

Edward PRZENIOSŁO

DYNAMIKA INWERTORA TYRYSTOROWEGO Z SZEREGOWYM OBWODEM OBCIĄŻENIA

Streszczenie. W artykule przeprowadzono analizę dynamiki inwertyra tyrystorowego z szeregowym obwodem obciążenia. W wyniku otrzymano nomogramy wskaźników dynamiki ułatwiające projektowanie układu inwertyra.

1. Wstęp

Szereg stanów pracy inwertyra takich jak: start, zmiany napięcia zasilającego, skokowe zmiany obciążenia, impulsowa praca układów zasilanych przez inwertyr, zmiana częstotliwości sterowania itp. powodują pojawienie się przejściowych procesów, które mogą spowodować uszkodzenie tyrystorów, zatrzymanie inwertyra, zmiany napięcia wyjściowego. Duża ilość odbiorników jest czuła na przepięcia napięcia zasilającego. Dlatego konieczna jest znajomość zachowania się inwertyra przy wszelkich procesach przejściowych, a szczególnie bardzo ważne będą takie parametry, jak:

- maksymalna wartość prądów i napięć w układzie,
- czas trwania stanu przejściowego,
- czas osiągnięcia wartości ustalonej.

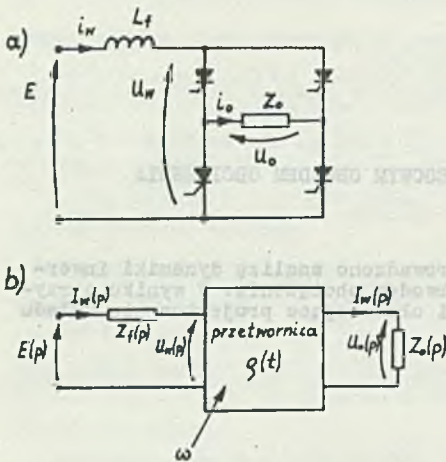
W artykule tzw. metodą analityczną widmowo-operatorową dla wartości średnich [1] [3] [6] przeprowadzono analizę stanów przejściowych inwertyra z szeregowym obwodem obciążenia, wykorzystując:

- pracę inwertyra przy wielkiej częstotliwości,
- nieskończoną ilość harmonicznych przy obliczaniu przebiegu przejściowego.

Na podstawie uogólnionej czasowej odpowiedzi układu przedstawione zostały nomogramy wskaźników dynamiki umieszczone w płaszczyźnie biegunów.

2. Równania układu

Jednofazowy inwertyr tyrystorowy z szeregowym obwodem obciążenia (rys. 1a) ze względu na to, że zbudowany jest z elementów posiadających charakterystyki nieliniowe przedstawia sobą obwód nieliniowy. Do analizy takiego układu zastosowano metodę analityczną widmowo-operatorową dla



Rys. 1. Jednofazowy inwerter mostkowy
a) schemat elektryczny układu; b) schemat blokowy

Fig. 1. Single-phase bridge inverter
a) the connection diagram; b) the block diagram

Na rys. 1b przedstawiono schemat blokowy jednofazowego inwertera, gdzie:

$Z_f(p)$ - impedancja szeregowego dławika wejściowego,

$Z_o(p)$ - impedancja obciążenia.

Funkcja przełączeń - $\rho(t)$ opisuje zależność między napięciami i prądami na wejściu i wyjściu przetwornicy (rys. 2). Po uwzględnieniu procesu komutacji tyrystorów [3] funkcja przełączeń jest opisana równaniem:

$$\rho(t) = \begin{cases} \frac{1}{t_w} t - \frac{2h}{\omega t_w} & \text{dla } \frac{2h}{\omega} \leq t < \frac{2h}{\omega} + t_w \\ 1 & \text{dla } \frac{2h}{\omega} + t_w \leq t < \frac{(2h+1)\pi}{\omega} \\ -\frac{1}{t_w} t + \frac{1}{t_w} \frac{(2h+1)\pi}{\omega} & \text{dla } \frac{(2h+1)\pi}{\omega} \leq t < \frac{(2h+1)\pi}{\omega} + t_w \\ -1 & \text{dla } \frac{(2h+1)\pi}{\omega} + t_w \leq t < \frac{2(h+1)\pi}{\omega} \end{cases}$$

gdzie:

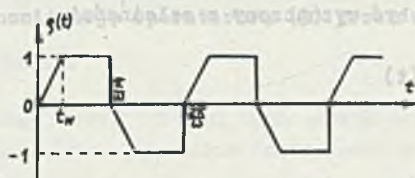
h - liczba naturalna,

t_w - czas wyłączenia tyrystora lub czas komutacji (zależy od typu inwertera: prądowy lub rezonansowy).

wartości średnich. Metoda ta wykorzystuje zapis średniej wartości przebiegu za okres i zakłada, że w czasie okresu wielkość obliczana nie zmienia się lub zmienia nieznacznie. Analiza jest słuszna dla układów inwerterów mostkowych, półmostkowych, wielofazowych i wieloobwodowych, w których obwód obciążenia można sprowadzić do obwodu szeregowego połączenia elementów RLC, czyli dla przypadku gdy

$$Z_o(p) = R + pL + \frac{1}{pC}$$

Wprowadzenie dławika wejściowego L_f nie jest konieczne dla poprawnej komutacji tyrystorów, ale może, jak wykaże dalsza analiza, zmienić procesy przejściowe inwertera.



Rys. 2. Funkcja przełączeń

Fig. 2. The commutation function

Układ równań (1) operatorowo-czasowych:

$$E(p) = I_w(p)Z_f(p) + U_w(p)$$

$$U_o(p) = I_o(p)Z_o(p)$$

$$i_o(t) = \rho(t)i_w(t) \quad (1)$$

$$u_w(t) = \rho(t)u_o(t)$$

$$\rho(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \sin n\omega t + B_n \cos n\omega t)$$

w pełni opisuje procesy przejściowe jednofazowego inwertora tyrystorowego. Po rozwiązaniu układu równań (1) dla wartości średnich [3] [6] [7] otrzymano zależność między wartościami średnimi prądu i napięcia na wejściu inwertora

$$I_{w\text{sr}}(p) = \frac{E_{sr}(p)}{pL_f + Z_w(p)} \quad (2)$$

gdzie:

$$Z_w(p) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (A_n^2 + B_n^2) \text{Re } Z(p+jn\omega)$$

$$A_n = \frac{2}{\pi n} \left(1 + \frac{\sin \omega t_w}{\omega t_w} \right)$$

$$B_n = \frac{2}{\pi \omega t_w n^2} (\cos n\omega t_w - 1)$$

Prąd obciążenia może być wyznaczony z zależności

$$i_o(t) = \rho(t) i_w(t)$$

lub

$$I_{o\dot{s}r}(p) = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ A_n \operatorname{Im} \left[\frac{E_{\dot{s}r}(p+jn\omega)}{(p+jn\omega)L_f + Z_w(p+jn\omega)} \right] + B_n \operatorname{Re} \left[\frac{E_{\dot{s}r}(p+jn\omega)}{(p+jn\omega)L_f + Z_w(p+jn\omega)} \right] \right\}$$

Przedstawione zależności opisują związki między prądami i napięciami układu i pozwalają znaleźć przebiegi czasowe prądów i napięć przy różnych wymuszeniach.

3. Odpowiedź czasowa inwertora

Dla szeregowego obciążenia inwertora z rys. 1 zachodzą zależności:

$$Z_o(p) = pL + \frac{1 + pCR}{pC}$$

oraz

$$Z_w(p) = \lambda \left(pL + \frac{p^2 R + \frac{p}{C} + \omega^2 R}{p^2 + \omega^2} \right),$$

gdzie

$$\lambda = 1 - \frac{3}{4} \frac{\omega^2 L^2}{R^2}.$$

Interesujący będzie kształt przebiegu czasowego prądu wejściowego w przypadku startu inwertora

$$E_{\dot{s}r}(t) = U \mathbf{1}(t)$$

Wtedy zależność (2) może być sprowadzona do postaci

$$I_{w\dot{s}r}(p) = \frac{U}{Z_w(0)} \frac{p^2 + c_1 p + c_2}{p^3 + p^2 + c_3 p + c_4}. \quad (3)$$

Przekształcając transmitancję operatorową (3) przez wprowadzenie bezwymiarowego czasu

$$t_{\times} = t\varepsilon.$$

oraz operatora

$$p = \frac{d}{dt} = \varepsilon \frac{d}{dt_{\times}} = \varepsilon p_{\times},$$

przy czym

ε - współczynnik bezwymiarowego czasu,

otrzymano następującą postać transmitancji:

$$I_{w\acute{s}r}(p_{\times}) = \frac{K}{p_{\times}} \frac{p_{\times}^2 + ap_{\times} + b}{p_{\times}^3 + p_{\times}^2 + Dp_{\times} + E}, \quad (4)$$

gdzie:

$$K = \frac{E}{\varepsilon Z_w(0)}, \quad a = \frac{c_1}{\varepsilon}, \quad b = \frac{c_2}{\varepsilon^2},$$

$$D = \frac{c_3}{\varepsilon^2}, \quad E = \frac{c_4}{\varepsilon^3}$$

lub

$$I_{w\acute{s}r}(p_{\times}) = \frac{K}{p_{\times}} \frac{p_{\times}^2 + ap_{\times} + b}{p_{\times}(p_{\times} + r) [(p_{\times} + s)^2 + q^2]} = \frac{K}{p_{\times}} \frac{L(p_{\times})}{M(p_{\times})}, \quad (5)$$

gdzie!

$-r$ oraz $-s \pm jq$ są biegunami transmitancji operatorowej.

Transmitancja operatorowa (4) jest wygodna do dalszej analizy ze względu na postać mianownika zawierającego tylko dwa współczynniki D i E . Dla rozpatrywanego układu szeregowego obciążenia zachodzą zależności:

$$\varepsilon = \frac{\lambda R}{L_z}$$

$$D = \frac{\omega^2 L_z^2}{\lambda^2 R^2} + \frac{L_z}{\lambda R^2 C}$$

$$E = \frac{\omega^2 L_z^2}{\lambda^2 R^2}$$

$$a = 0$$

$$b = E$$

$$i_{wo} = \frac{U}{\lambda R}$$

$$L_z = L_r + \lambda L$$

Jak widać, możliwe jest wyrażenie współczynników a i b za pomocą współczynników D i E , czyli opis wszystkich układów inwertorów za pomocą dwóch wielkości zmiennych bezwymiarowych D i E . Dlatego wygodnie jest przedstawić wykresy parametrów dynamicznych układu w płaszczyźnie D i E zwanej dalej płaszczyzną biegunów. Związki zachodzące między zmiennymi D i E a biegunami transmitancji (5) są określone zależnościami [2]:

$$r + 2s = 1$$

$$s^2 + q^2 + 2sr = D$$

$$r(s^2 + q^2) = E$$

Na płaszczyźnie biegunów krzywa o równaniu

$$4D^3 - D^2 - 18DE + 27E^2 + 4E = 0$$

wyznacza granicę między przebiegiem oscylacyjnym a aperiodycznym ($q=0$), prosta $D=E$ wyznacza granicę układu rozpraszającego ($s \geq 0$, $r \geq 0$), a prosta $D=3E+2/9$ granicę ($r=s=1/3$) między obszarami o przewodze składowej oscylacyjnej i aperiodycznej.

Czasowa względna odpowiedź układu (w bezwymiarowej skali czasu) wyznaczona z równań (5) będzie opisana zależnością (6):

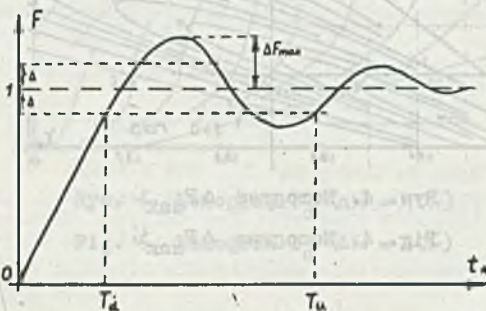
$$P = \frac{i_{wsr}(t_{\pi})}{i_{wo}} = 1 - \frac{E}{b} \frac{r^2 - ar + b}{r[(s-r)^2 + q^2]} e^{-rt_{\pi}} + \frac{E}{bq} \sqrt{\frac{(s^2 - q^2 - as + b)^2 + q^2(a - 2s)^2}{(s^2 + q^2)[(r-s)^2 + q^2]}} e^{-st_{\pi}} \sin(qt_{\pi} + \varphi), \quad (6)$$

gdzie:

$$\varphi = \arctg \frac{q(a-2s)}{s^2 - q^2 - as + b} + \arctg \frac{q}{s} + \arctg \frac{q}{r-s}.$$

4. Wskaźniki dynamiki

Wprowadzając pewną strefę $\Delta\% = \Delta \cdot 100\%$ wokół stanu ustalonego czasowej odpowiedzi układu (rys. 3), można zdefiniować następujące wskaźniki dynamiki układu:



Rys. 3. Względna czasowa odpowiedź układu ($r > s$)

Fig. 3. Normalized time response characteristic of the circuit ($r > s$)

$\Delta F_{max}\%$ = $(F_{max} - 1) \cdot 100\%$ - względna procentowa maksymalna wartość przebiegu,

T_d - bezwymiarowy czas dojścia przebiegu czasowego do strefy Δ ,

T_u - bezwymiarowy czas ustalania drgań (wejścia przebiegu do strefy Δ).

Przeprowadzając obliczenia maszynowe wskaźników dynamiki z zależności (6) otrzymano nomogramy:

$D = f_1(E, \Delta F_{max}\%)$ - rys. 4

$D = f_2(E, T_d)$ dla $\Delta\% = 5\%$ - rys. 5

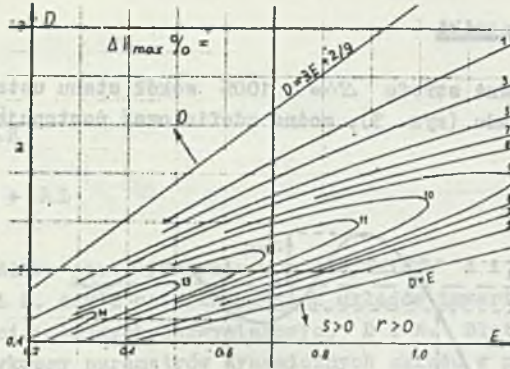
$D = f_3(E, T_d)$ dla $\Delta\% = 10\%$ - rys. 6

$D = f_4(E, T_u)$ dla $\Delta\% = 5\%$ - rys. 7

$D = f_5(E, T_u)$ dla $\Delta\% = 10\%$ - rys. 8

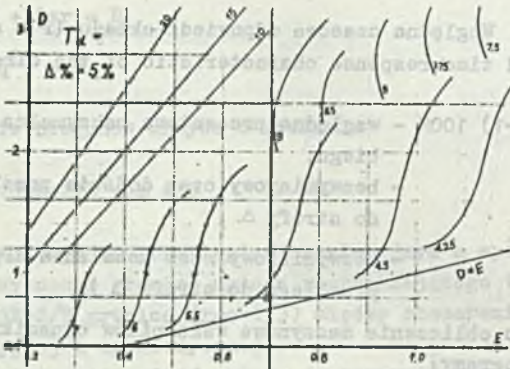
gdzie:

$$E = \frac{\omega^2 L^2}{\lambda R^2}, \quad D = E + \frac{I_g^2}{\lambda R^2 C}$$



Rys. 4. Nomogram ΔI_{max}

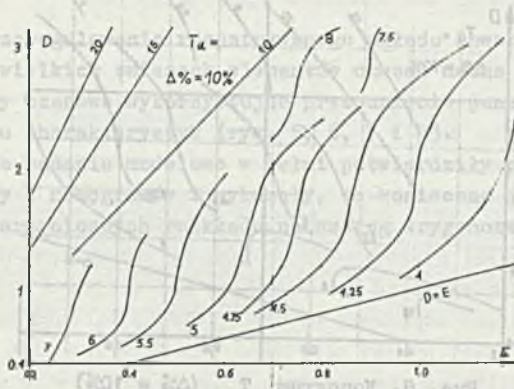
Fig. 4. Nomogram ΔI_{max}



Rys. 5. Nomogram T_d ($\Delta\% = 5\%$)

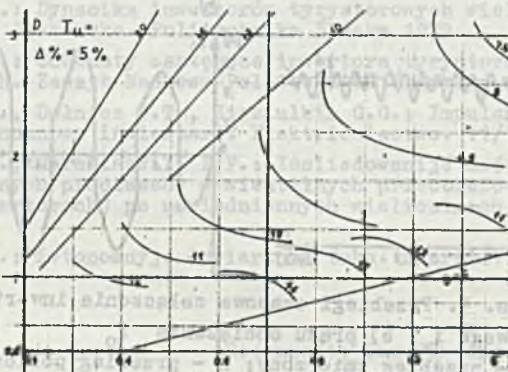
Fig. 5. Nomogram T_d ($\Delta\% = 5\%$)

Punkt o współrzędnych (E_0, D_0) w płaszczyźnie biegunów będzie nazywany punktem pracy inwertora. Jego położenie jest zależne od wartości elementów obwodu, takich jak: rezystancja, pojemność, indukcyjność, parametry tyrystora, częstotliwość pracy. Znając dla konkretnego inwertora punkt pracy, można z nomogramów określić parametry dynamiczne układu. Można wykazać, że otrzymane nomogramy są słuszne nie tylko dla stanu załączenia inwertora, ale także dla skokowych zmian obciążenia, zaniku napięcia zasilającego oraz impulsowej pracy obciążenia inwertora.



Rys. 6. Nomogram T_d ($\Delta\% = 10\%$)

Fig. 6. Nomogram T_d ($\Delta\% = 10\%$)



Rys. 7. Nomogram T_u ($\Delta\% = 5\%$)

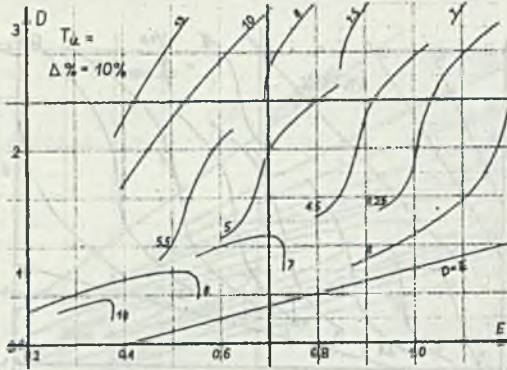
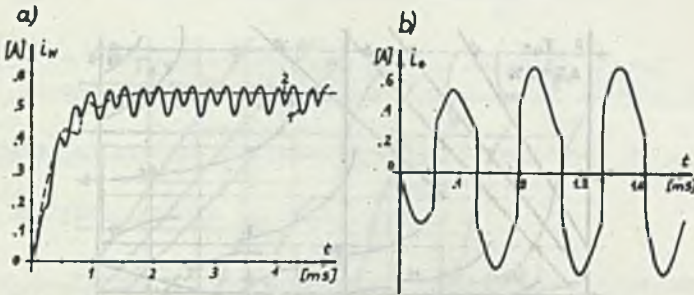
Fig. 7. Nomogram T_u ($\Delta\% = 5\%$)

5. Podsumowanie

Przeprowadzono pomiary startu inwertera mostkowego z szeregowym obwo-
dem przy:

$$R = 54\Omega, \quad C = 0,56\mu F, \quad L_f = 5,1\text{ mH}, \quad L = 0,468\text{ mH}, \quad U = 30V,$$

$$i_{wo} = 0,54\text{ A}, \quad \lambda = 0,85, \quad f = 1800\text{ Hz}$$

Rys. 8. Nomogram T_u ($\Delta\% = 10\%$)Fig. 8. Nomogram T_u ($\Delta\% = 10\%$)

Rys. 9. Przebiegi czasowe załączenia inwertora

a) prądu wejściowego i_w ; b) prądu obciążenia i_o

1 - przebieg zmierzony; 2 - przebieg obliczony

Fig. 9. Starting waveforms of the inverter

a) input current i_w ; b) load current i_o

1 - as observed; 2 - as calculated

z punktem pracy

$$E_0 = 1,267$$

$$D_0 = 4,02$$

Wynik pomiarów oraz przebieg obliczony pokazano na rys. 9.

Przedstawione w artykule nomogramy pozwalają określić parametry dynamiczne układu inwertora w przypadku znajomości jego punktu (E_0 , D_0), a także pokazują, jak należy zmienić punkt pracy, czyli jak zmienić wartości L_f , R , L , C , ω , t_w , aby otrzymać dopuszczalne wartości parametrów dynamicznych.

Maksymalne przeregulowanie rozpatrywanego układu inwertora wynosi $\sim 16\%$. Przy niewielkich zmianach elementów obwodu można uzyskać korzystniejsze parametry czasowe wykorzystując przesunięcie punktu pracy do sąsiedniego obszaru charakterystyk (rys. 5, 6, 7 i 8). Przeprowadzone badania modelowe w pełni potwierdziły przydatność przedstawionej analizy i nomogramów i wykazały, że konieczne jest uwzględnienie wszystkich harmonicznych rozkładu na szereg trygonometryczny funkcji przełączeń.

LITERATURA

- [1] Biederson A.A., Mielnikow O.H.: Rascztionnye pieriechodnyh prociešsow w elektriczeskich ciepiach pri impulsnom wozdejstwi metodom sriednich parametrov. Elektricziestwo. 2/1972.
- [2] Pozdiejew A.D.: Dinamika wientilnowo elektroprowoda postojannowo toka. Energia. Moskwa 1975.
- [3] Przeniosko E.: Dynamika inwertorow tyrystorowych wielkiej częstotliwości. Praca doktorska. Politechnika Śląska 1979.
- [4] Przeniosko E.: Schematy zastępcze inwertora tyrystorowego dla stanów przejściowych. Zeszyt Naukowy Politechniki Śląskiej, Automatyka z. 66.
- [5] Szpilko W.P., Dołnicz W.T., Zieziulkin G.G.: Impulsnaja model adno-faznowo awtonomnowo inwertora. Elektricziestwo. 11/1978.
- [6] Tołstow G.Ju., Merabiszwilli P.F.: Issledowanije ustanowiwšichsja i pieriechodnyh prociešsow w wientilnych priobrazowatieliach (awtonomnyh inwertorach) po usriedniennyh wieliczinach. Elektricziestwo. 7/1973.
- [7] Tołstow G.Ju.: Awtonomnyje inwertory toka. Energia. Moskwa 1978.

Recenzent: Doc. dr inż. Jerzy LUCIŃSKI

Wpłynęło do Redakcji 16.05.1986

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ТИРИСТОРНОГО ИНВЕРТОРА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ НАГРУЗКОЙ

Резюме

В статье дан анализ динамики электромагнитных процессов в автономном тиристорном инверторе с последовательной нагрузкой. В результате получены диаграммы показателей динамики, облегчающие проектирование системы инвертора.

DYNAMIC PROPERTIES OF SCR INVERTER WITH SERIAL LOAD

S u m m a r y

There are some states during the inverter working cycle like: start, step changes of the supply voltage, step changes of the load or changes of the control frequency, which cause the inverter transient states. Some transients can cause even the SCR damage or inverter stopping. The transient states of the inverter with serial load circuit are analyzed in this paper using the spectral-operator analysis method. The converting circuit of the inverter is described by the modified commutation function $P(t)$. The equivalent impedance of the inverter circuit can be derived as a result of the equation set solution. The relative time t_* is used thus the description of the inverter dynamic properties is possible using only two generalized variables D and E (which are defined as the functions of the circuit parameters).

As a result of this analysis nomograms of the dynamic indexes (overshoot, rise time, settling time) are presented for SCR inverter with serial load circuit on the surface of the normalized variables (D, E). The presented results of the measurements executed proved to be in good agreement with those nomograms.