - K8), objętymi indywidualnie nieliniowym - diodowym sprzężeniem zwrotnym (zmniejszającym nasycenie zastosowanych tranzystorów siłowych). Wszystkie wzmacniacze UW1 - UW8 zostały galwanicznie, poprzez transoptory, oddzielone od sterownika - modulatora (rys.6). Dlatego też praktycznie niemożliwe jest uszkodzenie sterownika w wyniku uszkodzenia jakiegokolwiek z zaworów K1 - K8 lub też elementów wzmacniaczy (wysoki potencjał na sterownik - modulator może być podany tylko w przypadku uszkodzenia transoptora).

W celu likwidacji przepięć komutacyjnych zastosowano tłumik RC ze zmienną rezystancją R. Pozostałych zabezpieczeń na uproszczonym schemacie (rys.5) nie przedstawiono.

Przedstawiony falownik umożliwia maksymalnie 9-poziomą (N=9) jednoczesną modulację amplitudy i szerokości impulsów. Jego pierwszy moduł (zawory K1 - K4) - obliczony na 3/4 wartości mocy całkowitej falownika, jest sterowany impulsami $U_{T1} - U_{T4}$. Drugi (zawory K5 - K8) - obliczony na 1/4 wartości mocy falownika jest sterowany impulsami $U_{T5} - U_{T8}$. Impulsy te

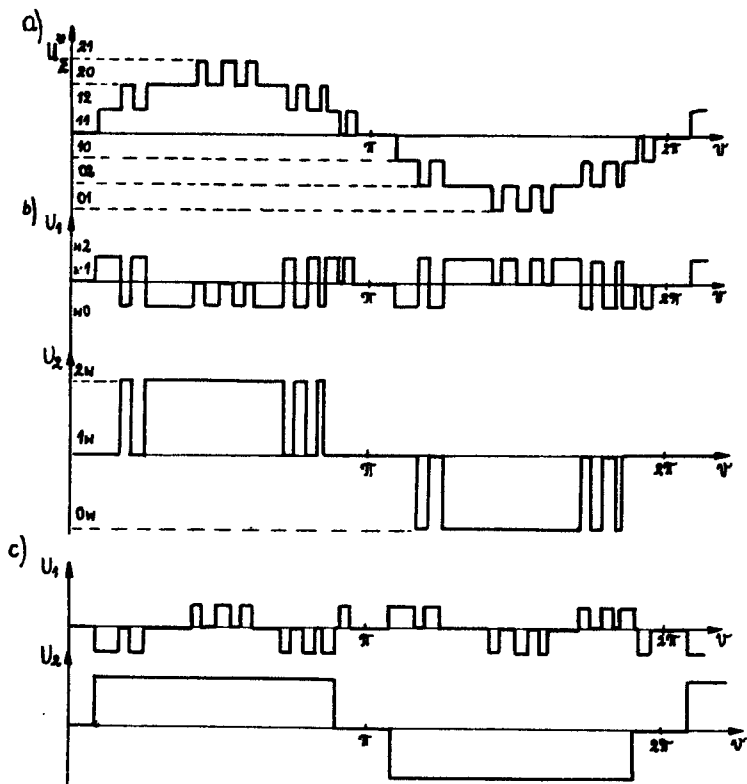


Rys.5. Część siłowa modulatoryjnego, jednofazowego falownika napięcia - uproszczony schemat ideowy



Rys. 6. Sterownik - modulator modulacyjnego, jednofazowego falownika napięcia - uproszczony schemat ideowy

uwarunkowują przebiegi napięć składowych odpowiednich modułów - U_1 i U_2 (przedstawione przykładowo dla $N=7$ na rys.7b), a tym samym i przebieg napięcia U (rys.1, rys.4d, rys.7a).

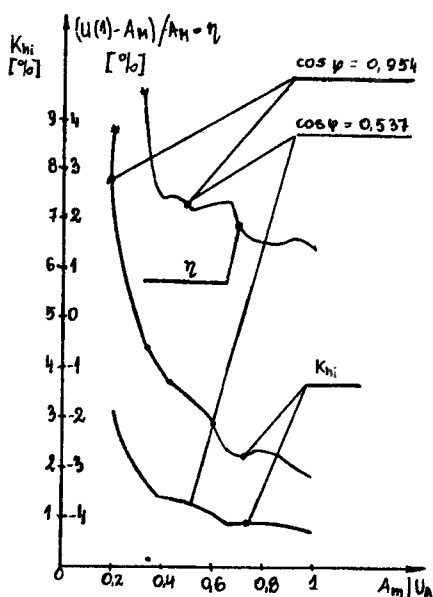


Rys.7. Sposoby rozdziału napięcia wyjściowego falownika na napięcia składowe

Niekiedy liczba wykorzystywanych poziomów napięć N jest mniejsza od maksymalnie możliwej do otrzymania (przy zastosowaniu wymaganej i obliczonej na podstawie zależności (3b) liczby modułów trójpoziomowych). W tych przypadkach (jeżeli jest spełniona zależność $N \leq 3^M - 2$) można dążyć do zmniejszenia liczby komutacji siłowych zaworów (w szczególności dla modułu o największej mocy). Tę możliwość dla $N=7$ ilustruje rys.7c. Jej ujemną stroną jest jednakże konieczność zmniejszenia mocy modułu podstawowego (najczęściej beztransformatorowego) i zwiększenie mocy dodatkowych modułów i transformatorów dopasowujących. Dlatego też wspomnianą możliwość należy raczej wykorzystywać w ograniczonych przypadkach (w szczególności jeżeli wymagana jest wysoka częstotliwość napięcia wyjściowego U_{Σ}^M o stosunkowo dużej krotkości modulacji ω/R) (przy czym, co należy zaznaczyć, sterownik - modulator (z wyjątkiem struktury rozdzielacza impulsów) nie ulega zmianie (rys.6). Składa się on z czterech funkcjonalnych bloków:

- generatora sygnału wzorcowego - sinusoidalnego;
- synchronizowanego z nim (co półokres) generatora piłokształtnego przebiegu nośnego;
- bloku komparatorów (czterech) o różnych progach komparacji;
- rozdzielacza i wstępnego wzmacniacza impulsów (przedstawionego w postaci blokowej).

Generator sygnału wzorcowego umożliwia płynną liniową zmianę częstotliwości napięciem sterującym U_g , w trzech zakresach: 1 kHz - 100 Hz, 100 Hz - 10 Hz, 10 Hz - 1 Hz oraz niezależnie zmianę amplitudy sygnału wzorcowego (w rezultacie oddziaływania sygnału napięciowego U_M na jedno z wyprowadzeń przetwornika C/A (AD 7520 lub 752 π A 1)). Generator napięcia piłokształtnego wytwarza falę nośną o częstotliwości 10 kHz. W końcu każdego półokresu zostaje ona zsynchronizowana z sygnałem wzorcowym, dzięki czemu podlegają likwidacji składowe subharmoniczne napięcia U_{Σ}^* . W bloku komparatorów analogowych (4 x μ A 710) sygnał wzorcowy zostaje porównany z czterema piłokształtnymi przebiegami nośnymi. Wytworzone w ten sposób, a następnie ukształtowane (w celu likwidacji prądów skrośnych) oraz odpowiednio rozdzielone impulsy U_{T1}, \dots, U_{T8} sterują transoptorami wzmacniaczy UW1 - UW8, a w rezultacie zaworami K1 - K8 modulacyjnego falownika (rys.5). Jego napięcie wyjściowe U , a także prąd wyjściowy charakteryzują się wysokimi wskaźnikami jakości, w szerokim zakresie zmian amplitudy i częstotliwości sygnału wzorcowego. Potwierdza to przedstawiona na rys.8 przykładowa charakterystyka regulacyjna; gdzie K_{hi} - współczynnik harmonicznego prądu wyjściowego falownika, otrzymana dla dwóch obciążeń R-L o różnych wartościach $\cos \varphi$ (kąta przesunięcia fazowego).



Rys.8. Przykładowe charakterystyki regulacyjne modulacyjnego falownika
($N = 7$, $U_m = 230$ V, $\omega / \Omega = 24$, $\omega = 49,3$ Hz)

5. PODSUMOWANIE

1. Jednoczesna modulacja amplitudy i szerokości impulsów jest rozwiązaniem pośrednim pomiędzy wyłączną modulacją amplitudy i szerokości impulsów.

2. Falowniki realizujące przedstawiony w pracy sposób modulacji jest celowym wykonywać w modułowej postaci z wykorzystaniem podstawowych modułów trójpoziomowych (elementarnych falowników mostkowych).

3. Analiza widma harmoniczných zmodulowanego impulsowo napięcia wyjściowego falownika U_E^{M} powinna być przeprowadzona na podstawie podwójnego szeregu Fouriera. W celu uproszczenia obliczeń należy przy tym w miarę możliwości stosować zasadę superpozycji.

4. Przedstawiony w pracy (wraz z układem sterownika - modulatora) falownik realizujący maksymalnie 9-poziomą ($N=9$) jednoczesną modulację amplitudy i szerokości impulsów napięcia wyjściowego U_E^{M} zabezpiecza (przy regulacji amplitudy pierwszej harmoniczných napięcia w zakresie 310 V - 70 V i obciążeniu R-L; $\cos \varphi \leq 0,95$) współczynnik harmoniczných prądu $K_{hi} \leq 5\%$. Jednocześnie w rezultacie synchronizacji generatora przebiegu nośnego (piłokształtne) w napięciu U_E^{M} nie występują niepożądane składowe subharmoniczne.

LITERATURA

- [1] Grečko E.N., Tonkal V.E.: Avtonomnyje invertory modulacjonnovo tipa. Naukova Dumka, Kiev 1983
- [2] Praca zbiorowa. Układy energoelektroniczne. WNT, Warszawa 1982
- [3] Setiukov L.I.: Primienienie dvojných riadov Furie dla opriedielenia čiasotnych splektrov različnych vidov impulsnoj modulacii. Sovietskoe Radio, vyp. 34, Moskva 1961
- [4] Slepov N.N., Drozdov B.V.: Sirotno-impulsnaja modulacija. Energia, Moskva 1978
- [5] Strzelecki R., Jabłoński W.: Metody syntezy przekształtników statycznych. Zeszyty Naukowe ATR w Bydgoszczy, nr 121, Elektrotechnika 4, Bydgoszcz 1984
- [6] Strzelecki R., Jabłoński W.: Modulacyjne falowniki napięcia o modułowej konstrukcji z pośrednim ogniwem wysokiej częstotliwości. Zeszyty Naukowe ATR w Bydgoszczy, nr 130, Elektrotechnika 6, Bydgoszcz 1986

SIMULTANEOUS AMPLITUDE AND WIDE PULSE MODULATION IN COMPLICATED INVERTERS

Summary

The paper contains a method of formation of output voltage applied in complicated inverters systems and based on simultaneous amplitude and wide pulse modulations. A method of analysis of output voltage harmonic, using double Fourier series, exemplary regulation characteristics and one of the possible realizations of inverters and its controller-modulator are presented.

АМПЛИТУДНО-ШИРОТНОИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ ПРИМЕНЯЕМАЯ В СЛОЖНЫХ СХЕМАХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Резюме

В работе рассматривается способ модулирования выходного напряжения применяемый в сложных схемах инверторов, основанный на принципе одновременной модуляции амплитуды и ширины импульсов. Представлен метод гармонического анализа полученного напряжения, основанного на применении двойных рядов Фурье, примерные регулировочные характеристики и одно из возможных практических решений силовой части инвертора и его системы управления.

Ryszard Strzelecki
Janusz Karpowicz

SPOSÓB STEROWANIA FALOWNIKIEM Z MODULACJĄ AMPLITUDY I SZEROKOŚCI IMPULSÓW NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO W UKŁADZIE NADĄŻNYM

W pracy omówiono algorytm sterowania falownikiem w układzie nadążnym, z predykcją prądu wyjściowego. Przy wąskich pętłach histerezy układ taki sprowadza się do prostego automatu, którego funkcje pełni sterownik mikroprocesorowy. Posiadając dużo tzw. „czasu wolnego” realizuje on jednocześnie algorytm minimalizacji subharmonicznych.

1. WSTĘP

Często stosowanym ze względu na prostotę sposobem sterowania falownika jest sterowanie powodujące powstanie na wyjściu przekształtnika prostokątnej fali napięcia. Jednakże w wielu przypadkach taki kształt przebiegu jest niekorzystny, a czasami niedopuszczalny. Z tego wynika konieczność poprawy jakości sygnału wyjściowego, co osiągnąć można poprzez:

- 1) rozbudowę układów sterujących,
- 2) rozbudowę całych przekształtników.

Ze względu na to, że rozbudowa części siłowej pociągająca za sobą rozbudowę sterowników jest pracochłonna i często pociąga za sobą zwiększenie gabarytów przekształtnika, zmiany zwykle ogranicza się do 1).

Wprowadzenie na rynek układów VLSI (między innymi mikroprocesorów, sterowników jednoukładowych) spowodowało, iż powstała możliwość tworzenia prostych i niedrogich systemów mogących realizować skomplikowane algorytmy sterowania. Ponadto systemy takie charakteryzują się dużą niezawodnością, elastycznością i, co ważne, obywają się bez rozbudowanych urządzeń peryferyjnych.

2. ZASADA STEROWANIA FALOWNIKA NAPIĘCIA W UKŁADZIE NADĄŻNYM Z PREDYKCJĄ

W celu znacznego zwiększenia jakości sygnału wyjściowego falownika często wykorzystuje się jednoczesną modulację szerokości i amplitudy impulsów [1]. Z uwagi jednak na dużą częstotliwość przełączania kluczy w ta-

kim przypadku ważnym zagadnieniem jest wybór odpowiedniego sposobu sterowania. Dla wielu typowych zastosowań korzystna jest metoda kształtowania sygnału wyjściowego (prądu) w układzie nadążnym, z jednoczesną jego predykcją [3]. Przy takim sterowaniu, przełączanie poziomu napięcia następuje, gdy moduł błędu:

$$|\varepsilon(t)| = |i_1(t) - i_s(t)| \geq \Delta/2$$

gdzie:

$i_1(t)$ - wartość chwilowa prądu rzeczywistego,

$i_s(t)$ - wartość chwilowa prądu wzorcowego,

Δ - szerokość strefy histerezy,

przy czym szerokość strefy histerezy można wyznaczyć (ze względu na założony, maksymalnie dopuszczalny współczynnik zawartości wyższych harmonicznych w prądzie wyjściowym [3]) na podstawie zależności

$$\Delta \approx k_h \cdot I_{sm} \cdot 2\sqrt{2}$$

gdzie:

k_h - współczynnik zawartości harmonicznych,

I_{sm} - wartość maksymalna prądu wzorcowego $i_s = I_{sm} \cdot \sin \omega t$ (ω - pulsacja).

W rozpatrywanym algorytmie (w celu zmniejszenia liczby komutacji) w chwili t_{i-1} (przełączanie poziomów napięć), wyboru dopuszczalnej wartości napięcia dokonuje się tak, aby odstęp czasu $t_i - t_{i-1}$ między kolejnymi komutacjami był maksymalny.

Zażółmy, że w $i-1$ przedziale zostało wybrane napięcie o wartości U_{i-1} . Tym samym prąd w i -tym przedziale można opisać wyrażeniem:

$$i_1(t_{i-1} + \tau) = i_{10}(t_{i-1} + \tau) + \int_0^\tau k_1(\tau - \xi) \Delta_1 U(\xi) d\xi \quad (1)$$

gdzie:

$$t_{i-1} \leq \tau < t_i,$$

$i_{10}(t_{i-1} + \tau)$ - przewidywana wartość prądu w i -tym przedziale, przy założeniu, że poziom napięcia nie zmienił się,

$k_1(\tau)$ - funkcja impulsowa charakteryzująca obciążenie w i -tym przedziale czasu,

$$\Delta_1 U = U_i - U_{i-1},$$

U_i - poziom napięcia w i -tym przedziale.

Przy małym $\Delta t_i = t_i - t_{i-1}$ można założyć, że: prądy - wzorcowy i_s i rzeczywisty i_1 - zmieniają się liniowo (pierwsze przybliżenie). W takim przypadku, w celu wyznaczenia odpowiedniego przyrostu $\Delta_1 U$, wystarczy porównać pierwsze pochodne tych prądów [3]

$$i'_s(t_{i-1} + \tau) = i'_1(t_{i-1} + \tau) \quad (2)$$

gdzie:

$$i'_s(t_{i-1} + \tau) = di'_s(t_{i-1} + \tau) / d\tau \quad \tau = 0_+$$

$$i'_1(t_{i-1} + \tau) = di'_1(t_{i-1} + \tau) / d\tau \quad \tau = 0_+$$

Podstawiając następnie wyrażenie (1) do zależności (2) otrzymujemy

$$i'_s(t_{i-1} + \tau) = i'_{10}(t_{i-1} + \tau) + k_1(0_+) \Delta_1 U(\tau) + \\ + \int_0^\tau k'_1(\tau - \xi) \Delta_1 U(\xi) d\xi \quad \text{dla } \tau = 0_+ \quad (3)$$

Do opisu procesów dynamicznych w obciążeniu często bywają używane równania stanu. W takim przypadku dla i -tego przedziału:

$$\begin{cases} \dot{X} = A_1 X + B_1 U \\ I_1 = C_1 X + D_1 U \end{cases}$$

gdzie:

X - wektor zmiennych stanu,

$\dot{X} = dX / dt$,

A_1, B_1, C_1, D_1 - odpowiednio macierze: procesu, wymuszeń, odpowiedzi, transmisyjna.

Wobec powyższego funkcja impulsowa:

$$k_1(\tau) = \alpha^{-1} \left\{ C_1 [s \cdot 1 - A_1]^{-1} B_1 + D_1 \right\}$$

gdzie:

α^{-1} ... - odwrotna transformacja Laplace'a,

1 - macierz jednostkowa.

W rezultacie można sformułować wniosek, że kształtowanie prądu w układzie nadążnym z predykcją najprościej realizować dla takich obciążeń, dla których macierz transmisyjna $D_1 = 0$. W tym przypadku, skokowej zmianie wymuszenia (napięcia) będzie odpowiadała ciągła zmiana wielkości wyjściowej (prądu). Wobec powyższego ($D_1 = 0$) mamy:

$$\lim_{\tau \rightarrow 0_+} \int_0^\tau k'_1(\tau - \xi) \Delta_1 U(\xi) d\xi = 0 \quad (4)$$

Po uwzględnieniu (4) w równaniu (3), poziom napięcia, na którym należy dokonać przełączenia, wyznaczamy z zależności:

$$U_i = U_{i-1} + \Delta_1 u$$

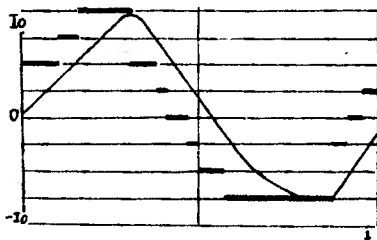
gdzie:

$$\Delta_1 u = [i'_s(t_{i-1}) - i'_{10}(t_{i-1})] / k_1(0_+)$$

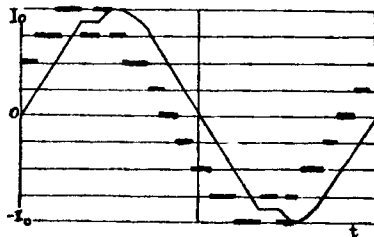
Równocześnie, z uwagi na to, że napięcie wejściowe przyjmuje wartości dyskretne, tzn. $u \in \{U_n\}$ dla $n=1,2,\dots,K$, należy dokonać zaokrąglenia U_1 do najbliższej wartości U_n , zgodnie z zasadą:

- 1) jeżeli $|i_s(t) - i_1(t)| \geq \Delta/2$ i $i_s(t) > i_1(t)$ - wybieramy najbliższy poziom $U_n \geq U_1$,
- 2) jeżeli $|i_s(t) - i_1(t)| \geq \Delta/2$ i $i_s(t) < i_1(t)$ - wybieramy najbliższy poziom $U_n \leq U_1$.

Powyższy algorytm przełączania kolejnych poziomów napięcia $U_1 = -320$ [V], $U_2 = -240$ [V], $U_3 = -160$ [V], $U_4 = -80$ [V], $U_5 = 0$, $U_6 = 80$ [V], $U_7 = 160$ [V], $U_8 = 240$ [V], $U_9 = 320$ [V], przy szerokiej ($\Delta = 10$ [A]) i wąskiej ($\Delta = 2$ [A]) strefie histerezy ilustrują odpowiednio przebiegi przedstawione na rys.1 i 2.



Rys.1. Algorytm przełączania poziomów napięcia wyjściowego przy szerokiej strefie histerezy ($\Delta = 10$ [A])

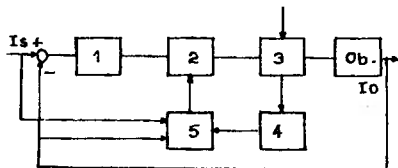


Rys.2. Algorytm przełączania poziomów napięcia wyjściowego przy wąskiej strefie histerezy ($\Delta = 2$ [A])

Zostały one otrzymane dla następujących danych:

- a) obciążenie RL: $R = 5$ [Ω], $L = 0,01$ [H],
- b) częstotliwość $f = 50$ [Hz],
- c) prąd wzorcowy $= I_s(t) = 50 \sin(\omega t)$ [A].

Powyższy algorytm sterowania może być zrealizowany w układzie, którego uproszczony schemat blokowy przedstawiono na rys.3.



Rys.3. Uproszczony schemat blokowy falownika napięcia sterowanego w układzie nadążnym z predykcją:
 1 - komparator, 2 - blok decyzyjny, 3 - przekształtnik,
 4 - blok pomiarowy, 5 - blok predykcji

Należy jednakże zaznaczyć, że sterowanie falownikiem z jednoczesną modulacją amplitudy i szerokości impulsów wykorzystuje się na ogół dla uzyskania sygnału wyjściowego (prądu) o wysokiej jakości. Temu natomiast

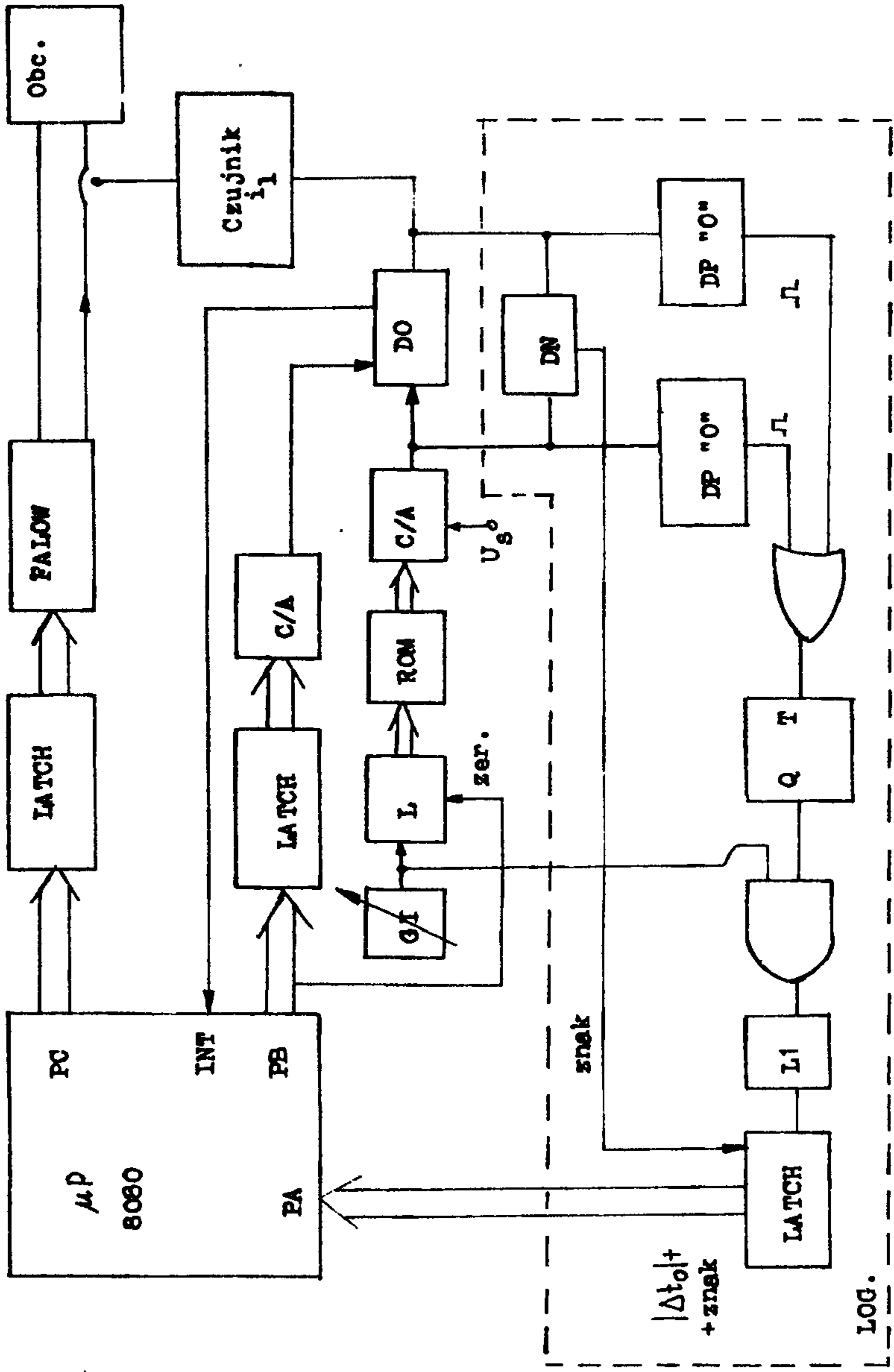
odpowiada konieczność założenia małych wartości szerokości strefy histerezy, przy czym można pokazać (co ilustruje rys.2), że przy wąskiej pętli histerezy układ sterowania sprowadza się do prostego automatu asynchronicznego. Wybiera on kolejne poziomy napięcia w zależności od znaku różnicy $r(t) = i_s(t) - i_1(t)$ w chwilach, gdy $|\varepsilon(t)| = |i_s(t) - i_1(t)| \geq \Delta/2$.

3. MIKROPROCESOROWE STEROWANIE PRACĄ FALOWNIKA W UKŁADZIE NADAŻNYM

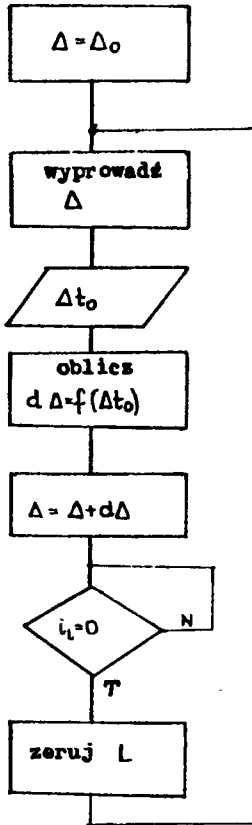
Funkcję wspomnianego wyżej automatu może spełniać system mikroprocesorowy [4]. W tym przypadku, o stanie danego klucza w falowniku decyduje fakt ustawienia bądź wyzerowania odpowiadającego temu kluczowi bitu w słowie sterującym, przekazywanym z systemu mikroprocesorowego. Ponieważ wybór poziomu napięcia (w zależności od różnicy $r(t) = i_s(t) - i_1(t)$) i odpowiadającemu jemu słowa sterującego oraz przekazanie go do przekształtnika zajmują procesorowi niewiele czasu, może on pełnić również inne, dodatkowe funkcje. Jednocześnie wiadomo, że w obciążeniu falownika sterowanego w układzie nadażnym powstają niepożądane subharmoniki prądu [2]. Dlatego też celem jest, aby procesor dysponujący tzw. „czasem wolnym” realizował również funkcję ich minimalizacji. Jak wynika z zasady działania układu nadażnego, składowe subharmoniczne powstają gdy chwilo czasu, w których prądy $i_s(t)$ i $i_1(t)$ przechodzą przez „0” nie są jednakowe. Jednakże już niewielka zmiana szerokości pętli histerezy może spowodować, że subharmoniczne zostaną całkowicie zlikwidowane. Sterowanie według tej zasady realizuje układ przedstawiony w postaci blokowej na rys.4.

W układzie złożonym z generatora impulsów GI, licznika L, pamięci stałej ROM i przetwornika cyfrowo-analogowego C/A wytwarzany jest sygnał wzorcowy i_s . Taki generator sygnału wzorcowego charakteryzuje się dużą stabilnością i niezależnością amplitudy sygnału od częstotliwości.

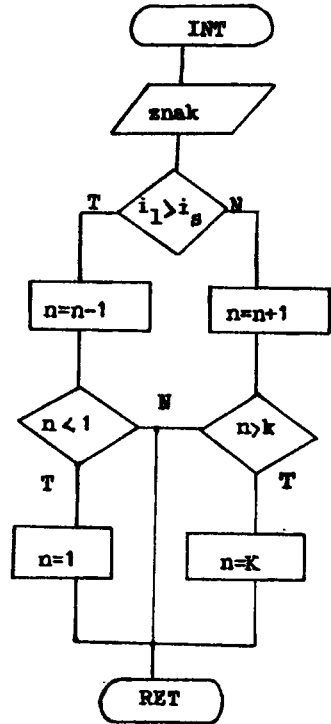
Dyskryminator okienkowy DO sprawdza warunek $|i_s - i_1| \geq \Delta/2$ i gdy jest on spełniony, generowany zostaje sygnał przerwania do systemu mikroprocesorowego μP . Blok logiki LOG składający się między innymi z dyskryminatora napięcia DN, dyskryminatorów przejścia przez „0” DP „0”, licznika L1 dokonuje pomiaru czasu $|\Delta t_0|$ między chwilami przejścia przez „zero” prądów i_s oraz i_1 , a ponadto ustala kolejność przejścia. Na podstawie wartości Δt_0 mikroprocesor dokonuje korekcji szerokości pętli histerezy Δ . Obliczaniem tej wartości „zajmuje” się program przedstawiony na rys.5. Natomiast podprogram obsługujący przerwanie (rys.6) sprawdza zależność między prądami i_s oraz i_1 , po czym steruje kierunkiem przełączania poziomów napięcia.



Rys. 4. Schemat blokowy systemu mikroprocesorowego sterującego falownikiem kształtującym prąd wyjściowy w układzie nadajnym



Rys.5. Program główny sterownika mikroprocesorowego



Rys.6. Podprogram przerwań sterownika mikroprocesorowego

4. WNIOSKI

1. Zastosowanie algorytmu sterowania z predykcją w układzie nadążnym zmniejsza liczbę komutacji siłowych kluczy i zabezpiecza wysoką jakość sygnału wyjściowego (prądu).

2. Przedstawiony algorytm sterowania jest realizowany najprościej dla obciążeń, dla których macierz transmisyjna $D_1 = 0$ (patrz układ równań stanu).

3. Dla wąskich pętli histerezy układ sterowania z predykcją sprowadza się do prostego automatu asynchronicznego.

4. Zastosowanie sterownika mikroprocesorowego dysponującego w danym przypadku tzw. „czasem wolnym” pozwala dodatkowo realizować przedstawiony algorytm minimalizacji subharmonicznych prądu wyjściowego falownika.

LITERATURA

- [1] Grecko E.N., Tonkal V.E.: Avtonomnyje inwertory modulacjonno tipo. Naukova Dumka, Kiev 1983
- [2] Karpowicz J., Strzelecki R.: Sterowanie mikroprocesorowe falowników napięcia o zwiększonej jakości sygnału wyjściowego. VIII Międzynarodowe Studenckie Sympozjum Naukowe, Zielona Góra 1986
- [3] Praca zbiorowa. Układy energoelektroniczne. WNT, Warszawa 1982
- [4] Strzelecki R., Zhuikov V.J.: Principle of tracking of the static power frequency changers using moments. Conference Proceedings INTELEC'85, Munich 1985

PRINCIPLE OF TRACKING CONTROL IN MODULATORY VOLTAGE INVERTERS

Summary

The paper describes the algorithm of inverters tracking control with prediction of output current. As far as narrow hysteresis zone is concerned, such a system is replaced by a simple automatic controller, the function of which is performed by the microprocessing system shown in the paper. Having a lot of the so-called „free time”, it achieves, at some moment, the algorithm of subharmonic minimalization.

СПОСОБ УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРОМ С АШИМ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЕ

Резюме

В работе представлен алгоритм управления инвертором, реализованный в следящей системе с предсказыванием выходного тока. Показано, что при узкой зоне нечувствительности, такая система сводится к несложному логическому автомату. Функции последнего выполняет микропроцессорная система, реализующая одновременно алгоритм минимизации субгармонических составляющих выходного тока.

Jerzy Stawicki
Jarosław Gąszczak

ZASTOSOWANIE METODY POMIARU PRZEWODNOŚCI CIEPLNEJ
DO ELEKTRYCZNEGO OZNACZANIA WILGOTNOŚCI GRUNTU

Celem pracy jest wykorzystanie zależności występującej w gruncie pomiędzy przewodnością cieplną a wilgotnością gruntu i zastosowanie jej do pomiarów wilgotności gruntu. W pracy prezentuje się metodę termiczną pomiarów wilgotności gruntu w wersji statycznej i dynamicznej opartych na pomiarach przewodności cieplnej.

1. WSTĘP

Metody pomiaru przewodności cieplnej materiałów izolacyjnych, do których zaliczany jest grunt - ze względu na zakres zmian przewodności cieplnej ($0,19 - 1,8 \frac{W}{m \cdot K}$) - dzielą się na dwie zasadnicze grupy. Pierwsza dotyczy stanów stacjonarnych, dla których pole temperatur nie jest funkcją czasu, tzn. $P \neq f(t)$, druga natomiast dotyczy stanów przejściowych (zależnych od czasu).

Powszechnie stosowane metody pomiaru przewodności cieplnej materiałów izolacyjnych [4], a więc i gruntu, są metodami niszczącymi strukturę, gdyż badany materiał musi zostać pobrany i umieszczony w przyrządzie pomiarowym. W przypadku pomiaru przewodności cieplnej gruntu istnieją dwie zasadnicze przyczyny dużej niedokładności pomiaru. Są to gęstość oraz wilgotność, które podczas umieszczania próbki w przyrządzie pomiarowym ulegają istotnym zmianom.

W pracy prezentowana jest metoda statyczna i dynamiczna pomiaru przewodności cieplnej w oparciu o czujniki pomiarowe umieszczane w badanym gruncie, bez konieczności pobierania próbek z gruntu. Na szczególną uwagę zasługuje przedstawiona metoda dynamiczna pomiaru przewodności cieplnej, wykorzystywana do pomiarów wilgotności gruntu.

Metody pomiaru przewodności cieplnej materiałów izolacyjnych uwzględniają wilgotność jako czynnik wpływający na wynik pomiaru. Natomiast w pomiarach wilgotności gruntu wykorzystuje się najczęściej zjawiska fizyczne nie związane z właściwościami cieplnymi, np. konduktancyjnymi, dielektrycznymi, radiometrycznymi, w oparciu o fizykę jądrową.

Metodę termiczną pomiaru wilgotności przedstawiono w [5, 6]. Zarówno Sieliwierstow jak i Czudnowski mierzą prędkość ochładzania lub nagrzewania się czujnika w gruncie. Czudnowski wykorzystuje w tym celu termometry cieczowe. Koncepcje zastosowania statycznej metody pomiarów wilgotności gruntu w oparciu o przewodność cieplną przedstawia J. Majewski [3].

Celem pracy jest przedstawienie metody pomiaru wilgotności gruntu w oparciu o ścisły związek wilgotności gruntu z jego właściwościami cieplnymi.

2. METODA STATYCZNA

Przewodzenie ciepła w ciałach stałych opisuje prawo Fouriera, które ma postać [4, 7]

$$q = - \lambda \text{grad } T \quad (1)$$

gdzie:

q - natężenie strumienia ciepła $\left[\frac{W}{m^2}\right]$,

λ - przewodność cieplna $\left[\frac{W}{m \cdot K}\right]$,

T - temperatura [K].

W sposób bardziej ogólny (uwzględniając wewnętrzne źródła ciepła, zależność od temperatury, zmienność λ w przestrzeni) opisuje wymianę ciepła równanie przewodnictwa [7]

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial z} \right) + q_v = c_p \frac{\partial T}{\partial t} \quad (2)$$

gdzie:

c_p - pojemność cieplna $\left[\frac{W}{K}\right]$,

t - czas [s],

q_v - wewnętrzne źródła ciepła $\left[\frac{W}{m^2}\right]$.

Równania (1) i (2) opisują proces rozchodzenia się ciepła w ośrodku, gdzie nie występuje promieniowanie, konwekcja oraz przepływ masy. Przedstawione równania dotyczą ośrodków ciągłych i jednorodnych. Można przyjąć, że pory występujące w gruncie wypełnione wodą lub powietrzem są wystarczająco małe (nie zachodzi w nich konwekcja) i nie są one przyczyną nieciągłości i niejednorodności. Jednak pojawiają się nowe elementy, takie jak trójfazowość ośrodka oraz wymiana ciepła innymi drogami, np. promieniowanie, konwekcja, wymiana fazy ciekłej i gazowej pod wpływem gradientu temperatury i wilgotności. Rozwiązanie równania (2) dla stanów stacjonarnych i nie posiadających wewnętrznych źródeł ciepła we współrzędnych cylindrycznych przedstawia Stanisławski [7] w postaci

$$T = T_1 - (T_1 - T_2) \frac{\ln \frac{r}{r_1}}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \quad (3)$$

gdzie:

r_1, r_2 - dowolnie wybrane promienie w obszarze termicznego oddziaływania czujnika,

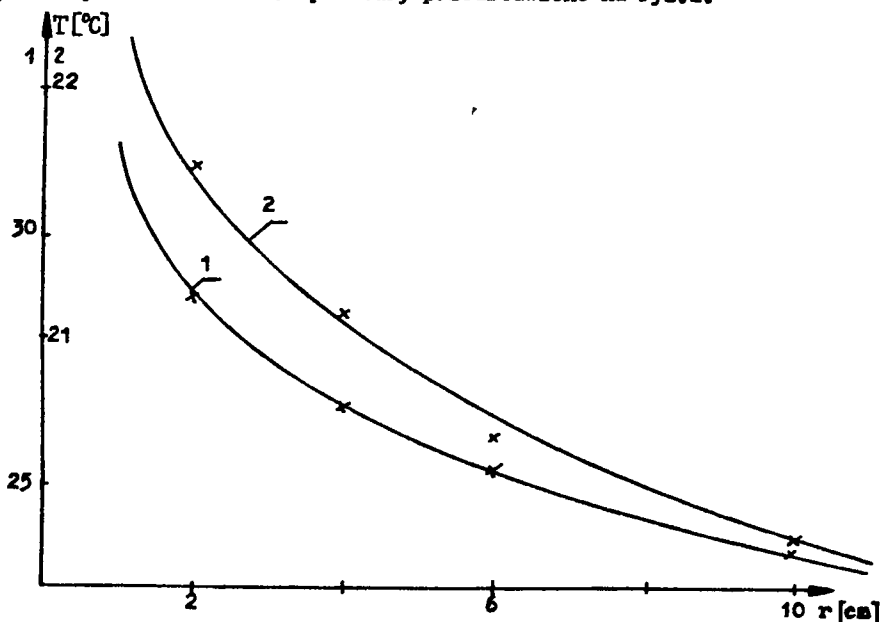
T_1, T_2 - odpowiadające w/w promieniom temperatury.

Z równania (3) wynika, że rozkład pola temperatur na prostopadłej do osi walca jest opisany krzywą logarytmiczną. Przedstawiony model matematyczny wymiany ciepła zweryfikowano eksperymentalnie w warunkach laboratoryjnych. W tym celu pojemnik w kształcie walca o średnicy 0,5 m i wysokości 0,2 m został wypełniony piaskiem krzemowym. W osi tego modelu została umieszczona grzałka - czujnik, za pomocą której dostarczono ciepło do układu. W odległościach 2, 4, 6, 10 cm od osi modelu umieszczono czujniki termistorowe do pomiaru temperatury. Czujniki stosowane w prezentowanej pracy przedstawiono na rys.1.



Rys.1. Czujniki dla modelu cylindrycznego - a oraz kulistego - b:
1 - termistor, 2 - grzałka, 3 - obudowa metalowa

Rozkład pola temperatur badano dla piasku powietrznie suchego 0,1 % wilgotności oraz dla wybranej wilgotności 9,7 %, tj. 45 % wilgotności względnej. Stan stacjonarny został osiągnięty po 6 h pracy grzałki. Otrzymane wyniki rozkładu temperatury przedstawiono na rys.2.



Rys.2. Rozkład temperatury wzdłuż prostej prostopadłej do osi czujnika:
1 - suchy piasek, 2 - piasek o wilgotności 9,7 %

Krzywe logarytmiczne pochodzą z równania (3), natomiast cztery punkty dla obu wilgotności pochodzą z pomiarów.

Wyniki przedstawione na rys.2 potwierdzają tezę, że na wymianę ciepła w gruncie nie ma wpływu promieniowanie i konwekcja oraz nie jest istotne, że ośrodek jest trójfazowy. Można przyjąć, że proces wymiany ciepła dobrze odwzorowuje przewodnictwo cieplne wyrażone równaniem (2).

Zasadniczymi wadami statycznej metody pomiaru przewodności cieplnej są: długi czas pomiaru (rzędu kilku godzin) oraz zjawisko termotransportu (przemieszczanie fazy ciekłej i gazowej pod wpływem gradientu temperatury).

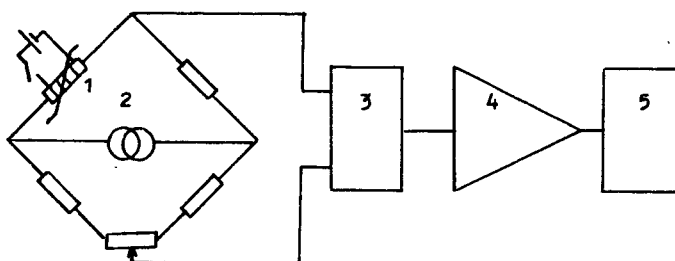
3. METODA DYNAMICZNA

Prezentowana przez autorów i zweryfikowana doświadczalnie metoda dynamiczna pomiaru przewodności cieplnej eliminuje wady metody statycznej. Istotą metody dynamicznej jest wprowadzenie impulsu cieplnego do gruntu i badanie zmian pola temperatur w czasie. Badanie zmian pola temperatur w czasie ogranicza liczbę punktów pomiarowych do jednego, co w efekcie daje dodatkową korzyść redukując liczbę czujników również do jednego.

Pomiary metodą statyczną realizowano w układzie współrzędnych cylindrycznych, tzn. zakładano, że strumień ciepła jest prostopadły do czujnika, który ma kształt walca o wysokości 11 cm (pomijano oddziaływanie końców czujnika). Stosowanie tej wersji czujnika powoduje, że mierzona wartość wilgotności jest średnią próbki całej wysokości czujnika.

Stosując bardziej precyzyjny sposób zadawania określonej wilgotności gruntu, polegający na symulowaniu siły ssącej gruntu, analizowano rozchodzenie się ciepła w układzie kulistym. Wybór układu zależy od kształtu czujnika dostarczającego ciepło do badanego układu. Symulowanie siły ssącej gruntu realizowano za pomocą spiralnie zwiniętej rurki o średnicy 4 mm z nawierconymi otworami, zalanej w płycie gipsowej, z wyprowadzonym na zewnątrz końcem rurki. Płytę gipsową zasypiano 15 cm warstwą badanego gruntu w hermetycznym naczyniu. Koniec rurki połączono z pompą próżniową, która wymuszała wybraną siłę ssącą gruntu w przedziale 5 - 90 kPa, co odpowiada przedziałowi wilgotności 1,5 - 24 %, gdzie górna granica jest stanem nasycenia.

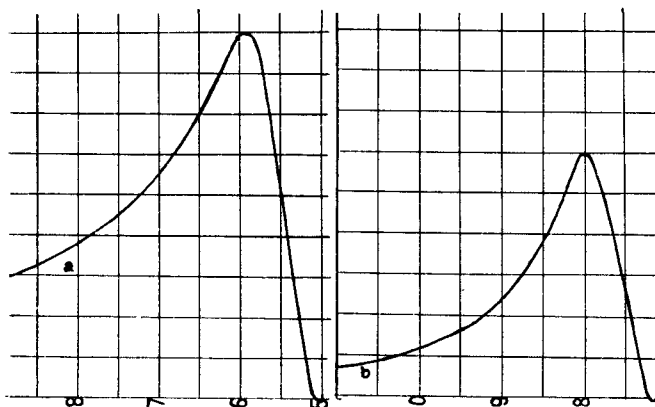
Pomiar rozkładu pola temperatur w czasie realizowano w układzie pokazanym na rys.3. Do śledzenia zmian temperatury zastosowano termistor umieszczony wewnątrz uzwojenia grzałki, która z wypełniaczem stanowiła czujnik pomiarowy. Czujnik połączono z układem pomiarowym składającym się z mostka Wheatstone'a zasilanego źródłem prądowym, układu separującego, wzmacniacza, wskaźnika oraz impulsowego źródła napięcia do zasilania grzałki.



Rys.3. Schemat blokowy układu pomiarowego:

- 1 - czujnik, 2 - mostek pomiarowy,
3 - separator, 4 - wzmacniacz,
5 - wskaźnik

W pierwszym etapie badań załączono impuls elektryczny na zaciski grzałki o parametrach 1 W i 10 s, rejestrując zmiany temperatury czujnika wywołane tym impulsem. Wyniki przedstawiono na rys.4, gdzie amplituda zmian temperatury przedstawiona jest w woltach, prędkość przesuwu taśmy rejestratora 0,1 cm/s. Amplituda napięcia na rys.4a i b jest odwrotnie proporcjonalna do wilgotności, przy czym wzrost wilgotności o 3,1 % spowodował zmianę amplitudy o 30 %.



Rys.4. Wykres zmian temperatury czujnika w czasie, spowodowany impulsem podgrzewającym 1 W / 10 s:
a - suchy piasek, b - piasek o wilgotności 3,1%

Analityczna forma zależności wilgotności od przewodności cieplnej ma charakter wykładniczy. Ponieważ występują w niej współczynniki empiryczne, spotyka się różne postacie zapisu tej zależności. Ciekawą i prostą w interpretacji postać tego równania przedstawił Czudnowski [1]:

$$\lambda = a \cdot e^{b \cdot W} + c \quad (4)$$

gdzie:

a, b, c - współczynniki empiryczne,

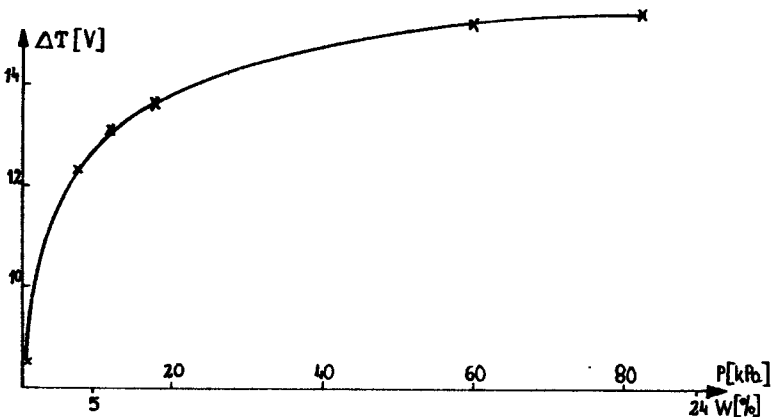
W - wilgotność względna.

Równanie to z powodu współczynników empirycznych jest mało przydatne. Ponadto w badaniach dynamicznych na wilgotność ma wpływ współczynnik przewodności temperaturowej k .

Metoda dynamiczna pomiaru wilgotności gruntu ze względu na stosowany impuls cieplny nazywa się powszechnie metodą termiczną impulsową. Opisy tej metody znajdują się w literaturze [5, 6]. W obydwu przypadkach autorzy nie podają parametrów impulsu odnośnie czasu i mocy, która jest związana z określonym wzrostem temperatury. Jest to bardzo istotne; zdaniem autorów zastosowanie czasu pomiaru poniżej 1 minuty i takiego impulsu, który nagrzewa czujnik do temperatury nie wyższej niż 10K, powoduje pomiar współczynnika przewodności temperaturowej. Przewodność temperaturowa może być miernikiem wilgotności tylko w ściśle określonym przedziale [2]. Zależność wilgotności od przewodności temperaturowej posiada punkt przegięcia [2], dlatego wilgotność nie zawsze jest jednoznaczna funkcją przewodności temperaturowej.

W drugim etapie badań dynamicznych pomiaru wilgotności, chcąc uniknąć zasadniczego wpływu na wynik ostateczny przewodności temperaturowej, jako punkt charakterystyczny (pomiaru) przyjęto maksymalną wartość amplitudy wywołanej impulsem 1W/10s. Zastosowano taką technikę pomiarową w celu częściowego wyeliminowania przewodności temperaturowej i zwiększenia wpływu przewodności i pojemności cieplnych na wynik pomiaru. Ze schematu układu pomiarowego przedstawionego na rys.3 wynika, że przyrost temperatury jest proporcjonalny do napięcia mierzonego przez wskaźnik.

Pomiary wilgotności przedstawioną metodą dynamiczną zrealizowano dla wilgotności w granicach 1,5 - 24%. Wilgotność regulowano poprzez zmianę siły ssącej gruntu. Jako modelu gruntu używano piasku krzemowego o następującej dyspersji: 38% od 0,30 do 0,43[mm], 54% od 0,15 do 0,30[mm] powyżej 0,43[mm] - 5%, poniżej 0,15[mm] - 3%. Wyniki pomiarów przedstawiono na rys.5.



Rys.5. Krzywa wzorcowania przyrządu dla piasku krzemowego

Kształt krzywej na rys.5 ma charakter wykładniczy, co świadczy o tym, że zasadniczy wpływ na wynik pomiaru wilgotności posiada przewodność cieplna.

4. WNIOSKI

W pracy przedstawiono dwie metody pomiaru właściwości cieplnych gruntu z punktu widzenia ich wykorzystania do pomiarów wilgotności gruntu.

Metoda statyczna nadaje się do pomiarów laboratoryjnych, gdyż nie wymaga wzorcowania urządzenia pomiarowego, pod warunkiem, że posiadamy charakterystykę wilgotnościowo-przewodnościową gruntu o odpowiedniej dokładności. Dla tej metody rozkład pola temperatur obliczony z (3) jest zgodny z zmierzonym. Dla piasku powietrznie suchego maksymalne odchylenie od krzywej obliczonej z (3) wynosi 0,3 K, dla piasku o wilgotności 9,7% wynosi 0,1 K. Stosując tę metodę do pomiaru wilgotności gruntu należy zwrócić uwagę na zjawisko termotransportu, które nasila się wraz ze wzrostem mocy źródła ciepła. Wykorzystanie tej metody pomiaru wilgotności gruntu w warunkach terenowych jest niewygodne ze względu na czas pomiaru rzędu kilku godzin oraz niemożliwość wyeliminowania zjawiska termotransportu. Pomimo wymienionych wad metoda ta, ze względu na nieniszczący charakter struktury obiektu, może znaleźć zastosowanie przede wszystkim w badaniach laboratoryjnych.

Metoda dynamiczna stanowi bardziej korzystne rozwiązanie problemu pomiaru wilgotności. Metoda ta eliminuje zjawisko termotransportu oraz skraca czas pomiaru do kilkudziesięciu sekund. Pozwala ona ponadto na stosowanie pojedynczego czujnika, co w znaczny sposób ułatwia pomiar. W metodzie tej należy uprzednio wzorcować przyrząd dla odpowiedniego rodzaju gruntu. Wadą tej metody jest nieliniowość wskazań miernika oraz mniejsza dokładność pomiaru przy dużych wilgotnościach.

Najlepszym rozwiązaniem pomiarów - zdaniem autorów - jest wersja metody dynamicznej, w której punktem charakterystycznym w procesie pomiarowym jest maksymalna amplituda temperatury. Wymaga ona wzorcowania, nie jest konieczny pomiar wielkości Q , L , r , t . Wersja ta może znaleźć szerokie zastosowanie w pomiarach wstępnego określenia wilgotności we współpracy z urządzeniami automatycznymi, np. automatycznymi deszczowniami. Metodę tę można również stosować w innych dziedzinach, np. w pomiarach wilgotności mas formierskich w przemyśle ceramicznym.

LITERATURA

- [1] Czudnowskij A.F.: *Tiepłofizyka poczw.* Nauka, Moskwa 1976
- [2] Kowalik S.: *Zarys fizyki gruntów.* Wydawnictwo Uczelniane Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 1973

- [3] Majewski J.: Pomiarы termistorowe w gruncie. PWN, Warszawa - Poznań 1980
- [4] Mieszkowski M.: Pomiarы cieplne i energetyczne. WNT, Warszawa 1981
- [5] Priszczep W.Ł.G.: Awtomatizacja i elektryfikacja zaszciszczennego grunta. Kołos, Moskwa 1976
- [6] Sieliwierstow A.A., Kriczewskij E.C.: Tiepłoiimpulsnyje włagomiery. Izmienitielnaja Tiejchnika nr 7, Moskwa 1976
- [7] Staniszewski B.: Wymiana ciepła. Wyd. II. PWN, Warszawa 1980

APPLICATION OF THERMAL CONDUCTIVITY MEASUREMENT METHOD
TO ELECTRICAL DETERMINING OF GROUND HUMIDITY

Summary

The paper presents a dependence existing in ground between thermal conductivity and humidity and its application for the measurement of ground humidity.

The paper gives a thermal method of ground humidity measurement in a static and dynamic version based on thermal conductivity measurements.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ТЕПЛОВОЙ ПРОВОДИМОСТИ ДЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ

Резюме

Целью работы является использование зависимости между тепловой проводимостью и влажностью почвы и ее применение для измерения влажности почвы. В работе представлен термический метод измерения влажности почвы в версиях статической и динамической, основанных на измерениях тепловой проводимости.

Maria Derecka
Zenon Błażejczak

PROBLEMY DOTRZYMANIA WARUNKÓW TECHNOLOGICZNYCH
PODZAS PRODUKCJI KABLI SN Z IZOLACJĄ POLIETYLENOWĄ

W artykule omówiono proces chłodzenia warstwy izolacji polietylenowej podczas produkcji kabli SN. Przedstawiono sposób rozwiązania problemu dotrzymywania wymaganych wartości temperatury w obiegu chłodzenia wodnego.

1. WSTĘP

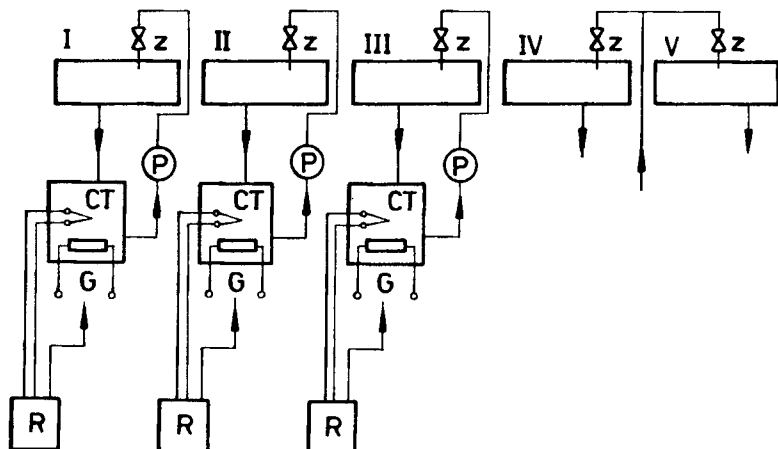
Jednym z etapów w procesie produkcji kabli średnich napięć jest nakładanie na żyłę przewodzącą warstwy izolacji polietylenowej. Warstwa gorącego tworzywa wychodząca z wylączarki wymaga następnie ochłodzenia. Jest to jeden z ważniejszych etapów procesu produkcyjnego kabli SN, gdyż w trakcie jego trwania odbywa się częściowa krystalizacja polietylenu. Z kolei stopień krystaliczności izolacji wpływa na jej własności elektryczne i mechaniczne [1, 2]. Tak więc dotrzymanie ustalonych parametrów technologicznych procesu nakładania i chłodzenia warstwy izolacyjnej ma decydujący wpływ na jakość tej izolacji.

W niniejszej pracy zostaną przedstawione problemy dotrzymywania ustalonych warunków technologicznych podczas jednego z etapów wytwarzania kabli z izolacją polietylenową, jakim jest chłodzenie wylączanej na gorąco izolacji polietylenowej kabli SN, produkowanych w Bydgoskiej Fabryce Kabli.

2. PROCES CHŁODZENIA WARSTWY IZOLACJI POLIETYLENOWEJ

2.1. Warunki technologiczne procesu chłodzenia stosowane w BFK

Temperatura nałożonej warstwy izolacji polietylenowej w wylączarce wynosi około 200°C. Po przejściu krótkiego odcinka w powietrzu żyła kabla z nałożoną warstwą izolacyjną zostaje poddana strefowemu chłodzeniu wodnemu. Schemat układu chłodzenia przedstawiono na rys.1.



Rys.1. Schemat dotychczasowego układu chłodzenia wodnego stosowanego w BFK:
 R - regulatory temperatury, G - element grzewczy, P - pompy, Z - zawory wodne regulowane ręcznie, CT - czujnik temperatury

Temperatury wody w poszczególnych strefach wynoszą:

I strefa - $(90 + 95)^{\circ}\text{C}$

II strefa - $(60 + 75)^{\circ}\text{C}$

III strefa - $(40 + 50)^{\circ}\text{C}$

IV, V strefa - woda wodociągowa

Prędkości przesuwu żył zawierają się w granicach $(5 + 15)$ m/min i zależą od grubości izolacji i przekroju znamionowego żyły.

2.2. Rozkład temperatury wewnątrz warstwy izolacji polietylenowej

Procesy termokinetyczne wewnątrz izolacji polietylenowej zostały przybliżone przy pomocy symulacji komputerowej [2].

Warstwa izolacji jest chłodzona przez styk z zimną żyłą przewodzącą oraz przez konwekcyjne przejmowanie ciepła w wodzie oraz krótkich odcinkach w powietrzu. Przepływ ciepła w kierunku radialnym do otoczenia trwa przez cały czas procesu chłodzenia, natomiast przewodząca żyła odbiera ciepło od izolacji tylko przez pewien czas. Po wyrównaniu się temperatur w żyłach przylegających do niej warstwach izolacji, chłodzenie przez styk ustaje. Ponieważ cały czas trwa odbieranie ciepła przez konwekcję do otaczającego środowiska, ciepło zakumulowane w żyłach przewodzących jest oddawane z powrotem do izolacji. Od tej chwili przepływ ciepła następuje tylko w kierunku do otaczającego środowiska.

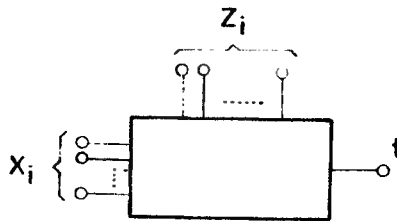
Warunki technologiczne procesu chłodzenia powinny zapewniać taki przebieg procesów termokinetycznych, że:

- 1) proces zestalania się polietyleny będzie przebiegał przy małych wartościach gradientu temperatury,
- 2) proces krystalizacji odbywający się z największą intensywnością w zakresie temperatur $(120 + 110)^{\circ}\text{C}$ będzie przebiegał możliwie wolno,

- 3) nie będzie zachodziło wtórne podgrzanie się izolacji od ciepła zakumulowanego w przewodzącej żyły powyżej temperatury 110°C i rekryształizacja polietyleń,
- 4) przed nawinięciem na końcowy bęben izolacja będzie schłodzona na tyle, że nie będzie ulegała odkształceniom.

3. BADANIA PROCESU CHŁODZENIA IZOLACJI

Model procesu chłodzenia izolacji w wannach z wodą jest przedstawiony na rys.2.



Rys.2. Model procesu chłodzenia:

X_i - wielkości wejściowe

Z_i - zakłócenia

Temperatura wody chłodzącej w każdej ze stref zależy od parametrów wejściowych X_i ($i = 1, \dots, 7$) takich jak:

- napięcie znamionowe izolacji kabla (z tym związana jest grubość warstwy polietyleń),
- przekrój żyły przewodzącej,
- materiał żyły (Al lub Cu),
- prędkość przesuwu żyły,
- temperatura wytłaczania,
- temperatura otoczenia,
- moc elementów grzejnych.

Zakłócenia Z_i , jakie działają na układ, to:

- zmiany temperatury otoczenia,
- wahania napięcia w sieci zasilającej powodujące zmiany prędkości przesuwu, zmiany mocy elementów grzejnych wytłaczarki i nagrzewnicy wody,
- niesprawności mechanizmów naciągowych, powodujące zmiany prędkości przesuwu,
- niedrożności kanałów instalacji wody chłodzącej,
- uzupełnianie przez obsługę ubytku wody powstającego wskutek parowania,
- zmiana nastaw regulatorów temperatury przez obsługę.

Badano rozkład temperatury w wannach podczas chłodzenia izolacji kabli na napięcia 20 kV, o żyłach aluminiowych o przekrojach 120 i 70 mm^2 .

Do pomiarów temperatury użyto termoelementów Fe - Konst płaszczowych, charakteryzujących się małą bezwładnością cieplną. Rejestrowano rozkład temperatury w wannach w ciągu odcinka czasu 1 h, w różnych porach doby, różnych dniach tygodnia i różnych miesiącach.

3.1. Wyniki badań

Na podstawie 30 serii pomiarów stwierdzono znaczne rozbieżności wartości temperatury w stosunku do ustalonych wymaganiami technologicznymi. Wartości ekstremalnych odchyłek temperatury zamieszczono w poniższej tabelicy.

Strefa	Wymagania technologiczne t [°C]	Temperatura w nagrzewnicy t [°C]	Temperatura w wannie	
			min. t [°C]	max. t [°C]
I	90 ± 5	73 + 90	75	98
II	60 + 75	31 + 68	31	87
III	40 + 50	25 + 54	28	64

3.2. Dyskusja wyników

We wszystkich strefach chłodzenia stwierdzono znaczne odchyłki temperatury od wartości wymaganych instrukcją technologiczną. Przyczyny tego faktu to:

- niewłaściwy dobór nastaw regulatorów temperatury,
- zły stan instalacji wody chłodzącej,
- przypadkowe uzupełnianie dużą ilością zimnej wody poziomu wody w nagrzewnicy.

Z wyżej wymienionych przyczyn największe znaczenie ma uzupełnianie wody w obiegu chłodzenia przez obsługę. Dolewanie dużych ilości wody (około połowy zbiornika nagrzewnicy) powodowało gwałtowne i znaczne obniżenie temperatury wody w obiegu chłodzenia. Ponowne osiągnięcie temperatury ustalonej instrukcją technologiczną wymagało stosunkowo długiego czasu (około kilkudziesięciu minut), w którym to czasie izolacja była chłodzona w niewłaściwych warunkach, na długości 100 + 200 m.

Na podstawie przeprowadzonych badań zaproponowano i wykonano układy automatycznej regulacji oraz pomiaru temperatury, które poprawiają proces technologiczny i uniezależniają go od obsługi.

4. WPROWADZONE ZMIANY W UKŁADZIE REGULACJI I POMIARU TEMPERATURY

4.1. Stabilizacja poziomu wody w nagrzewnicy

Jak wykazały badania, poważnym zakłóceniem procesu technologicznego było niekontrolowane i przypadkowe uzupełnianie ubytków wody chłodzącej

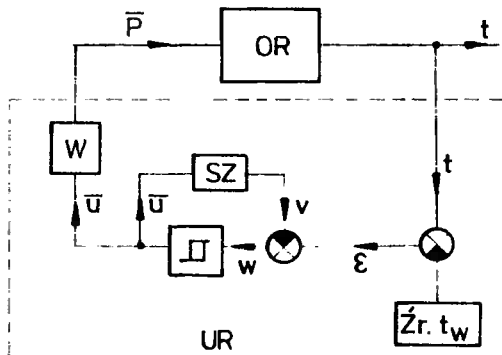
przez obsługę, powodujące odchyłki temperatury około kilkudziesięciu stopni. Wprowadzone zmiany zmierzały do wyeliminowania tych zakłóceń przez zastosowanie stabilizacji poziomu wody w nagrzewnicy. Zastosowano stabilizator poziomu własnej konstrukcji, sterujący elektrozaworem uzupełniającym ubytki małymi dawkami zimnej wody, praktycznie nie odczuwanymi przez układ. Dodatkową korzyścią jest uniezależnienie pracy układu chłodzenia od obsługi.

4.2. Pomiar temperatury w strefie chłodzenia

W celu kontroli aktualnej temperatury wody zastosowano układ pomiaru temperatury bezpośrednio w wannach. Dotychczas opierano się na pomiarze temperatury przez termometry rtęciowe, umieszczone w pokrywach wanien. Pomiar ten był obciążony dużym błędem i odbywał się sporadycznie. W nowym układzie pomiarowym w celu zmniejszenia błędu ustalonego pomiaru temperatury zastosowano czujniki termoelektryczne bez osłon, typu Fe - Konst, zanurzone bezpośrednio w wodzie. Czujniki współpracują z przetwornikami temperatury APU 315. Wartość temperatury mierzonej jest odczytywana na woltmierzach cyfrowych V-628. Takie rozwiązanie sprzyja dotrzymywaniu przez obsługę wymaganych warunków technologicznych.

4.3. Dobór nastaw regulatorów temperatury

Jako temperaturę regulowaną przyjęto temperaturę w nagrzewnicy. Takie rozwiązanie jest podyktowane koniecznością zabezpieczenia elementów grzejnych przed przegrzaniem w przypadku gdy wanna chłodząca nie jest napełniana wodą (np. przy zakładaniu nowego odcinka żyły). Schemat układu regulacji temperatury przedstawiono na rys.3.



Rys.3. Schemat układu regulacji:

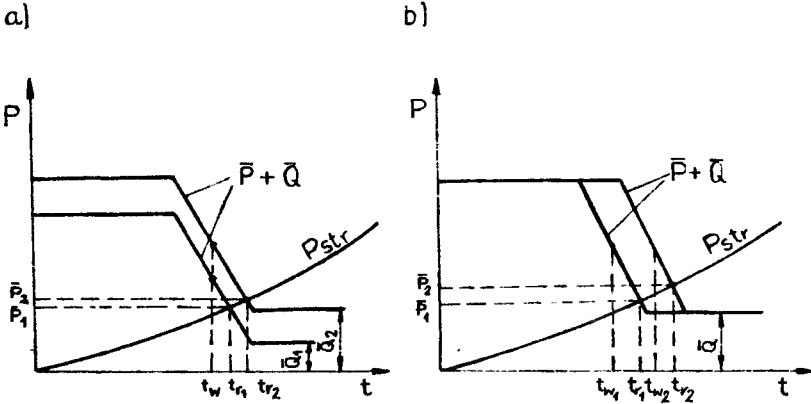
OR - obiekt regulacji, t - temperatura regulowana, t_w - temperatura nastawiona, \bar{P} - średnia moc grzejna nagrzewnicy, UR - urządzenie regulacyjne

Sygnałem wejściowym dla urządzenia regulacyjnego jest wartość temperatury (przetworzona na napięcie termoelektryczne), sygnałem wyjściowym - średnia moc grzejna \bar{P} .

Ustalony punkt pracy układu automatycznej regulacji temperatury zależy od:

- nastawy regulatora,
- wielkości mocy cieplnej \bar{Q} wnoszonej przez chłodzoną izolację żyły.

Wpływ obydwu czynników na położenie ustalonego punktu pracy pokazano na rys.4 [3].



Rys.4. Wpływ wielkości mocy cieplnej \bar{Q} wnoszonej przez chłodzoną izolację (a) oraz nastawy regulatora t_w (b) na położenie ustalonego punktu pracy t_r układu regulacji temperatury. P_{str} - charakterystyka statyczna (moc strat do otoczenia w funkcji temperatury) układu chłodzenia; $(\bar{P} + \bar{Q})$ - charakterystyki mocy cieplnej dostarczanej do układu; \bar{P} - moc dostarczana przez nagrzewnicę; \bar{Q} - moc wnoszona przez chłodzoną izolację polietylenową

Punkt pracy t_r układu ustali się w miejscu przecięcia charakterystyki statycznej P_{str} układu chłodzenia (mocy strat ciepłych oddawanych do otoczenia) oraz charakterystyki mocy dostarczanej do układu $\bar{P} + \bar{Q}$, która jest sumą dwu składników: mocy \bar{P} , dostarczanej przez nagrzewnicę oraz mocy \bar{Q} wnoszonej przez chłodzoną izolację kabla. Zmiana wartości mocy \bar{Q} powoduje przesunięcie charakterystyki mocy dostarczanej w górę lub w dół i ustalenie się nowego punktu pracy (rys.4a). Zmiana temperatury nastawionej t_w powoduje przesunięcie charakterystyki mocy dostarczanej w lewo lub w prawo i również ustalenie się nowego punktu pracy (rys.4b). Różnica między wartością temperatury nastawionej t_w i temperatury regulacji t_r (ustalony punkt pracy układu) stanowi błąd ustalony regulacji temperatury.

Ponieważ moc cieplna \bar{Q} odbierana przez konwekcję zależy od różnicy temperatury wody i powierzchni izolacji, prędkości przesuwu żyły, średnicy żyły wraz z izolacją, natężenia przepływu wody, to wielkości te mają wpływ na położenie ustalonego punktu pracy. Wynika stąd, że doświadczalny dobór nastaw regulatorów powinien odbywać się przy ustalonych czynnikach takich jak:

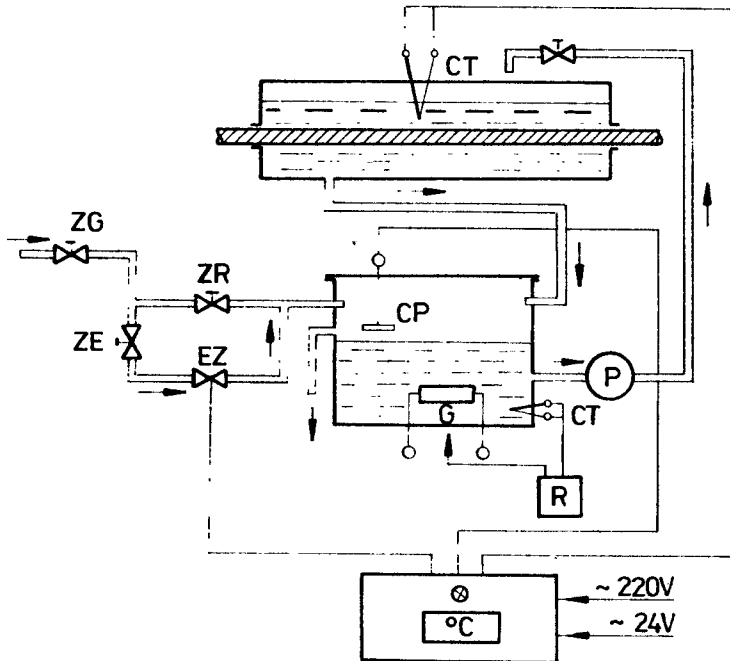
- grubość izolacji (związana z napięciem znamionowym kabla),
- materiał i przekrój żyły,
- prędkość przesuwu żyły,
- natężenie przepływu wody.

4.4. Układ do korekty temperatury w stanach przejściowych

Układ ten zaprojektowano w celu zabezpieczenia przed przekroczeniem górnej dopuszczalnej wartości temperatury określonej warunkami technologicznymi w poszczególnych strefach. Jest to szczególnie przydatne w czasie rozruchu linii z nowym odcinkiem kabla. Układ zrealizowano w ten sposób, że w przypadku przekroczenia w danej strefie górnej dopuszczalnej temperatury sygnał z układu termometrycznego powoduje otwarcie elektrozaworów i dolewanie zimnej wody. Układ ogranicza także skutki oddziaływania takich zakłóceń jak: wadliwa nastawa regulatora temperatury, wahania napięcia w sieci, zmiany prędkości przesuwu.

4.5. Schemat układu pomiaru i regulacji temperatury

Schemat poglądowy układu pomiaru i regulacji temperatury przedstawiono na rys.5 [4].



Rys.5. Schemat poglądowy układu chłodzenia po modernizacji:
 R - regulator temperatury, P - pompa wodna, CT - czujnik temperatury,
 CP - czujnik poziomu, G - element grzewczy, ZG - zawór główny, ZE - zawór
 odcinający, ZR - zawór do pracy ręcznej, EZ - elektrozawór

5. WNIOSKI

1. Przeprowadzone badania rozkładu temperatury w poszczególnych strefach chłodzenia świadczą o tym, że dotychczasowy układ chłodzenia nie spełniał warunków postawionych w instrukcji technologicznej. W związku z tym celowe było wprowadzenie zmian i ulepszeń.

2. Zastosowane układy regulacji poziomu wody w nagrzewnicach, bezpośredniego pomiaru temperatury wody w wannach oraz automatycznej regulacji temperatury wpłynęły na dotrzymanie warunków ujętych w instrukcji technologicznej i polepszenie jakości izolacji kabli.

3. Dodatkową korzyścią z zastosowania omówionych układów jest zmniejszenie zużycia energii elektrycznej, polepszenie warunków pracy obsługi i uniezależnienie procesu chłodzenia od czynników subiektywnych.

LITERATURA

- [1] Grzybowski S., Zubieliak P., Kuffel E.: Wpływ budowy krystalicznej na właściwości elektryczne izolacji polietylenowej kabli wysokiego napięcia. Przegląd Elektrotechniczny nr 11 - 12, 1981
- [2] Gyimothy I.: Computer simulated models of cooling conditions of cable cores with thickwall polyethylene insulation. Research and Development in Hungarian Cable Works, 1980
- [3] Michalski L., Kuźmiński K., Sadowski J.: Regulacja temperatury urządzeń elektrotermicznych. WNT, Warszawa 1981
- [4] Praca BZ-34/85 pt. „Opracowanie i wykonanie układów pomiaru i regulacji temperatury wody w strefach chłodzenia izolacji polietylenowej”.

THE PROBLEMS OF ADHERING TO MANUFACTURING PROCESS CONDITIONS DURING PRODUCTION OF MEDIUM VOLTAGE POWER CABLES WITH POLYETHYLENE INSULATION

Summary

A cooling process of the polyethylene insulation coat during production of medium voltage power cables has been discussed. The problem solution for adhering to required temperature values in water cooling system has been presented.

ПРОБЛЕМЫ ПОДДЕРЖАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСЛОВИЙ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ
КАБЕЛЕЙ СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОЛИЭТИЛЕНОВОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ

Резюме

Рассмотрен процесс охлаждения слоя полиэтиленовой изоляции при производстве кабелей среднего напряжения. Представлен способ решения проблемы поддержания требуемых значений температур в водном круговороте охлаждения.

Cena zł 115,-

ISSN 0209-0570