## SPIS TREŚCI

| 1.  | Bogusław Grzesik, Jacek Junak, Zbigniew Kaczmarczyk: Odcinkowo-liniowy           |
|-----|--|
|     | bezindukcyjny model załączania tranzystora MOSFET                                |
| 2.  | Bogusław Grzesik, Zbigniew Kaczmarczyk, Marcin Kasprzak: Wysokoczęstotliwościowe |
|     | falowniki rezonansowe do nagrzewania indukcyjnego17                              |
| 3.  | Kazimierz Gierlotka, Piotr Zaleśny: Dodatkowe sprężenia zwrotne w układach       |
|     | napędowych z połączeniem sprężystym  |
| 4.  | Marian Hyla, Marcin Kasprzak, Kazimierz Gierlotka, Tadeusz Rodacki:              |
|     | Mikroprocesorowy regulator współbieżności napędów - realizacja praktyczna        |
| 5.  | Marian Hyla, Andrzej Latko: Wybrane problemy układu regulacji napędu z silnikiem |
|     | tarczowym prądu stałego z magnesami trwałymi                                     |
| 6.  | Maciej Czakański: Algorytm sterowania silnikami indukcyjnymi napędu głównego     |
|     | tramwaju   |
| 7.  | Adam Makosz: Symulacja pracy nagrzewnicy indukcyjnej                             |
| 8.  | Adam Makosz: Identyfikacja parametrów wsadu                                      |
| 9.  | Adam Makosz, Tadeusz Rodacki: Optymalizacja mocy nagrzewnicy indukcyjnej         |
| 10. | Adam Makosz: Współpraca sterownika mikroprocesorowego z komputerem               |

str.

## CONTENTS

| 1.  | Bogusław Grzesik, Jacek Junak, Zbigniew Kaczmarczyk: A piecewise-linear non-     |    |
|-----|--|----|
|     | inductive model of the MOSFET during turning-on                                  | 5  |
| 2.  | Bogusław Grzesik, Zbigniew Kaczmarczyk, Marcin Kasprzak: High frequency resonant | t  |
|     | inverters for induction heating purposes   | 17 |
| 3.  | Kazimierz Gierlotka, Piotr Zaleśny: Additional feedback loops in the drives with |    |
|     | elastic joint  | 31 |
| 4.  | Marian Hyla, Marcin Kasprzak, Kazimierz Gierlotka, Tadeusz Rodacki: The          |    |
|     | microprocesor drive's concurrency controller - practical realization             | 45 |
| Ś.  | Marian Hyla, Andrzej Latko: Drive control system of dc disk motor with permanent |    |
|     | magnets - selected problems  | 57 |
| 6.  | Maciej Czakański: The control algorithm for tramway drive induction motors       | 65 |
| 7.  | Adam Makosz: The simulation of induction heater performance                      | 77 |
| 8.  | Adam Makosz: The identification of the charge parameters                         | 89 |
| 9.  | Adam Makosz, Tadeusz Rodacki: The power optimization in induction heater         | 99 |
| 10. | Adam Makosz: The performance of microprocessor controller-computer system        | 13 |

p.

Bogusław GRZESIK Jacek JUNAK Zbigniew KACZMARCZYK

## ODCINKOWO-LINIOWY BEZINDUKCYJNY MODEL ZAŁĄCZANIA TRANZYSTORA MOSFET

Streszczenie. W artykule przedstawia się analizę teoretyczną odcinkowo-liniowego bezindukcyjnego modelu tranzystora MOSFET w czasie załączania. Przeprowadzenie obliczeń dla tak dobranego modelu umożliwiło wyjaśnienie podstawowych zjawisk zachodzących podczas załączania tranzystora. Do analizy wybrano układ, w którym obciążenie stanowi źródło prądu objęte diodą zwrotną. Dla każdego wyróżnionego przedziału czasowego przedstawiono zależności analityczne opisujące przebiegi najważniejszych napięć i prądów tranzystora. Wyniki analizy teoretycznej porównano z wynikami badań komputerowych przeprowadzonych za pomocą programu IsSPICE.

## A PIECEWISE-LINEAR NON-INDUCTIVE MODEL OF THE MOSFET DURING TURNING-ON

Summary. The theoretical analysis of a piecewise-linear non-inductive MOSFET model of turn-on process is presented in the paper. The chosen model serves a vehicle for obtaining and understanding of basic principles of turn-on of the MOSFET. The analysis of the MOSFET model is carried out in the test circuit which is commonly encountered circuit in power electronics. For each time period analytic solutions describing the most important waveforms of the MOSFET are delivered. For the sake of comparison computer simulations of the tested circuit, obtained by means of IsSPICE simulator, has been carried out.

#### 1. WPROWADZENIE

Celem pracy jest przedstawienie odcinkowo-liniowego bezindukcyjnego modelu załączania tranzystora MOSFET. Wyniki analizy teoretycznej porównano z wynikami otrzymanymi na podstawie symulacji komputerowych w programie SPICE.

Najczęściej omawianym i wykorzystywanym w analizie teoretycznej i symukomputerowej przekształtników lacji energoelektronicznych modelem tranzystora MOSFET jest model dokładny [1, 2] przedstawiono go na rys. 1. Model ten pozwala w większości przypadków w zadawalającym stopniu odwzorować zjawiska zachodzące w tranzystorze. Model dokładny znajduje zastosowanie np. w analizie przekształtników rezonansowych tranzystorami MOSFET pracujacych Z przy częstotliwościach przełączeń w



Rys. 1. Model dokładny tranzystora MOSFET Fig. 1. Precise model of the power MOSFET

zakresie 1MHz [3, 4]. Do wyjaśnienia pierwszego przybliżenia podstawowych zjawisk w wymienionych układach nie ma potrzeby uwzględniania indukcyjności modelu. Niezależnie od stopnia złożoności modelu wygodnie jest do jego opisu zastosować model odcinkowoliniowy. Gdy model nie zawiera indukcyjności, to jego opis jest prostszy i umożliwia wyczerpującą interpretację.

Analizowany w pracy model przedstawiono na rys. 2. Model ten nie zawie-ra wewnętrzny indukcyjności połączeń. Źródło prądu i<sub>DS</sub> opisane jest trzema równaniami określającymi trzy stany pracy tranzystora MOSFET. Jeśli  $v_{GS} < V_{TH}$ , to tranzystor nie przewodzi:  $i_{DS}=0$ . Dla  $v_{GS} > V_{TH}$  tranzystor pracuje w stanie aktywnym, jeśli  $v_{DS} > i_{DS} \cdot R_{DS}$ . Wówczas:  $i_{DS}=g_{fS} \cdot (v_{GS} - V_{TH})$ . Gdy  $v_{DS}=$  $i_{DS} \cdot R_{DS}$ , tranzystor pracuje w obszarze rezystancyjnym - tzn. zamiast źródło i<sub>DS</sub>



Rys. 2. Schemat zastępczy modelu bezindukcyjnego tranzystora

Fig. 2. Schematic diagram of the non-inductive transistor model

staje się rezystancją liniową R<sub>DS</sub>. C<sub>GD</sub> przedstawiono jako pojemność złożoną z dwóch przełączanych pojemności liniowych. Rezystancja bramki R<sub>G</sub> jest liniowa. W modelu nie uwzględniono wbudowanej diody zwrotnej oraz pojemności C<sub>DS</sub> uzasadniając to w końcowej części pracy.

#### 2. ZAŁĄCZANIE W TRANZYSTORZE MOSFET

#### 2.1. Schemat ukladu

Przedstawiony model analizuje się w układzie jak na rys.3. Obciążenie stanowi źródło prądu I objęte diodą zwrotną D<sub>1</sub>. Jest to jeden z najczęściej stosowanych układów służący do weryfikacji poprawności działania modeli tranzystora MOSFET [5, 6]. Odnośnie do modelu tranzystora przyjęto założenia jak w punkcie 1 oraz ponadto dla układu poza tranzystorem założono, że dioda D<sub>1</sub>: k·v<sub>1</sub> oraz źródła V<sub>GG</sub>, V<sub>DD</sub> są idealne. Rezystancja R<sub>G'</sub> jest liniowa.



Rys. 3. Schemat oraz podstawowe przebiegi badanego układu Fig. 3. Schematic diagram and waveforms of the calculated circuit

Model układu zawiera elementy nieliniowe tranzystora  $i_{DS}$  i  $C_{GD}$  oraz na zewnątrz diodę  $D_1$ . Model tranzystora i układu jest modelem odcinkowo-liniowym, co prowadzi do czterech podstawowych schematów zastępczych w czasie załączania ( I, II, III, IV), przedstawionych na rys. 3. Dla każdego ze schematów zastępczych model opisany jest równaniami różniczkowymi liniowymi o stałych współczynnikach, dla których podano rozwiązania analitycznie.

#### 2.2. Schemat I. Czas opóźnienia

Uproszczoną postać schematu zastępczego I pokazano na rys. 4. Załączenie rozpoczyna się z chwilą, gdy napięcie v<sub>GS</sub> zaczyna narastać. Zakłada się, że do tej chwili w układzie panował stan ustalony: prąd obciążenia zamykał się przez diodę zwrotną D<sub>1</sub> oraz V<sub>GG</sub>=0, i<sub>G</sub>=0. Stąd wynikają warunki początkowe napięć na kondensatorach: V<sub>GS0</sub>=0 oraz V<sub>GD0</sub>= -V<sub>DD</sub>. Dla V<sub>GD0</sub><0 przyjmuje się zgodnie z charakterystyką pokazaną na



Rys. 4. Schemat zastępczy I Fig. 4. The equivalent circuit I

rys. 2, że  $C_{GD}=C_{GDL}$ . Uproszczony schemat zastępczy układu obowiązuje do chwili, aż napięcie kondensatora  $C_{GS}$  osiągnie wartość napięcia progowego tranzystora - co spowoduje jego załączenie. Przyjmując, że  $R_{GS}=R_G+R_G$ , stała czasowa  $T_1$  wynosi:

$$T_{I} = R_{GS} \left( C_{GS} + C_{GDL} \right)$$
(1)

Przebieg napięcia na kondensatorze C<sub>GS</sub>:

$$\mathbf{v}_{GS} = \mathbf{V}_{GG} \left( 1 - \exp\left(-\frac{\mathbf{t}}{\mathbf{T}_{1}}\right) \right)$$
(2)

Tranzystor nie przewodzi więc  $i_{DS}=0$  oraz ponieważ diodę  $D_1$  przyjęto jako idealną, to  $v_{DS}=V_{DD}$ .

Dla  $v_{GS}=V_{TH}$  czyli w chwili załączenia tranzystora napięcia na kondensatorach przyjmują wartości  $V_{GS1}=V_{TH}$  oraz  $V_{GD1}=-V_{DD}+V_{TH}$ . Przekształcając równanie (2) można wyznaczyć czas obowiązywania schematu zastępczego I:

$$1 = T_{1} \cdot \ln \left( \frac{V_{GG}}{V_{GG} - V_{TH}} \right)$$

#### 2.3. Schemat II. Stan aktywny - narastanie prądu iDS

Schemat zastępczy II zamieszczono na rys. 5. Z chwilą gdy napięcie na kondensatorze  $C_{GS}$  osiągnie wartość napięcia progowego,  $V_{TH}$  tranzystor załączy się. Przewodząca dioda  $D_1$  wymusza spadek napięcia na tranzystorze równy napięciu zasilania  $V_{DD}$ , co powoduje, że tranzystor pracuje w obszarze aktywnym i może być przedstawiony jako sterowane źródło prądu. Stała czasowa dla napięć i prądów bramki nie ulega zmianie:  $T_2=T_1$ . Przebieg napięcia na pojemności  $C_{GS}$ wyraża zależność (4):





$$V_{GS} = V_{GG} \left( 1 - \exp\left(-\frac{t}{T_2}\right) \right) + V_{TH} \exp\left(-\frac{t}{T_2}\right)$$
(4)

Prąd i<sub>DS</sub>, zgodnie z charakterystyką przejścia, zmienia się według zależności:

$$^{i}DS = g_{fs} (v_{GS} - V_{TH})$$
 (5)

Schemat ten obowiązuje podczas przewodzenia diody  $D_1$ . Wyłączenie diody następuje w chwili, gdy tranzystor przejmie całkowicie prąd obciążenia, czyli gdy będzie spełniona równość i<sub>DS</sub>=I+i<sub>GD</sub>. Wyznaczając prąd i<sub>GD</sub> z zależności (6):

$$i_{GD} = \frac{v_{GG} - v_{TH}}{R_{GS}} \cdot \frac{c_{GDL}}{c_{GS} + c_{GDL}} \exp\left(-\frac{t}{T_2}\right)$$

8

(3)

(6)

oraz korzystając z zależności (5) można obliczyć czas obowiązywania rozpatrywanego schematu:

$$\tau_{2} = T_{2} \cdot \ln \left[ \frac{\left( V_{GG} - V_{TH} \right) \cdot \left[ 1 + g_{fs} \cdot R_{GS} \left( 1 + \frac{C_{GS}}{C_{GDL}} \right) \right]}{R_{GS} \left[ g_{fs} \cdot \left( V_{GG} - V_{TH} \right) - I \right] \cdot \left( 1 + \frac{C_{GS}}{C_{GDL}} \right)} \right]$$
(7)

Podstawiając otrzymaną zależność do wyrażenia (4), otrzymuje się wartość napięcia pojemności  $C_{GS}$  w chwili wyłączenia diody zwrotnej  $D_1$ :

$$V_{GS2} = \frac{V_{GG^+} R_{GS} \left(I + g_{fS} \cdot V_{TH}\right) \cdot \left(I + \frac{C_{GS}}{C_{GDL}}\right)}{I + g_{fS} \cdot R_{GS} \left(I + \frac{C_{GS}}{C_{GDL}}\right)}$$
(8)

Tak jak i w poprzednim schemacie,  $v_{DS}=V_{DD}$ . Stąd  $V_{GD2}=-V_{DD}+V_{GS2}$ .

Prąd drenu i<sub>D</sub> jest różnicą prądu źródła i pojemności C<sub>GD</sub>. Jego wartość zmienia się według krzywej eksponencjalnej ze stałą czasową T<sub>2</sub>. Jednak z uwagi na to, że dla typowych parametrów tranzystora wartość  $\tau_2$  czasu narastania prądu jest kilka razy mniejsza od wartości stałej czasowej T<sub>2</sub>, można przyjąć, że prąd i<sub>D</sub> narasta liniowo:

$$^{i}D = I \cdot t$$
 (9)

#### 2.4. Schemat III. Stan aktywny - opadanie napięcia vDS

Schemat zastępczy III przedstawiawiono na rys. 6, który zaczyna obowiązywać z chwilą, gdy tranzystor przejmuje prąd obciążenia I. Napięcie v<sub>GS</sub> zmienia się według zależności:

$$\mathbf{v}_{GS} = \frac{\mathbf{V}_{GG} + \mathbf{R}_{GS} \left(\mathbf{I} + \mathbf{g}_{fs} \cdot \mathbf{V}_{TH}\right)}{\mathbf{I} + \mathbf{g}_{fs} \cdot \mathbf{R}_{GS}} + \left[\mathbf{V}_{GS2} - \frac{\mathbf{V}_{GG} + \mathbf{R}_{GS} \cdot \left(\mathbf{I} + \mathbf{g}_{fs} \cdot \mathbf{V}_{TH}\right)}{\mathbf{I} + \mathbf{g}_{fs} \cdot \mathbf{R}_{GS}}\right] \cdot \exp\left(-\frac{\mathbf{t}}{\mathbf{T}_{3}}\right)$$
(10)

gdzie stała czasowa T3 wynosi:

$$T_{3} = \frac{C_{GS}R_{GS}}{1 + g_{fS}R_{G}}$$
(11)

Wartość stałej czasowej T<sub>3</sub> jest co najmniej o rząd mniejsza od T<sub>1,2</sub> i od czasu obowiązywania tego schematu  $\tau_3$ . Dlatego można przyjąć, że napięcie v<sub>GS</sub> nie zmienia się podczas obowiązywania III schematu i jest równe:

$$V_{GS3} = \lim_{t \to \infty} v_{GS}$$
(12)

B. Grzesik, J.Junak, Z.Kaczmarczyk

czyli:

$$\mathbf{V}_{\mathbf{GS3}} = \frac{\mathbf{V}_{\mathbf{GG}} + \mathbf{R}_{\mathbf{GS}} \cdot \langle \mathbf{I} + \mathbf{g}_{\mathbf{fs}} \cdot \mathbf{V}_{\mathbf{TH}} \rangle}{1 + \mathbf{g}_{\mathbf{fs}} \cdot \mathbf{R}_{\mathbf{GS}}}$$
(13)

Ponieważ napięcie pojemności  $C_{GS}$  jest stałe, to prąd  $i_{DS}$  zgodnie z charakterystyką przejścia również jest stały. Ponieważ  $i_{D}=I < i_{DS}$ , więc prąd  $i_{GD}$  ma stałą dodatnią wartość. Powoduje to liniowe narastanie napięcia  $v_{GD}=v_{GS}-v_{DS}$ . Ponieważ  $v_{GS}=$ const, to napięcie dren-źródło maleje liniowo. Szybkość opadania tego napięcia jest odwrotnie proporcjonalna do wartości pojemności  $C_{GD}$ . Przebieg napięcia  $v_{DS}$  przedstawia wyrażenie:



Rys. 6. Schemat zastępczy III Fig. 6. The equivalent circuit III

$$\mathbf{v}_{DS} = \mathbf{V}_{DD} + \frac{g_{fS} \cdot (\mathbf{V}_{GG} - \mathbf{V}_{TH}) - \mathbf{I}}{(1 + g_{fS} \cdot \mathbf{R}_{GS}) \cdot \mathbf{C}_{GDL}} \left[ \mathbf{T}_{3} \cdot \left( 1 - \exp\left(-\frac{\mathbf{t}}{\mathbf{T}_{3}}\right) \right) - \mathbf{t} \right]$$
(14)

Powyższa załeżność została wyznaczona przy uwzględnieniu równania (10). Pomijając czynnik eksponencjalny otrzymuje się zależność liniową od czasu.

Na wartość stałej czasowej T<sub>3</sub> nie ma wpływu pojemność C<sub>GD</sub>. Ponieważ prąd tej pojemności jest stały i wymuszony, to zastępczo jej gałąź można przedstawić jako szeregowe połączenie C<sub>GD</sub> oraz źródła prądu. W takim przypadku stosując zasadę superpozycji można wykazać brak wpływu wartości tej pojemności na wielkość T<sub>3</sub>.

Rozpatrywany schemat przestaje obowiązywać z chwilą, gdy tranzystor osiągnie stan pełnego załączenia, czyli gdy  $V_{DS}^*=R_{DS}\cdot i_{DS}$ . Z zależności (14) i warunku  $V_{DS}^*=R_{DS}\cdot i_{DS}$  wyznacza się czas opadania napięcia  $v_{DS}$ :

$$\tau_{3} = C_{GDL'} \frac{V_{DD} + g_{fs'} [V_{DD} R_{GS} + R_{DS'} (V_{TH} - V_{GG} R_{GS'} I)]}{g_{fs'} (V_{GG} V_{TH}) - I}$$
(15)

Pojemność  $C_{GD}$  przełącza się, gdy  $v_{GD}=0$ , czyli dla rozpatrywanego schematu kiedy  $V_{DS} = V_{GS3}$ . Tranzystor osiąga stan pełnego załączenia w chwili  $V_{DS} = g_{fs} \cdot R_{DS} \cdot (V_{GS3} - V_{TH})$ . Z porównania obydwu równań wynika, że jedynie gdy  $V_{TH}=0$  oraz  $g_{fs} \cdot R_{DS}=1$  zachodzi równość  $V_{DS} = V_{DS}$ , czyli pojemność przełącza się po czasie  $\tau_{GD}=\tau_3$  na granicy schematu III i IV. Jeśli przełączenie nastąpi w aktualnie rozpatrywanym schemacie, to zmiana pojemności (jej zwiększenie) spowoduje zgodnie z zależnościami (14) (15) zmiejszenie szybkości opadania napięcia  $v_{DS}$  i tym samym zwiększenie czasu pozostawania tranzystora w stanie aktywnym. Ponieważ dla typowych parametrów układu  $V_{GS3} << V_{DD}$  to  $V_{DS} \cdot V_{DD} \approx V_{DS} \cdot V_{DD}$  i  $\tau_{GD} \approx \tau_3$ .

10

#### 2.5. Schemat IV. Obszar rezystancyjny - dojście do stanu ustalonego

Schemat zastępczy IV przedstawia rys. 7. W obszarze rezystancyjnym obowiązuje zależność  $v_{DS}=R_{DS}\cdot i_{DS}$ . Dlatego źródło prądu i<sub>DS</sub> zastępuje się równoważną rezystancją w stanie załączenia  $R_{DS}$ . Ponieważ spadek napięcia na tranzystorze  $v_{DS}=I\cdot R_{DS}$  jest pomijalnie mały w stosunku do napięcia zasilania  $V_{DD}$ , to obliczenia dla tego przedziału czasu można przeprowadzić przy  $R_{DS} \rightarrow 0$ . Wartość początkowa napięcia pojemności  $C_{GS}$  wynosi  $V_{GS3}$  (13). Natomiast pojemność  $C_{GD}$  przełącza się przy  $V_{GD}=0$ , co następuje, gdy  $\tau_{GD}\approx\tau_3$  i stąd wynika, że  $V_{GD3}=0$ . W stanie pełnego załączenia nie ma ujemnego





sprzężenia pomiędzy prądem  $i_{DS}$  a napięciem bramki  $v_{GS}$ . Dlatego napięcie  $v_{GS}$  zaczyna ponownie narastać eksponencjalnie do napięcia  $V_{GG}$ :

$$V_{GS} = V_{GG} \left( 1 - \exp\left(-\frac{t}{T_4}\right) \right) + V_{GS3} \frac{C_{GS}}{C_{GS} + C_{GDH}} \cdot \exp\left(-\frac{t}{T_4}\right)$$
(16)

gdzie stała czasowa T4 przyjmuje wartość:

$$\Gamma_4 = R_{GS} \left( C_{GS} + C_{GDH} \right) \tag{17}$$

Ponieważ zwiększyła się wartość pojemności  $C_{GD}$ , to również  $T_4>T_1=T_2$ . Napięcie  $v_{GS}$  narasta wolniej niż w przypadku schematu I. Po czasie  $\tau_4\approx 5 \cdot T_4$  w układzie panuje stan ustalony  $v_{GS} \sim V_{GG}$ ,  $v_{DS} \approx R_{DS} \cdot I$ .

Na podstawie przedstawionych wyników można oszacować straty załączania w tranzystorze MOSFET. Dotyczy to schematów II oraz III, gdzie tranzystor pracuje w stanie aktywnym. Straty mocy dla schematu II wynoszą:

$$p_2 = V_{DD} D$$
(18)

Opowiednio dla schematu III:

$$p_3 = v_{DS}$$
 (19)

(20)

Całkowita energia rozpraszana w czasie załączania tranzystora wynosi:

$$E_{r} = \int_{0}^{r} 2 p_{2} dt + \int_{0}^{r} 3 p_{3} dt$$

Korzystając z zależności (9), (14) oraz (18), (19) otrzymuje się:

$$\mathbf{E}_{\mathbf{r}} = \frac{1}{2} \cdot \mathbf{V}_{\mathbf{D}\mathbf{D}} \cdot \mathbf{I} \cdot \left( \mathbf{\tau}_{\mathbf{2}} + \mathbf{\tau}_{\mathbf{3}} \right)$$
(21)

W rozważaniach do tej pory pominięto wpływ pojemności  $C_{DS}$ . Dla schematów I, II oraz IV napięcie  $v_{DS}$  jest stałe i prąd pojemności jest równy zero. Dla schematu III pojemność ta modyfikuje zależność na napięcie dren-źródło w następujący sposób:

$$\mathbf{v}_{DS} = \mathbf{v}_{DD} + \frac{\mathbf{g}_{fS} \cdot (\mathbf{v}_{GG} - \mathbf{v}_{TH}) - \mathbf{I}}{\mathbf{C}_{DS} + (\mathbf{1} + \mathbf{g}_{fS} \cdot \mathbf{R}_{GS}) \cdot \mathbf{C}_{GDL}} \left[ \mathbf{T}_{3} \cdot \left( \mathbf{1} - \exp\left(-\frac{\mathbf{t}}{\mathbf{T}_{3}}\right) \right) - \mathbf{t} \right]$$
(22)

Ponieważ jednak (1+g<sub>fs</sub>·R<sub>GS</sub>)·C<sub>GDL</sub>>>C<sub>DS</sub> to wpływ tej pojemnosci może zostać pominięty.

### 3. UPROSZCZONY MODEL TRANZYSTORA MOSFET W PROGRAMIE SPICE

W celu komputerowej weryfikacji otrzymanych wyników opracowano uproszczony model tranzystora MOSFET w programie IsSPICE. Model przebadano w układzie z rys. 8, który utworzono w programie IsPICE. Odpowiada on schematowi układu z rys. 3. Charakterystykę tranzystora oraz diody zamodelowano za pomocą prądowo-napięciowych źródeł sterowanych typu B według założeń z punktu 1. Pojemność  $C_{GD}$  jest utworzona z pojemności  $C_{GD1}$  oraz  $C_{GD2}$ . Pojemność  $C_{GD2}$  jest przyłączana do pojemności  $C_{GD1}$  za pomocą klucza S, gdy  $V_{GD}$ >0. Stąd  $C_{GDL}$ = $C_{GD1}$  oraz  $C_{GD1}$ = $C_{GD1}$ + $C_{GD2}$ .



- Rys. 8. Schemat badanego układu oraz dane wejściowe dla programu IsSPICE
- Fig. 8. Schematic diagram of the test circuit and input data for the IsSPICE simulator

|   | OPTION ITL4=100                                      |
|---|--|
|   | .OPTIONS METHOD=GEAR MAXORD=4                        |
|   | .MODEL KLUCZ SW VT=0 RON=1N                          |
|   | .TRAN 5N 500N 0N UIC                                 |
|   | .PRINT TRAN I(VI) I(V5) I(V6) V(6)                   |
|   | PRINT TRAN V(4) V(11) I(V9) I(V10)                   |
|   | PRINT TRAN I(V11) I(V12) V(13)                       |
|   | V1610  |
|   | V5 4 2 0   |
|   | 17410  |
|   | V6450  |
|   | VDD 12 0 100   |
|   | VGG 11 0 12  |
|   | RGS 11 10 100  |
|   | V9 10 6 0  |
|   | V10 12 7 0   |
|   | V11300   |
|   | B1 2 3 I= V(1)>3 ? ( V(2)>.5*I(V11) ? $4*(V(1)-3)$ : |
|   | 2*V(2)):0  |
|   | B2 5 7 I= V(4,7)>0 ? 100*V(4,7) : 0                  |
|   | V12820   |
|   | E196681  |
|   | CGDI 14 8 100P IC=0                                  |
|   | CGD2 6 8 900P IC=-100                                |
|   | S1 14 6 9 6 KLUCZ                                    |
| ł | CGS 0 1 IN IC=0                                      |
| 1 | END  |

## 4. PORÓWNANIE WYNIKÓW ANALIZY KOMPUTEROWEJ I TEORETYCZNEJ

Symulacje przeprowadzono dla parametrów tranzystora IRF740 ( $V_{DS}$ =400V,  $I_D$ =10A):  $V_{TH}$ =3V,  $g_{fs}$ =4A/V  $R_{DS}$ =0.5 $\Omega$ ,  $C_{GS}$ =1nF,  $C_{GDL}$ =100pF,  $C_{GDH}$ =1nF. Pozostałe parametry badanego układu wynoszą:  $V_{GG}$ =12V,  $V_{DD}$ =100V,  $R_{GS}$ =100 $\Omega$ , I=1A. Wyniki badań komputerowych porównano z wynikami obliczeń analitycznych. Otrzymane przebiegi zamodelowanego układu zestawiono na rys. 9.

Zgodnie z zależnościmi dla pierwszego schematu napiecie bramki narasta eksponencjalnie do wartości napięcia progowego V<sub>TH</sub>=3V. Czas opóźnienia w układzie zamodelowanym wynosi  $\tau_1$ =32 ns. Dla podanych parametrów czas opóźnienia obliczony z zależności (3) wynosi  $\tau_1$ =32 ns. Stała czasowa  $T_1$ wynosi: T<sub>1</sub>=110 ns. Narastanie pradu drenu trwa przez  $\tau_2 = 38$  ns natomiast zgodnie z (7):  $\tau_2$ =36 ns. Napięcie bramki dla schematu III obliczone z zależności (8) przyjmuje wartość V<sub>GS2</sub>= 5.50 V, natomiast na pod-stawie (13) V<sub>GS3</sub>=5.51 V. Wartość otrzymana podstawie symulacii na V<sub>GS3</sub>=5.51 V. Czas opadania napiecia wynosi  $\tau_3 = 147$  ns. natomiast wartość obliczona (15):



 $\tau_3$ =146 ns. Pojemność C<sub>GD</sub> przełącza się po czasie  $\tau_{GD}$ =145 ns. Fig. 9. The results of simulation for the circuit from Fig.8

#### 5. WNIOSKI

- Rezultatem pracy jest analiza odcinkowo-liniowego bezindukcyjnego modelu tranzystora MOSFET. Otrzymane wyniki umożliwiają wyjaśnienie zjawisk zachodzących w tranzystorze w czasie załączania. Zaprezentowano działanie sprzężenia zwrotnego w schemacie III. Wyniki analizy teoretycznej zostały porównane z wynikami otrzymanymi na drodze symulacji komputerowej przeprowadzonej z pomocą programu IsSPICE.
- Uzyskanie analitycznych zależności dla wszystkich schematów zastępczych umożliwia przeprowadzenie dyskusji na temat wpływu zmian parametrów modelu tranzystora na przebiegi napięć i prądów podczas załączania.
- 3. Przedstawiony model daje podstawę do przeprowadzenia teoretycznej oraz kompute-rowej analizy modelu o większej złożoności, zawierającego np. indukcyjności doprowadzeń. Zastosowanie takiego modelu poparte analizą teoretyczną zapewnia otrzymanie poprawnych rezultatów symulacji układów wysokiej częstotliwości.
- Kontynuacją pracy będzie analiza modelu odcinkowo-liniowego przy wyłączaniu, a następnie modelu z indukcyjnościami.

#### LITERATURA

- 1. Grant D.A., Gowar J.: Power MOSFETs. Wiley & Sons, Inc., USA 1989.
- Cordonnier C.E., Maimouni R., Tranduc H., Rossel P., Allain D., Napieralska M.: SPICE Model for TMOS Power MOSFETs. Application Note Motolola Semiconductor, AN1043, 1989.
- Sokal N.O., Sokal A.D.: Class E A new Class of High Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amp., IEEE J. Of Solid St. Cir., Vol.SC-10, No.3, June 1975, pp.168-176.
- 4. Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Latko A.: Falowniki rezonansowe klasy E geneza, zastosowania, kierunki rozwoju, VI Sympozjum PPEE, Gliwice-Ustroń 1995, s. 387-392.
- Napieralski A., Napieralska M.: Polowe półprzewodnikowe przyrządy dużej mocy. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1995.
- 6. Clemente S., Pelly B.R., Isidori A.: Understanding HEXFET Switching Performance, Application Note International Rectifier, AN947, 1993.
- Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P.: Power Electronics: Converters, Applications, and Design. Wiley & Sons, Inc., USA 1989.
  - Junak J.: A MOSFET Model for Computer Analysis of HF Power Electronics Inverters. 17 MSN Zielona Góra'95, Elektrotechnika i Elektronika pp.11-15.
  - Malouyans S.: SPICE Computer Model for HEXFET Power MOSFETs, Application Note International Rectifier, AN975B, 1993.

- Wheatley C.F., Ronan H.R., Dolny G.M.: Spicing-up SPICE II Software for Power MOSFET Modeling. Intelligent Power ICs Harris, 1992, pp. 10.112-10.116.
- 11. PreSpice user's guide, Intusoft, USA 1992.
- Izydorczyk J.: PSpice Komputerowa analiza układów energoelektronicznych. Helion, Gliwice 1993.

Pracę wykonano w ramach projektu nr 8 S502 042 07 finansowanego przez komitet Badań Naukowych.

Recenzent: Doc. dr hab. inż. Marek Hartman

Wpłynęło do Redakcji dnia 29 lipca 95 r.

#### Abstract:

The aim of this paper is the analysis of an piecewise-linear non-inductive MOSFET model of switching-on process. The results of theoretical calculations have been compared with those obtained from computer simulations by means of IsSPICE simulator.

The model of the power MOSFET which is most often used in power electronics is shown in Fig.1 [1],[2]. It is termed here the precise model. Better understanding of the precise model should be based on the understanding the simpler model which does not have inductances. Such a model being a subject of this paper is presented in Fig.2.

The model contains voltage controlled current source  $i_{DS}$ , linear capacitance  $C_{GS}$  and resistance  $R_G$ . The  $C_{GD}$  nonlinear capacitance consists of the two linear capacitances. It changes its value due to the  $v_{GD}$  voltage. The current source  $i_{DS}$  is controlled by  $v_{GS}$  voltage and it is replaced by resistance  $R_{DS(ON)}$  in ohmic region. There is no  $C_{DS}$  capacitance in this model. Its presence is generally ignored for operations in active state.

The analysis of the MOSFET model is carried out in the test circuit which is shown in Fig.3. It is commonly encountered circuit for verification of the MOSFET models for switching [5],[6]. The transistor operates as it is shown in Fig.2 and other elements are assumed to be ideal. The MOSFET transistor is piecewise-linear model and therefore the turn-on process can be divided into four separate intervals (I, II, III, IV). These intervals are

analysed one by one in the chapter 2. The end-conditions for one interval become the starting conditions for the next.

The first equivalent circuit is given in Fig.4. It is turn-on delay interval where  $v_{GS}$  voltage exponentially rises to its  $V_{GG}$  value according to formula (2). No drain current flows so long as the gate voltage is less than threshold voltage  $V_{TH}$ . For the time  $\tau_1$  (3)  $v_{GS}$  is equal to  $V_{TH}$  and transistor begins turning-on.

Schematic diagram II is shown in Fig. 5. Value of the gate to source voltage during this period is given by (4). The drain to source voltage remains at maximum value as long as  $I_D$  achieves I and the diode  $D_1$  is conducting. The  $i_D$  current rises linearly (9) since  $T_3$  is greater than duration of this interval  $\tau_2$  (7).

During III interval described by schematic diagram presented in Fig. 6 transistor operates also in the active region. Since then the MOSFET is carrying the full load current I. The time constant  $T_3$  (11) is very small in comparison with  $T_{1(2)}$  which makes the voltage  $v_{GS}$  reaches its maximum value (13) almost instantaneously. The drain to source voltage decreases linearly inversely proportional to the  $C_{GDL}$  value (14). The  $C_{GD}$  capacitance switches when  $v_{GD}=0$ . It can be assumed that a high value of this capacitance appears at the end of this interval.

Interval IV. When  $v_{DS}=R_{DS}\cdot i_{DS}$  transistor enters the ohmic region and the schematic diagram for the fourth interval looks like in Fig.7. The  $v_{GS}$  becomes unclamped and exponentially rises to its maximum value (16). The time constant  $T_4$  is higher than  $T_{1(2)}$  due to the higher value of  $C_{GDH}$  capacitance. Using voltage and current waveforms it is possible to calculate turn-on loss of the transistor (21).

For the sake of comparison the test circuit has been simulated by means of the IsSPICE program. The IRF740 transistor has been used for simulation. The overall input data for IsSPICE are shown in Fig.8. The results of these simulations are delivered in the chapter 4, Fig.9 (simulated waveforms).

The results of the calculations have been summarized in the chapter 5.

Nr kol.1319

Bogusław GRZESIK Zbigniew KACZMARCZYK Marcin KASPRZAK

## WYSOKOCZĘSTOTLIWOŚCIOWE FALOWNIKI REZONANSOWE DO NAGRZE-WANIA INDUKCYJNEGO

**Streszczenie.** Przedstawiono trzy podstawowe topologie falowników rezonansowych do wysokoczęstotliwościowego nagrzewania indukcyjnego. W pierwszej części zamieszczono opis typowego systemu nagrzewania indukcyjnego. Następnie opisano trzy realizacje praktyczne falowników rezonansowych: napięcia, prądu i klasy E. W opisie tym szczególną uwagę zwrócono na: problematykę wyboru optymalnego sterowania, konstrukcję obwodu głównego oraz parametry techniczne. W podsumowaniu zawarto pewne wyniki analizy porównawczej falowników.

## HIGH FREQUENCY RESONANT INVERTERS FOR INDUCTION HEATING PURPOSES

**Summary.** There are three basic topologies of resonant inverters for high frequency induction heating purposes presented in the paper. The description of the typical system of induction heating is given in the first part of the work. Next, the practical realization of three resonant inverters are described. They are voltage-fed, current-fed and class E inverters. Particular attention has been paid to the problems of the adoption of optimal control, the design of the power circuit and technical data of the inverters. The conclusion contains certain results of comparative analysis of the converters.

#### 1. WPROWADZENIE

Praca jest wynikiem badań teoretycznych i laboratoryjnych prowadzonych w Instytucie Elektrotechniki Teoretycznej i Przemysłowej Politechniki Śląskiej, dotyczących wysokoczęstotliwościowych, rezonansowych falowników tranzystorowych przeznaczonych do nagrzewania indukcyjnego - [4, 5, 7, 10, 15, 16]. Jej celem jest przedstawienie przykładowych rozwiązań falowników, znajdujących najczęstsze zastosowanie w nagrze-waniu indukcyjnym przy częstotliwościach powyżej 100 kHz. Wiadomości zawarte w pracy mogą być pomocne w projektowaniu oraz wyborze rozwiązań optymalnych, uwzględniających wymogi technologiczne procesów (moc, częstotliwość, czas nagrzewania) oraz warunki eksploatacyjne.

Grzejnictwo indukcyjne jest typowym obszarem zastosowania falowników rezonansowych. Wysokoczęstotliwościowe systemy nagrzewania indukcyjnego umożliwiają uzyskanie dużej gęstości mocy we wsadzie, wysokiej sprawności procesu, odpowiedniego sprzężenia wzbudnik-wsad oraz właściwych warunków technologicznych [17]. Dodatkową korzyścią pracy przekształtnika z wysoką częstotliwością jest to, że kondensatory, dławiki i transformatory mają mniejsze gabaryty i masę.

Podwyższenie sprawności przekształcania energii elektrycznej przy dużej częstotliwości wyjściowej uzyskuje się głównie przez zmniejszanie strat mocy przełączania zaworów. W praktyce jest to uzyskiwane przez zastosowanie komutacji miękkiej typu Zero Voltage Switching (ZVS) lub typu Zero Current Switching (ZCS) [3, 9, 13], tzn. przełączanie zaworów w chwilach, gdy ich napięcia (ZVS) lub/i prądy (ZCS) osiągają wartość zero. Układy zasilania systemów nagrzewania indukcyjnego wykorzystujące technikę miękkiego przełączania najczęściej bazują na falownikach rezonansowych: napięciowym, prądowym i klasy E.

#### 2. SYSTEM NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO

System nagrzewania indukcyjnego w zależności od wymaganej mocy, częstotliwości oraz przeznaczenia cechuje różny stopień złożoności [2]. Na rysunku 3.1 przedstawiono typowe elementy takiego systemu.

Zasadniczym elementem systemu nagrzewania indukcyjnego jest wysokoczęstotliwościowy falownik z zespołem kluczy tranzystorowych s1-s4 i układami wyzwalania tranzystorów W.

Obwód obciążenia falownika składa się z kondensatora rezonansowego wysokiej częstotliwości  $C_r$ , transformatora dopasowującego  $T_d$  oraz wzbudnika ze wsadem.

W zależności od zastosowanego rozwiązania, obwód główny falownika jest zasilany z regulowanego źródła napięcia lub prądu stałego (AC-DC). Zmiana napięcia/prądu w obwodzie pośredniczącym jest podstawową metodą regulacji mocy wyjściowej. W układach małej i średniej mocy (do kilkudziesięciu kW), źródło napięcia/prądu stanowi najczęściej prostownik niesterowany z filtrem LC i regulatorem napięcia/prądu typu BUCK (DC-DC). Dla większych mocy stosowane są prostowniki sterowane z dławikiem wygładzającym w obwodzie pośredniczącym w przypadku zasilania prądowego lub z filtram LC w przypadku zasilania napięciowego.





Fig. 1. Example of Induction Heating System

Inny sposób regulacji mocy wyjściowej polega na odstrojeniu częstotliwości przełączeń  $f_i$  zaworów falownika od częstotliwości drgań własnych  $f_o$  obwodu obciążenia. W układach wysokoczęstotliwościowych (powyżej 200 kHz) jest to metoda rzadko stosowana, gdyż prowadzi do znacznego zwiększenia strat przełączania zaworów i ogranicza maksymalną częstotliwość wyjściową.

Układ sterowania z pętlą fazowego sprzężenia zwrotnego (PLL) zapewnia pracę falownika z częstotliwością  $f_i = f_o$ , a tym samym optymalne warunki przełączania zaworów. Realizuje on ponadto sterowanie mocą wyjściową, reguluje temperaturę wsadu oraz nadzoruje różnorodne zabezpieczenia.

Układ mechaniczny zawierający podajnik wprowadza obrabiany termicznie element w obszar pola elektromagnetycznego wzbudnika.

Najczęściej stosowany jest cieczowy układ chłodzenia radiatorów, zaworów, transformatora oraz wzbudnika. Rozbudowane układy chłodzenia są typu zamkniętego i składają się z chłodnicy płynu *Ch* z wentylatorem, pompy *P* oraz kolektora rozdzielczego. Zadaniem kolektora jest rozprowadzenie płynu chłodzącego w proporcjach odpowiadających wymaganej intensywności chłodzenia.

Falownik będący źródłem energii wysokiej częstotliwości, jest jednym z podstawowych podzespołów systemu nagrzewania indukcyjnego. W zakresie wysokich częstotliwości i dużych mocy stosowane są falowniki rezonansowe napięciowe i prądowe. Natomiast w przypadku konieczności uzyskania częstotliwości powyżej 1 MHz i małych mocach (ok. 1kW) wykorzystuje się falowniki klasy E.

### 3. FALOWNIK NAPIĘCIOWY

W rozdziale tym prezentuje się opis laboratoryjnego falownika napięciowego o mocy około 1 kW i maksymalnej częstotliwości wyjściowej około 350 kHz. Schemat obwodów głównych falownika zamieszczono na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat obwodu głównego falownika napięciowego

Fig. 2. Main Circuit of Voltage Fed Inverter

Falownik zasilany jest ze źródła napięcia stałego E=220 V. Regulator napięcia typu BUCK ( $f_i=20$  kHz) tworzą: tranzystor  $T_{dc}$  oraz elementy  $D_{dc}$ ,  $L_{dc}$ ,  $C_{dc}$ . Pozostałe dane elementów falownika są następujące:

- tranzystory T1, T2 MOSFET typu IRFP450 (V<sub>DS</sub>=500 V, I<sub>D</sub>=14 A),
- diody D<sub>s1</sub>, D<sub>r1</sub>, D<sub>s2</sub>, D<sub>r2</sub> typu BYP79 (t<sub>rr</sub><70 ns) eliminują diody wewnętrznej struktury tranzystorów MOSFET D<sub>b1</sub> i D<sub>b2</sub>. Ich stosowanie jest zalecane ze względu na nieodpowiednie parametry dynamiczne tych ostatnich, tj. zbyt długi czas wyłączania (t<sub>rr</sub>≈700 ns),
- transformator dopasowujący Tr z rdzeniem ferrytowym nawinięto licą miedzianą. Uzwojenie wtórne stanowi wielowarstwowy zwój wykonany z taśmy miedzianej, połączony z jednozwojowym wzbudnikiem. Zastosowano chłodzenie wodne wzbudnika i uzwojenia wtórnego. Średnica wewnętrzna wzbudnika, wykonanego z rurki miedzianej, wynosi  $d_{1w}$ =25 mm,
- pojemność baterii kondensatorów rezonansowych wynosi  $C_r = 42 \text{ nF}$ ,
- pojemność kondensatorów dzielnika napięciowego  $C_{dl} = C_{dz} = 12 \ \mu\text{F}.$

Zastosowanie szybkiego ( $t_{off}$  <500 ns) bezpiecznika elektronicznego *BE* jest niezbędne, jako dodatkowe zabezpieczenie, podczas testów laboratoryjnych.

Układ sterowania wraz z pętlą fazowego sprzężenia zwrotnego (PLL) zapewnia przełączanie tranzystorów falownika przy zerowym prądzie (ZCS) z częstotliwością drgań własnych obwodu obciążenia ( $f_i = f_0$ ).

Podstawowe stany pracy tranzystorowego falownika napięciowego omówiono na podstawie przebiegów oscyloskopowych napięcia tranzystora  $u_T$  oraz prądu obciążenia  $i_0$  - rys. 3.

W zależności od stosunku częstotliwości przełączania  $f_i$  do częstotliwości drgań własnych obwodu obciążenia  $f_0$ , wyróżnia się trzy zasadnicze stany pracy falownika - (rys. 3.a, b, c) [8]:



I -  $f_i > f_0$  (rys. 3a); II -  $f_i = f_0$  (rys. 3b); III - 0.5  $f_0 < f_i < f_0$  (rys. 3c);

Przełączanie tranzystorów z częstotliwością różną od rezonansowej (I i III) odbywa się przy dużych wartościach prądu lub napięcia. Wynikają stąd znaczne straty mocy przełączania i ograniczenie maksymalnej częstotliwości przełączeń. W przypadku II przełączanie odbywa się przy zerowym prądzie odbiornika  $i_0$  i tranzystorów (ZCS).

W praktycznych rozwiązaniach falowników konieczne jest stosowanie układów ograniczających straty przełączania w tranzystorach (*snubbers*). Najkorzystniejsze warunki przełączania daje zastosowanie układu odciążającego w postaci kondensatorów przyłączonych równolegle do tranzystorów [19]. W takim przypadku wyłączanie tranzystora musi odbywać się przy niewielkim prądzie. Wymusza to warunek  $f_i > f_0$  oraz konieczność zastosowania sterowania z poprawnie dobranym czasem wyłączenia obu tranzystorów (*dead time*). Sterowanie wymaga znacznie większej precyzji, a długotrwałe odstrojenie od rezonansu grozi uszkodzeniem tranzystorów - załączenie tranzystora przy pełnym napięciu kondensatora odciążającego.

#### 4. FALOWNIK PRĄDOWY

Poniżej przedstawiono opis laboratoryjnego falownika prądowego o mocy około 1 kW i maksymalnej częstotliwości wyjściowej 250 kHz. Schemat zastępczy obwodów głównych falownika i pokazano na rysunku 4.

Dane konstrukcyjne falownika:

- falownik zasilany jest z sieci napięcia stałego E=220 V,
- tranzystor  $T_{dc}$ , dławik  $L_{dc}$  oraz dioda  $D_{dc}$  tworzą źródło prądowe o regulowanej wydajności - zapewnia ono sterowanie mocą wyjściową falownika,
- tranzystory T1-T4 MOSFET typu IRF440 ( $V_{DS}$ =500 V,  $I_D$  = 8 A),
- diody *D1-D4* typu BYR29 ( $t_{rr} < 70 \text{ ns}, I_D = 8 \text{ A}$ ),
- wzbudnik bez transformatora dopasowującego:  $d_{lw} = 30 \text{ mm}, z = 14, l_l = 40 \text{ mm},$
- wsad z materiału ferromagnetycznego, walcowy:  $d_2 = 25$  mm,  $l_2 = 50$  mm,
- kondensator rezonansowy C<sub>r</sub>=580 nF.

Przybliżone parametry zastępcze układu wzbudnik-wsad dla dwójnika szeregowego RL wynoszą:  $R=1.3 \Omega$ ,  $L=4.03 \mu$ H a Q=1.95 przy częstotliwości przełączeń  $f_i=100$  kHz. Diody D1-D4, przejmujące ujemne napięcie gałęzi tranzystor-dioda, powinny być diodami szybkimi o miękkim zaniku prądu wstecznego. Zmniejsza to przepięcia przy wyłączaniu.



- Rys. 4. Schemat obwodu głównego falownika prądowego
- Fig. 4. Main Circuit of Current Fed Inverter

Układ sterowania z pętlą fazowego sprzężenia zwrotnego (PLL) zapewnia przełączanie tranzystorów falownika przy zerowym napięciu (ZVS), z częstotliwością drgań własnych obwodu obciażenia fo.

Podstawowe stany pracy falownika zilustrowano za pomocą oscylogramów napięcia kondensatora  $u_c$  oraz pradu wyjściowego  $i_0$  (rys.5).

W zależności od stosunku czestotliwości  $f_i$  do  $f_0$ , wyróżnia sie trzy podstawowe stany pracy falownika - (rys. 5.a, b, c) [8, 9]:





- Rys. 5. Przebiegi oscyloskopowe napięcia kondensatora uc oraz prądu wyjściowego falownika  $i_0$  dla trzech podstawowych stanów pracy
- Fig. 5. Oscillograms of the Capacitor Voltage  $u_C$ and the Output Current  $i_0$  for Three Fundamental Modes of Operation

 $I - f_i > f_0$  (rys. 5a);

**II** -  $f_i = f_0$  (rys. 5b);

## **III** - $f_i < f_0$ (rys. 5c);

Przełączanie tranzystorów z częstotliwością różną od rezonansowej (I i III) odbywa się podobnie jak w przypadku falownika napięciowego - przy dużych wartościach prądu lub napięcia. Szczególnie niekorzystne warunki przełączania uzyskuje się w przypadku III - jest to typowa komutacja twarda ze znacznym przepieciem i stratami przełączania. W przypadku II przełączanie następuje przy zerowym napięciu odbiornika i tranzystorów (ZVS).

Najkorzystniejszym przypadkiem jest sterowanie zapewniające naturalną komutacje pradów gałęzi falownika - rys. 5b [1, 9]. Polega ono na stosowaniu zakładki impulsów

załączających (overlap time). Para tranzystorów następujących załączana jest przy niewielkim napięciu  $u_c$ . Rozpoczyna się naturalna komutacja, która powinna zakończyć się przed zmianą polaryzacji napięcia  $u_c$ . Czas trwania komutacji jest zależny od nie uwzględnionych w schemacie pasożytniczych indukcyjności doprowadzeń. Tranzystory są wyłączane przy zerowym prądzie i napięciu (ZCS+ZVS). Załączanie odbywa się przy niewielkim napięciu i zerowym prądzie (LVS+ZCS). Falownik pracuje wówczas z częstotliwością  $f_i$  nieco większą od  $f_0$ . Szczegółowy opis powyższego przypadku zamieszczono w pracach [8] i [9].

#### 5. FALOWNIK KLASY E

Poniżej przedstawiono sposób działania, opis konstrukcji i pomiary oscyloskopowe falownika klasy E, wykorzystywanego w laboratoryjnym systemie nagrzewania lewitacyjnego metali.

Falownik klasy E jest falownikiem z odbiornikiem rezonansowym, w którym poprzez odpowiedni dobór sposobu sterowania oraz wartości elementów obwodu głównego minimalizuje się straty przełączeń - [13, 18]. Najczęściej stosowanym sterowaniem jest przełączanie tranzystora ze stałą częstotliwością  $f_i$  i wypełnieniem 0.5. Uzyskuje się przy tym prosty układu sterowania oraz najlepsze wykorzystanie parametrów prądowo-napięciowych zaworu.

Wartości elementów obwodu głównego:  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L_2$  - rys. 6.a - wyznacza się dla założonej częstotliwości pracy falownika  $f_i$ , parametrów odbiornika oraz dobroci wyjściowego obwodu rezonansowego - [5, 13, 14]. Dławik  $L_1$  gwarantuje dobre wygładzenie prądu zasilającego. Poprawny dobór parametrów falownika zapewnia załączenie przy zerowym napięciu (ZVS) i zerowym prądzie (ZCS), a wyłączanie przy zerowym napięciu (ZVS) i niezerowym prądzie (NZCS) - rys.7a. Rezultatem tego jest eliminacja strat mocy załączania oraz redukcja strat wyłączania poprzez ograniczenie szybkości narastania napięcia (kondensator  $C_1$ ).



Rys. 6. Schematy zastępcze falownika klasy E o podstawowej topologii: a) schemat uproszczony, b) schemat pełny obwodów głównych

Fig. 6. Equivalent Circuits of Basic Topology of Class E Inverter: a) Simplyfied One, b) Details of Power Circuit of the Inverter Uproszczony schemat opisywanego laboratoryjnego systemu nagrzewania indukcyjnego pokazano na rysunku 6b. Składa się on z: falownika klasy E, transformatora dopasowującego - Tr, wzbudnika - wz oraz źródła napięcia stałego - E, które zasila falownik przez dławik wygładzający -  $L_1$ . System ten wykorzystywany jest do badań zjawiska lewitacyjnego nagrzewania niewielkich wsadów metalowych [6].

Zawór falownika tworzą dwa połączone równolegle tranzystory  $T_1$ ,  $T_2$  oraz cztery diody  $D_1 \div D_4$ . Zastosowano tranzystory polowe mocy MOSFET typu IRF840 i diody szybkie BYW29-200. Łączenie szeregowe/równoległe tych elementów wynikło z konieczności uzyskania odpowiedniej wytrzymałości napięciowej oraz obciążalności prądowej. Układ sterowania przełącza tranzystory z częstotliwością  $f_i$  =1 MHz oraz wypełnieniem D=0.5. Napięcie bramkowe tranzystora  $T_1$  posiada kształt trapezowy, o poziomach +12 V i 0 V oraz czasie narastania/opadania około 30 ns.

Z powodu małych wymiarów wsadu i wzbudnika (mała impedancja) okazało się konieczne zastosowanie transformatora dopasowującego. Jest to transformator ferrytowy, o 12 zwojach uzwojenia pierwotnego oraz jednym zwoju wtórnym, chłodzonym wodą. Wzbudnik wykonano z rurki miedzianej o 2.5 mm średnicy zewnętrznej i 1.5 mm wewnętrznej. Wzbudnik pokazano na rysunku 7b, na którym widoczny jest lewitujący wsad aluminiowy o kształcie kuli o średnicy 2.5 mm. Wzbudnik chłodzono wodą destylowaną.



Rys. 7.a) Oscylogramy napięcia i prądów falownika, b) zdjęcie wzbudnika z lewitującym wsadem

Fig. 7.a) Oscillograms of Voltage and Currents of the Inverter, b) Fotograph of the Coil with the Levitating Sample

Układ wzbudnik-wsad podłączony poprzez transformator dopasowujący stanowi obciążenie falownika. W uproszczonym schemacie zastępczym - rys.6a - obwód ten sprowadzono do dwójnika szeregowego  $L_2$ -R. Schemat ten umożliwia wyznaczenie wartości elementów falownika, minimalizujących straty mocy przełączeń zaworu.

Przy mocy zasilania P=200 W i częstotliwości  $f_i=1$  MHz, odpowiednie parametry zastępcze (rys.6) dla wsadu w postaci kuli miedzianej o średnicy 3.5mm wynoszą:

 $L_1$ =200 µH,  $C_1$ =5.25 nF,  $C_2$ =2.46 nF,  $L_2$ =10.9 µH, R=5.8 Ω.

Ilustracją tego przypadku są przebiegi czasowe napięcia  $u_Z$ , prądu zaworu  $i_Z$  oraz prądu wyjściowego  $i_R$  przedstawione na rys.7a.

#### 6. WNIOSKI

Z materiału przedstawionego w artykule oraz poprzednich pracach wykonanych przez autorów [5, 7, 8, 10] wynikają następujące wnioski:

- W wysokoczęstotliwościowych systemach nagrzewania indukcyjnego najczęściej znajdują zastosowanie falowniki tranzystorowe: prądowy, napięciowy i klasy E.
- 2. W celu uzyskania jednakowych mocy czynnych odbiornika i założonej częstotliwości nagrzewania, falownik prądowy wymaga zasilania napięciem wyższym niż falownik napięciowy. Tendencja ta pogłębia się ze wzrostem wartości dobroci Q - [10]
- 3. W porównaniu z falownikiem napięciowym i prądowym, falownik klasy E cechuje większa prostota układu sterowania oraz mniejsza liczba stopni swobody w wyborze optymalnych parametrów elementów. Dla określonej częstotliwości i obciążenia, wartości elementów obwodu głównego należy dobrać wg. odpowiedniego algorytmu [13, 14]. Falownik pracujący w warunkach optymalnych realizuje załączanie typu ZVS+ZCS i wyłączanie ZVS+NZCS, dając przez to najwyższą sprawność przy wysokich częstotliwościach.
- 4. Falowniki prądowy i napięciowy są układami najczęściej stosowanymi w praktyce. Obszar zastosowań falownika klasy E jest ograniczony do zakresu najwyższych częstotliwości (powyżej 1 MHz) oraz mocy do kilkuset watów [11, 12].
- 5. Określony proces nagrzewania indukcyjnego może być prowadzony za pomocą różnych falowników, a kryterium wyboru mogą stanowić np.: technologia, koszty, masa oraz gabaryty urządzenia.
- 6. Na rynku dostępne są falowniki przeznaczone do nagrzewania indukcyjnego, pracujące z częstotliwością od 10 kHz do 500 kHz i mocach 1 kW do 1.5 MW. Umożliwiają one realizację prawie wszystkich procesów technologicznych wymagających nagrzewania indukcyjnego.

- 7. Współczesne systemy nagrzewania indukcyjnego wyposażone są w systemy mikroprocesorowe. Spełniają one wiele funkcji - od sterowania falownika, poprzez kontrolę wszelkiego rodzaju zabezpieczeń, a skończywszy na dwukierunkowej komunikacji z systemami nad- i podrzędnymi.
- 8. Prowadzone badania falowników wysokoczęstotliwościowych wykazują, że istnieją perspektywy rozwoju nowych konstrukcji i zastosowań.

Pracę wykonano w ramach projektów nr [8 T10A 013 08] i [8 S502 042 07] finansowanych przez Komitet Badań Naukowych.

### LITERATURA

- 1. Berkan W., Michalski A., Serafin S., Zymmer K.: 50 kHz, 25KW frequency converter with IGBT for induction heating. PEMC'94, Warszawa, wrzesień 1994, pp. 537-542.
- Dede E. J., et all: Transistors are replacing electronic tubes and thyristors in induction heating generators. Elektrowärme international, 50 Jahrgang, Heft B1/1992, pp.B26 -B32.
- 3. Dmowski A., Bugyi R., Szewczyk P.: Safe operating conditions of semiconductor devices in resonant converters. PEMC'94, Warszawa, wrzesień 1994, pp. 537-542.
- Grzesik B., Kołodziej H.: Tyrystorowy prądowy falownik rezonansowy do indukcyjnego topienia metali. IV Krajowa Konferencja Energoelektroniki, Warszawa 27-28.09.1990, Materiały konferencyjne: tom I, s. 221-229.
- Grzesik B., Kaczmarczyk Z.: Class E inverter for levitation melting. PEMC'94, Warszawa, wrzesień 1994, pp. 1060-1065.
- Grzesik B., Kaczmarczyk Z.: Study of Class E inverter, a supplying source for levitation heating/melting. Fourth European Space Power Conference, 4-8 September 1995.
- Grzesik B., Kasprzak M.: Opracowanie teoretycznych podstaw projektowania tranzystorowych urządzeń falownikowych dla potrzeb grzejnictwa indukcyjnego. Projekt badawczy KBN Nr PB-05559/S2 93/04, Gliwice 1993/1994.
- Grzesik B., Kasprzak M.: Falowniki średniej i wysokiej częstotliwości do nagrzewania indukcyjnego - stan aktualny. ZN Pol. Śl., Elektryka z.139, s.149-163.

- Grzesik B., Kasprzak M.: Optymalizacja warunków przełączania w rezonansowym równoległym falowniku prądowym. VI Sympozjum "Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektomechaniki" Gliwice-Ustroń marzec 1995, s. 381-392.
- Grzesik B., Kasprzak M.: Falowniki rezonansowe: szeregowy i równoległy porównanie uproszczonych modeli. VI Sympozjum "Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki" Gliwice-Ustroń marzec 1995, s. 369-374.
- Hinchliffe S., Hobson L., Collins D.: Optimised Class-E amplifier with load variation. Electronics Letters, vol. 23, no. 18, August 1987, pp. 973-974.
- 12. Hinchliffe S., Hobson L., Houston R. W.: A high power Class E amplifier for high-frequency electric process heating. Int. J. Electronics, vol. 64, no. 4, 1988, pp. 667-675.
- Kazimierczuk M.: Teoria wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości klasy E. Rozpr. Elektrotechniczne t. 25, z. 4, 1979, s. 957-986.
- Kazimierczuk M., Puczko K.: Exact Analysis of Class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle. IEEE Trans. Circ. Syst., vol.CAS-34,no.2, Feb.1987, pp.149-159.
- Kołodziej H., Grzesik B., Myrcik Cz.: Małogabarytowy zasilacz do pieca indukcyjnego. Materiały konferencji: Nowoczesne urządzenia i technologie elektrotermiczne w metalurgii, org.: Polski Komitet Elektrotermii, SEP, SITHP, Szczyrk 1987, s.184-193.
- Ogos J., Kołodziej H., Nowak J., Myrcik Cz., Grzesik B.: Prototypowe urządzenie do indukcyjnego nagrzewania rur. Materiały konferencji: Nowoczesne urządzenia i technologie elektrotermiczne w metalurgii, org.: Polski Komitet Elektrotermii, SEP, SITHP, Szczyrk 1987, s.164-172.
- 17. Sajdak C., Samek E.: Nagrzewanie indukcyjne. Wydawnictwo Śląsk, Katowice 1987.
- Sokal N. O., Sokal A. D.: Class E a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-10, no. 3, June 1975, pp. 168-176.
- Berkan W., Michalski A., Serafin S., Zymmer K.: Tranzystorowe przekształtniki częstotliwości do nagrzewania indukcyjnego. VI Sympozjum "Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektomechaniki" Gliwice-Ustroń marzec 1995, s. 121-126.

Recenzent: Prof.dr hab.inż. Tadeusz Skoczkowski

Wpłyneło do Redakcji dnia 14 lipca 1995 r.

#### Abstract

Three types of resonant inverters are usually applied in systems of high frequency induction heating, namely: voltage-fed inverter with series resonant circuit, current-fed inverter with parallel resonant circuit and Class E inverter. Capacitors, inductors and transformers are most efficiently utilised in systems with resonant inverters. It results in high density of the power in the heated sample and also results in low dimensions of the system. To get high efficiency it is necessary to limit the switching loss. In resonant inverters it is gained by means of soft commutation (ZVS, ZCS).

A schematic diagram of typical system for induction heating is presented in Fig.1. It consists of the following main units: supplying AC/DC source, resonant inverter, matching transformer Td and the excitation coil with a heated piece of metal. The remaining part of the system contains: control unit with PLL subsystem, protection unit U> I>, water-cooling system for switches and the feeder of the heated pieces of metal Pw. The main part of the paper describes the way of operation and the design of the resonant (current-fed, voltage fed and Class E) inverters.

In part 3 in Fig. 2, there is the schematic diagram of voltage-fed inverter of 1kW and 350kHz. It consists of DC/DC BUCK converter, electronic short-circuit protection BE, inverter main circuit, matching transformer Tr and excitation coil with the heated piece of metal. Application of capacitor snubbers at switching frequency a little higher than the resonant one and adjusting of proper turn-off time of transistors result in maximum efficiency (Fig. 3b).

In part 4 there is resonant current-fed inverter (1kW, 250kHz) described. There are the data and design details given in this part of the paper. The inverter is supplied from current source. The excitation coil is connected to resonant capacitor Cr in parallel. Minimisation of switching loss is gained by means of proper adjustment of switching frequency which is a little higher than the resonant one that is accomplished by the setting of required overlap time.

The third inverter - the one of Class E is described in part 5. It is applied in cases when the frequency higher than MHz is needed. The inverter is depicted in Fig. 6. The characteristic feature of this inverter is its soft switching-on which is of ZVS+ZCS type and semisoft switching-off what means of ZVS+NZCS type. To obtain such commutation it is necessary to synthesise thorough fully parameters of its elements. There is schematic diagram of inverter Class E - 300W and 1MHz which is used in laboratory systems for levitation heating of metals.

Described voltage-fed, current-fed and Class E inverters are the most frequently used inverters in systems of induction heating. The first two are used at frequencies below 1MHz while Class E inverter above this frequency.

Kazimierz GIERLOTKA Piotr ZALEŚNY

# DODATKOWE SPRZĘŻENIA ZWROTNE W UKŁADACH NAPĘDOWYCH Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM

Streszczenie. W artykule przedstawiono układ sterowania napędu z połączeniem sprężystym z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi: od prędkości mechanizmu za połączeniem sprężystym oraz od momentu w elemencie sprężystym. Umożliwia to uzyskanie dowolnej wartości współczynnika tłumienia drgań oraz krótkiego czasu regulacji. Podano zależności na dobór parametrów układu regulacji. Dokonano porównania proponowanego układu z innymi układami sterowania. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych i laboratoryjnych opisanych układów sterowania napędów z połączeniem sprężystym.

#### ADDITIONAL FEEDBACK LOOPS IN THE DRIVES WITH ELASTIC JOINT

Summary. The control system of drives with elastic joints is presented in the paper. Two additional feedback loops have been used: load speed  $\omega_2$  feedback, and elastic torque feedback. Therefore we are able to get arbitrary values of damping coefficient of vibrations and a short setting time. The formulas for calculation of the control system parameters have been given. A comparison of proposed system and other control systems has been made. The results of simulation and laboratory tests the drive with elastic joint have been presented.

#### 1. WPROWADZENIE

Skuteczność tłumienia drgań w zamkniętych układach sterowania napędów z połączeniami sprężystymi w dużej mierze zależna jest od informacji o stanie obiektu regulacji. Dlatego stosuje się w nich dodatkowe (w porównaniu z układami sterowania napędów "sztywnych") sprzężenia zwrotne. W literaturze znane są struktury układów regulacji wykorzystujące dodatkowe sprzężenie zwrotne od prędkości mechanizmu za połączeniem sprężystym  $\omega_2$  [2] lub momentu w elemencie sprężystym m<sub>s</sub> (lub kąta skręcenia elementu sprężystego  $\varphi$ ) [1,5]. Układy te umożliwiają uzyskanie dowolnie dużego tłumienia, natomiast czas regulacji zależny

jest w tych przypadkach od parametrów układu mechanicznego i w niektórych zastosowaniach (np. napędy robotów przemysłowych) może być zbyt długi. W artykule przedstawiony zostanie układ regulacji wykorzystujący jednocześnie obydwa opisane powyżej dodatkowe sprzężenia zwrotne. Umożliwia on uzyskanie lepszych własności dynamicznych napędu. Ponieważ wielkości wykorzystywane w sprzężeniach zwrotnych mogą być niedostępne pomiarowo, konieczne staje się ich odtwarzanie. Można to zrealizować za pomocą opisanych w [1,2,5,6,7] obserwatorów stanu.

#### 2. UKŁADY STEROWANIA NAPĘDÓW Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM

Ogólny schemat funkcjonalny rozważanego układu napędowego z połączeniem sprężystym przedstawia rys. 1. Obiektem regulacji jest silnik o momencie bezwładności  $J_1$  połączony z napędzanym mechanizmem o momencie bezwładności  $J_2$  za pośrednictwem wału o momencie bezwładności  $J_0$  współczynniku sztywności c. Układ sterowania zawiera wewnętrzny obwód regulacji momentu (obwód regulacji prądu w przypadku silnika obcowzbudnego). Wzmacniacz SUM, o wzmocnieniu równym jedności, wypracowuje sygnał zadanego momentu  $m_z$  na podstawie różnicy między wielkością wyjściową  $m_{zs}$  z regulatora prędkości R $\omega$  i sygnałem sprzężenia zwrotnego od momentu w elemencie sprężystym  $m_s$  lub od kąta skręcenia  $\phi$  (formalnie wzmacniacz SUM można traktować jako proporcjonalny regulator momentu w elemencie sprężystym). Nadrzędny jest obwód regulacji prędkości ze sprzężeniami od prędkości silnika  $\omega_1$  i mechanizmu  $\omega_2$ .



Rys. 1. Układ sterowania napędu z połączeniem sprężystym

Fig. 1. Control system of the drive with elastic joint

Na właściwości dynamiczne zamkniętego układu sterowania można wpływać przez dobór parametrów regulatora prędkości oraz wzmocnień w obwodach dodatkowych sprzężeń zwrotnych. Synteza układu regulacji zostanie przeprowadzona przy następujących założeniach upraszczających:

- pomija się tłumienie wewnętrzne elementu sprężystego,
- zakłada się, że stała czasowa  $\tau_{\mu}$  zamkniętego obwodu regulacji momentu jest mała w porównaniu z okresem drgań własnych układu. Przyjmujemy więc, że zamknięty obwód regulacji momentu jest członem proporcjonalnym o wzmocnieniu  $k_m$ ,
- zjawiska przestrzenne w elemencie sprężystym związane z rozłożeniem masy wzdłuż jego długości uwzględnia się w sposób uproszczony, stosując model Rayleigha [2] układu sprężystego.

Do opisu układu zastosowano wielkości względne, przy czym jako wielkości odniesienia przyjęto:

- dla prędkości: prędkość znamionową silnika ω<sub>N</sub>,
- dla momentów: moment znamionowy silnika M<sub>N</sub>,
- dla wielkości w układzie regulacji: wartości odpowiadające znamionowej prędkości i znamionowemu momentowi silnika.

Na podstawie równań modelu Rayleigha układu sprężystego przedstawionych w [2], wyrażone w wielkościach względnych transmitancje operatorowe zamkniętego obwodu regulacji prędkości układu przedstawionego na rys. 1 mają postać:

$$G_{z\omega1}(s) = \frac{\omega_1(s)}{\omega_z(s)} = \frac{G_{\omega}(s)\left(s^2 + \Omega_f^2\right)}{sT_{m1k}\left(s^2 + \Omega_e^2\right) + sk_{\varphi}T_{m2k}\Omega_f^2 + G_{\omega}(s)\left[s^2\left(1 - k_2 T_{m1k}/T_{m0k}\right) + \Omega_f^2\left(1 + k_2\right)\right]}, \quad (1)$$

$$G_{z\omega^2}(s) = \frac{\omega_2(s)}{\omega_z(s)} = \frac{G_{\omega}(s)\left(-s^2 T_{m1k}/T_{m0k} + \Omega_f^2\right)}{sT_{m1k}\left(s^2 + \Omega_e^2\right) + sk_{\varphi}T_{m2s}\Omega_f^2 + G_{\omega}(s)\left[s^2\left(1 - k_2 T_{m1k}/T_{m0k}\right) + \Omega_f^2\left(1 + k_2\right)\right]},$$
(2)

gdzie:

 $G_{\omega}(s)$  - transmitancja operatorowa regulatora prędkości,

 $k_2$ ,  $k_{\varphi}$  - wzmocnienia w obwodach dodatkowych sprzężeń zwrotnych od prędkości  $\omega_2$  i momentu m<sub>s</sub>.

Mechaniczne stałe czasowe modelu Rayleigha układu sprężystego określone są zależnościami:

$$T_{m1k} = \frac{\omega_N (J_1 + J_0/3) (J_2 + J_0/3) - J_0^2/36}{M_N (J_2 + J_0/3)}, \qquad T_{m2s} = \frac{\omega_N (J_2 + J_0/3)}{M_N}$$
(3)

$$T_{m0k} = T_{m1k} \frac{6(J_2 + J_0/3)}{J_0}, \quad T_{m1k} = T_{m1k} \frac{J_2 + J_0/3}{J_2 + J_0/2}, \quad T_{m2k} = T_{m1k} \frac{J_2 + J_0/3}{J_1 + J_0/2}.$$
 (4)

Pulsacje drgań własnych układu sprężystego  $\Omega_e$  i mechanizmu  $\Omega_f$  oraz stała czasowa sprężystości  $T_c$  opisują zależności:

$$\Omega_{c} = \sqrt{\frac{1}{T_{c}} \left( \frac{1}{T_{m1z}} + \frac{1}{T_{m2z}} \right)}, \qquad \Omega_{f} = \sqrt{\frac{1}{T_{c}T_{m2s}}}, \qquad T_{c} = \frac{M_{N}}{c\omega_{N}}.$$
(5)

#### 2.1. Analiza układu z proporcjonalnym regulatorem prędkości

Dla proporcjonalnego regulatora prędkości o transmitancji:

$$G_{\omega}(s) = k_{\omega} , \qquad (6)$$

transmitancja operatorowa (2) zamkniętego obwodu regulacji prędkości przyjmuje postać:

$$G_{z\omega2}(s) = \frac{k_{\omega} \left(-s^2 T_{m1k} / T_{m0k} + \Omega_f^2\right)}{T_{m1k} M(s)},$$
(7)

gdzie:

$$M(s) = s^{3} + s^{2} \frac{k_{\mu\nu}}{T_{m1k}} \left( 1 - k_{2} \frac{T_{m1k}}{T_{m0k}} \right) + s \left( k_{\varphi} \Omega_{f}^{2} \frac{T_{m2k}}{T_{m1k}} + \Omega_{x}^{2} \right) + \frac{k_{\mu} \Omega_{f}^{2}}{T_{m1k}} \left( 1 + k_{2} \right).$$
(8)

Mianownik M(s) można przedstawić w postaci:

$$M(s) = s^{3} + a_{1}\omega_{0}s^{2} + a_{2}\omega_{0}^{2}s + \omega_{0}^{3}.$$
(9)

Biorąc pod uwagę powyższy zapis, tłumienie przebiegów w zamkniętym obwodzie regulacji opisanym transmitancją (7) zależne jest od współczynników  $a_1$  i  $a_2$  wielomianu (9). Wartość współczynnika  $\omega_0$  jest natomiast miarą szybkości działania układu lub miarą jego pasma przenoszenia. Współczynnik tłumienia przebiegów  $\xi$  można związać ze współczynnikami  $a_1$  i  $a_2$  następującą relacją [2]:

$$a_1 = a_2 = 2\xi + 1. \tag{10}$$

Zależność (16) umożliwia dobór parametrów układu sterowania napędu z połączeniem sprężystym przedstawionego na rys. 1 zarówno w przypadku braku dodatkowych sprzężeń zwrotnych, jak i przy dowolnej ich kombinacji.

#### 2.1.1. Układ regulacji z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi

Z zależności (8-10) otrzymuje się następujące wyrażenia na parametry układu regulacji:

$$k_2 = \frac{\omega_0^2 - (2\xi + 1)\Omega_f^2}{\omega_0^2 T_{m1k} / T_{m0k} + (2\xi + 1)\Omega_f^2},$$
(11)

$$k_{\varphi} = \left(2\xi + 1 - \frac{\Omega_{e}^{2}}{\omega_{0}^{2}}\right) \frac{T_{m1k}\omega_{0}^{2}}{T_{m2k}\Omega_{f}^{2}},\tag{12}$$

$$k_{\omega} = \frac{T_{m1k}\omega_0}{1+T_{m1k}/T_{m0k}} \left(2\xi + 1 + \frac{T_{m1k}\omega_0^2}{T_{m0k}\Omega_f^2}\right).$$
(13)

Dla układu regulacji z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi można uzyskać dowolną wartość tłumienia drgań  $\xi$  i dowolną wartość współczynnika  $\omega_0$ . W praktyce jednak należy współczynnik  $\omega_0$  dobierać z uwzględnieniem ograniczeń układowych, limitujących minimalną wartość czasu regulacji.

#### 2.1.2. Układy regulacji z jednym dodatkowym sprzężeniem zwrotnym

#### a) układ z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od momentu w elemencie sprężystym

Zależności na dobór parametrów układu regulacji w przypadku braku sprzężenia od prędkości mechanizmu za połączeniem sprężystym otrzymuje się z równań (11-13), przyjmując wartość współczynnika  $k_2=0$ .

$$\omega_0 = \Omega_f \sqrt{2\xi + 1}, \tag{14}$$
$$k_{\varphi} = \frac{T_{m1z}}{T_{m2s}} \left( \left( 2\xi + 1 \right)^2 - \frac{\Omega_z^2}{\Omega_f^2} \right), \tag{15}$$

$$k_{\omega} = \Omega_f T_{m1k} \sqrt{\left(2\xi + 1\right)^3} \,. \tag{16}$$

b) układ z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od prędkości mechanizmu Podstawiajac w równaniach (11-13)  $k_{\alpha}=0$  otrzymuje się:

$$_{0} = \frac{\Omega_{c}}{\sqrt{2\xi + 1}} , \qquad (17)$$

$$k_2 = \frac{\Omega_e^2 - (2\xi + 1)\Omega_f^2}{\Omega_e^2 T_{m1k} / T_{m0k} + (2\xi + 1)\Omega_f^2} , \qquad (18)$$

$$k_{av} = \frac{T_{m1k}\Omega_{e}}{\left(1 + T_{m1k}/T_{m0k}\right)\sqrt{2\xi + 1}} \left(2\xi + 1 + \frac{T_{m1k}}{T_{m0k}}\frac{\Omega_{e}^{2}}{\Omega_{f}^{2}(2\xi + 1)}\right).$$
(19)

W przypadku zastosowania jednego z dodatkowych sprzężeń zwrotnych (prędkości  $\omega_2$  lub momentu  $m_s$ ) możliwe jest uzyskanie dowolnej wartości współczynnika tłumienia drgań  $\zeta$ . Czas regulacji, uzależniony od współczynnika  $\omega_0$ , jest natomiast zależny zgodnie z wyrażeniami (14) i (17) od parametrów układu sprężystego. Przyjmując wartość współczynnika tłumienia  $\zeta = \sqrt{2}/2$ , korzystniejsze ze względu na krótszy czas regulacji jest stosowanie dodatkowego sprzężenia:

- od momentu sprężystości m<sub>s</sub> dla układów w których  $\frac{\Omega_e}{\Omega_f} > 1 + \sqrt{2}$
- od prędkości mechanizmu  $\omega_2$  dla układów w których  $\Omega_c/\Omega_c > 1 + \sqrt{2}$

#### 2.1.2. Układ regulacji bez dodatkowych sprzężeń zwrotnych

W tym przypadku zarówno tłumienie drgań, jak i czas regulacji zależne są od parametrów układu mechanicznego. Odpowiednie zależności można znaleźć w publikacji [2].

#### 2.2. Analiza układu z proporcjonalno-calkującym regulatorem prędkości

Dla regulatora prędkości typu PI o transmitancji operatorowej:

$$G_{\omega}(s) = k_{\omega} \left( 1 + \frac{1}{sT_{\omega}} \right)$$
<sup>(20)</sup>

transmitancja operatorowa zamkniętego obwodu regulacji prędkości układu przedstawionego na rys. 1 jest równa:

$$G_{z}(s) = \frac{\omega_{2}(s)}{\omega_{z}(s)} = \frac{k_{\omega}(1 + sT_{\omega})\left(-s^{2}\left(T_{m1k}/T_{m0k}\right) + \Omega_{f}^{2}\right)}{T_{\omega}T_{m1k}M(s)}.$$
(21)

Mianownik M(s) jest wielomianem czwartego stopnia:

$$M(s) = s^{4} + \frac{k_{\omega}}{T_{m1k}} \left( 1 - k_{2} \frac{T_{m1k}}{T_{m0k}} \right) s^{3} + \left[ \Omega_{e}^{2} + k_{\varphi} \Omega_{f}^{2} \frac{T_{m2s}}{T_{m1k}} + \frac{k_{\omega}}{T_{\omega} T_{m1k}} \left( 1 - k_{2} \frac{T_{m1k}}{T_{m0k}} \right) \right] s^{2} + \frac{k_{\omega}}{T_{m1k}} \Omega_{f}^{2} \left( 1 + k_{2} \right) s + \frac{k_{\omega}}{T_{\omega} T_{m1k}} \Omega_{f}^{2} \left( 1 + k_{2} \right),$$
(22)

Mianownik M(s) można przedstawić w postaci:

$$M(s) = s^4 + a_1\omega_0 s^3 + a_2\omega_0^2 s^2 + a_3\omega_0 s + \omega^4.$$
 (23)

Współczynnik tłumienia przebiegów  $\xi$  można d tym przypadku związać ze współczynnikami  $a_1$ ,  $a_2$  i  $a_3$  następującą relacją [2]:

$$a_1 = a_3 = 2\sqrt{a_2 - 2} = 4\xi.$$
<sup>(24)</sup>

Podobnie jak dla proporcjonalnego regulatora prędkości, zależności (22-24) umożliwiają dobór parametrów układu regulacji napędu z połączeniem sprężystym zarówno w przypadku braku dodatkowych sprzężeń zwrotnych, jak i przy dowolnej ich kombinacji. Wyrażenia na dobór parametrów układu regulacji napędu z połączeniem sprężystym z proporcjonalno-całkującym regulatorem prędkości oraz uzyskane wartości współczynnika tłumienia drgań  $\xi$  i współczynnika  $\omega_0$  przedstawiono w tabeli 1.

Podobnie jak dla proporcjonalnego regulatora prędkości, układ z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi i regulatorem prędkości typu PI umożliwia uzyskanie dowolnej wartości współczynnika tłumienia drgań  $\xi$  i dowolnej, w ramach ograniczeń układowych, wartości parametru  $\omega_0$ . W przypadku jednego dodatkowego sprzężenia zwrotnego i założonego tłumienia drgań  $\xi = \sqrt{2}/2$  większą wartość współczynnika  $\omega_0$ , a tym samym krótszy czas regulacji uzyskuje się dla sprzężenia:

- od momentu sprężystości m<sub>s</sub> dla układów, w których  $\Omega_e/\Omega_f < \sqrt{3}$ ,

- od prędkości mechanizmu  $\omega_2$  dla układów, w których  $\Omega_e/\Omega_f > \sqrt{3}$ .

W układach sterowania z proporcjonalno-całkującym regulatorem prędkości, w celu ograniczenia przeregulowń w odpowiedzi na skokowe zmiany prędkości zadanej, należy stosować w torze zadawania prędkości filtr inercyjny, o stałej czasowej równej czasowi zdwojenia  $T_{\omega}$  regulatora prędkości [2].

## Tabela 1

Zależności na dobór parametrów układu regulacji napędu sprężystego z proporcjonalno-całkującym regulatorem prędkości

| Rodzaj do-<br>datkowego<br>sprzężenia<br>zwrotnego | Zależności na dobór parametrów układu regulacji  | Tłumienie ξ  | ωο                                     |
|--|--|--|--|
| <i>ω</i> <sub>2</sub> , <i>m</i> <sub>s</sub>      | $k_{2} = \frac{\omega_{0}^{2} - \Omega_{f}^{2}}{\omega_{0}^{2} T_{m1k} / T_{m0k} + \Omega_{f}^{2}},$ $k_{\varphi} = \frac{T_{m1z} [(4\xi^{2} + 1)\omega_{0}^{2} - \Omega_{c}^{2}]}{T_{m2x}\Omega_{f}^{2}}, \qquad T_{\omega} = \frac{4\xi}{\omega_{0}},$ $k_{\omega} = \frac{4\xi\omega_{0}T_{m1k} [1 + T_{m1k} / T_{m0k} (\omega_{0} / \Omega_{f})^{2}]}{1 + T_{m1k} / T_{m0k}},$ | dowolne  | dowolne                                |
| m <sub>s</sub>                                     | $\begin{split} k_{\varphi} &= \frac{T_{mlz}}{T_{m2s}} \Bigg[ 4\xi^2 + 1 - \left(\frac{\Omega_e}{\Omega_f}\right)^2 \Bigg],  k_{\omega} &= 4\xi \Omega_f T_{mlk}, \\ T_{\omega} &= \frac{4\xi}{\Omega_f}, \end{split}$  | dowolne  | Ω,                                     |
| ω2   | $k_{2} = \frac{\Omega_{e}^{2} - \Omega_{f}^{2}(4\xi^{2} + 1)}{\Omega_{e}^{2} T_{m1k} / T_{m0k} + \Omega_{f}^{2}(4\xi^{2} + 1)},  T_{\omega} = \frac{4\xi\sqrt{4\xi^{2} + 1}}{\Omega_{e}},$ $k_{\omega} = \frac{4\xi\Omega_{e} T_{m1k} \left[\Omega_{f}^{2} T_{m0k}(4\xi^{2} + 1) + \Omega_{e}^{2} T_{m1k}\right]}{\sqrt{(4\xi^{2} + 1)^{3}}\Omega_{f}^{2}(T_{m0k} + T_{m1k})},$    | dowolne  | $\frac{\Omega_{z}}{\sqrt{4\xi^{2}+1}}$ |
| brak   | $k_{\omega} = 2T_{m1k}\Omega_f \sqrt{\left(\frac{\Omega_e}{\Omega_f}\right)^2 - 1},  T_{\omega} = \frac{2}{\Omega_f} \sqrt{\left(\frac{\Omega_e}{\Omega_f}\right)^2 - 1}$  | $0.5\sqrt{\left(\frac{\Omega_e}{\Omega_f}\right)^2-1}$ | $\Omega_f$                             |

## 3. WYNIKI BADAN SYMULACYJNYCH I LABORATORYJNYCH

W celu sprawdzenia rozważań analitycznych przeprowadzono badania symulacyine i badania laboratoryine układu napedowego z połaczeniem spreżystym. Parametry układu regulacji dobrano wg przedstawionych w rozdziale 2 zależności. Zarówno układ symulacyjny, jak i laboratorviny umożliwiaja wprowadzanie dodatkowych sprzężeń zwrotnych od wielkości bezpośrednio pomierzonych lub wielkości odtworzonychw obserwatorze. Stosowano dwa rodzaje układu odtwarzania niedostepnych zmiennych stanu:

pierwszy, zwany dalej obserwatorem zredukowanym, opisany jest w publikacjach [2,3]. Umożliwia on odtwarzanie predkości mechanizmu (D) OFAZ kata skrecenia elementu spreżystości (a tym samym pośrednio momentu sprężystości), wielkość jest aczkolwiek ta druga odtwarzana z ustalonym uchybem,

 drugi, zwany dalej <u>obserwatorem mo-</u> <u>mentu spreżystości</u>, opisany w publikacjach [1,5], określony jest zależnościami:

$$\hat{m}_{s} = x - \frac{T_{m1}}{\tau} \omega_{1}, \qquad (25)$$
$$\dot{x} = \frac{1}{\tau} \left( m - \frac{T_{m1}}{\tau} \omega_{1} - x \right)$$

gdzie  $\tau$  jest stałą czasową obserwatora, a  $T_{ml}$ :



- Rys. 2. Schemat blokowy obserwatora momentu sprężystości
- Fig. 2. The block diagram of elastic torque observer



- Rys.3. Przebiegi w modelu układu napędowego z połączeniem sprężystym bez dodatkowych sprzężeń zwrotnych i parametrami regulatora dobranymi jak dla układu sztywnego
- Fig.3. The time courses in the model of the drive with elastic joints without additional feedback loops, the controller parameters are selected the same as in the case of the rigid system

(26)

$$=\frac{J_1\omega_N}{M_N}$$

 $T_{m1}$
Schemat blokowy obserwatora momentu sprężystości przedstawiono na rys. 2.

W badaniach symulacyjnych oraz w układzie laboratoryjnym silnik obcowzbudny prądu stałego zasilany był z czterokwadrantowego przekształtnika tranzystorowego. Podstawowe parametry układu mechanicznego przyjęte do badań symulacyjnych były następujące:

> $J_1 = 0.025 \text{ kg} \cdot \text{m}^2,$   $J_2 = 0.017 \text{ kg} \cdot \text{m}^2,$   $J_0 = 0.004 \text{ kg} \cdot \text{m}^2,$   $c = 100 \text{ N} \cdot \text{m/rad},$   $\Omega_c = 94,0 \text{ rad/s},$  $\Omega_f = 71,6 \text{ rad/s}.$

Wybrane wyniki badań symulacyjnych przedstawione są na rys. 3 - rys. 6. Przedstawiono na nich przebiegi prędkości silnika  $\omega_l$ , prędkości mechanizmu  $\omega_2$ , kąta skręcenia elementu sprężystego  $\varphi$ , prądu silnika *i* oraz momentu obciążenia  $m_m$ , w odpowiedzi na skok jednostkowy prędkości zadanej oraz skokowe zmiany momentu obciążenia.

Dobór parametrów układu regulacji bez uwzględnienia sprężystości połączeń mechanicznych (rys. 3) powoduje powstanie w układzie przebiegów silnie oscylacyjnych, słabo tłumionych. Wprowadzenie dodatkowego sprzężenia zwrotnego od prędkości mechanizmu  $\omega_2$  zrealizowanego za pośrednictwem obserwatora



- Rys. 4. Przebiegi w modelu układu napędowego z połączeniem sprężystym, z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od prędkości ω<sub>2</sub> zrealizowanym przez obserwator, i z regulatorem prędkości typu PI
- Fig. 4. The time courses in the model of the drive with elastic joints; the additional  $\omega_2$  speed feedback is carried out by the observer; the PI-type speed controller is present



- Rys. 5. Przebiegi w modelu układu napędowego z połączeniem sprężystym, z dodatkowymi sprzężeniami zwrotnym od prędkości ω<sub>2</sub> oraz momentu m<sub>s</sub> zrealizowanymi przez obserwator, i z regulatorem prędkości typu PI. ω<sub>0</sub>=100.
- Fig. 5. The time courses in the model of the drive with elastic joints; additional  $\omega_2$  speed feedback and  $m_S$  torque feedback are carried out by the observer; the PI-type speed controller is present,  $\omega_0=100$



- Rys. 6. Przebiegi prędkości mechanizmu przy skokowych zmianach prędkości zadanej i momentu obciążenia dla układu z regulatorem prędkości typu P (a) oraz PI (b):
  - 1 układ bez dodatkowych sprzężeń, dobór nastaw z warunkiem maksymalnego tłumienia,
  - 2 układ z dodatkowym sprzężeniem od prędkości mechanizmu ω<sub>2</sub>,
  - 3 układ z dodatkowym sprzężeniem od momentu sprężystości m<sub>s</sub>,
  - 4 układ z dwoma dodatkowymi sprzężeniami, dla ω0=110
- Fig. 6. The step responses of the load speed in the system with P-type (a) or PI-type (b) speed controller:
  - 1 system without additional feedback loops,
  - 2 system with additional  $\omega_2$  speed feedback,
  - 3 system with additional ms elastic torque feedback,
  - 4 system with two additional feedback loops,  $\omega_0=110$

zredukowanego i dobór parametrów układu regulacji z przedstawionych w rozdziale 2 zależności dla  $\xi = \sqrt{2}/2$ umożliwiają uzyskanie przebiegów silnie tłumionych, ale o dość długim czasie regulacji (rys. 4). Skrócenie czasu regulacji można uzyskać wprowadzając obydwa dodatkowe sprzężenia zwrotne (rys. 5). Przedstawiono na nim także linią przerywaną przebiegi odtworzonych prędkości mechanizmu  $\hat{\omega}_2$  z obserwatora zredukowanego oraz kąta skręcenia  $\hat{\varphi}$  z obserwatora momentu sprężystości.



- Rys. 7. Przebiegi w układzie laboratoryjnym z dodatkowym sprzężeniem od prędkości ω<sub>2</sub> i z regulatorem prędkości typu P
- Fig. 7. The time courses in the laboratory drive with elastic joints with additional load speed feedback; the P-type of speed controller is present

Porównanie właściwości dynamicznych napędu z połączeniem sprężystym dla różnych struktur układu regulacji i regulatorów prędkości typu P oraz PI przedstawiono na rys. 6. Przedstawiono na nim przebiegi prędkości mechanizmu  $\omega_2$  w odpowiedzi na skokowe zmiany prędkości zadanej i momentu obciążenia. Przebiegi te potwierdzają wnioski z rozważań analitycznych: najkrótszy czas regulacji uzyskuje się dla układu z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi (przebiegi nr 4).

Rysunek 7 przedstawia przebiegi otrzymane w laboratoryjnym mikroprocesorowo sterowanym układzie napędowym z połączeniem sprężystym, pracującym w układzie z dodatkowym sprzężeniem od prędkości mechanizmu  $\omega_2$  i z proporcjonalnym regulatorem prędkości. Otrzymano także w tym przypadku praktycznie przebiegi bezoscylacyjne.

#### 4. PODSUMOWANIE

- 1. W przedstawionym w artykule układzie sterowania napędu z połączenim sprężystym, z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi, można uzyskać krótszy czas regulacji aniżeli w znanych układach sterowania z pojedynczymi dodatkowymi sprzężeniami: od prędkości mechanizmu  $\omega_2$  lub od momentu w elemencie sprężystym  $m_s$ .
- W praktycznych zastosowaniach sygnały dodatkowych sprzężeń zwrotnych nie są na ogół dostępne pomiarowo i należy korzystać z układów odtwarzania niedostępnych zmiennych stanu.
- Z dwóch analizowanych układów sterowania z pojedynczym dodatkowym sprzężeniem zwrotnym krótszy czas regulacji, dla najczęściej spotykanego w rzeczywistych układach stosunku pulsacji Ω<sub>c</sub>/Ω<sub>f</sub>, otrzymuje się w układzie ze sprzężeniem od momentu sprężystości m<sub>s</sub>.
- 4. Czas regulacji w układzie sterowania z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi nie może być dowolnie mały. W czasie badań stwierdzono niestabilności układu przy przyjęciu zbyt wysokiej wartości współczynnika  $\omega_0$ . Spowodowane to jest między innymi inercjami wnoszonymi przez obwód regulacji momentu silnika i układy odtwarzania prędkości  $\omega_2$ i momentu  $m_s$ . Wpływ tych inercji na dobór parametrów układu regulacji oraz na właściwości dynamiczne napędu z dwoma dodatkowymi sprzężeniami będzie przedmiotem dalszych badań.

#### LITERATURA

- Brandenburg G: Einfluss und Kompensation von Lose und Coulombscher Reibung bei einem drehzahl- und lagegeregelten, elastischen Zweimassensystem. Automatisierungtechnik, vol.37, No.1, p.23-31, No.3, 1989, pp. 111-119.
- Gierlotka K.: Układy sterowania napędów elektrycznych z elementami sprężystymi. ZN Pol. Śląskiej "Elektryka", z. 129, Gliwice 1992.
- Gierlotka K., Biskup T.: Application of the Load Speed Observer in the Control System of the Drive with Elastic Joint. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, vol. II, High Tatras 1994, pp. 459-464.
- Hubinsky P., Jurišica L. Reducing of Robot End Effector Residual Vibratotion by Means of Control Signal Shaping. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, vol. II, High Tatras 1994, pp. 465-470.
- Ohmae T., Matsuda T, Kanno M., Saito K., Sukegawa T.: A microprocessor-based motor speed regulator using fast-response state observer for reduction of torsional vibration. IEEE Transaction on Industry Application, vol IA-23, No. 5, 1987, pp. 863-871.
- Tomei P.: An observer for elastic joint robots. IEEE Transactions on Automatic Control, vol.35, No 6, 1990, pp. 739-743.
- Tondos M.: Zasady odtwarzania momentu obciążenia w napędach z połączeniami sprężystymi. SPETO, Wisła 1992, s. 309-316.

#### Recenzent: Dr hab. inż. Maciej Tondos

Wpłynęło do Redakcji dnia 20 czerwca 1995 r.

#### Abstract

Additional feedback loops are used in the control systems of the drive with elastic joint to obtain the strong vibrations damping. The control system with additional feedback of the torque in elastic joint is presented in the papers [1,5]. Papers [2] and [3] describe the control systems with additional feedback of the load speed behind elastic joint. It is possible to get strong vibrations damping in these both control systems, but the setting time, conditioned by parameters of the elastic system, may be to long.

The control system of drive with elastic joint, in which two additional feedback loops are used at the same time, is presented in the paper. Its functional diagram is presented in Fig. 1. The additional feedback of the load speed is connected to input of the speed controller. The signal of the second additional feedback, of the elastic torque, is subtracted from the speed controller output. Rayleigh's model of elastic system is used in the analysis of the control system. The closed loop transfer functions of the drive with elastic joint, and with two additional feedback loops, are given by equations (1) and (2).

Using method presented in paper [2], the parameters for the control system with P-type of the speed controller (Eq. 11-13) and for the control system with PI-type of the speed controller (Table 1), have been determined. A comparison of dynamical properties of the described control system with other control systems has been made in the paper (Fig. 6). The presented in the paper control system makes possibly to obtain any value of the damping coefficient and short setting time (independent of parameters of the mechanical system). The variables used in feedback loops may not be available directly (by measurement). In this case they have been computed using state observers (Fig. 2). The results of simulation tests (Fig. 3 - 5) and laboratory tests (Fig. 7) of the drive with elastic joint have been presented in this paper.

Marian HYLA Marcin KASPRZAK Kazimierz GIERLOTKA Tadeusz RODACKI

# MIKROPROCESOROWY REGULATOR WSPÓŁBIEŻNOŚCI NAPĘDÓW REALIZACJA PRAKTYCZNA

Streszczenie. Artykuł zawiera opis cyfrowego regulatora współbieżności napędów z mikrokontrolerem jednoukładowym Intel 80C51GB. Przedstawiono strukturę układu regulacji oraz wymagania dotyczące regulatora. Omówiono realizację sprzętową i programową. Współdziałanie regulatora z napędami przemysłowej taśmy montażowej zobrazowano oscylogramami oraz omówiono powstałe problemy i sposób ich rozwiązania. Wnioski zawierają najistotniejsze wskazówki projektowe.

# THE MICROPROCESOR DRIVE'S CONCURRENCY CONTROLLER - PRACTICAL REALIZATION

**Summary.** The description of the digital drive's concurrency controller based on single-chip microcontroller Intel 80C51GB the article consists. The structure of control system and requirements regarded to controller have been presented. The hardware and software realization have been discused. The Controller and the industrial assembly belt co-operation have been depicted on oscillograms, problems and its solve means have been discused. Conclusions include some important design instructions.

#### 1. WPROWADZENIE

W Zakładzie Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki IETiP prowadzone są prace związane z wykorzystaniem mikrokontrolerów jednoukładowych do sterowania urządzeń energoelektronicznych i układów napędowych. Opracowano między innymi cyfrowy regulator uniwersalny (ciśnienia, poziomu cieczy...) [1] sterownik prostownika trójfazowego [2], sterownik trójfazowego falownika napięcia (MSI) [3], sterownik falownika prądu dla napędów z silnikiem asynchronicznym [4] oraz sterowniki tranzystorowych przekształtników DC/DC. Część tych układów [1, 3] z dużym powodzeniem wdrożono do produkcji seryjnej.

Regulator współbieżności napędów zaprojektowano i wykonano na specjalne zamówienie, przy następujących zasadniczych wymaganiach technicznych:

- utrzymywanie współbieżności silników napędowych taśmy montażowej o długości kilkudziesięciu metrów, łagodny rozruch,
- wysoka niezawodność i odporność na zakłócenia (EMI),
- zapewnienie ciągłego pomiaru (on line) niewspółbieżności napędów,
- wykrywanie zwiększonych oporów ruchu i zacięć linii z jednoczesną sygnalizacją
  ostrzegawczą i samoczynnym awaryjnym zatrzymaniem.

W celu realizacji przedstawionych wymagań wybrano, sprawdzony we wcześniejszych pracach wdrożeniowych, system z mikrokontrolerem jednoukładowym Intel 80C51GB. Zastosowanie powyższego kontrolera pozwoliło spełnić wymagania odnośnie do niezawodności, funkcjonalności oraz ceny regulatora.

Na rysunku 1 przedstawiono schemat układu napędowego z cyfrowym regulatorem współbieżności. Taśma montażowa o długości kilkudziesięciu metrów napędzana jest w dwóch przeciwległych końcach silnikami prądu stałego o mocy około 4 kW. Przeniesienie napędu odbywa się za pomocą wielostopniowej przekładni zębatej współpracującej z ogniwami łańcucha ciągnącego. Prędkość lini wynosi ok. 2 m/s. Silniki zasilane są z tyrystorowych przekształtników typu SIMOREG firmy Siemens. Każdy z napędów (*MASTER i SLAVE*) pracuje z zewnętrzną pętlą prędkościowego sprzężenia zwrotnego z tachoprądnic *TG* oraz z wewnętrzną pętlą prądowego sprzężenia zwrotnego. Dla regulatora współbieżności dostępne są sygnały z przetworników obrotowo-impusowych *IMP* zamontowanych na wałach obu silników.



Rys. 1. Schemat blokowy układu napędowego z regulatorem współbieżnościFig. 1. Block diagram of drive system with digital concurrency controller

Zadaniem regulatora współbieżności jest takie sterowanie prędkością napędów MASTER i SLAVE, aby droga kątowa przebyta przez oba silniki od chwili synchronizacji była jednakowa.

Przy założeniu bezpoślizgowych przekładni oraz identyczności wszystkich ogniw łańcucha ciągnącego, taki układ regulacji powinien zapewnić jego równomierny rozkład na całej długości.

Regulator zadaje identyczną prędkość  $n_z$  (zadaną) dla obu napędów. Droga kątowa wykonana przez oba silniki określana jest na podstawie zliczania impulsów z przetworników obrotowo-impulsowych. Na tej podstawie obliczana jest również prędkość napędów. Porównując przebytą drogę kątową przez napędy MASTER i SLAVE regulator wypracowuje sygnał korekcyjny prędkości zadanej k dla napędu SLAVE, utrzymując błąd drogi (niewspółbieżność napędów) na wartości równej zero.

Dodatkowe, istotne wymagania stawiane układowi regulacji to:

- możliwość przełączenia w tryb pracy ręcznej (np. w wypadku awarii regulatora),
- cyfrowy pomiar prędkości linii,
- możliwość synchronizacji punktu zerowej niewspółbieżności napędów,
- możliwość wprowadzania maksymalnej dopuszczalnej niewspółbieżności dla celów sygnalizacji stanów awaryjnych,
- zapamiętanie i odtworzenie niewspółbieżności napędów oraz parametrów nastawianych po przerwach produkcyjnych i wyłączeniu zasilania regulatora.

47

#### 2. REALIZACJA REGULATORA WSPÓŁBIEŻNOŚCI

Regulator współbieżności składa się z trzech separowanych galwanicznie podstawowych bloków: systemu mikroprocesorowego z konsolą operatorską, wejść impulsowych i formowania sygnału oraz układów wyjść analogowych i cyfrowych.

System mikroprocesorowy oparty jest na układzie Intel 80C51GB. Charakteryzuje się on dużą funkcjonalnością i posiada m. in. [6,7,8]:

- wbudowny 8-kanałowy 8-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy (tp=208µs / 8 kanałów),
- 48 programowalnych linii wejścia wyjścia, programowalny port szeregowy,
- trzy wewnętrzne 16-bitowe liczniki czasomierze o czterech trybach pracy,
- dwa zespoły liczników programowalnych PCA (Programmable Counter Arrays) a w tym: zespół szybkich wyjść cyfrowych, modulator szerokości impulsów, układ ponownego startu (watchdog timer),
- możliwość współpracy z zewnętrzną pamięcią programu o pojemności do 521 kB,
- 256 bajtów wewnętrznej pamięci RAM; 15 źródeł przerwań (wewnętrznych i zewnętrznych),
- możliwość pracy z rezonatorem 16 MHz,
- obszerną listę instrukcji arytmetyczno-logicznych łącznie z mnożeniem i dzieleniem stałoprzecinkowym liczb ośmiobitowych.

W systemie regulatora procesor współpracuje z pamięcią programu EPROM 32kB oraz pamięcią EEPROM dla parametrów regulacji i błędu niewspółbieżności. Konsola operatora zawiera klawiaturę, wyświetlacze, potencjometr nastawczy i wskaźniki sygnalizacyjne.

System µP separowany jest od zewnętrznych układów Wejścia-Wyjścia łączami transoptorowymi. Zapewnia to wysoką odporność układu na zakłócenia zwiększając jednocześnie jego niezawodność.

Układy wejść impulsowych *We1-We3* przystosowane są do współpracy z przetwornikami obrotowo-impulsowymi *IMP*. Każdy z torów wejściowych zawiera filtr przeciwzakłóceniowy, ogranicznik napięcia wejściowego oraz układ formowania impulsów z komparatorem o kilkuwoltowej histerezie. Łączem transoptorowym sygnał podawany jest do układu dzielników impulsów systemu µP. Odkłócenie i prawidłowa detekcja sygnałów impulsowych decydują o poprawności funkcjonowania układu regułacji. Jest to szczególnie istotne przy znacznych odległościach transmisji sygnału w obrębie silnych zakłóceń elektrycznych.



Rys. 2. Schemat blokowy cyfrowego regulatora współbieżności

Fig. 2. Block diagram of digital concurrency controller

Taka sytuacja wystąpiła w omawianym układzie – zastosowanie przewodów z uziemionymi ekranami oraz poprawnie zaprojektowanego układu wejścia okazało się skuteczne. Alternatywnym rozwiązaniem było stosowanie łączy światłowodowych. Wejścia cyfrowe *We4-We5* współpracują z układem sterowania taśmy montażowej.

Wartości prędkości zadanej i korekcji przesyłane są z poziomu systemu  $\mu$ P łączem transoptorowym z wykorzystaniem techniki modulacji szerokości impulsów (PWM 11 kHz, rozdzielczość 1/256). Stała czasowa filtrów dolnoprzepustowych  $T_F=1ms$ . Sygnał prędkości zadanej  $\mathbf{n}_Z$  (*Wy A1*) wynosi 0-10 V, a sygnał korekty k (*Wy A2*) wynosi -10 do +10 V.

Dwustanowe wyjście cyfrowe *Wy C1* współpracuje z układem sterowania taśmy. Przekaźniki *P1* i *P2* służą do sygnalizacji awarii i sterowania urządzeniami zewnętrznymi.

Regulator wymaga trzech oddzielnych, separowanych galwanicznie napięć zasilania. Zastosowano zasilacze z przetwornicą wysokiej częstotliwości i transformatorem o małych pojemnościach międzyuzwojeniowych. Zapewniają one wysoką odporność na zakłócenia sieciowe.

#### 3. OPROGRAMOWANIE

Program obsługi regulatora oprócz standardowych procedur komunikacji z konsolą operatorską (klawiatura, wyświetlacze) oraz konwersją wartości binarnych na kod BCD zawiera procedury charakterystyczne dla regulatora współbieżności, a między innymi:

- pomiaru prędkości rzeczywistej taśmy oraz niewspółbieżności (wskazanie cyfrowe w centymetrach lub procentach dopuszczalnej niewspółbieżności ΔS<sub>max</sub>),
- zapisu aktualnej niewspółbieżności do pamięci EEPROM przy każdym zatrzymaniu napędów oraz odczytu po inicjalizacji systemu,
- ustawienia punktu synchronizacji oraz Samoczynnej Korekcji Punktu Synchronizacji,
- procedury obsługi stanów awaryjnych.

Regulacja wykonywana jest w podprogramie obsługi przerwania zegarowego z okresem  $t_i = 15$  ms. Sygnałem błędu jest niewspółbieżność napędów rozumiana jako różnica dróg kątowych silnika MASER i SLAVE ( $\Delta S = S_m - S_S$ ). W celu uniknięcia obliczeń na liczbach kilkubajtowych i zmniejszenia pojemności liczników drogi, błąd drogi obliczany jest jako suma błędów z przedzialów czasu  $t_i$ .

$$\Delta S_n = S_{Mn} - S_{Sn} = \sum_{i=1}^n (S_{Mi} - S_{Si})$$
(1)

Zastosowano algorytm regulacji typu PI z nieliniową częścią proporcjonalną P oraz dwustrefową częścią całkującą I. Ośmiobitowa wartość korekcji k, wyliczona w każdym kroku regulacji, jest wpisywana do bufora modulatora szerokości impulsów (PWM). Synchronizacja odbywa się przez wpisanie wartości zero do bufora błędu drogi  $\Delta$ S. Korekcja punktu synchronizacji jest wpisaniem liczby różnej od zera - wartość jej odpowiada drodze liniowej (np. w cm), o którą ma zostać "naciągnięty lub zluzowany" łańcuch ciągnący taśmy montażowej.

#### 4. PRÓBY RUCHOWE I WYNIKI POMIARÓW

Ze względów ekonomicznych (przerwy produkcyjne), wstępne testy regulatora przeprowadzono na modelu napędu wykorzystującym przetworniki napięcie/częstotliwość. Nastawy regulatorów zweryfikowano doświadczalnie w trakcie prac rozruchowych, bezpośrednio na obiekcie. Regulator utrzymywał współbieżność napędów MASTER i SLAVE. Zarejestrowano przebiegi sygnału analogowego korekty prędkości k dla napędu SLAVE w stanach zaburzeniowych.

Na rysunkach 3a i 3b przedstawiono odpowiedzi k regulatora, wywołane korektą punktu synchronizacji o 5 cm. W pierwszym przypadku łańcuch przy napędzie *SLAVE* przyspieszono, a w drugim opóźniono o 5 cm. Czas regulacji w obu przypadkach wynosił ok. 20 sekund.

Rysunek 3c przedstawia odpowiedź k regulatora na dwusekundowe wyłaczenia: najpierw napędu MASTER, później napędu *SLAVE*. Czasy regulacji wynosiły ok. 10 sekund.

Jak wspomniano na wstępie, układ regulacji współbieżności zapewnia równomierny rozkład łańcucha i powstających w nim naprężeń przy założeniu identyczności wszystkich jego ogniw. W trakcie prób układu okazało się, że założenie to nie jest spełnione. Utrzymanie jednakowej drogi kątowej przebytej przez oba napędy nie zapewniło jednakowych obciążeń obu silników i równomiernego rozkładu łańcucha. Stwierdzono, że znaczny jego fragment składa się z ogniw o mniejszej długości w stosunku do pozostałych. W zależności od położenia wadliwej partii łańcucha w stosunku do stacji napędowej, występowały naprzemienne, nierównomierne obciążenia silników napędowych. Prąd jednego wzrastał do wartości ograniczenia prądowego przy minimalnym prądzie drugiego. W innych położeniach łańcucha silniki obciążały się równomiernie.

Aby wyeliminować stany, w których jeden z silników przejmuje całe obciążenie taśmy (nieprawidłowy rozkład naprężeń w łańcuchu), wprowadzono do oprogramowania regulatora funkcję Samoczynnej Korekcji Punktu Synchronizacji. Wejście jednego z silników w strefę ograniczenia prądowego, ogranicza jego moment napędowy. Powoduje to rozsynchronizowanie napędów (ΔS różne od zera) i "nasycenie" części całkującej regulatora współbieżności. Jest to sygnałem do przeprowadzenia korekcji punktu synchronizacji o wartość zapewniającą równomierny naciąg łańcucha. Przez cały czas kontrolowana jest wartość niewspółbieżności względem pierwotnego punktu synchronizacji.

Na rysunku 3d przedstawiono przebiegi sygnału k przy samoczynnej korekcji. W celu uniknięcia przypadkowych zadziałań, zastosowano 10-sekundową zwłokę od chwili nasycenia integratora. Korekta synchronizacji wynosiła 12 cm i była dobrana doświadczalnie. Czas regulacji wyniósł około 30 sekund.



Rys. 3. Oscylogramy sygnału korekty prędkości k w stanach nieustalonych

Fig. 3. Transient states oscyllograms of the speed correction signal k

#### 5. WNIOSKI

Na podstawie wcześniejszych doświadczeń z mikroprocesorowymi układami regulacji oraz prób ruchowych regulatora współbieżności sformułowano następujące wnioski:

- Jeśli to możliwe, należy stosować separację galwaniczną systemu mikroprocesorowego od pozostałej części układu sterowania. Zapewnia to odporność układu na zakłócenia zwiększając jego niezawodność. Zastosowanie zasilaczy z przetwornicą wysokiej częstotliwości i transformatorem o małych pojemnościach międzyuzwojeniowych wydaje się być konieczne.
- Aby zapewnić poprawną pracę regulatora, w przypadku występowania silnych zakłóceń sygnału z przetworników obrotowo-impulsowych, należy rozważyć możliwość zastosowania łączy światłowodowych.

- Jak wynika z treści artykułu, utrzymywanie współbieżności nie zawsze prowadzi do poprawnego funkcjonowania układu napędowego. Alternatywnym rozwiązaniem jest zastosowanie dodatkowych sprzężeń zwrotnych od prądów silników, co dodatkowo skomplikowałoby układ regulacji.
- Pomiary wykazały, że Automatyczna Korekta Synchronizacji zapewnia poprawną pracę układu. Wartość koniecznej poprawki jest zależna od nastawy ograniczeń prądowych silników. Niżej ustawionym ograniczeniom odpowiadają mniejsze nierównomierności naprężeń łańcucha i mniejsza wartość wprowadzanej korekty. Korekta jest natomiast wykonywana częściej.
- Prędkość taśmy w przedstawionym układzie zadawana jest sygnałem nz. W celu zapewnienia dokładnej prędkości linii, możliwe jest wprowadzenie dodatkowej pętli prędkościowego sprzężenia zwrotnego (rys.1., strzałka przerywana). Taki nadrzędny regulator prędkości powinien być bardzo wolny i działać jedynie korekcyjnie na zadajnik prędkości.
- Wprowadzenie rozruchu z nastawialną stromością narastania prędkości zadanej nz zmniejszyło możliwość zerwania łańcucha ciągnącego.

#### LITERATURA

- Kasprzak M., Biskup T.: Uniwersalny regulator cyfrowy wielkości wolnozmiennych do współpracy z falownikami napięcia i prądu. V Sympozjum Podstawowe Problemy Energoelektroniki, Gliwice-Ustroń 15-18.03.1993, materiały konferencyjne str. 494-501.
- Kaczmarczyk Z., Biskup T.: Sterownik prostownika z mikrokontrolerem Intel 80C51GB. Przegląd Elektrotechniczny 1994, z.7.
- Biskup T.: Zastosowanie mikrokontrolera Intel 80C196KC do sterowania falownikiem napięcia 80 kVA. Nowoczesne metody sterowania w energoelektronice i napędzie elektrycznym, Łódź-Dobieszków 8-10.12.1993, materiały konferencyjne s. 52-58.
- Nowak A.: Mikroprocesorowy sterownik falownika prądu z diodami odcinającymi do zasilania silnika asynchronicznego. Praca dyplomowa magisterska, Gliwice 1994.
- Gierlotka K., Biskup T.: Application of the Load Speed Observer in the Control System of the Drive with Elastic Joint, International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, EDPE'94, The High Tatras, Slovakia, 18-20.10.1994, s.465-470.

- 6. INTEL: 8 bit embedded controller handbook. 1991
- 7. INTEL: Embedded controler aplications handbook. 1991
- 8. Rydzewski A .: Mikrokomputery jednoukładowe MCS-51. WNT, Warszawa 1992
- 9. WÓJCIAK A .: Mikroprocesory w układach przekształtnikowych. WNT, Warszawa 1992

Recenzent: dr hab. inż. Maciej Tondos

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 lipca 1995 r.

#### Abstract

Digital concurrency controller of two drives of the assembly belt is presented in the paper. The controller ought comply with the next main operational requirements:

- concurrency and soft start of the two motors driving the assembly belt several hundred meters long,
- high reliability and electromagnetic interference insensitivity,
- · concurency measurement on line,
- detection and signalling of the excessive frictional drags and jamming of the assembly belt,
- automatic emergency stoppage of the belt.

Microcontroller Intel 80C51GB has been applied in the concurrency controller. The drive system is presented in Fig. 1. Two dc motors, are fed from thyristor converters. The control system of each drive (MASTER and SLAVE) contain the inner loop of the current control and the outer loop of the speed control. Signals from the rotary-impulse converters are connected to input of the microprocessor based concurrency controller. The two output signals of the concurrency controller are:

• speed reference n<sub>z</sub> for both drives,

• speed correction k for SLAVE drive, ensuring concurrency of the both motors.

The block diagram of the concurrency controller is presented in Fig. 2. The microprocessor unit contain Intel 80C51GB microcontroller with 256 B RAM memory and 32 kB EPROM memory. All inputs and outputs of the controller are separated with the transoptors. All inputs contain filters, voltage limiters and systems of impulse shaping with comparators. Output signals (speed reference  $n_z$  and speed correction k) are sent to analogue devices by pulse width

modulation (PWM) unit of the microcontroller. It is used proportional and digital (PI) algorithm of the concurrency control.

Results of the test of the assembly belt working with presented concurrency controller, measured in disturbance states of the drive, are presented in Fig. 3. In all tests the currency controller gave the zero value of the steady state error of the motors inconcurrency.

Contraction of the second second

#### And a second provide a second second

Marian HYLA Andrzej LATKO

#### WYBRANE PROBLEMY UKŁADU REGULACJI NAPĘDU Z SILNIKIEM TARCZOWYM PRĄDU STAŁEGO Z MAGNESAMI TRWAŁYMI

Streszczenie. W artykule przedstawiono problemy związane z układami regulacji silników tarczowych. Zostały ogólnie omówione sposoby realizacji tego typu układów regulacji. Skupiono się przede wszystkim na regulatorach cyfrowych realizowanych z wykorzystaniem programowalnych sterowników logicznych oraz mikrokomputerów jednoukładowych. Artykuł zawiera także opis i wyniki realizacji praktycznej cyfrowego regulatora położenia na mikrokomputerze jednoukładowym INTEL 80C51GB. Napęd z silnikiem tarczowym prądu stałego z magnesami trwałymi zasilany z mostkowego tranzystorowego przekształtnika typu DC/DC został przebadany w układzie regulacji prędkości oraz w układzie regulacji położenia.

# DRIVE CONTROL SYSTEM OF DC DISK MOTOR WITH PERMANENT MAGNETS - SELECTED PROBLEMS

Summary. In this paper problems connected with drive control system based on DC disk motors are concerned. Ways of this control system realisation and its construction based on programmable logic controllers or singlechip microcomputers are described in general. Also description and results of practical realisation of digital position control system with singlechip microcontroller INTEL 80C51GB applied are included in the paper. The research was carried out with DC disk motor supplied with DC/DC converter in speed and position control system.

#### 1. WPROWADZENIE

W Instytucie Elektrotechniki Teoretycznej i Przemysłowej prowadzone są prace związane ze sterowaniem i regulacją układów energoelektronicznych i napędowych. Jednym z kierunków badań są układy z silnikami tarczowymi prądu stałego z magnesami trwałymi. Ważnym problemem jest w tym przypadku pełne wykorzystanie możliwości, jakie daje silnik tarczowy w zakresie właściwości dynamicznych. Małe stałe czasowe (elektromagnetyczna i elektromechaniczna) wynikają bezpośrednio z jego konstrukcji. Wirnik w tego typu silniku stanowi cienka tarcza (grubości około 1mm) o małej masie i uzwojeniach wytrawianych lub naklejanych bezpośrednio na tarczy z materiału dielektrycznego. W związku z tym, aby w pełni wykorzystać dynamikę silników tarczowych, należy stosować zarówno szybkie układy regulacji, jak i odpowiednie układy zasilania o szybkiej reakcji na zmianę sterowania. Ze względu na dobrą dynamikę, silniki te znalazły szczególnie zastosowanie w napędach pozycjonujących, na przykład w napędach robotów, gdzie dodatkowo istotne są małe rozmiary tych silników.

#### 2. STRUKTURA UKŁADU REGULACJI POŁOŻENIA

Schemat blokowy układu regulacji położenia przedstawia rys. 1



Rys. 1. Struktura układu regulacji położenia. Rα- regulator położenia, Rω- regulator prędkości, Ri- regulator prądu, P- przekształtnik DC/DC lub AC/DC, UP- układy pomiarowe, M- silnik tarczowy

Fig. 1. Position control structure. Rα- position controller, Rω- speed controller, Ri- current controller, P- DC/DC or AC/DC converter, UP- measuring circuits, M- disk motor

W celu pełnego wykorzystania dynamiki silnika tarczowego przekształtnik zasilający nie powinien wprowadzać do układu dodatkowych znaczących stałych czasowych. Z tego względu klasyczne układy prostownikowe tyrystorowe niezbyt nadają się do zasilania tego typu silników. Zasilacze realizuje się opierając się na w pełni sterowalnych zaworach energoelektronicznych. W praktyce są to przekształtniki DC/DC, najczęściej tranzystorowe.

W układzie regulacji przedstawionym na rys. 1 występuje konieczność pomiaru wartości prądu twornika, prędkości i kąta obrotu wału silnika. Pomiaru prądu twornika oraz prędkości wirnika silnika wykonuje się zazwyczaj tradycyjnymi metodami.

Pomiar prądu w układach malej mocy jest realizowany za pomocą bocznika rezystancyjnego, a przy większych mocach stosuje się przekładniki prądowe prądu stałego w obwodzie twornika. Pomiaru prędkości dokonuje się najczęściej za pomocą tachoprądnic lub przetworników obrotowo-impulsowych zliczając ilość impulsów w określonym przedziale czasu.

Przetworniki obrotowo-impulsowe można wykorzystać do określenia kąta obrotu wału silnika poprzez ciągłe zliczanie impulsów z przetwornika. Inną metodą pomiaru kąta obrotu jest zastosowanie transformatora położenia kątowego (tzw. resolwera). Urządzenie to posiada w wirniku dwa uzwojenia przesunięte względem siebie o 90°, oraz jedno uzwojenie w stojanie. Zasilając uzwojenia wirnika napięciami sinusoidalnymi o jednakowej częstotliwości i amplitudzie, przesuniętymi w fazie względem siebie o 90°, uzyskuje się w resolwerze wirujące, kołowe pole elektromagnetyczne. Pole to indukuje w uzwojeniu stojana napięcie sinusoidalne. Przesunięcie fazowe między napięciem indukowanym w stojanie a jednym z napięć zasilających wirnik jest proporcjonalne do położenia wirnika względem stojana resolwera. W praktyce to przesunięcie fazowe wyznacza się wykorzystując miejsca przejścia przez zero poszczególnych sygnałów napięciowych. Aby pomiar był poprawny, częstotliwość ( $\omega$ ) napięć zasilających resolwer musi być o wiele większa od prędkości obrotowej ( $\omega$ s) wirnika oraz stabilna w czasie. Stabilność częstotliwości uzyskuje się stosując generatory z syntezą cyfrową lub analogowe opierając się na mostku Wiena.

W przypadku cyfrowych układów regulacji należy mieć na uwadze dodatkowe opóźnienia wprowadzane przez przetworniki analogowo-cyfrowe A/C w pętlach sprzężeń zwrotnych.

Regulatory wykonywane są w postaci analogowej, cyfrowej (układy mikroprocesorowe, programowalne sterowniki logiczne) lub hybrydowej z analogowym regulatorem prądu lub prądu i prędkości. Cyfrowy algorytm regulacji realizuje się najczęściej opierając się na mikrokomputerach jednoukładowych lub programowalnych sterownikach logicznych. W praktyce cyfrowym algorytmem całkowania jest metoda prostokątów ze względu na wystarczającą dokładność i krótki czas obliczeń, który przy silnikach tarczowych ma istotne znaczenie.

Współczesne programowalne sterowniki logiczne są wystarczająco szybkie, aby je można stosować w układach regulacji silników tarczowych. Ich niewątpliwą zaletą jest ich uniwersalność, dostosowanie do warunków przemysłowych oraz bogate oprogramowanie. Użytkownik zazwyczaj ma możliwość pisania i edytowania programu jednym z trzech sposobów:

- w postaci schematu stykowego,
- w postaci bloków funkcjonalnych,
- w postaci listy kolejnych instrukcji.

Istnieją sterowniki, które mają procedury regulacyjne (PID) jako składnik języka programowania. W przypadku sterowników o budowie modułowej można wykorzystać moduły niezależnych regulatorów przeznaczone do wykorzystania w układach regulacji napędów. Moduły te w dużym stopniu działają niezależnie od jednostki centralnej programowalnego sterownika logicznego. Dodatkowe oprogramowanie umożliwia wizualizację procesu regulacji. Ponadto programowalne sterowniki logiczne są konstruowane do pracy w sieci, co umożliwia ich współpracę i wymianę danych między sobą i środowiskiem zewnętrznym.

Dobór nastaw regulatorów cyfrowych przeprowadza się korzystając z transmitancji dyskretnej obiektu regulacji lub na podstawie kryteriów Kesslera. W praktyce wstępnie stosuje się kryteria Kesslera z późniejszą weryfikacją nastaw na rzeczywistym obiekcie regulacji.

# 3. REALIZACJA PRAKTYCZNA UKŁADU REGULACJI NAPĘDU Z SILNIKIEM TARCZOWYM

W Zakładzie Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki zbudowano stanowisko laboratoryjne oraz przeprowadzono badania układu regulacji przedstawionego na rys. 2.

Obiektem regulacji był silnik tarczowy typu:

- PTM-200/R o następujących danych znamionowych:

-  $P_n$ =1000 W,  $I_n$ =14.5 A,  $U_n$ =90 V,  $n_n$ =3000 obr/min,  $T_m$ =11 ms,  $T_g$ =100 µs.

Był on sprzęgnięty mechanicznie z:

- tachoprądnicą typu PATO-79-i4,

- transformatorem położenia kątowego typu LTSallc.

Pomiar prądu w obwodzie twornika silnika tarczowego został zrealizowany za pomocą bocznika rezystancyjnego.

Położenie wirnika silnika tarczowego było mierzone za pomocą transformatora położenia kątowego. Uzwojenia wirnika resolwera były zasilane napięciami sinusoidalnymi, przesuniętymi w fazie względem siebie o kąt 90°, o częstotliwości 2.5 kHz. Sinusoidalne napięcie zasilające było dostarczane z generatora z mostkiem Wiena, charakteryzującego się dużą stabilnością pracy, poprzez wtórnik emiterowy, który zapewniał, że generator nie będzie nadmiernie obciążany. Czas mierzony, z wykorzystaniem liczników PCA mikrokontrolera INTEL 80C51GB, pomiędzy przejściem przez zero jednego z napięć wirnika resolwera



- Rys. 2. Struktura układu regulacji położenia. Rα- regulator położenia, Rω- regulator prędkości, Ri- regulator prądu, P- przekształtnik DC/DC, BP- bocznik rezystancyjny w obwodzie twornika, M- silnik tarczowy, TG- tachoprądnica, TK- transformator położenia kątowego
- Fig. 2. Position control structure. Rα- position controller, Rω- speed controller, Ri- current controller, P- DC-DC converter, BP- resistant shunt in armature circuit, M- disk motor, TG- rate generator, TK- resolver

a napięciem stojana jest proporcjonalny do kąta położenia wału silnika i stanowił on sygnał rzeczywisty położenia dla regulatora Rα.Przekształtnik DC/DC zasilający silnik wykonano w postaci pełnego mostka tranzystorowego opierając się na modułach tranzystorów IGBT. Sterowanie prędkością obrotową silnika odbywało się poprzez zmianę wartości średniej napięcia wyjściowego przekształtnika, co było uzyskiwane metodą modulacji szerokości impulsów.

Cyfrowe regulatory położenia, prędkości i prądu zrealizowano przy pomocy systemu mikroprocesorowego zbudowanego na mikrokomputerze jednoukładowym 80C51GB. Układ posiada możliwość wyboru typu regulatora (P, PI) i struktury układu regulacji (regulacja położenia lub regulacja prędkości poprzez odłączenie regulatora położenia) oraz zmiany nastaw poszczególnych regulatorów realizowaną z klawiatury. Nastawy regulatorów zostały dobrane na podstawie kryteriów Kesslera. Przykładową odpowiedź na skok jednostkowy prędkości zadanej w układzie regulacji prędkości przedstawia rys. 3. Przebieg ma kształt charakterystyczny dla napędu z silnikiem obcowzbudnym z układem regulacji, którego nastawy zostały dobrane według kryteriów Kesslera. Natomiast przebieg prędkości w układzie regulacji położenia przedstawia rys. 4.

Przy nastawach regulatorów dobranych według kryteriów Kesslera wystąpiły oscylacje prędkości przy osiąganiu pozycji zbliżonej do zadanego końcowego położenia (rys. 4.). Po skorygowaniu nastaw wyeliminowano to zjawisko, co przedstawia rys. 5.



Rys. 3. Przebieg prędkości obrotowej silnika w odpowiedzi na skok jednostkowy prędkości zadanej w układzie regulacji prędkości

Fig. 3. Disk motor speed step function transient response with speed controller applied



Rys. 4. Przebieg prędkości obrotowej silnika Rys. 5. Przebieg prędkości obrotowej silnika tarczowego w układzie regulacji położenia

- Fig. 4. Waveform of motor speed with position controller applied
- tarczowego w układzie regulacji położenia po skorygowaniu nastaw regulatorów
- Fig. 5. Waveform of motor speed with position controller applied after correction of controllers' settings

#### 4. PODSUMOWANIE

Przeprowadzone badania były pierwszym etapem prac związanych z układami regulacji napędów robotów przemysłowych. Zostały sprawdzone koncepcje dotyczące metod sterowania silników tarczowych. W przyszłości badania będą kontynuowane z napędami robota spawalniczego typu OJ-10 produkowanego przez słowackie zakłady PDS w Detvie.

#### LITERATURA

- Warszawskie Zakłady Maszyn Elektrycznych WAMEL Katalog wyrobów.
  Wydawnictwa Przemysłu Maszynowego WEMA, Warszawa 1982.
- Senderski A.: Struktury napędów pozycyjnych wybrane problemy. Materiały konferencyjne Nowoczesne metody sterowania w energoelektronice i napędzie elektrycznym, Łódź-Dobieszków 8-12 grudzień 1993, s. 571-580.
- 3. GTR Module Data book. Toshiba Corporation 1989.
- 4. GTR Module Applications Notes. Toshiba Corporation 1989.
- SIMATIC S5. S5-115U Programmable Controller. Catalogue ST 52.3 1990, Siemens AG 1990
- 6. Embedded Controller Applications Handbook. INTEL 1991.
- 7. 8-bit Embedded Controller Handbook. INTEL 1991.
- Rydzewski A.: Mikrokomputery jednoukładowe rodziny MCS-51. WNT, Warszawa 1992.
- 9. Wójciak A.: Mikroprocesory w układach przekształtnikowych. WNT, Warszawa 1992.
- Schönfeld R.: Digitale Regelung elektrischer Antribe. Hüting Buch Verlag, Heidelberg 1990.
- 11. Čermák T.: Elektrické regulaćní pohony. Vysoká Skola Baňska v Ostrave, Ostrava 1986.
- 12. Сервисная документация операционного модульного роботизированного участка ОЙ-10. PDS Detva 1989.

Recenzent: Dr hab. inż. Herbert Widlok

Wpłynęło do Redakcji dnia 29 czerwca 1995 r.

#### Abstract

Disk motors belong to drives with very good dynamic especially due to their rotor construction. They are very often applied to drives with position controlled, for example robot drives.

In the first part of this paper a position control structure as usually used in DC disk motor control structure is presented in fig. 1. There are concerned following blocks:

- supplier P, which should not put too high additional inertia,

- measuring circuits - current, speed and position,

- controllers - ways of their construction, mainly digital controllers and their settings selection.

In the second part of the paper results of practical realisation of drive control system with DC disk motor. Digital controllers (position, speed, current) are built based on singlechip microcontroller INTEL 80C51GB. The system which is shown in fig. 2 has following abilities:

- possibility to choose control structure (position or speed control structure),

- possibility to select controller's type (P, PI),

- possibility to set controllers' settings.

The motor armature current was measured using resistant shunt, speed was measured by rate generator and rotor position was measured by resolver.

The DC disk motor was supplied with transistorised DC/DC bridge type converter made of IGBT modules.

This drive control system was examined in speed control structure. Fig. 3. presents motor speed step function transient response. Also the control system was researched in position control structure. At first when controllers settings were selected under the rules of Kessler criterion there was oscillation in speed transient response near the set position (fig. 4). After controllers settings correction there was no oscillation previously observed (fig. 5).

This work allows to verify the disk motor control conceptions. In the future farther researches with welding robot OJ-10 drives are planed.

#### Maciej CZAKAŃSKI

#### ALGORYTM STEROWANIA SILNIKAMI INDUKCYJNYMI NAPĘDU GŁÓWNEGO TRAMWAJU

Streszczenie. W artykule omówiono elementy algorytmu sterowania tramwajem napędzanym silnikami indukcyjnymi zasilanymi z falownika napięcia. Algorytm ten ma zapewnić energooszczędną jazdę tramwaju według zadanych charakterystyk trakcyjnych. Omówiono problemy związane z aproksymacją charakterystyk sterowania, mającą na celu ich przystosowanie do umieszczenia w pamięci sterownika mikroprocesorowego. W pracy zamieszczono również schemat blokowy przygotowywanego algorytmu.

#### THE CONTROL ALGORITHM FOR TRAMWAY DRIVE INDUCTION MOTORS

**Summary.** Some elements of the control algorithm for inverter-fed cage induction motors designed for tramway drives have been presented in the paper. The purpose of this algorithm is to determine inverter output voltage and frequency in accordance with the desired traction characteristics. The ruling criterion is the minimization of the energy consumption. The problems arising from the approximation of the control quantities have been described. The approximation of the data was done in order to store the necessary values in the microprocessor controller memory. The block diagram of the algorithm has also been given in the paper.

#### 1. WSTĘP

Szybki rozwój energoelektroniki, a szczególnie wejście na rynek nowych, wysokonapięciowych i wysokoprądowych tranzystorów IGBT, spowodował przełom w dziedzinie napęów trakcyjnych. W konstrukcji nowoczesnych napędów trakcyjnych dominują dwie tendencje:

- napędy z silnikami szeregowymi prądu stałego zasilanymi z choppera,
- napędy z silnikami indukcyjnymi zasilanymi z falownika napięcia.

W Zakładzie Trakcji Elektrycznej Politechniki Śląskiej prowadzone są prace nad konstrukcją tramwaju napędzanego silnikami indukcyjnymi klatkowymi zasilanymi z falownika napięcia. Tramwaj taki będzie mógł zostać wykonany na podstawie konstrukcji mechanicznej masowo wykorzystywanego w Polsce tramwaju typu 105-N. Na jego potrzeby zostały zaprojektowane i wykonane indukcyjne silniki trakcyjne STD200L4 [2], których parametry trakcyjne i gabaryty umożliwiają zainstalowanie ich w miejsce silników prądu stałego LT-220, stosowanych obecnie w tramwaju 105-N.

W niniejszej pracy przedstawiono elementy algorytmu sterowania silnikami indukcyjnymi przeznaczonymi do zastosowania w tramwaju. Przygotowując algorytm brano pod uwagę minimalizację zużycia energii przez silniki trakcyjne, realizację przez pojazd tych samych parametrów trakcyjnych, co przy napędzie tradycyjnym oraz zapewnienie pełnego komfortu i bezpieczeństwa jazdy nowego tramwaju.

#### 2. ZAŁOŻENIA WSTĘPNE

Opracowując algorytm wykorzystano wyniki szeregu symulacji komputerowych dokonanych przez autora. Symulacji dokonano opierając się na przedstawionym na rys.1 schemacie zastępczym silnika indukcyjnego klatkowego o pojedynczej klatce z okrągłymi prętami [4]. Dodatkowo założono pełną symetrię uzwojeń silnika o rozkładzie sinusoidalnym i symetrię obwodu magnetycznego oraz przyjęto, że pracę układu napędowego rozpatruje się quasistacjonarnie. W obliczeniach symulacyjnych nie uwzględniono wyższych harmonicznych. Dokładny opis algorytmu stosowanego podczas obliczeń symulacyjnych zamieszczono w pracy [1]. W celu zapewnienia optymalnego zużycia energii przez pojazd obliczono, dla jakich parametrów napięcia i częstotliwości straty w silniku osiągną wartości minimalne przy jednoczesnym realizowaniu założonych charakterystyk trakcyjnych. Przykładowe charakterystyki trakcyjne wyliczone przy założeniu minimalnego zużycia energii przedstawiono na rys.2.



Rys.1. Schemat zastępczy silnika indukcyjnego, klatkowego Fig.1. The equivalent scheme of cage induction motor



- Rys.2. Charakterystyki mechaniczne tramwaju wyliczone dla różnych pozycji nastawnika jazdy przy założeniu minimalnego zużycia energii
- Fig.2. Computed tramway torque vs. speed curves at different controlled positions; the energy consumption was assumed to be minimum

#### 3. KRYTERIUM DOBORU METODY STEROWANIA

Z wykonanych symulacji, jak również z literatury [8] wynika, że minimalizację strat mocy uzyskuje się stosując kryterium sterowania polegające na utrzymywaniu stałego momentu  $M_{ust}$ w zakresie prędkości kątowych silnika od 0 do  $\omega_{gr}$  (gdzie  $\omega_{gr}$  jest prędkością zapewniającą uzyskanie zadanego momentu mechanicznego silnika  $M_{ust}$  przy jego zasilaniu napięciem o częstotliwości znamionowej f<sub>n</sub>) oraz stałej mocy dla prędkości kątowych silnika większych od  $\omega_{gr}$ . Korzystając z powyższego kryterium można na drodze symulacji komputerowej uzyskać rodzinę pożądanych charakterystyk trakcyjnych pojazdu:

$$\mathbf{M} = f(\omega_{\rm m}) \tag{1}$$

gdzie: M - moment mechaniczny silnika, ωm - prędkość kątowa silnika.

Każda taka charakterystyka odpowiada jednej pozycji nastawnika jazdy. Zdecydowano się na zastosowanie w tramwaju 120 pozycji rozruchowych i tyluż pozycji hamulcowych nastawnika jazdy. Daje to w sumie 240 pozycji i umożliwia przekazywanie ich cyfrowo w postaci jednobajtowej informacji. Przyjmując maksymalny moment, jaki możemy uzyskać z silnika, jako 600 N-m, uzyskamy różnicę między kolejnymi pozycjami nastawnika jazdy wynoszącą 5 N-m. Dlatego układ sterowania powinien zapewnić odchył rzeczywistego momentu uzyskanego na wale silnika w stosunku do momentu zadanego charakterystyką pożądaną, mieszczący się w granicach ±2.5 N-m.





Fig.3. Tramway torque-speed curves for some controller positions the converter properties were taken into consideration



Rys.4. Charakterystyki częstotliwości w funkcji prędkości silnika dla wybranych pozycji nastawnika jazdy

Fig.4. Frequency vs. motor speed for some controller positions

W większości dostępnych falowników sterowanie realizowane jest poprzez zewnętrzne zadawanie częstotliwości napięcia wyjściowego. Wartość skuteczna napięcia wyjściowego będąca funkcją tej częstotliwości jest automatycznie wypracowywana w wewnętrznym układzie sterowania falownika. Dlatego też najwygodniej jest sterować falownikiem poprzez zadawanie pożądanej częstotliwości. Jednocześnie najłatwiejszym do pomiaru w warunkach pracy trakcyjnej parametrem silnika jest jego prędkość.

Analizując powyższe kryteria algorytm sterowania tramwajem zdecydowano się oprzeć na funkcji:

$$f = f(\mathbf{J}\mathbf{x}, \omega_{\mathsf{m}}) \tag{2}$$

gdzie: f - częstotliwość zadana do falownika, Jx - x-ta pozycja nastawnika jazdy.

Funkcja sterowania częstotliwością jest funkcją dyskretną, powstałą na drodze symulacji komputerowej. Każdy z jej punktów jest związany z odpowiednią wartością momentu M na charakterystyce trakcyjnej tramwaju  $M = f(\omega_m)$ , zadanej pozycją Jx nastawnika jazdy. Charakterystyki trakcyjne odpowiadające wybranym pozycjom nastawnika jazdy oraz związane z nimi charakterystyki częstotliwości w funkcji prędkości kątowej silnika przedstawiono odpowiednio na rysunkach 3 i 4.

#### 4. ZASADA DZIAŁANIA ALGORYTMU

Poruszając się po charakterystyce trakcyjnej zadanej poprzez nastawnik jazdy możemy spotkać się z trzema stanami pracy:

1) zadany moment jest równy momentowi obciążenia - prędkość pojazdu jest ustalona,

2) zadany moment jest większy od momentu obciążenia - prędkość pojazdu rośnie,

3) zadany moment jest mniejszy od momentu obciążenia - prędkość pojazdu maleje.

Z każdą częstotliwością oraz wynikającym z niej napięciem wiąże się konkretna charakterystyka mechaniczna silnika. Wyliczając z zależności (2) częstotliwość odpowiadającą aktualnej prędkości oraz pozycji nastawnika i zadając ją na falownik, uzyskujemy charakterystykę mechaniczną przechodzącą przez aktualny punkt pracy silnika. Jeżeli moment uzyskany w tym punkcie pracy nie jest równy momentowi obciążenia, punkt pracy przesuwa się po charakterystyce mechanicznej silnika odpowiednio w górę lub w dół powodując zmianę momentu na wale i co za tym idzie, zmianę prędkości silnika. W kolejnym kroku częstotliwość jest korygowana dla nowej prędkości i punkt pracy przenosi się na nową charakterystykę mechaniczną silnika, przyjmując z powrotem wartość momentu wynikającą z zadanej charakterystyki trakcyjnej pojazdu. Zasadę działania algorytmu dla stanu pracy, przy którym zadany nastawnikiem moment jest większy od momentu obciążenia i prędkość pojazdu rośnie, przedstawiono na rys.5.





Fig.5. The principle of tramway's control algorithm



- Rys.6. Charakterystyki mechaniczne tramwaju dla wybranych pozycji nastawnika jazdy uzyskane przy wykorzystaniu funkcji  $f = f(\omega_m)$  aproksymowanej wielomianami w trzech przedziałach
- Fig.6. The tramway torque-speed curve for some controller positions computed with the the function  $f = f(\omega_m)$ ; function approximated with different polynomials in three different speed ranges

### 5. APROKSYMACJA WIELOMIANOWA FUNKCJI STEROWANIA CZĘSTOTLI-WOŚCIĄ

Każda z dyskretnych charakterystyk  $f = f(\omega_m)$  dla zadanego Jx, aby zapewnić pracę w zakresie  $M_{zad} \pm 2.5$  N·m, musi liczyć około 7000 + 10000 punktów. Jeśli uwzględnić, że należałoby stablicować 240 takich charakterystyk, to niezbędna do pracy sterownika tablica danych wymagałaby powyżej 8 MB pamięci komputerowej, a co za tym idzie grubo przekroczyła dostępną przestrzeń adresową mikroprocesora MCS-51 (64 kB). Dlatego niezbędnym stało się ograniczenie ilości danych. Kształt charakterystyk f =  $f(\omega_m)$  (rys.4) zasugerował możliwość aproksymowania ich wielomianami 2 lub 3 rzędu. Zastosowano metodę aproksymacji wielomianowej opisaną w [4], wykorzystując dołączoną do książki procedurę "POLAPPROX" stworzoną w języku Turbo Pascal.

Aproksymacja funkcji  $f = f(\omega_m)$  pojedynczym wielomianem trzeciego rzędu okazała się niewystarczająca. Odchyły uzyskanego na podstawie tego wielomianu momentu mechanicznego do momentu zadanego wyniosły ponad 30% (dla momentu zadanego o wartości 200 N·m). Aby uzyskać dostateczną dokładność aproksymacji, dokonano podziału funkcji dyskretnej  $f = f(\omega_m)$  na trzy przedziały i osobno aproksymowano każdy z przedziałów. Przyjęto przedziały prędkości:

 $\omega_{\rm m} = 0 \div 30 \text{ rad/s}$ 

 $\omega_m = 30 \div \omega_{gr}$ 

```
\omega_m > \omega_{gr.}
```

Porównanie charakterystyk trakcyjnych tramwaju wyliczonych na podstawie funkcji aproksymowanych wg powyższych założeń przedstawiono na rys.6. Uzyskane wyniki są w zasadzie zadowalające tylko w trzecim przedziale aproksymacji. W dwu pierwszych przedziałach powstały odchył od wartości pożądanej budzi jeszcze pewne zastrzeżenia.

Trwają prace nad ustaleniem optymalnej granicy między pierwszym a drugim przedziałem aproksymacji, nad indywidualnym dopasowaniem rzędu wielomianu do aproksymowanego odcinka oraz nad ograniczeniem ilości punktów z dyskretnej charakterystyki  $f = f(\omega_m)$  analizowanych przez procedurę aproksymacyjną, mające na celu poprawienie wyników aproksymacji

Dzięki zastosowaniu 3-przedziałowej aproksymacji wielomianami 2 i 3 rzędu funkcji dyskretnej  $f = f(\omega_m)$ , możliwe stało się poważne ograniczenie ilości danych niezbędnych do sterowania tramwajem. Teraz dla zapisania 240 charakterystyk wystarcza 13 440 bajtów

pamięci ROM. Taka tablica z danymi jest do przyjęcia przy zastosowaniu praktycznie dowolnego mikroprocesora.

#### 6. SCHEMAT BLOKOWY ALGORYTMU STEROWANIA TRAMWAJEM

Na podstawie opracowanego algorytmu przygotowano schemat blokowy programu steowania tramwajem. Jego elementy przedstawiono na rys.7. Przygotowując schemat blokowy oparto się na schemacie opracowanym w pracy [9], a dotyczącym mikroprocesorowego sterowania tramwaju z rozruchem rezystancyjnym i silnikami szeregowymi prądu stałego.

Podczas konstruowania schematu blokowego użyto następujących oznaczeń:

- zmienna określająca wartość prędkości, SVP R - sygnał wejściowy "rozruch", H, HAW - sygnały wejściowe: "hamowanie" i "hamowanie awaryjne", - sygnał wejściowy "x-ta pozycja nastawnika jazdy", Jx Jy - znacznik aktualnie realizowanej charakterystyki trakcyjnej, Α - wartość chwilowa przyspieszenia tramwaju, AMAX - sygnał przekroczenia maksymalnego dozwolonego przyspieszenia, ADOD - 0 - opóźnienie, 1 -przyspieszenie tramwaju, V1, V2 - granice przedziałów aproksymacji charakterystyki  $f = f(\omega_m)$ , - współczynniki wielomianu opisującego  $f = f(\omega_m)$ , a0÷a3 - wypracowany sygnał częstotliwości zadanej do falownika.

Na wejście układu sterowania wprowadzane zostają odpowiednie sygnały wejściowe: SVP, R, H, HAW, AMAX i Jx. Na ich postawie wypracowywane są decyzje dotyczące jazdy pojazdu.

Na podstawie prędkości SVP obliczane jest przyśpieszenie A oraz sprawdzane jest, jaką przyjmuje ono wartość - ujemną lub dodatnią (wypracowywany sygnał ADOD) i czy nie przekracza dopuszczalnej ze względów bezpieczeństwa jazdy granicy (wypracowywany sygnał AMAX).



Rys.7. Algorytm sterowania tramwaju wg jego charakterystyk trakcyjnych Fig.7. The control algorithm of the tramway based on torque-speed curves Jeżeli aktywne są H lub HAW, to rozpoczynany jest proces hamowania. Jeżeli brak jest sygnału R, a nie zachodzi hamowanie, to przyjmuje się wystąpienie jazdy z wybiegu. Opisu opcji hamowania i jazdy z wybiegu nie uwzględniono w niniejszej pracy.

Gdy R=1 (rozruch), następuje kontrola, czy nie przekroczono dopuszczalnego przyspieszenia (sygnał AMAX). Jeśli przekroczono dopuszczalne przyspieszenie, niezależnie od nastawy nastawnika jazdy, wewnętrzny licznik aktualnie realizowanej charakterystyki mechanicznej Jy jest w zależności od znaku przyspieszenia odpowiednio modyfikowany tak, aby sprowadzić przyspieszenie do bezpiecznej wartości. Wyjątkiem jest sytuacja, gdy Jx=120 (maksymalna nastawa nastawnika jazdy). Nastawa ta traktowana jest jako awaryjna i realizowana bez względu na aktualne przyspieszenie.

Jeżeli przyspieszenie mieści się w normie, następuje kontrola czy Jx=Jy, to znaczy, czy wewnętrzny licznik aktualnie realizowanej charakterystyki mechanicznej jest zgodny z nastawą zadaną nastawnikiem jazdy. Jeżeli następują rozbieżności, Jy jest tak zmieniany, aby jego wartość zbliżyła się o 1 do wartości Jx. Zapewnia to stopniowe zmiany charakterystyk w kolejnych krokach programu i pozwala uniknąć nadmiernych przyspieszeń.

Po ustaleniu aktualnej wartości Jy, w zależności od tego, w jakim przedziale prędkości znajduje się SVP, wybierany jest jeden z trzech zakresów charakterystyki  $f = f(Jx, \omega_m)$ . Na podstawie stabelaryzowanych dla danego zakresu prędkości parametrów trójmianu, wyliczana jest częstotliwość, jaką należy zadać do zrealizowania przez falownik. Program wraca do fazy odczytywania sygnałów wejściowych.

#### 7. PODSUMOWANIE

Przedstawiony powyżej algorytm został opracowany tak, aby sterowany przy jego zastosowaniu tramwaj spełniał kryteria bezpiecznej i energooszczędnej jazdy. Zastosowanie charakterystyk  $f = f(Jx, \omega_m)$  pozwala na maksymalne uproszczenie procedur sterowania i uzależnia uzyskiwany na wale silnika moment od zadanej przez motorniczego charakterystyki trakcyjnej i od aktualnej prędkości tramwaju. Poprzez aproksymację funkcji sterowania wielomianami, zminimalizowano objętość tablicy danych, umożliwiając szybkie wypracowywanie sygnału sterującego częstotliwością i napięciem wyjściowym falownika zasilającego napęd tramwaju. Tak opracowany algorytm znakomicie nadaje się do realizacji nawet na nieskomplikowanym systemie mikroprocesorowym. Planuje się zastosowanie oddzielnego mikroprocesora zajmującego się wyłącznie wypracowywaniem częstotliwości zadawanej do falownika.

Przedstawione charakterystyki dotyczą konkretnego silnika i konkretnego, przeznaczonego do pracy z nim falownika. W zasadzie wszystkie obliczenia symulacyjne muszą być wykonywane indywidualnie z uwzględnieniem parametrów zastosowanych silników i falownika.

W najbliższym czasie zostanie opracowany prototyp sterownika opartego na omówionym algorytmie. Zostanie on przetestowany na istniejącym w Zakładzie Trakcji Elektrycznej Politechniki Śląskiej stanowisku laboratoryjnym składającym się z silnika indukcyjnego STD200L4, zasilającego go falownika oraz silnika LT-220 pracującego jako hamownica.

W algorytmie sterowania tramwajem napędzanym silnikami indukcyjnymi nie uwzględniono wpływu sprzężeń od prądu i od częstotliwości wyjściowej falownika. Ich opracowanie dla celów niniejszego algorytmu jest przedmiotem dalszych prac. Nie uwzględniono również układu antypoślizgowego. Jednak zastosowanie silników indukcyjnych w zasadzie eliminuje problemy z poślizgiem zwykle występujące w pojazdach z silnikami szeregowymi prądu stałego.

#### LITERATURA

- Czakański M.: Układ sterowania napędem głównym tramwaju z silnikami indukcyjnymi klatkowymi. ZN Pol. Śl. Elektryka z. 139, Gliwice 1994.
- Glinka T., Kochanowski W.: Silnik indukcyjny przeznaczony do napędu tramwaju. ZN Pol. Śl. Elektryka z. 139, Gliwice 1994.
- Marciniak A., Gregulec D., Kaczmarek J.: Basic Numerical Procedures in Turbo Pascal for Your PC. Nakom, Poznań 1991.
- 4. Plamitzer A.M.: Maszyny elektryczne. WNT, Warszawa 1986.
- 5. Rozenfeld, Isajew, Sidorow: Teoria eliektriczieskoj trjagi. Transport, Moskwa 1983,
- Talar W.: Opis algorytmu działania elektronicznego bloku sterowania EBS wagonu tramwajowego 805NS. Zakład Doświadczalny Miejskiej Komunikacji Szynowej, MPK Łódź 28.07.1988.

Recenzent: Dr hab.inz. Krystyna Macek-Kamińska, prof. WSI w Opolu

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 czerwca 1995 r.

#### Abstract

Some elements of the control algorithm for induction motors designed for tramway drives have been presented in the paper. In order to generate this algorithm, the following factors have been taken into account:

- the traction motors energy consumption must be brought down to a minimum possible level
- the traction characteristics of the modified drive must not deteriorate in comparison with the dc series motor drive currently used
- the comfort and safety of the passengers must be assured.

Determining the algorithm was done with the help of computer simulation. In order to minimize the energy consumption it was necessary to compute the minimum energy loss of the motor at the given values of motor supply voltage and frequency. In this case the input values are motor torque and speed. The results of these computations have been set out in the form of the table; the values of the motor supply voltage are entered here as the function of the appropriate torque-speed curve of the tramway. The data contained in the table has been next approximated by polynomials. The reason for this is constituted by the limited memory capacity of the microprocessor controller whill will be utilized to control the PWM voltage inverters feeding the ac induction traction motors. The principles of changing the necessary traction characteristics by the tram driver have been worked out.

Adam MAKOSZ

#### SYMULACJA PRACY NAGRZEWNICY INDUKCYJNEJ

Streszczenie. W artykule przedstawiono koncepcję programu komputerowego symulującego proces nagrzewania indukcyjnego wsadu ferromagnetycznego. Zaprezentowany program charakteryzuje się krótkim czasem symulacji w porównaniu z programami opartymi na numerycznych metodach całkowania. Bazuje on na analizie symbolicznej modelu matematycznego, co powoduje, że uzyskane wyniki nie odbiegają od wyników uzyskiwanych na drodze całkowania numerycznego.

#### THE SIMULATION OF INDUCTION HEATER PERFORMANCE

**Summary.** The idea of a computer program simulating the induction heating process of a ferromagnetic charge has been presented in the article. The program's main feature is the short simulation time as opposed to the programs basing on numerical integration methods. The suggested program is based on the symbolic analysis of a mathematical model, and it follows that the results do not differ from the results achieved by the numerical integration method.

#### 1. WPROWADZENIE

Do konstruowania nowoczesnych urządzeń, których zasadniczą część stanowią zasilacze energoelektroniczne, niezbędne jest przeprowadzenie symulacji komputerowej przebiegu procesu. Symulacja ma za zadanie dostarczyć danych na temat parametrów elektrycznych zastosowanych elementów, maksymalnych wartości prądów, napięć, mocy, czasu trwania procesu, charakteru przebiegów czasowych wielkości fizycznych badanego urządzenia oraz wielu innych informacji, niezbędnych do zaprojektowania układu.

Aktualny stan możliwości symulacyjnych sprowadza się do wykorzystywania metod numerycznych. Początkowym krokiem jest wybór sposobu analizy obwodu elektrycznego przez dobór jednej z dwóch metod - stałej lub zmiennej struktury [1]. Często, jeśli jest to możliwe i nie wpływa na dokładność obliczeń, stosuje się modele funkcjonalne obiektów fizycznych. Wpływa
to na skrócenie czasu obliczeń. Kolejnym krokiem jest określenie wszystkich grafów analizowanego obwodu (metoda zmiennej struktury) lub dobór dodatkowych elementów obwodu elektrycznego dołączanych do grafu dla umożliwienia analizy (metoda stałej struktury). Opisanie uzyskanych grafów równaniami różniczkowymi jest punktem wyjściowym do stworzenia algorytmu programu symulacyjnego. Dzięki rozwojowi rynku oprogramowania komputerowego można wykorzystać gotowe uniwersalne programy symulacyjne typu TCAD, NAP , SPICE [2, 3], które wymagają tylko wprowadzenia odpowiedniego obwodu elektrycznego do edytora graficznego lub tekstowego. Tego typu programy funkcjonują poprawnie, o ile wprowadzona struktura nie jest zbyt rozwinięta. Przy analizie skomplikowanych obwodów zawierających elementy nieliniowe mogą wystąpić pewne trudności, które uniemożliwiają wykorzystanie tych programów.

Takim przypadkiem jest analiza procesu nagrzewania indukcyjnego wsadu ferromagnetycznego (rys. 1). Występują tu trudności związane ze zmianami parametrów R i L obciążenia. Jeśli stosuje się programy uniwersalne, to problem polega na stworzeniu modelu wsad - wzbudnik. Problemy te znikają przy zastosowaniu własnego programu napisanego w językach wysokiego poziomu typu Turbo Pascal czy C. Jednak w obu przypadkach pozostaje problem długotrwałości obliczeń. Aby zasymulować proces nagrzewania wsadu od temperatury 0°C do 1250°C należy posługiwać się małym krokiem całkowania rzędu ułamków µs (co wynika z małych stałych czasowych obwodu, częstotliwości pracy falownika rzędu kilku kHz oraz nieliniowości obciążenia) [1]. Wydłuża to czas obliczeń tak znacznie, że eliminuje możliwość stosowania zarówno programów uniwersalnych, jak i własnych programów opartych na metodach numerycznych całkowania równań różniczkowych. Dodatkowo, wartość takich obliczeń (1 ms liczona w czasie 1 min) jest nikła ze względu na błąd obcięcia liczb, sumujący się w trakcie obliczeń.

#### 2. ANALIZA SYMBOLICZNA

Przedstawione powyżej problemy powodują, że należy znaleźć inny sposób realizowania symulacji, który byłby znacznie szybszy i odpowiednio dokładny. Aby skrócić czas obliczeń, należy zrezygnować z całkowania metodami numerycznymi i zastosować równania wynikające z rozwiązania równań różniczkowych opisujących model.



Rys. 1. Schemat poglądowy nagrzewnicy indukcyjnej Fig. 1. The scheme diagram of the induction heater

Aktualny stan rozwoju rynku oprogramowania komputerowego umożliwia wykorzystanie nowoczesnych programów matematycznych do symbolicznego rozwiązywania równań różniczkowych. Przykładami takich narzedzi moga być programy MATHCAD i MATHEMATICA. Program MATHCAD [4] upodabnia się w swej formie do skomplikowanego arkusza kalkulacyjnego, którego polami są formuły matematyczne. Zachowuje jednak formę programu komputerowego - równania sa przeliczane kolejno od pierwszego do ostatniego. MATHEMATICA natomiast jest swoistym językiem programowania wysokiego poziomu. Każda operacja musi być poprzedzona odpowiednim rozkazem, przy czym mogą one być łączone w bloki modułami Oba programy dysponuja bibliotekami skomplikowanych funkcii zwane matematycznych (funkcje Bessela, funkcja  $\Gamma$ ). Dostępne też są procedury iteracyjne, przybliżające wynik, czy procedury graficzne w celu zobrazowania funkcji. MATHEMATICA umożliwia także dołączenie podprogramów napisanych w innych językach wysokiego poziomu.

Pomimo tak licznych zalet programy te nie są łatwe do zastosowania dla celów symulacji. Wymagają bowiem biegłości i doświadczenia we współpracy z programami matematycznymi, niedostępnego zwykle osobom nie mającym z nimi do czynienia na co dzień. Dlatego też należy je traktować jako narzędzie pomocnicze, głównie dla celów analizy symbolicznej równań różniczkowych.

# 3. PROGRAM SYMULACJI PRACY NAGRZEWNICY

Przy zastosowaniu powyższych narzędzi można rozwiązać równanie różniczkowe opisujące obwody nagrzewnicy indukcyjnej. Do analizy przyjęto następujące założenia:

- wszystkie elementy elektryczne są idealne,
- nie uwzględnia się komutacji falownika,
- prostownik wraz z układem regulacji prądu obwodu pośredniczącego i dławikiem L<sub>d</sub> zastąpiono źródłem prądu [5],
- wartości R i L układu wzbudnik-wsad wyznacza się metodą oporów magnetycznych [6],
- analizuje się tylko przebiegi oscylacyjne falownika  $\frac{1}{LC} > \frac{R^2}{4L^2}$ .

Przyjęty schemat ideowy dla przewodzenia jednej pary tyrystorów falownika ( $T_1$  i  $T_4$ ) przedstawia rysunek 2.



Rys. 2. Schemat zastępczy falownika dla przewodzenia jednej pary tyrystorów Fig. 2. The inverter equivalent scheme, one pair of thyristors conducting

Wyjściowy zestaw równań opisujących falownik ma postać:

 $I_{ZaS} = i_{C} + i \qquad u_{R} = Ri \qquad \text{warunki początkowe}$   $u_{C} = u_{L} + u_{R} \qquad u_{L} = L\frac{di}{dt} \qquad u_{C}(0) = -u_{C} \frac{T}{2} \qquad (1)$   $i_{C} = C\frac{du_{C}}{dt} \qquad i(0) = -i \frac{T}{2}$ 

co prowadzi do równania różniczkowego:

$$I_{zas} = LC \frac{d^2 i}{dt^2} + RC \frac{di}{dt} + i \quad .$$
<sup>(2)</sup>

Rozwiązanie równania oraz pozostałe zależności dla przewodzenia jednej pary tyrystorów mają postać:

$$i(t) = \frac{2U_0 - R(I_0 + I)}{2\omega L} e^{-\xi t} \sin \omega t + (I_0 - I)e^{-\xi t} \cos \omega t + I, \qquad (3)$$

$$i_{c}(t) = \frac{R(I_{0} + I) - 2U_{0}}{2\omega L} e^{-\xi t} \sin \omega t + (I - I_{0})e^{-\xi t} \cos \omega t , \qquad (4)$$

$$u_{C}(t) = RI + (U_{0} - RI)e^{-\xi t}\cos\omega t + \left[\frac{R}{2\omega L}(U_{0} - IR) + \frac{I - I_{0}}{\omega C}\right]e^{-\xi t}\sin\omega t, \qquad (5)$$

gdzie:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} - częstotliwość drgań własnych układu,$$
(6)

$$\xi = \frac{\kappa}{2L} - \text{współczynnik tłumienia drgań własnych układu,}$$
(7)

- T okres pracy falownika,
- $I_0 = \frac{L_{10}}{M_{10}}$  wartość prądu i w chwili załączenia zaworu,

$$L_{10} = -2\omega CL Re^{-\xi T} \cos \frac{\omega T}{2} \sin \frac{\omega T}{2} + 4\omega^2 CL^2 e^{-\xi T} \cos \frac{\omega T}{2} - 4\omega^2 CL^2 e^{-\frac{\xi T}{2}} \cos \frac{\omega T}{2} + 4\omega^2 CL^2 e^{-\frac{\xi T}{2}} - 4\omega^2 CL^2 - CR^2 e^{-\xi T} + CR^2 e^{-\xi T} \left(\cos \frac{\omega T}{2}\right)^2 + 2\omega CL Re^{-\xi T} \sin \frac{\omega T}{2} + 4Le^{-\xi T} - 4Le^{-\xi T} \left(\cos \frac{\omega T}{2}\right)^2 + 4\omega CL Re^{-\frac{\xi T}{2}} \sin \frac{\omega T}{2},$$

$$M_{I0} = 4\omega^{2}CL^{2}e^{-\frac{\xi T}{2}}\cos\frac{\omega T}{2} - 2\omega CLRe^{-\xi T}\cos\frac{\omega T}{2}\sin\frac{\omega T}{2} + 4\omega^{2}CL^{2}e^{-\xi T}\cos\frac{\omega T}{2} + 4\omega^{2}CL^{2}e^{-\frac{\xi T}{2}} - CR^{2}e^{-\xi T} + CR^{2}e^{-\xi T}\left(\cos\frac{\omega T}{2}\right)^{2} + 2\omega CLRe^{-\xi T}\sin\frac{\omega T}{2} + 4Le^{-\xi T} - 4Le^{-\xi T}\left(\cos\frac{\omega T}{2}\right)^{2},$$

 $U_0 = \frac{L_{U0}}{M_{U0}}$  - wartość napięciu u<sub>C</sub> w chwili załączenia zaworu,

(9)

81

(8)

$$L_{U0} = 4\omega LCR^{2}e^{-\frac{\xi T}{2}}\sin\frac{\omega T}{2} - 4\omega^{2}L^{2}CRe^{-\frac{\xi T}{2}} - 4\omega^{2}L^{2}CR + 2\omega LCR^{2}e^{-\frac{\xi T}{2}}\sin\frac{\omega T}{2} + 4RLe^{-\frac{\xi T}{2}} - 4RLe^{-\frac{\xi T}{2}}\left(\cos\frac{\omega T}{2}\right)^{2} - R^{3}Ce^{-\frac{\xi T}{2}} + R^{3}Ce^{-\frac{\xi T}{2}}\left(\cos\frac{\omega T}{2}\right)^{2} - 2\omega LCR^{2}e^{-\frac{\xi T}{2}}\sin\frac{\omega T}{2} - 4\omega^{2}L^{2}RCe^{-\frac{\xi T}{2}}\cos\frac{\omega T}{2} + 4\omega^{2}L^{2}RCe^{-\frac{\xi T}{2}}\cos\frac{\omega T}{2} - 2\omega LCR^{2}e^{-\frac{\xi T}{2}}\sin\frac{\omega T}{2} + 4\omega^{2}L^{2}RCe^{-\frac{\xi T}{2}}\cos\frac{\omega T}{2} - 4\omega^{2}L^{2}RCe^{-\frac{\xi T}{2}}\cos\frac{\omega T}{2} - 4\omega^{2}L^{2}RCe^{-\frac{\xi T}{2}}\cos\frac{\omega T}{2} - 2\omega LCR^{2}e^{-\frac{\xi T}{2}}\sin\frac{\omega T}{2} - 4\omega^{2}L^{2}RCe^{-\frac{\xi T}{2}}\cos\frac{\omega T}{2} - 4\omega^{2}L^{2}RCe^{-\frac{\xi T}{2}}\cos\frac{\omega T}{2} - 4\omega^{2}L^{2}RCe^{-\frac{\xi T}{2}}\cos\frac{\omega T}{2} - 2\omega LCR^{2}e^{-\frac{\xi T}{2}}\sin\frac{\omega T}{2} - 4\omega^{2}L^{2}RCe^{-\frac{\xi T}{2}}\cos\frac{\omega T}{2} - 4\omega^{2$$

$$M_{U0} = 4\omega^{2}L^{2}Ce^{-\frac{\xi T}{2}}\cos\frac{\omega T}{2} - 2\omega LCRe^{-\xi T}\cos\frac{\omega T}{2}\sin\frac{\omega T}{2} + 4\omega^{2}L^{2}Ce^{-\xi T}\cos\frac{\omega T}{2} + 4\omega^{2}L^{2}Ce^{-\frac{\xi T}{2}} - CR^{2}e^{-\xi T} + CR^{2}e^{-\xi T}\left(\cos\frac{\omega T}{2}\right)^{2} + 2\omega LCRe^{-\xi T}\sin\frac{\omega T}{2} + 4Le^{-\xi T} - 4Le^{-\xi T}\left(\cos\frac{\omega T}{2}\right)^{2}.$$

Wszystkie powyższe zależności zostały wyznaczone ża pomocą wymienionych poprzednio programów matematycznych. Oprócz tego wyznaczono także moc dostarczoną do układu wzbudnik - wsad z zależności:

$$P = \frac{2}{T} \int_{0}^{T/2} Ri^{2} dt.$$
 (10)

Przytoczenie tej zależności jest niemożliwe ze względu na jej rozwiniętą postać.

# 4. PROGRAM I WYNIKI SYMULACJI

Za pomocą przedstawionych wyżej zależności skonstruowano program symulacyjny w języku Turbo Pascal, który wyznacza:

- R,  $L = f(\vartheta)$ ,

$$-\mu, \delta = f(\vartheta),$$

- P, f,  $t_{dk}$ , U<sub>0</sub>, I<sub>0</sub>, U<sub>max</sub>, I<sub>max</sub> = f( $\vartheta$ ),
- $u_C$ , i,  $u_L$ ,  $u_R$ , i<sub>C</sub>, i<sub>T1...T4</sub>,  $u_{T1...T4} = f(t)$  przy parametrze  $\vartheta$ ,

#### Symulacja pracy nagrzewnicy...

gdzie odpowiednio:

f - częstotliwość pracy falownika,

9 - temperatura wsadu,

μ - przenikalność magnetyczna wsadu,

δ - głębokość wnikania pola elektromagnetycznego,

Umax - szczytowe napięcie kondensatora falownika,

Imax - szczytowy prąd w gałęzi RL falownika,

t<sub>dk</sub> - czas dysponowany na wyłączenie tyrystorów falownika.

Dane pobierane przez program, to promień wsadu (rwsa), promień wzbudnika (rwzb), długość wzbudnika (l), współczynnik wypełnienia uzwojeń (kw), liczba zwojów (z), pojemność kondensatora falownika, prąd zasilania falownika.

Proces nagrzewania jest symulowany dla kilku różnych sposobów sterowania pracą falownika, z których najważniejsze to:

- metoda stałego czasu dysponowanego na wyłączenie tyrystorów falownika (SCD) [7],

- metoda maksymalnej mocy falownika (MMM) [8],

- metoda stałej częstotliwości pracy falownika (MSC) [8].

Program umożliwia archiwizację wyników obliczeń.

Poniżej prezentowane są wyniki działania programu dla wszystkich trzech metod, dla danych:

z = 85 - liczba uzwojeń wzbudnika,

kw = 0.85 - współczynnik wypełnienia uzwojeń wzbudnika,

l = 1 m - długość wzbudnika,

rwsa = 0.09 m - promień wsadu,

rwzb = 0.1 m - promień wzbudnika,

Izas = 300 A - prąd prostownika,

C = 100.5 µF - pojemność kondensatora falownika.

Materiał wsadu jest ferromagnetykiem, dla którego:

 $\sigma(9)=10^7/(0.00859+1)$ - konduktywność wsadu,

(11)

$$\mu(H,\vartheta) = 1 + \left(515300H^{-0.896} - 1\right) \left(1 - \left(\frac{\vartheta}{750}\right)^6\right) \quad dla \quad \vartheta < 750 \text{ °C}, \tag{12a}$$

 $\mu(H, \vartheta) = 1$  dla  $\vartheta \ge 750 \ ^{\circ}C$ 

- przenikalność magnetyczna wsadu.

Zakres zmiany temperatury wsadu: 0°C...1250°C.

W lewym górnym rogu wykresu podawane są maksymalne wartości wykreślonej wielkości w kolejności metod sterowania MSC, MMM, SCD w jednostkach układu SI.

Zaznaczyć należy, że prezentowane wykresy są wynikami symulacji komputerowych, a weryfikacja doświadczalna zostanie dopiero przeprowadzona po wykonaniu odpowiedniego urządzenia, nad którego konstrukcją prowadzi się prace w IETiP na Politechnice Śląskiej w Gliwicach.



Rys. 3. Wykresy częstotliwości w funkcji temperatury Fig. 3. Frequency vs. temperature curves

(12b)





Fig. 4. t<sub>dk</sub> vs. temperature curves



Rys. 5. Wykresy mocy w funkcji temperatury Fig. 5. Power vs. temperature curves

Zaprezentowane wykresy wyznaczone przez program dają wiele ciekawych możliwości analizy pracy nagrzewnicy indukcyjnej.

## 5. PODSUMOWANIE

Symulacja pracy skomplikowanych układów zawierających elementy nieliniowe nie zawsze jest możliwa do wykonania ze względu na to, że metody numeryczne wymagają małego kroku całkowania. Powoduje to wydłużenie czasu obliczeń na tyle, że ich stosowanie przestaje być efektywne. Istnieją jednak nowoczesne programy analizy matematycznej, które umożliwiają wyznaczenie rozwiązań równań różniczkowych bez korzystania z metod całkowania numerycznego.

Na przykładzie przedstawionego programu można stwierdzić, że czas obliczeń został maksymalnie zredukowany - proces symulacji pracy nagrzewnicy w zakresie temperatur od 0°C do 1250°C był obliczany w czasie od 30 s do 5 min, zależnie od zastosowanej metody sterowania falownika (obliczenia prowadzono na komputerze Pentium 120 MHz). Najwięcej czasu obliczeniowego zajmowało iteracyjne wyznaczenie wielkości, których nie można przedstawić za pomocą wzoru - wartości czasu dysponowanego na wyłączenie tyrystorów falownika.

Zasób informacji uzyskanych przy wykorzystaniu analizy symbolicznej w pełni pokrywa się z zakresem informacji otrzymywanych przez stosowanie metod numerycznych.

Aktualny rozwój rynku oprogramowania dostarcza narzędzi, które są zdolne do rozwiązywania równań różniczkowych do 4 rzędu, a w szczególnych przypadkach także i wyższych rzędów. Umożliwia to analizowanie obwodów zawierających do 4 (lub więcej) zmiennych stanu, a więc obwodów o dużym stopniu skomplikowania.

Ze względu na swoje zalety metoda analizy symbolicznej jest więc warta popularyzowania w środowisku osób zajmujących się modelowaniem obwodów elektrycznych.

## LITERATURA

- Chua L. O., Lin P. M.: Komputerowa analiza układów elektronicznych. WNT, Warszawa 1981.
- Ramotowski M.: Zastosowanie programu NAP2 do obliczania układów elektrycznych. WNT, Warszawa 1992.
- Krykowski K. red.: Laboratorium modelowania układów elektromechanicznych i energoelektronicznych. Pol. Śl., Gliwice 1993.

- 4. Linkiewicz G.: Mathcad 4.0/5.0 for Windows. EXIT, Warszawa 1994.
- Makosz A.: Symulacja pracy falownika do grzania indukcyjnego. Praca magisterska, Pol. Sl., Gliwice 1987.
- Sajdak C., Samek E.: Nagrzewanie indukcyjne. Podstawy teoretyczne i zastosowanie. Śląsk, Katowice 1987.
- Skoczkowski T., Kalus M.:Układ sterowania i regulacji falownika równoległego zasilającego nagrzewnicę indukcyjną. ZN Pol. Śl., Elektryka z. 120, 1991.
- Makosz A., Rodacki T.: Optymalizacja mocy nagrzewnicy indukcyjnej. ZN Pol. Śl., Elektryka z.147, Gliwice 1996.

Recenzent: Dr hab. inż. Czesław Sajdak prof. Pol. Śl.

Wpłynęło do Redakcji dnia 2 listopada 1995 r.

### Abstract

The computer simulation is indispensable to construct modern devices based on power electronic converters. The simulation aims at supplying information about the electrical elements have been used.

The idea of a computer program simulating the induction heating process of a ferromagnetic charge has been presented in the article. The scheme diagram of described induction heater is presented at fig. 1. It is demonstrated that the performance time of the programs basing on the numerical integration is very long. It is proposed that the symbolic analysis method is used to create programs simulating non-linear processes. The mathematical model of induction heater based on symbolical analysis computer programs (MATHCAD, MATHEMATICA) is presented in the paper (fig. 2, equ. 1 - 9). The computer simulation program using the mathematical model of induction heater are given (fig. 3 - 5). The advantages of using the symbolical analysis as the basis for computer simulation programs have been enumerated.

Seria: ELEKTRYKA z.147

Nr kol.1319

1996

## Adam MAKOSZ

# IDENTYFIKACJA PARAMETRÓW WSADU

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono koncepcję identyfikacji parametrów R i L układu wzbudnik - wsad w trakcie procesu nagrzewania indukcyjnego. Identyfikacja bazuje na pomiarze przedziałów czasowych związanych z przebiegami prądu i napięcia układu wzbudnik - wsad. Zamieszczono przykładowe wykresy charakterystycznych wielkości wyznaczone za pomocą programu komputerowego.

# THE IDENTIFICATION OF THE CHARGE PARAMETERS

**Summary.** The idea of identifying the R and L parameters of heating coil-charge system during the induction heating process is presented in the article. The identification is based on the measurement of time intervals related to the current and voltage courses of the heating coil-charge system. The results of the typical quantities calculated with the help of computer program are represented in the graphical form.

### 1. WPROWADZENIE

Nagrzewanie indukcyjne wsadów ferromagnetycznych jest skomplikowanym procesem fizycznym. Na skutek nieliniowości podstawowych parametrów opisujących proces indukcji elektromagnetycznej problem nagrzewania wsadu od strony sterowania ogranicza się do kontrolowania najistotniejszych parametrów elektrycznych w taki sposób, by nagrzewanie było procesem skutecznym. Na rysunku 1 przedstawiono schemat analizowanej nagrzewnicy indukcyjnej, zbudowanej na podstawie równoległego falownika prądu. Układ ten jest bardzo rozpowszechniony, ma zastosowanie w zakresie częstotliwości od kilkuset do 5000 Hz dla tyrystorów SCR i mocy ok kilku kW do ułamków MW [1, 2].



Rys. 1. Schemat nagrzewnicy indukcyjnej Fig. 1. The scheme diagram of the induction heater

Dla tego układu sterowanie sprowadza się do kontrolowania czasu dysponowanego na wyłączenie tyrystorów i takim korygowaniu częstotliwości pracy, by czas dysponowany został utrzymany na zadanym poziomie.

W trakcie nagrzewania zmianie ulegają wartości R i L układu wzbudnik - wsad. Zmiany te są dwojakiego rodzaju. Długotrwałe - postępujące w trakcie całego procesu i determinowane głównie przez temperaturę wsadu (rys. 2), a zaburzane zmianą częstotliwości pracy falownika oraz zmiany szybkie, których przyczyną jest zmiana natężenia pola





Fig. 2. The typical changes of R and L of the heating coil-charge system during heating process. Computer simulation results

magnetycznego w trakcie jednego okresu pracy falownika. Mają one znikomy wpływ na kształt przebiegów czasowych wielkości elektrycznych falownika, czego dowodzi analiza

zawartości wyższych harmonicznych w prądzie i napięciu falownika [3, 4]. Zmiany długotrwałe mają istotny wpływ na proces nagrzewania i determinują one najważniejszą wielkość procesu - moc dostarczoną do wsadu. Decydują więc o efektywności nagrzewania.

Budowane aktualnie nagrzewnice o konstrukcji przedstawionej na rysunku 1 funkcjonują oparając się na wspomnianym algorytmie sterowania, utrzymującym stały czas dysponowany na wyłączenie tyrystorów falownika [5, 6, 7]. Taki algorytm nie jest w stanie dostosować działania falownika do zmian parametrów obciążenia. Aby uzyskać lepsze efekty energetyczne [8], należy zastosować proces identyfikacji parametrów obciążenia falownika (R i L układu wzbudnik - wsad) w trakcie procesu nagrzewania.

## 2. OPIS MATEMATYCZNY

Aby określać wartości parametrów R, L układu wzbudnik - wsad, należy stworzyć model matematyczny nagrzewnicy z rysunku 1. Zastosowany do analizy obwód elektryczny przedstawia rysunek 3.



Rys. 3. Schemat zastępczy nagrzewnicy z rysunku 1

Fig. 3. The induction heater equivalent scheme (heater shown in Fig. 1)

Przyjęto następujące założenia:

- wszystkie elementy elektryczne są idealne,
- nie uwzględnia się komutacji,
- prostownik wraz z układem regulacji prądu obwodu pośredniczącego i dławikiem  $L_d$  zastąpiono źródłem prądu [4],
- analizuje się tylko przebiegi oscylacyjne falownika  $\frac{1}{LC} > \frac{R^2}{4L^2}$ .

91

W efekcie otrzymuje się równanie różniczkowe:

$$I_{zas} = LC \frac{d^2 i}{dt^2} + RC \frac{di}{dt} + i .$$
<sup>(1)</sup>

Rozwiązaniem równania są zależności opisujące obwód falownika:

$$(t) = \frac{2U_0 - R(I_0 + I)}{2\omega L} e^{-\xi t} \sin \omega t + (I_0 - I)e^{-\xi t} \cos \omega t + I, \qquad (2)$$

$$i_{C}(t) = \frac{R(I_{0} + I) - 2U_{0}}{2\omega L} e^{-\xi t} \sin \omega t + (I - I_{0})e^{-\xi t} \cos \omega t , \qquad (3)$$

$$u_{C}(t) = RI + (U_{o} - RI)e^{-\xi t}\cos\omega t + \left[\frac{R}{2\omega L}(U_{o} - IR) + \frac{I - I_{o}}{\omega C}\right]e^{-\xi t}\sin\omega t , \qquad (4)$$

gdzie:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} - \text{częstotliwość drgań własnych układu,}$$
(5)  
R

 $\xi = \frac{1}{2L} - \text{współczynnik tłumienia drgań własnych układu,}$ (6)

T - okres pracy falownika,

U<sub>0</sub>, I<sub>0</sub> - warunki początkowe napięcia i prądu obciążenia w chwili załączania kolejnej pary zaworów [9].

Wielkości  $U_0$ ,  $I_0$  niosą możliwość wyznaczenia parametrów R, L obciążenia falownika przy znanych wartościach C,  $I_{zas}$ , f. Praktycznie jednak pomiar  $U_0$ ,  $I_0$  jest niemożliwy (lub bardzo niedokładny, a przez to nieprzydatny), co dyskwalifikuje ten sposób określania parametrów R, L obciążenia falownika. Należy wykorzystać inne wielkości.

Napięcie i prąd obciążenia są niezależnymi zmiennymi stanu i zawierają dostateczne informacje do wyznaczenia R, L. Aby nie dokonywać pomiaru chwilowych wartości prądu i napięcia, proponuje się wykorzystać pomiar przedziałów czasowych określonych nierozwiązywalnymi symbolicznie równaniami:

$$u_{c}(t_{dk}) = 0$$
, (7)

$$i_0(t_{1Z}) = 0$$
 . (8)

Pomiar przedziałów czasowych rozpocząć należy w chwili załączenia kolejnej pary zaworów falownika. Rysunek 4 przedstawia zmiany wartości przedziałów czasowych t<sub>dk</sub> i t<sub>iz</sub> w trakcie nagrzewania indukcyjnego dla danych:

l = 1 m - długość wsadu,

rwsa = 0.09 m - promień wsadu,

rwzb = 0.10 m - promień wzbudnika,

kw = 0.85 - współczynnik wypełnienia uzwojenia,

 $C = 100 \ \mu F$  - pojemność kondensatora falownika,

Izas = 300 A - prąd zasilania falownika.



# Rys. 4. Przykładowe zmiany t<sub>dk</sub> i t<sub>iz</sub> w funkcji temperatury wsadu. Wyniki symulacji komputerowej

Fig. 4. The typical changes of t<sub>dk</sub> and t<sub>iz</sub> vs. charge temperature. Computer simulation results

Oba wymienione przedziały czasowe można wyznaczyć iteracyjnie jako funkcje zmiennych niezależnych R i L przy parametrach f, C, I<sub>zas</sub>. Przedstawiają to rysunki 5 i 6 (f = 1000 Hz, C = 100  $\mu$ F, I<sub>zas</sub> = 200 A). Aby można było wykorzystać je do wyznaczenia R i L, należy dokonać konwersji tych funkcji na postać:

$$R = f_1(t_{dk}, t_{iz}), \qquad (9)$$

$$\mathbf{L} = \mathbf{f}_2(\mathbf{t}_{dk}, \mathbf{t}_{iz}), \tag{10}$$

przy parametrach f, C, I<sub>zas</sub>. Przedstawiają to rysunki 7 i 8 (f = 1000 Hz, C = 100  $\mu$ F, I<sub>zas</sub> = 200 A). Na rysunkach 5, 6, 7, 8 w nawiasach podano zakres zmian oznaczonych wielkości (dolne ograniczenie ... górne ograniczenie).



Rys. 5. Wykres zmian  $t_{iz}$  w funkcji L i R układu wzbudnik - wsad Fig. 5. The  $t_{iz}$  change vs. L and R of the heating coil-charge system



Rys. 6. Wykres zmian  $t_{dk}$  w funkcji R i L układu wzbudnik - wsad Fig. 6. The  $t_{dk}$  change vs. L and R of the heating coil-charge system



tjz (40..55µs)



Fig. 7. The heating coil-charge system resistance vs.  $t_{dk}$  and  $t_{iz}$  time





Rys. 8. Wykres indukcyjności układu wzbudnik - wsad w funkcji czasów  $t_{dk}$  i  $t_{iz}$ Fig. 8. The heating coil-charge system inductance vs.  $t_{dk}$  and  $t_{iz}$  time

Przedstawione wykresy zostały wyznaczone na podstawie programu komputerowego skonstruowanego w IETiP na Politechnice Śląskiej w Gliwicach.

#### 3. PODSUMOWANIE

Tworzenie odpowiednich tablic do identyfikacji parametrów układu wzbudnik - wsad na bazie pomiaru odpowiednich przedziałów czasowych jest procesem czasochłonnym. Umożliwia jednak skonstruowanie bardziej efektywnych metod sterowania falownika nagrzewnicy indukcyjnej [9].

Jeśli znane będą rozmiary nagrzewanego wsadu, to po przeprowadzeniu symulacji procesu nagrzewania [10] będzie można określić zakres zmian częstotliwości pracy falownika (przy dobranych wartościach C, I<sub>zas</sub>). Pojemność C i prąd zasilania falownika I<sub>zas</sub> z reguły nie są zmieniane w trakcie nagrzewania (chyba że zmuszają do tego ograniczenia napięciowe i prądowe). Pozwoli to przygotować odpowiedni zestaw tablic do sterowania (sterownik zmienia częstotliwość pracy falownika w sposób dyskretny, co ogranicza liczbę potrzebnych tablic). Problem sterowania przy użyciu wielkiej liczby danych został przedstawiony w pracy [11].

W IETiP na Politechnice Śląskiej prowadzone są aktualnie prace badawcze na temat możliwości wykorzystania identyfikacji parametrów wsadu do sterowania pracą falownika metodą maksymalnej mocy.

### LITERATURA

- Grzesik B., Kasprzak M.: Stan aktualny urządzeń falownikowych średniej i wysokiej częstotliwości do nagrzewania indukcyjnego. VI Konferencja Badania Naukowe w Elektrotermii, Szczyrk 1994.
- Hering M.: Postęp w dziedzinie tyrystorowych i tranzystorowych źródeł zasilania dla potrzeb grzejnictwa indukcyjnego. V Konferencja Badania Naukowe w Elektrotermii, Ustroń 1991.
- Waradzyn Z.: Analiza pracy i układ sterowania tyrystorowego falownika prądu do nagrzewania indukcyjnego. Praca doktorska, AGH, Kraków 1993.
- Makosz A.: Symulacja pracy falownika prądowego do nagrzewania indukcyjnego. Praca magisterska, Pol. Śl., Gliwice 1987.
- Skoczkowski T., Kalus M.: Układ sterowania i regulacji falownika równoległego zasilającego nagrzewnicę indukcyjną. ZN Pol. Śl., Elektryka z. 120, Gliwice 1991.
- Kalus M.: Sterowanie optymalne grzania indukcyjnego rur. Praca doktorska, Pol. Śl., Gliwice 1985.

- Waradzyn Z.: Układ sterowania falownika prądu. V Konferencja Badania Naukowe w Elektrotermii, Ustroń 1991.
- Sajdak C., Samek E.: Nagrzewanie indukcyjne. Podstawy teoretyczne i zastosowanie. Śląsk, Katowice 1987.
- Makosz A., Rodacki T.: Optymalizacja mocy nagrzewnicy indukcyjnej. ZN Pol. Śl., Elektryka z. 147, Gliwice 1996.
- Makosz A.: Symulacja pracy nagrzewnicy indukcyjnej. ZN Pol. Śl., Elektryka z. 147, Gliwice 1996.
- Makosz A.: Współpraca sterownika mikroprocesorowego z komputerem. ZN Pol. Śl., Elektryka z. 147, Gliwice 1996.

Recenzent: Dr hab. inż. Czesław Sajdak, Prof. Pol. Śl.

Wpłynęło do Redakcji dnia 2 listopada 1995 r.

## Abstract

Induction heating of ferromagnetic charge is very complicated physical process. Using power electronic converters in this process cause that the heating efficiency grows up. Current parallel inverter connected to the controlled rectifier by inductor of high value inductance (fig. 1) is one of the most important devices used in induction heating.

Controlling the work of induction heater the way that maximum power is supplied to the charge needs the identification of resistance and inductance (fig. 2) of the coil - charge system during the heating process. The idea of the identifying the charge parameters is presented in the paper. The mathematical model of induction heater is presented in the paper (fig. 3, equ. 1 - 6). The identifying process needs measurements of time intervals described by equations 7, 8. The way of transforming the measured time intervals into the resistance and inductance values being identified has been explained. The typical changes of described time intervals during the heating process are presented at fig. 4. Time intervals changes vs. resistance and inductance of heating coil - charge system (fig. 5, 6) and results of transforming the measured in the paper. The advantages of applying the process of identifying the parameters of the heating coil - charge system have been listed.

Seria: ELEKTRYKA z.147

Adam MAKOSZ Tadeusz RODACKI

# **OPTYMALIZACJA MOCY NAGRZEWNICY INDUKCYJNEJ**

Streszczenie. W artykule przedstawiono koncepcję nowego sposobu sterowania falownika nagrzewnicy indukcyjnej. Zadaniem sterowania jest doprowadzenie do układu wzbudnik - wsad maksymalnej mocy. Za pomocą procesu symulacji metoda ta została porównana do metody stałego czasu dysponowanego na wyłączenie tyrystorów falownika.

# THE POWER OPTIMIZATION IN INDUCTION HEATER

**Summary.** The new idea of controlling the frequency of the inverter in induction heater has been presented in the paper. The control aims at supplying the maximum power to the heating coil - charge system. This process has been compared to the constant circuit turn-off time of inverter thyristors.

# 1. WPROWADZENIE

Nagrzewanie indukcyjne jest szeroko stosowane w przemyśle metalurgicznym jako ekonomiczny sposób nagrzewania metalowych elementów, czy też hartowania ich powierzchni. Wykorzystanie przekształtników tyrystorowych spowodowało wypieranie przetwornic elektromaszynowych zwiększając sprawność procesów nagrzewania. Pośród źródeł zasilania nagrzewnic indukcyjnych jedno z ważniejszych miejsc zajmuje układ równoległego tyrystorowego falownika prądu zasilanego z prostownika sterowanego przez dławik o dużej indukcyjności (rys. 1). Jest on stosowany dla częstotliwości od kilkuset Hz do kilku kHz oraz dla mocy od kilku kW do ułamków MW [1, 2].

Podstawowym elementem takiego układu nagrzewnicy jest sterownik falownika, który realizuje zadany sposób sterowania. Jedną z najczęściej stosowanych i praktycznie jedyną metodą sterowania jest metoda regulacji stałego czasu dysponowanego na wyłączenie tyrystorów falownika (SCD) [3, 4]. Polega ona na tym, że sterownik tak zmienia częstotliwość

załączania zaworów, by utrzymać zadany przez operatora czas dysponowany na wyłączenie tyrystorów. Choć mowa o tyrystorach SCR, to falownik może być skonstruowany także na bazie tyrystorów GTO (czy RCT, ZTO, SITh) lub tranzystorów (IGBT, MOSFET, SIT), a metoda SCD może być zastosowana jako metoda uważana za efektywną.





## 2. WADY METODY SCD

Sposób sterowania za pomocą metody SCD może być stosowany tylko tam, gdzie nie zachodzą duże zmiany R i L obciążenia falownika. Jeśli tak się dzieje, to mogą wystąpić problemy z doborem pojemności C obwodu rezonansowego falownika, tak by sterownik utrzymał stały czas dysponowany na wyłączenie tyrystorów. Prowadzi to w efekcie do zmniejszania częstotliwości pracy falownika w celu utrzymania wspomnianego czasu, co ze względu na zmienione parametry R i L nie jest możliwe [5]. Ilustracją omówionej sytuacji są wyniki symulacji przedstawione na rysunku 2 i 3. W lewym górnym rogu na rysunku 2 umieszczono wartość częstotliwości, przy której sterownik działał poprawnie po raz ostatni. W lewym górnym rogu na rysunku 3 umieszczono wartość maksymalną mocy, jaką w procesie nagrzewania falownik dostarczył do wsadu. Rezystancja i indukcyjność wsadu została wyznaczona metodą oporów magnetycznych. Założono, że wsad wykonano z materiału ferromagnetycznego, dla którego:

 $\sigma(\vartheta)=10^7/(0.0085\vartheta+1)$ - konduktywność wsadu,

$$\mu(H,\vartheta) = 1 + \left(515300H^{-0.896} - 1\right) \left(1 - \left(\frac{\vartheta}{750}\right)^6\right) \quad dla \quad \vartheta < 750 \text{ °C},$$
(2a)

 $\mu(H, \vartheta) = 1$  dla  $\vartheta \ge 750 \ ^{\circ}C$ 

- przenikalność magnetyczna wsadu.

Symulację przeprowadzono dla danych:

z = 85 - liczba zwojów wzbudnika,

l = 1 m - długość wsadu,

rwsa = 0.09 - promień wsadu,

rwzb = 0.1 - promień wzbudnika,

kw = 0.85 - współczynnik wypełnienia uzwojeń,

 $C = 80 \ \mu F$  - pojemność obwodu falownika,

 $I_{zas} = 300 \text{ A} - \text{prad prostownika}.$ 





W okolicach punktu Curie następuje znaczna zmiana wartości rezystancji i indukcyjności układu wzbudnik - wsad (rys. 4), co staje się przyczyną zmiany wartości częstotliwości drgań własnych obwodu falownika i pociąga za sobą sytuację, w której regulator nie może osiągnąć zadanego czasu. Częstotliwość drgań własnych układu wyrażona jest zależnością:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad .$$

(3)

(2b)





O poprawności doboru pojemności bezpośrednio decyduje zakres zmian częstotliwości drgań własnych (1) - albo maksymalna, albo minimalna jej wartość powoduje, że nie można utrzymać zadanego czasu.







Stosowanie sterowania metodą SCD ma także negatywny wpływ na wartość mocy dostarczonej do wsadu przez falownik. Dla każdych wartości R, L układu wsad - wzbudnik, przy zasilaniu falownika prądem I oraz przy pojemności C w obwodzie falownika istnieje taka częstotliwość pracy, dla której moc dostarczona do wsadu osiąga wartość maksymalną. Utrzymywanie przez sterownik stałego czasu dysponowanego powoduje, że falownik nie pracuje z maksymalną mocą. W ten sposób dopływ energii do wsadu ograniczany jest przez sterowanie.

# 3. METODA MAKSYMALIZACJI MOCY (MMM)

Badania symulacyjne wykazały, że istnieje takie sterowanie częstotliwością pracy falownika, które umożliwia dostarczenie do wsadu maksymalnej energii. Charakteryzuje się ono możliwością zastosowania pojemności C falownika o wartości należącej do znacznie szerszego przedziału, niż dla metody SCD. Wadą tego sterowania jest to, że czasy dysponowane na wyłączenie tyrystorów falownika są niekiedy na tyle małe, że wykluczają zastosowanie do budowy falownika tyrystorów SCR. Wadę tą można zniwelować stosując do konstrukcji falownika zawory półprzewodnikowe innego typu (GTO, tranzystory z diodami) lub zmieniając tak pojemność C falownika, by uzyskać zwiększenie czasu dysponowanego przez zmniejszenie częstotliwości pracy falownika.

Aby zrealizować powyższy sposób sterowania, należy w trakcie nagrzewania identyfikować parametry R, L układu wzbudnik - wsad. Proces taki jest możliwy do zrealizowania poprzez pomiar następujących przedziałów czasowych:

od chwili załączenia zaworu do chwili, gdy napięcie u = 0,

- od chwili załączenia zaworu do chwili, gdy prąd i = 0.

Opis tego problemu można znaleźć w pracy [6].

Nad zastosowaniem przedstawionego algorytmu prowadzone są prace w IETiP w Politechnice Śląskiej w Gliwicach.

# 4. PORÓWNANIE METOD SCD I MMM

Porównanie obu metod przeprowadzono za pomocą programu symulacyjnego opartego na analizie symbolicznej. Założenia i opis programu można znaleźć w pracy [7]. Dla porównania pokazano także przebiegi dla częstotliwości dającej maksymalną moc (iteracyjnie poszukiwano częstotliwości, dla której ona występuje). Pokazano także wyniki przy sterowaniu metodą MMM dla danych podanych poniżej (metoda SCD, rys. 2 i 3), to jest:

zestaw A: z = 85 - liczba zwojów wzbudnika,

1 = 1 m - długość wsadu,

rwsa = 0.09 - promień wsadu,

 $r_{wzb} = 0.1$  - promień wzbudnika,

kw = 0.85 - współczynnik wypełnienia uzwojeń,

 $C = 80 \ \mu F$  - pojemność obwodu falownika,

 $I_{zas} = 300 \text{ A} - \text{prad prostownika},$ 

materiał wsadu - ferromagnetyk opisany równaniami 1, 2a, 2b.

Porównania metod SCD i MMM oraz wykresów dla maksymalnej mocy - MAX (wyznaczonych w sposób iteracyjny) dokonano dla danych:

zestaw B: z = 80 - liczba zwojów wzbudnika,

1 = 0.9 m - długość wsadu,

rwsa = 0.09 - promień wsadu,

rwzb = 0.1 - promień wzbudnika,

k<sub>w</sub> = 0.85 - współczynnik wypełnienia uzwojeń,

 $C = 87 \mu F$  - pojemność obwodu falownika,

Izas = 100 A - prąd prostownika,

materiał wsadu - ferromagnetyk opisany równaniami 1, 2a, 2b.

W lewych górnych narożnikach wykresów podane są maksymalne wartości przedstawionej wielkości w jednostkach układu SI. Jeśli badane są trzy metody, to wartości podawane są w kolejności: SCD, MMM, MAX.

Zaznaczyć należy, że prezentowane wykresy są wynikami symulacji komputerowych, a weryfikacja doświadczalna zostanie dopiero przeprowadzona po wykonaniu odpowiedniego urządzenia, nad którego konstrukcją prowadzi się prace w IETiP na Politechnice Śląskiej w Gliwicach.



Rys. 5. Wykres częstotliwości pracy falownika w funkcji temperatury wsadu dla danych A Fig. 5. The inverter frequency vs. charge temperature as per data A



Rys. 6. Wykres czasu dysponowanego w funkcji temperatury wsadu dla danych A Fig. 6. The circuit turn-off time vs. charge temperature as per data A





Fig. 7. The inverter condenser maximum voltage vs. charge temperature as per data A



Rys. 8. Wykres mocy w funkcji temperatury wsadu dla danych A Fig. 8. The power vs. charge temperature as per data A



Rys. 9. Wykres częstotliwości pracy falownika w funkcji temperatury wsadu dla danych B Fig. 9. The inverter frequency vs. charge temperature as per data B



Rys. 10 Wykres czasu dysponowanego w funkcji temperatury wsadu dla danych B Fig. 10. The circuit turn-off time vs. charge temperature as per data B



Rys. 11. Wykres maksymalnego napięcia na kondensatorze falownika w funkcji temperatury wsadu dla danych B

Fig. 11. The inverter condenser maximum voltage vs. charge temperature as per data B



Rys. 12. Wykres mocy w funkcji temperatury wsadu dla danych B Fig. 12. The power vs. charge temperature as per data B

## 5. PODSUMOWANIE

Z przedstawionych wykresów wynika, że przebiegi mocy, maksymalnego napięcia na kondensatorze falownika, częstotliwości pracy falownika oraz (w mniejszym stopniu) czasu dysponowanego na wyłączenie tyrystorów falownika otrzymane metodą MMM nie odbiegają wartościami od przebiegów uzyskanych z obliczeń iterujących częstotliwość pracy falownika tak, by moc była maksymalna (MAX). Doświadczenia symulacyjne przeprowadzono dla kilkuset różnych zestawów danych i wszystkie potwierdziły powyższą zależność. Oznacza to, że znaleziony został sposób sterowania, który spełnia warunek maksymalizacji mocy falownika przez sterowanie częstotliwością jego pracy.

Okazuje się także, że w sytuacjach, w których sterowanie metodą SCD nie było skuteczne (podobnie jak na rysunkach 2 i 3), zastosowanie sterowania metodą MMM daje zadowalające rezultaty (rysunki 5, 6, 7, 8). Oznacza to, że metoda MMM pozwala na zastosowanie pojemności kondensatora falownika o wartości należącej do znacznie szerszego przedziału niż w przypadku zastosowania metody SCD. Cecha ta ułatwia projektowanie obwodów siłowych falownika.

Najważniejszą jednak zaletą metody MMM jest to, że wartość mocy falownika jest znacznie wyższa (od 30% do 90% - rysunek 12) od wartości mocy uzyskanej przez sterowanie metodą SCD. Oznacza to możliwość skrócenia czasu nagrzewania, a więc przyspieszenie procesu produkcyjnego.

Kolejną zaletą metody MMM jest mała zmienność mocy w trakcie nagrzewania niezależnie od tego, czy nagrzewanie kończy się osiągnięciem temperatury niższej, czy wyższej od temperatury punktu Curie. Zastosowanie sterowania metodą SCD daje w efekcie zmienność mocy w trakcie nagrzewania w zakresie od 40% do 150% (rysunki 3 i 12). Wykorzystanie metody MMM umożliwia zatem redukcję gabarytów (koszty) zasilacza do nagrzewania indukcyjnego i lepsze wykorzystanie elementów energoelektronicznych zastosowanych do konstrukcji zasilacza (np.: aby grzać z mocą 100 kW, dla metody SCD należy dokonać przewymiarowania zasilacza o 150% - 150 kW, a dla metody SCD wystarczy 110% - 110 kW).

Wadą metody MMM jest duża zmienność i małe wartości czasu dysponowanego na wyłączenie tyrystorów falownika. Należy więc albo zastąpić tyrystory SCR innymi zaworami, albo tak zmienić pojemność obwodu falownika, by spowodowało to obniżenie częstotliwości pracy na tyle, aby uzyskać odpowiednią wartość t<sub>dk</sub>. Spowoduje to jednak obniżenie mocy falownika, któremu przeciwdziała się przez zwiększenie prądu zasilającego falownik (co także, choć w nieznacznym stopniu, powiększa t<sub>dk</sub>).

Istnieje możliwość zoptymalizowania mocy nagrzewania przy sterowaniu metodą MMM zależnie od wartości zastosowanej pojemności - dla różnych pojemności obwodu falownika

moc przy sterowaniu metodą MMM jest różna. Powoduje to jednak zmiany częstotliwości nagrzewania, a więc wymaga zastosowania odpowiednich zaworów energoelektronicznych do konstrukcji falownika.

Wymienione cechy dają pozytywny obraz metody MIMM, a jako że jej zastosowanie wydaje się dawać konkretne efekty materialne, staje się ona warta upowszechnienia.

### LITERATURA

- Grzesik B., Kasprzak M.: Stan aktualny urządzeń falownikowych średniej i wysokiej częstotliwości do nagrzewania indukcyjnego. VI Konferencja Badania Naukowe w Elektrotermii, Szczyrk 1994.
- Hering M.: Postęp w dziedzinie tyrystorowych i tranzystorowych źródeł zasilania dla potrzeb grzejnictwa indukcyjnego. V Konferencja Badania Naukowe w Elektrotermii, Ustroń 1991.
- Skoczkowski T., Kalus M.: Układ sterowania i regulacji falownika równoległego zasilającego nagrzewnicę indukcyjną. ZN Pol. Śl., Elektryka z. 120, Gliwice 1991.
- Waradzyn Z.: Układ sterowania falownika prądu. V Konferencja Badania Naukowe w Elektrotermii, Ustroń 1991.
- Makosz A.: Symulacja pracy falownika prądowego do nagrzewania indukcyjnego. Praca magisterska, Pol. Śl., Gliwice 1987.
- Makosz A.: Identyfikacja parametrów układu wzbudnik wsad. ZN Pol. Śl., Elektryka z. 147, Gliwice 1996.
- Makosz A.: Symulacja pracy nagrzewnicy indukcyjnej. ZN Pol. Śl., Elektryka z. 147, Gliwice 1996.

Recenzent: Dr hab. inż. Czesław Sajdak. Prof. Pol. Śl.

Wpłynęło do Redakcji dnia 2 listopada 1995 r.

# Abstract

Induction heating is often used in metallurgical industry as very effective method of heating steel elements or tempering their surfaces. Current parallel inverter connected to the controlled rectifier by inductor of high value inductance is one of the most important devices used in induction heating (fig. 1).

The new idea of controlling the frequency of the inverter in induction heater has been presented in the paper. The control aims at supplying the maximum power to the heating coil - charge system. The drawbacks of the universally applied method, where the constant circuit turn-off time of the inverter thyristors is adjusted are presented in the paper (fig. 2, 3). The reasons of this are changes of the resistance and inductance of inverter charge during the heating process (fig. 4). The two methods have been compared by means of a simulation program.

The results of the simulation have been represented graphically (fig. 5 -12). The principal advantages of the maximum power method have been described. They show that the maximum power method is one of the most effective way of controlling induction heating process.

Nr kol.1319

Adam MAKOSZ

## WSPÓŁPRACA STEROWNIKA MIKROPROCESOROWEGO Z KOMPUTEREM

Streszczenie. W artykule przedstawiono sposób komunikacji pomiędzy sterownikiem mikroprocesorowym a komputerem typu IBM na bazie łącza szeregowego. Wyjaśniono sposób realizacji procesu komunikacji zarówno dla komputera, jak i dla sterownika. Przedstawiono funkcje sterownika i komputera na przykładzie sterowania procesem nagrzewania indukcyjnego.

# THE PERFORMANCE OF MICROPROCESSOR CONTROLLER-COMPUTER SYSTEM

**Summary.** The method of communication between microprocessor controller and IBM PC by way of a serial port has been described in the paper. The rendering of the communication process for computer and controller both has been explained. The example of induction heating control process has been cited in order to discuss the specific functions of controller and computer.

# 1. WPROWADZENIE

Nowoczesne urządzenia przemysłowe i laboratoryjne są zwykle sterowane za pomocą sterowników mikroprocesorowych. Takie rozwiązanie usprawnia proces sterowania dając duże możliwości stosowania nowoczesnych metod sterowania i kontroli. Istnieją jednak także i ujemne cechy, czy raczej wymagania, którym mikroprocesorowe sterowniki nie są w stanie sprostać. Należą do nich:

- ubogi sposób komunikacji z użytkownikiem (wyświetlacze, diody LED, skąpa klawiatura, zwykle numeryczna, potencjometry wieloobrotowe),
- brak możliwości "pomagania obsłudze" (konwersacyjny tryb pracy trening obsługi, pomoc),
- brak możliwości prezentacji informacji o procesie w sposób graficzny czy tekstowy,
- brak możliwości archiwizacji informacji o procesie,

 brak możliwości prowadzenia skomplikowanych obliczeń w trakcie trwania procesu czy posługiwania się obszernymi zbiorami danych potrzebnych do sterowania procesem.

Nowoczesne urządzenia firm zachodnich posiadają konsole operatorskie ułatwiające obsługę. Rolę konsoli może odgrywać komputer spełniający wszystkie wymagania postawione powyżej. Może on pełnić także funkcje dodatkowe - informować o źródłach i przyczynach awarii i niedomagań układu, sprawdzać stan wszystkich podzespołów współpracujących ze sobą, przejąć funkcje decyzyjne, sterownikowi pozostawiając proces generowania sygnałów sterujących i odbierania informacji pomiarowych.

## 2. OPIS TECHNICZNY

Połączenie komputera ze sterownikiem może zostać zrealizowane za pomocą układu szeregowego przesyłania danych. Rysunek 1 przedstawia sposób połączenia wyjścia szeregowego komputera z mikroprocesorem jednoukładowym INS 8752 (także bardziej rozbudowane wersje, np. 80GB51).

Wyjście szeregowe ma w przestrzeni adresowej komputera przyporządkowany adres 3F8 (drugie 2F8), a właściwie cały obszar zawierający pomocnicze rejestry w zakresie od 3F8 do 3FF (drugie od 2F8 do 2FF). Pierwsze wyjście szeregowe (COM1) to zwykle gniazdo 9 stykowe, wykorzystywane do podłączenia myszy. Drugie (COM2) to zwykle gniazdo 25 stykowe. Komputer wyprowadza i przyjmuje sygnały w standarcie EIA (V24). Poziomy napięć zgodne z normą EIA podaje tablica 1. Znaczenie sygnałów podaje tablica 2.

Tablica 1

| Rodzaj sygnału       | Sygnał             | Poziom napięcia        |
|----------------------|--------------------|------------------------|
| Sygnały transmisji   | TxD, RxD           | 1 = -12  V, 0 = +12  V |
| Sygnały informacyjne | DSR, DTR, CTS, RTS | 1 = +12  V, 0 = -12  V |

## Poziomy napięć dla transmisji szeregowej

## Tablica 2

Znaczenie sygnałów komunikacji szeregowej

| Oznaczenie sygnału | Funkcja sygnału       |  |
|--------------------|-----------------------|--|
| TxD                | dane nadawane         |  |
| RxD                | dane odbierane        |  |
| RTS                | żądanie nadawania     |  |
| CTS                | zezwolenie nadawania  |  |
| DTR                | gotowość odbierania   |  |
| DSR                | zezwolenie odbierania |  |

Układ mikroprocesorowy wymaga dostosowania sygnałów do poziomu + 5 V .. 0 V. Realizacja tego wymogu następuje za pomocą odbiornika linii MC 1489 (lub 75150) oraz nadajnika linii MC 1488 (lub 75154) [1].

Do obsługi kanału szeregowego ze strony komputera wykorzystywane są procedury BIOS związane z przerwaniem int 14h. Opis procedur przedstawia tablica 3. Możliwe jest wykonanie czterech operacji: inicjalizacji pracy kanału, odczytu znaku nadanego z zewnątrz, wysłanie znaku na zewnątrz oraz odczyt statusu kanału, czyli danych o stanie linii i rejestrów sterujących pracą portu szeregowego. Możliwości inicjalizacji kanału szeregowego przedstawia rysunek 2. Zakres prędkości transmisji jest znacznie większy, jednak wykorzystanie innych prędkości jest trudne i wymaga przekazywania danych do rejestrów z obszaru od 3F9 do 3FF (od 2F9 do 2FF dla drugiego kanału). Status kanału szeregowego podawany w rejestrze AX prezentuje tablica 4 [2]. Odczyt statusu pozwala na określenie poprawności wykonanych funkcji.

Aby posłużyć się funkcjami BIOS, a równocześnie mieć możliwość realizowania własnego algorytmu, należy wykorzystać język programowania wysokiego poziomu. Duże możliwości oferuje Turbo Pascal, w który przerwania można zrealizować wykonując rozkaz INTR. Ma on dwa parametry: numer przerwania i zmienną rekordową zawierającą rejestry mikroprocesora komputera, które ładuje się przed wywołaniem przerwania. Z nich też można odczytać informacje po wykonaniu przerwania [3]. Błąd wykonania procedury jest sygnalizowany przez ustawienie 7 bitu rejestru AH procesora na "1". Dotyczy to zarówno procedury odczytu znaku z portu, jak i wysłania znaku przez port, a może być spowodowane zakłóceniami na linii łączącej komputer ze sterownikiem mikroprocesorowym.



Rys. 1. Połączenie komputera ze sterownikiem

Fig. 1. The computer-controller electrical circuit connection

|              |              | AL               | : S2 S1 S0                                  | PE EP S L1 L0   |
|--------------|--------------|------------------|---|---|
| S2<br>0<br>0 | S1<br>0<br>0 | S0 sz;<br>0<br>1 | ybkość transmisji<br>w bodach<br>110<br>150 | PE = 0 - kontrola parzystości / nieparzystości<br>wyłączona<br>PE = 1 - kontrola parzystości / nieparzystości<br>włączona |
| 0<br>0<br>1  | 1<br>1<br>0  | 0<br>1<br>0      | 300<br>600<br>1200                          | EP = 0 - kontrolowanie nieparzystości<br>EP = 1 - kontrolowanie parzystości   |
| 1<br>1<br>1  | 0<br>1<br>1  | 1<br>0<br>1      | 2400<br>4800<br>9600                        | S = 0 - 1 bit stopuL1L0liczba bitów $S = 1 - 2$ bity stopu05 $0$ 16107  |

1 1

8

Rys. 2. Parametry inicjalizacji kanału szeregowego (rejestr AL)

Fig. 2. The initialization parameters of the serial channel (AL register)
Tablica 3

| Funkcja                                 | parametry wejściowe  | parametry<br>wyjściowe  | uwagi  |
|---|--|---|--|
| Inicjalizacja                           | <ul> <li>(AH) = 0 - kod funkcji,</li> <li>(AL) - parametry pracy</li> <li>kanału szeregowego,</li> <li>(DX) - numer kanału (0, 1)</li> </ul> | (AH) - status bufora<br>transmisji,<br>(AL) - status linii<br>kontrolnych<br>interfejsu |  |
| Wysłanie znaku                          | (AH) = 1 - kod funkcji,<br>(AL) - znak do wysłania,<br>(DX) - numer kanału (0, 1)  | (AH) - status bufora<br>transmisji  | niepoprawne wyko-<br>nanie sygnalizuje<br>ustawiony 7 bit w AH |
| Odebranie znaku                         | (AH) = 2 - kod funkcji,<br>(DX) - numer kanału (0, 1)  | (AL) - odebrany<br>znak,<br>(AH) - status bufora<br>transmisji                          | niepoprawne wyko-<br>nanie sygnalizuje<br>ustawiony 7 bit w AH |
| Odczyt statusu<br>kanału<br>szeregowego | (AH) = 3 - kod funkcji,<br>(DX) - numer kanału (0, 1)  | (AX) - status kanału<br>szeregowego   |  |

Funkcje BIOS realizowane przez przerwanie int 14h

## Tablica 4

# Status kanału szeregowego (rejestr AX)

| Rejestr | Bit | Funkcja   |  |
|---------|-----|---|--|
| AH      | 7   | urządzenie niegotowe                            |  |
| AH      | 6   | pusty rejestr przesuwny nadajnika               |  |
| AH      | 5   | pusty rejestr buforujący nadajnika              |  |
| AH      | 4   | odebrano sygnał przerywający transmisję (BREAK) |  |
| AH      | 3   | wykryto błąd ramki znaku (framing error)        |  |
| AH      | 2   | wykryto błąd parzystości (parity error)         |  |
| AH      | 1   | wykryto zagubienie znaku (overrun error)        |  |
| AH      | 0   | dane gotowe do odczytu                          |  |
| AL      | 7   | stan linii RLSD (DCD)                           |  |
| AL      | 6   | stan linii RI                                   |  |
| AL      | 5   | stan linii DSR                                  |  |
| AL      | 4   | stan linii CTS                                  |  |
| AL      | 3   | nastąpiła zmiana stanu na linii RLSD            |  |
| AL      | 2   | wykryto narastające zbocze na linii HRJ         |  |
| AL      | 1   | nastąpiła zmiana stanu na linii DSR             |  |
| AL      | 0   | nastapiła zmiana stanu na linii CTS             |  |

Przykładowe procedury realizujące proces komunikacji przez łącze szeregowe prezentuje listing:

procedure inicjalizacja;

var regs: registers;

begin

```
AH:=0;
AL:=99; {szybkość transmisji 600 bodów, słowo 8-bitowe, 1 bit stopu}
DX:=0; {kanał 0 - 3F8}
INTR($14,regs);
```

end;

```
procedure odczyt(var znak: integer);
var regs: registers;
```

begin

```
AH:=2;
DX:=0;
INTR($14,regs);
if AH=128 then halt; {błąd odczytu}
znak:=AL; {kod odebranego znaku}
```

end;

```
procedure przekaz(znak:integer);
```

var regs: registers;

begin

```
AH:=1;
AL:=znak;
DX:=0;
INTR($14,regs);
if AH=128 then halt; {błąd transmisji}
```

end;

Od strony sterownika - mikrokontrolera 8752 - komunikacja przez łącze szeregowe może zostać zrealizowana przy wykorzystaniu trybu 1 portu szeregowego, który umożliwia określenie prędkości transmisji za pomocą licznika 2. Sterowanie transmisją odbywa się przez ustawienie odpowiednich bitów w rejestrach specjalnych SCON, EI, TCON2, TMOD2. Wysłanie znaku (liczby 8-bitowej) odbywa się przez załadowanie jej do rejestru SBUF, a odczyt powinien nastąpić w chwili obsługi przerwania RI, pojawiającego się w momencie, gdy został odebrany znak z zewnatrz. Odczyt znaku następuje także z rejestru SBUF [4].

### 3. PRZYKŁAD ZASTOSOWANIA ŁĄCZA SZEREGOWEGO

Przykładem zastosowania komunikacji szeregowej pomiędzy komputerem a sterownikiem jest wykorzystanie komputera do wspomagania sterowania układu nagrzewnicy indukcyjnej, zbudowanej na bazie równoległego falownika prądu (rys. 3).

Jeśli sterowanie pracą falownika ma się odbywać metodą maksymalnej mocy (MMM) [5], to wymagane jest, aby sterownik działał z częstotliwością wynikającą z pomiaru chwilowych wartości przedziałów czasowych określonych następująco:

- od chwili załączenia pary zaworów do chwili, gdy u<sub>C</sub> = 0 (tdk),

- od chwili załączenia pary zaworów do chwili, gdy  $i_0 = 0$  (tiz).

Dysponując wartościami tych przedziałów czasowych można określić częstotliwość pracy



Rys. 3. Schemat poglądowy układu nagrzewnicy indukcyjnej

Fig. 3. The scheme diagram of induction heater circuit

falownika tak, aby moc dostarczona do wsadu miała maksymalną wartość, wymaga to jednak konieczności odczytu wartości częstotliwości pracy z tablic o dużych rozmiarach [6]. Takie tablice są umieszczone w pamięci komputera współpracującego ze sterownikiem. Współdziałanie polega na przesyłaniu do komputera za pomocą złącza szeregowego wartości pomierzonych przedziałów czasowych, odszukaniu przez komputer odpowiedniej częstotliwości pracy i przekazaniu jej tą samą drogą do sterownika, który generuje odpowiednie sygnały załączające zawory falownika. Prezentuje to rysunek 4.



# Rys. 4. Sposób współdziałania komputera ze sterownikiem Fig. 4. Computer-controller communication process

#### **4. PODSUMOWANIE**

Wykorzystanie komputera do kontrolowania pracy sterowników mikroprocesorowych jest najbliższą przyszłością i wyznacza nowy kierunek ewolucji sposobów komunikacji z obsługą urządzeń przemysłowych i laboratoryjnych. Pod względem komunikacji z obsługą możliwości komputera są znacznie większe niż możliwości sterowników mikroprocesorowych. Komputery mają także znacznie większe możliwości obliczeniowe oraz możliwości archiwizacji danych i wyników pomiarów. Poprzez połączenie sterownika z komputerem dokonuje się przejście na wyższy etap ewolucji urządzeń sterujących:

- od języka sterowania niskiego poziomu do języka programowania wysokiego poziomu,
- od jednobajtowych struktur danych do struktur rozwiniętych (rekordy, liczby zespolone),
- od prostych operacji matematycznych (dodawanie, odejmowanie, mnożenie, dzielenie) do skomplikowanych procedur matematycznych (iteracja, całkowanie, rekurencja),
- od kontrolowania jednego procesu do kontrolowania wielu procesów równocześnie i ingerowania w nie w czasie rzeczywistym,

 od realizacji prostych funkcji zabezpieczających (przeciążenie prądowe, przekroczenie dopuszczalnych wartości) do skomplikowanych funkcji kontrolnych (kontrola warunków klimatycznych, przeciwpożarowych, BHP).

Te zalety przesądzają o konieczności wdrażania systemów współpracy komputer sterownik, otwierając nowe możliwości tworzenia skomplikowanych metod sterowania.

#### LITERATURA

- Pieńkoś J., Moszczyński S., Pluta A.: Układy mikroprocesorowe 8080/8085 w modułowych systemach sterowania. WKŁ, Warszawa 1988.
- 2. Piotrowski A .: Interfejs szeregowy w IBM PC. Mikroklan, 08.1987, strony 24 28.
- 3. Bielecki J.: Turbo Pascal 5.0 wersja profesjonalna. WKŁ, Warszawa 1989.
- Małysiak H.: Mikrokomputery jednoukładowe serii MCS48, MCS51, MCS96.
   Wydawnictwo Pracowni Komputerowej Jacka Skalmierskiego, Gliwice 1992.
- Makosz A., Rodacki T.: Optymalizacja mocy nagrzewnicy indukcyjnej. ZN Pol. Śl., Elektryka z. 147, Gliwice 1996.
- 6. Makosz A.: Identyfikacja parametrów wsadu. ZN Pol. Śl., Elektryka z. 147, Gliwice 1996.

Recenzent: Dr hab. inż. Czesław Sajdak prof. Pol. Sl.

Wpłynęło do Redakcji dnia 2 listopada 1995 r.

### Abstract

Modern industry and laboratory devices are usually controlled using the microprocessor controllers from the users console. The personal computer IBM PC can act the users console functions.

The method of communication between microprocessor controller and IBM PC has been described in the paper. The communication has been achieved by means of a serial port (fig. 1). The managing and servicing procedures and parameters of serial communication of computer BIOS system have been characterized (fig. 2, tab. 1 - 4). The possible use of these procedures with the help of Turbo Pascal language programming have been suggested. The manner of effecting the serial communication by means of MCS51 microcontrollers has also been

examined. The functional application of the computer-controller communication in induction heating control has been discussed (fig. 3, 4).

The advantages of using the computer in control processes of electrical devices have been delineated. Presented advantages of described communication way show, that using it into control process is one of the most effective way of microprocessor control.