

**Bohdan Mandzij<sup>1,2</sup>, Roman Żelak<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>Wyższa Szkoła Informatyki w Łodzi,  
Katedra Teleinformatyki,  
ul. Rzgowska 17a, Łódź

<sup>2</sup>Politechnika Lwowska, Instytut Telekomunikacji,  
Radioelektroniki i Techniki Elektronicznej  
ul. Profesorska 2, 79013, Lwów,  
email: bmandzij@polynet.lviv.ua

## **MATEMATYCZNY MODEL SYNCHRONIZOWANEGO AUTOOSCYLATORA W STANIE USTALONYM**

Streszczenie - W artykule rozpatrzono metodę konstruowania matematycznego modelu (MM) synchronizowanego autooscylatora harmoniczných drgań w stanie ustalonym. Omawiana metoda bazuje na wykorzystaniu metody napięć węzłowych i asymptotycznej metody „małego parametru”. W pracy przedstawiono przykład analizy tranzystorowego autooscylatora w trybie synchronizacji.

### **1 Wstęp**

Zjawisko synchronizacji autooscylatora zewnętrzną siłą harmoniczną jest szeroko stosowane w systemach telekomunikacyjnych. Zadanie projektowania autooscylatora przeznaczonego do pracy w trybie synchronizacji, w odróżnieniu od autooscylatora niesynchronizowanego (autonomicznego), polega nie tylko na wyznaczeniu wartości parametrów składników jego obwodu zapewniających bezwarunkową samowzbudność obwodu oraz określoną wartość amplitudy i częstotliwości drgań w stanie ustalonym, lecz również na określeniu szerokości pasma częstotliwości w którym może wystąpić zjawisko synchronizacji.

W pracy [1] podano metodę konstruowania matematycznego modelu autonomicznego autooscylatora drgań harmoniczných z wykorzystaniem asymptotycznej metody „małego parametru” oraz metody napięć węzłowych. Skonstruowany w taki sposób matematyczny model względnie łatwo może być zrealizowany za pomocą standardowych pakietów oprogramowania MATCAD, MATLAB, DELPHI i in. oraz

umożliwia efektywną analizę i zadowalającą dokładność obliczeń.

Wspomnianą metodę można stosować do analizy stanu ustalonego autooscylatora synchronizowanego. Najbardziej skomplikowanym zadaniem w tym przypadku jest podział modelu matematycznego autooscylatora na dwie części: liniową i nieliniową z "małą nieliniowością" zgodnie z wymogami asymptotycznej metody.

W niniejszym artykule podano metodę rozwiązania tego zadania oraz opisano algorytm analizy stanu ustalonego autooscylatora w trybie synchronizacji zewnętrznym generatorem fali harmoniczej.

## 2 Zasady ogólne konstruowania matematycznego modelu synchronizowanego autooscylatora w stanie ustalonym

Przyjmijmy, że w przypadku nieobecności zewnętrznego generatora synchronizującego autooscylator generuje drgania harmoniczne o częstotliwości (pulsacji)  $\omega_0$ .

Natomiast gdy na autooscylator działa zewnętrzny generator synchronizujący wytwarzający falę harmoniczną o częstotliwości  $\omega_z$ , wtedy częstotliwość autooscylatora zmienia się w taki sposób, aby zrównać się z częstotliwością  $\omega_z$ . Występuje zjawisko synchronizacji.

Generator synchronizujący może zmieniać swą częstotliwość w zakresie od  $\omega_{z \min}$  do  $\omega_{z \max}$ , przy tym częstotliwość autooscylatora powtarza zmiany częstotliwości generatora synchronizującego.

Przyjmijmy również, że początkowa wartość częstotliwości autooscylatora jest opisana zależnością:  $\omega_0 \approx (\omega_{z \max} + \omega_{z \min}) / 2$ .

Matematyczny model (MM) synchronizowanego autooscylatora zapisujemy w postaci układu  $n$  równań wiążących napięcia węzłowe:

$$\underline{Y}_p(\omega) \cdot \dot{\underline{U}} = \dot{\underline{I}}(\underline{U}, \underline{U}_0) + \dot{\underline{I}}_z, \quad (1)$$

gdzie

$\underline{Y}_p(\omega)$  - macierz kwadratowa o rozmiarze  $n \times n$  zespolonych admitancji pasywnych liniowych składników obwodu autooscylatora;

$\dot{\underline{U}}$  -  $n$ -wymiarowy wektor zespolonych amplitud napięć węzłowych w stanie ustalonym;

$\underline{U}_0$  -  $n$ -wymiarowy wektor stałych napięć węzłowych w stanie statycznej równowagi;

$\dot{\mathbf{I}}(\dot{\mathbf{U}}, \mathbf{U}_0)$ -n-wymiarowy zespolony wektor uśrednionych prądów nieliniowej części autooscylatora;

$\dot{\mathbf{I}}_z$  - n-wymiarowy wektor, który uwzględnia zewnętrzne źródła prądów działające na autooscylator.

Podzielimy umownie MM synchronizowanego autooscylatora na liniową i nieliniową część. Część liniowa opisuje autonomiczną konserwatywną część obwodu, natomiast część nieliniowa opisuje zewnętrzny wpływ na autooscylator, który powoduje wystąpienie stanu ustalonego o zadanej częstotliwości  $\omega_z$ :

$$\underline{\mathbf{Y}}_1(\omega) \cdot \dot{\mathbf{U}} = (\underline{\mathbf{Y}}_1(\omega) - \underline{\mathbf{Y}}_p(\omega)) \cdot \dot{\mathbf{U}} + \dot{\mathbf{I}}(\dot{\mathbf{U}}, \mathbf{U}_0) + \dot{\mathbf{I}}_z \quad (2)$$

Macierz liniowej części  $\underline{\mathbf{Y}}_1(\omega_z)$  tworzymy formujemy na podstawie zespolonych admitancji pasywnych liniowych składników układu autooscylatora oraz pewnej części uśrednionych admitancji nieliniowych składników obwodu. Przy tym winien być spełniony warunek, aby przy częstotliwości  $\omega_z$  macierz opisywała konserwatywny oscylacyjny system, tzn. wspomniana macierz ma spełniać warunek:

$$\det\{\underline{\mathbf{Y}}_1(\omega_z)\} = 0 \quad (3)$$

Zatem tworzenie macierzy  $\underline{\mathbf{Y}}_1(\omega_z)$  przeprowadzamy w dwóch etapach. W pierwszym etapie uwzględniamy w macierzy zespolone admitancję  $\underline{\mathbf{Y}}_p(\omega_z)$  pasywnych (liniowych składników obwodu) oraz część zespolonych admitancji  $\underline{\mathbf{Y}}_n(\omega_z, \mathbf{U}_0)$  (nieliniowych składników obwodu), które odpowiadają wektorowi stałych napięć  $\mathbf{U}_0$ . Część ta jest proporcjonalna do pewnego współczynnika  $\mu$ .

Optymalną wartość współczynnika  $\mu_{opt}$  wyznaczamy na podstawie związku:

$$\det\{\underline{\mathbf{Y}}_p(\omega_z) + \mu_{opt} \cdot \underline{\mathbf{Y}}_n(\omega_z, \mathbf{U}_0)\} = \min \quad (4)$$

Zauważymy, że wartość  $\mu_{opt}$  musi zadowalać warunek  $0 \leq \mu_{opt} \leq 1$ . Fizyczny sens wzoru (4) polega na tym, że uwzględnienie pełnej macierzy  $\underline{\mathbf{Y}}_n(\omega_z, \mathbf{U}_0)$  w pasywnej części MM autooscylatora powoduje zbytnią kompensację energetycznych strat, w wyniku czego amplituda drgań wzrasta.

W drugim etapie uwzględniamy w macierzy  $\underline{Y}_1(\omega_z)$  dodatkowo zespoloną admitancję  $\underline{Y}_s(\omega_z)$  strojonych pasywnych składników obwodu, które zapewniają spełnienie warunku:

$$\det\{\underline{Y}_p(\omega_z) + \mu_{opt} \cdot \underline{Y}_n(\omega_z, \mathbf{U}_0) + \underline{Y}_s(\omega_z)\} = 0 \quad (5)$$

Po stworzeniu macierzy  $\underline{Y}_1(\omega_z)$  zapisujemy równanie (1) w postaci:

$$\underline{Y}_1(\omega_z) \cdot \dot{\mathbf{U}} = \dot{\mathbf{I}}(\dot{\mathbf{U}}, \mathbf{U}_0) + \dot{\mathbf{I}}_z + (\mu_{onn} \cdot \underline{Y}_n(\omega_z, \mathbf{U}_0) + \underline{Y}_s(\omega_z)) \cdot \dot{\mathbf{U}} \quad (6)$$

gdzie:

$$\underline{Y}_1(\omega_z) = \underline{Y}_p(\omega_z) + \mu_{opt} \cdot \underline{Y}_n(\omega_z, \mathbf{U}_0) + \underline{Y}_s(\omega_z) \quad (7)$$

Jednocześnie winien być spełniony warunek:

$$\det\{\underline{Y}_1(\omega_z)\} = 0 \quad (8)$$

Dzięki warunkowi (8) poszukiwany wektor napięć węzłowych możemy zapisać w postaci:

$$\dot{\mathbf{U}} = A \cdot \dot{\phi}, \quad (9)$$

gdzie:

A – uogólniona amplituda drgań w stanie ustalonym ( $A \geq 0$ ),

$\dot{\phi}$  - nietrywialny n-wymiarowy zespolony wektor „własny”, który jest rozwiązaniem równania:

$$\underline{Y}_1(\omega_z) \cdot \dot{\phi} = 0. \quad (10)$$

Fizyczny sens wektora  $\dot{\phi}$  polega na tym, że odzwierciedla on stosunek między napięciami węzłowymi liniowej części obwodu autooscylatora.

Uwzględniając związek wzór (9), możemy przedstawić równanie (6) w następującej postaci:

$$\underline{Y}_1(\omega_z) \cdot A \cdot \dot{\phi} = \dot{\mathbf{I}}(A \cdot \dot{\phi}, \mathbf{U}_0) + \dot{\mathbf{I}}_z + (\mu_{opt} \cdot \underline{Y}_p(\omega_z, \mathbf{U}_0) + \underline{Y}_s(\omega_z)) \cdot A \cdot \dot{\phi} \quad (11)$$

Równanie (11) jest MM synchronizowanego autooscylatora w stanie ustalonym przy częstotliwości  $\omega_z$ , odpowiada stanowi synchronizacji.

Rozwiązanie równania (11) przeprowadzamy iteracyjną metodą zmieniając wartość uogólnionej amplitudy A od zera do wartości odpowiadającej stanowi ustalonemu. Przy tym uwzględniamy ten fakt, że w nieliniowych składnikach obwodu występują harmoniczne składowe o częstotliwościach  $k\omega_z$  ( $k=0, 1, 2, 3, \dots$ ). Jednak dla częstotliwości  $k\omega_z|_{k \neq 1}$  warunek (8) nie jest spełniony. Oprócz tego obecność składowej stałej wpływa na n-wymiarowy wektor napięć węzłowych i na

macierz uśrednionych zespolonych admittancji nieliniowych składników obwodu autooscylatora.

Zatem na podstawie równania:

$$\begin{aligned} [\underline{\mathbf{Y}}_l(\omega_z) - \mu_{onm} \cdot \underline{\mathbf{Y}}_n(\omega_z, \mathbf{U}_0) + \underline{\mathbf{Y}}_s(\omega_z)] \cdot \dot{\mathbf{U}} &= \\ &= \underline{\mathbf{Y}}_p(\omega) \cdot \dot{\mathbf{U}} = \dot{\mathbf{I}}(A \cdot \dot{\phi}, \mathbf{U}_0) + \dot{\mathbf{I}}_z \end{aligned}$$

otrzymujemy transcendentne równanie, które wykorzystujemy do wyznaczenia wektora  $\dot{\mathbf{U}}$  zespolonych napięć węzłowych:

$$\dot{\mathbf{U}} = (\underline{\mathbf{Y}}_p(\omega_z))^{-1} \cdot (\dot{\mathbf{I}}(\dot{\mathbf{U}}, \mathbf{U}_0) + \dot{\mathbf{I}}_z) \quad (12)$$

Uwzględniając (9),  $\dot{\mathbf{U}} = A \cdot \dot{\phi}$ , możemy przedstawić równanie (12) w postaci transcendentnego jednoparametrycznego równania, które wykorzystamy dla wyznaczenia uogólnionej amplitudy  $A$  i wektora zespolonych węzłowych napięć  $\dot{\mathbf{U}}$ :

$$\begin{aligned} A^{(i+1)} &= \left( \begin{matrix} * \\ \phi^T \phi \end{matrix} \right)^{-1} \phi^T (\underline{\mathbf{Y}}_{pc}(\omega_z))^{-1} \cdot (\dot{\mathbf{I}}(A^{(i)} \cdot \dot{\phi}, \mathbf{U}_0^{(i)}) + \dot{\mathbf{I}}_z), \\ \dot{\mathbf{U}}^{(i)} &= A^{(i)} \cdot \dot{\phi}^{(i)} \end{aligned} \quad (13)$$

gdzie  $i$ -numer iteracji.

Aby otrzymać rozwiązanie równania (13), które odpowiada stanowi synchronizacji autooscylatora, potrzeba na każdym kroku iteracji sprawdzać spełnienie następujących warunków:

$$\text{Im}(A) = \text{Im}(\mu_{opt}) = 0; \quad 0 \leq \mu_{opt} \leq 1; \quad A \geq 0.$$

Na podstawie opisanej metody można zaproponować następujący algorytm automatyzowanej analizy stanu ustalonego synchronizowanego autooscylatora:

- Krok 1. Wprowadzamy dane o topologii i liczbowych wartościach parametrów składników obwodu autooscylatora oraz wartość częstotliwości  $\omega_0$  drgań autooscylatora. Również wprowadzamy dane o amplitudzie i zakresie zmian częstotliwości synchronizującego generatora.
- Krok 2. Przyjmujemy trywialną wartość uogólnionej amplitudy  $A=0$ .
- Krok 3. worzemy macierz admittancji  $\underline{\mathbf{Y}}_p(0)$  pasywnych składników dla prądu stałego oraz macierz zespolonych admittancji  $\underline{\mathbf{Y}}_p(\omega_0)$  dla częstotliwości  $\omega_0$ .

- Krok 4. Przyjmujemy początkowe wartości stałych składowych wektora napięcia  $U_0 \neq 0$  oraz trywialną wartość wektora  $\dot{U} = 0$ .
- Krok 5. Dla kolejnych wartości składowych wektorów  $U_0$  i  $\dot{U}$  wyznaczamy wartości składników macierzy admitancji  $\underline{Y}_n(U_0, \dot{U})$  i wektora  $\dot{I}_0(U_0, \dot{U})$ .
- Krok 6. Rozwiązując za pomocą dowolnej metody numerycznej równanie  $\underline{Y}_p(0) \cdot U_0 = \dot{I}_0(A, \dot{\varphi}, U_0) + \dot{I}_{oz}$  wyznaczamy nową wartość wektora  $U_0$  stałych składowych napięć węzłowych.
- Krok 7. Sprawdzamy warunek osiągnięcia założonej dokładności wyznaczenia składników wektora  $U_0$ . W przypadku niespełnienia warunku wracamy do kroku 5.
- Krok 8. Dla kolejnych wartości składników wektorów  $U_0$  i  $\dot{U}$  wyznaczamy uśrednione wartości składników macierzy zespolonych admitancji  $\underline{Y}_n(U_0, \dot{U})$  oraz wektorów  $\dot{I}_n(U_0, \dot{U})$  i  $\dot{I}_0(\dot{U}, U_0)$ .
- Krok 9. Wyznaczamy wartość  $\mu_{opt}$ , która spełnia warunek  $\det\{\underline{Y}_p(\omega_z) + \mu_{opt} \cdot \underline{Y}_n(\omega_z, U_0)\} = \min$
- Krok 10. Wyznaczamy admitancję  $\underline{Y}_s(\omega_z)$ , która umożliwia spełnienie warunku  $\det\{\underline{Y}_p(\omega_z) + \mu_{opt} \cdot \underline{Y}_n(\omega_z, U_0) + \underline{Y}_s(\omega_z)\} = 0$ .
- Krok 11. Wyznaczamy składniki macierzy zespolonych admitancji liniowej części obwodu autooscylatora dla kolejnych wartości uogólnionej amplitudy  $A$  oraz wektora  $U_0$ :  $\underline{Y}_1(\omega_z) = \underline{Y}_p(\omega_z) + \mu_{opt} \cdot \underline{Y}_n(\omega_z, U_0) + \underline{Y}_s(\omega_z)$
- Krok 12. Wyznaczamy składniki wektora własnego rozwiązania równania  $\underline{Y}_1(\omega_z) \cdot \dot{\varphi} = 0$  i wektora  $\dot{U} = A \cdot \dot{\varphi}$ .
- Krok 13. Wyznaczamy składniki wektorów  $I_0(A \cdot \dot{\varphi}, U_0)$ ,  $\dot{I}(A, \dot{\varphi}, U_0)$  i macierzy  $\underline{Y}_n(\omega, U_0, A \dot{\varphi})$ .

Krok 14. Rozwiązując za pomocą dowolnej metody numerycznej równanie (13), wyznaczamy nową (sprecyzowaną) wartość uogólnionej amplitudy  $A$  i wektora  $\dot{\mathbf{U}} = A \cdot \dot{\phi}$ .

Krok 15. Sprawdzamy warunek osiągnięcia założonej dokładności obliczeń składników wektora  $\dot{\mathbf{U}} = A \cdot \dot{\phi}$ . W przypadku niespełnienia warunku wracamy do kroku 5.

Krok 16. Kończymy obliczenia uzyskując ostateczne wyniki obliczeń parametrów  $U_0$  i  $\dot{\mathbf{U}}$  stanu ustalonego.

W przypadku, gdy generator synchronizujący jest źródłem napięcia  $\dot{U}_z$  (a nie prądu), wtedy równanie (1) zapisujemy w postaci:

$$\begin{vmatrix} \underline{Y}_{11p}(\omega) & \underline{Y}_{12p}(\omega) \\ \underline{Y}_{21p}(\omega) & \underline{Y}_{22p}(\omega) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \dot{\mathbf{U}} \\ \dot{U}_z \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \dot{\mathbf{i}}(\dot{\mathbf{U}}, U_0) \\ 0 \end{vmatrix},$$

skąd otrzymujemy równanie analogiczne do równania (1):

$$\underline{Y}_{11p}(\omega) \cdot \dot{\mathbf{U}} = \dot{\mathbf{i}}(\dot{\mathbf{U}}, U_0) - \underline{Y}_{12p} \dot{U}_z$$

Tutaj  $\underline{Y}_{11p}(\omega), \underline{Y}_{12p}(\omega), \underline{Y}_{21p}(\omega), \underline{Y}_{22p}(\omega)$  - zespolone admitancje pasywnej (liniowej) części autooscylatora.

Stosowanie opisanego algorytmu do analizy stanów ustalonych synchronizowanych autooscylatorów umożliwia otrzymanie dostatecznej dokładności obliczeń przy oszczędzaniu czasu obliczeń.

### 3 Przykład analizy tranzystorowego autooscylatora w stanie ustalonym

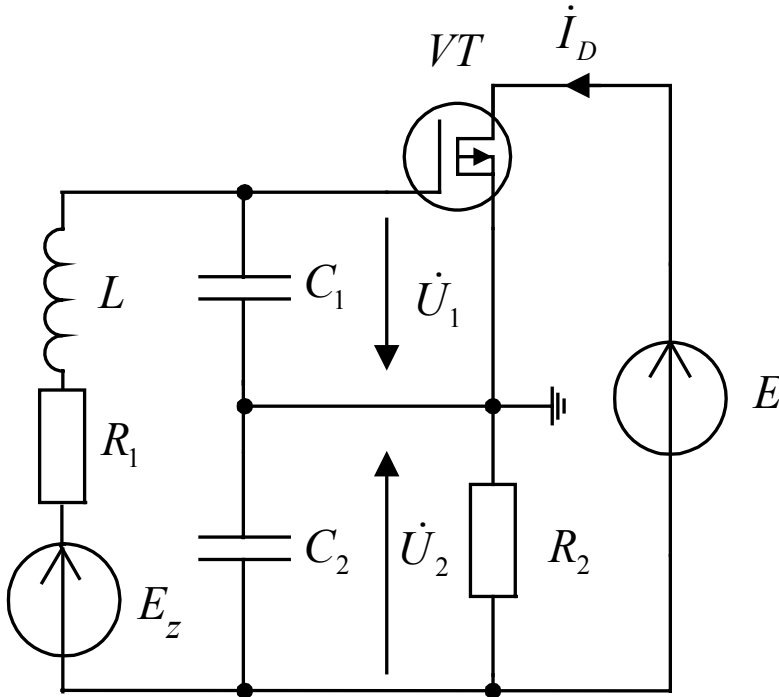
Rozpatrzmy przykład analizy autooscylatora tranzystorowego, schemat obwodu podany jest na rys. 1.

Zadana częstotliwość drgań  $f_0 = 203 \cdot 10^3 \text{ Hz}$  ( $\omega_0 = 1,257 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$ ). Wartości parametrów składników obwodu zapewniające samowzbudność autooscylatora na zadanej częstotliwości  $f_0$  są równe:  $R_1 = 6.8 \Omega$ ;  $R_2 = 1700 \Omega$ ;  $C_1 = 1 \cdot 10^{-9} \text{ F}$ ;  $C_2 = 1 \cdot 10^{-9} \text{ F}$ ;  $L = 1 \cdot 10^{-3} \text{ H}$ ;  $E = 10 \text{ V}$ .

W obwodzie wykorzystano tranzystor unipolarny MOSFET, którego statyczna charakterystyka prądu drenu  $i_D$  w funkcji napięć bramki  $u_B$  i dren-źródło  $u_D$  jest aproksymowana równaniem:

$$i_D(u_B, u_D) = 0.500 \cdot \exp(u_B + V_{TO}) \cdot [1 - \exp(-u_D) + \lambda \cdot u_D],$$

gdzie  $V_{TO} = -3,6V$  – napięcie zaporowe tranzystora;  $\lambda = 8,5 \cdot 10^{-3}$ . Amplituda napięcia zewnętrznego synchronizującego generatora  $E_z = 0,1V$ . Zakres zmian częstotliwości od  $f_{z \min} = 200,5 \text{ kHz}$  do  $f_{z \max} = 205 \text{ kHz}$ .



Rys. 1. Schemat obwodu autooscylatora

W danym obwodzie wydzielamy 2 napięcia węzłowe  $U_1$  oraz  $U_2$  (rys. 1). Odpowiednio macierz  $\underline{Y}_p(\omega_0)$  przyjmuje postać:

$$\underline{Y}_p(\omega_0) = \begin{vmatrix} pC_1 + \frac{1}{R_1 + pL} & -\frac{1}{R_1 + pL} \\ -\frac{1}{R_1 + pL} & pC_2 + \frac{1}{R_1 + pL} + \frac{1}{R_2} \end{vmatrix},$$

gdzie oznaczono:  $p = j\omega_0$ .

Przyjmujemy, że w obwodzie są nieobecne składniki strojone (tzn.  $\underline{Y}_s(\omega_0) = 0$ ), w wyniku czego macierz  $\underline{Y}_i(\omega_0)$  przyjmuje postać:



$$\underline{Y}_i(\omega_0) = \left\| \begin{array}{cc} pC_1 + \frac{1}{R_1 + pL} & -\frac{1}{R_1 + pL} \\ -\frac{1}{R_1 + pL} + \mu U_{DS} & pC_2 + \frac{1}{R_1 + pL} + \frac{1}{R_2} + \mu U_{DD} \end{array} \right\|$$

Uśrednione admittance tranzystora w stanie statycznym i przy znikomo małej amplitudzie drgań są równe:

$$Y_{DB}(U_{01}, U_{02}) = 0.500 \cdot \exp(U_{01} + VTO) \cdot [1 - \exp(-(E + U_{02})) + \lambda \cdot (E + U_{02})]$$

$$Y_{DD}(U_{01}, U_{02}) = 0.500 \cdot \exp(U_{01} + VTO) \cdot [\exp(-(E + U_{02})) + \lambda \cdot (E + U_{02})]$$

Na podstawie warunku (4) obliczamy mały parametr  $\mu$ :

$$\mu = \frac{\left(\frac{1}{R_1 + pL}\right) - (pC_1(R_1 + pL) + 1) \cdot \left(pC_2 + \frac{1}{R_1 + pL} + \frac{1}{R_2}\right)}{(pC_1(R_1 + pL) + 1) \cdot \underline{Y}_{DD} - \underline{Y}_{DB}}$$

Równocześnie obliczamy składowe wektora własnego  $\dot{\phi}$ :

$$\dot{\phi}^T = \|1; \quad pC_1(R_1 + pL) + 1\|$$

Wektor  $\dot{I}(\dot{U}, U_0)$  prawej części równania (13) przyjmuje postać:

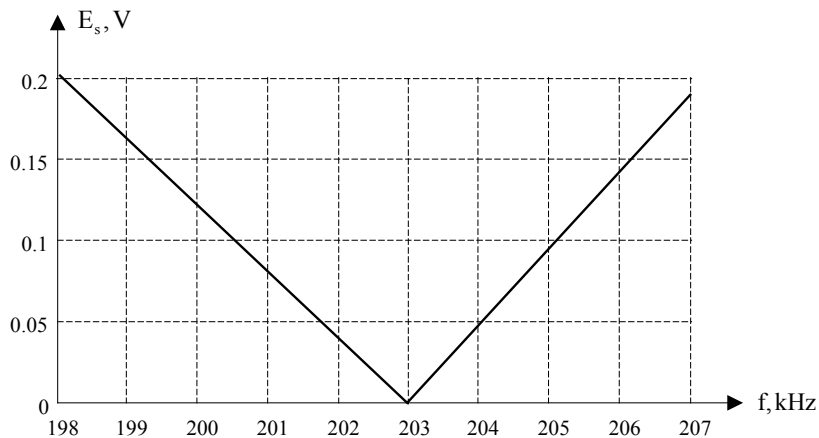
$$\dot{I}(\dot{U}, U_0) = \int_0^{2\pi} \frac{i_D(U_{01} + A \cos(t), E + U_{02} + A \cdot \dot{\phi}_2 \cdot \cos(t))}{\pi \cdot \exp(jt)} \cdot dt$$

Analizę stanu ustalonego synchronizowanego autooscylatora (rys. 1) przeprowadzono zgodnie z zaproponowanym algorytmem.

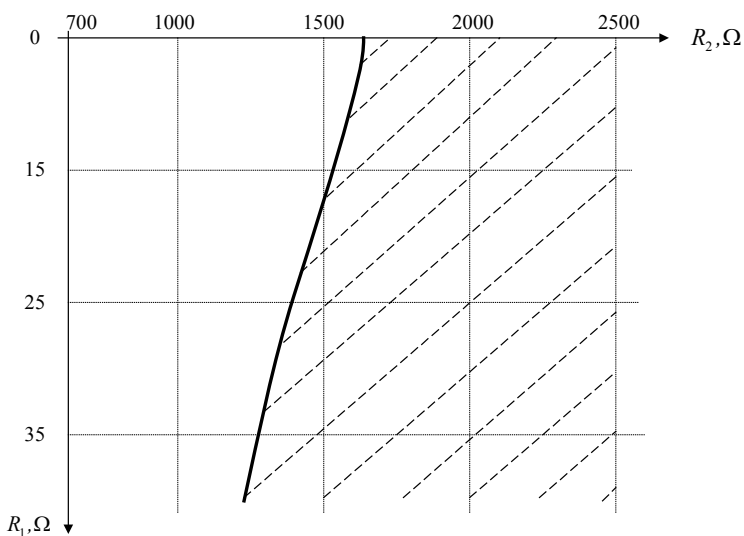
Na rys. 2 pokazano zależność szerokości pasma synchronizacji od amplitudy  $E_z$  napięcia generatora synchronizującego.

Na rys. 3 kreskowany obszar odpowiada stanowi synchronizacji autooscylatora w płaszczyźnie zmian parametrów rezystorów  $R_1$  i  $R_2$  przy amplitudzie  $E_z = 0,1V$  i szerokości pasma synchronizacji 200÷205kHz.

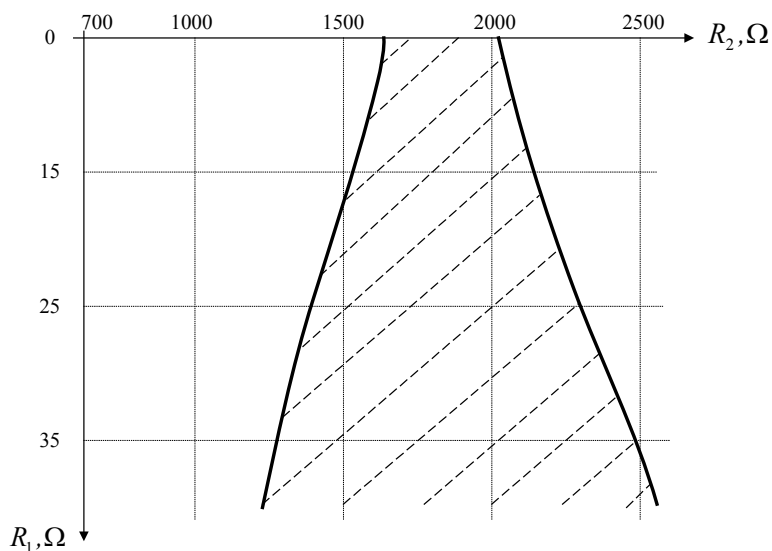
Na rys. 4 kreskowany obszar odpowiada stanowi synchronizacji podobnie jak na rys. 3, jednak przy dopuszczalnym zakresie zmian amplitudy autooscylatora od 2,05÷2,25V.



Rys. 2. Zależność szerokości pasma synchronizacji od amplitudy  $E_z$  napięcia generatora synchronizującego.



Rys. 3. Obszar synchronizacji autooscylatora w płaszczyźnie zmian parametrów rezystorów  $R_1$  i  $R_2$ .



Rys. 4. Obszar synchronizacji przy dopuszczalnym zakresie zmian amplitudy autooscylatora od 2,05÷2,25V.

#### 4 Wnioski

Stosowanie zaproponowanej w artykule metody do analizy stanu ustalonego autooscylatora w stanie synchronizacji umożliwia rozwiązanie szeregu zadań, będących w zakresie zainteresowania projektantów odpowiednich obwodów.

#### Literatura

- [1] B. Mandzija, R. Żelak. Matematyczny model autooscylatora w stanie ustalonym. IV Sympozjum Modelowanie i Symulacja Komputerowa w Technice, Łódź 2005, str. 147-149.

## **MATHEMATICAL MODEL OF SYNCHRONIZED AUTOOSCILLATOR IN STEADY STATE**

Summary – In the paper the method of mathematical model (MM) building of synchronized autooscillator of harmonic vibration in steady state was presented. The method is based on the method of node voltage and asymptotic method of “small parameters”. Furthermore, the example of analysis of transistorized autooscillator working in synchronized mode was presented.