

Zbigniew ŚMIGIEL

WŁASNOŚCI TRANSFORMATORA PARAMETRYCZNEGO O PROSTOPADŁYM SPRĘŻENIU STRUMIENI

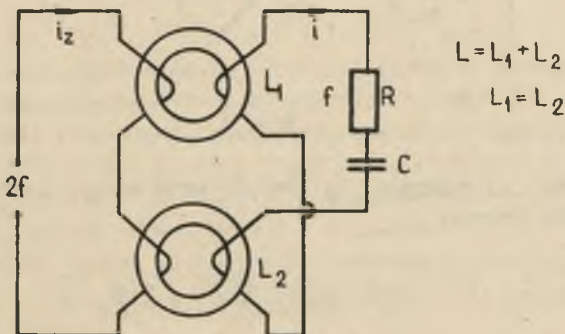
Streszczenie. W pracy omówiono warunki powstawania drgań parametrycznych w nieliniowych obwodach magnetycznych. Przytoczono jako przykład sterowanego elementu indukcyjnego - transformator parametryczny o prostopadłym sprzężeniu strumieni. Dokonano ogólnej analizy pracy i pokazano własności takiego transformatora.

1. Warunki powstawania drgań parametrycznych

W nieliniowych obwodach magnetycznych mogą powstawać dwa typy drgań - wymuszone i parametryczne. Drgania wymuszone charakteryzują się tym, że energia źródła dostarczana jest do obwodu oscylacyjnego bezpośrednio, natomiast przy drganiach parametrycznych pośrednio. Drgania parametryczne powstają w obwodzie oscylacyjnym na skutek wymuszonych zmian jednego z parametrów obwodu (L lub C).

W obwodzie na rys. 1 uzwojenia L_1 i L_2 nawinięte są przeciwsośnie, aby wyeliminować powstawanie w obwodzie wtórnym SEM indukcji wzajemnej, a tym samym przekazywania bezpośredniego energii źródła zewnętrznego do obwodu oscylacyjnego.

f - częstotliwość oscylacji obwodu wtórnego, dwukrotnie mniejsza od częstotliwości prądu i_z .



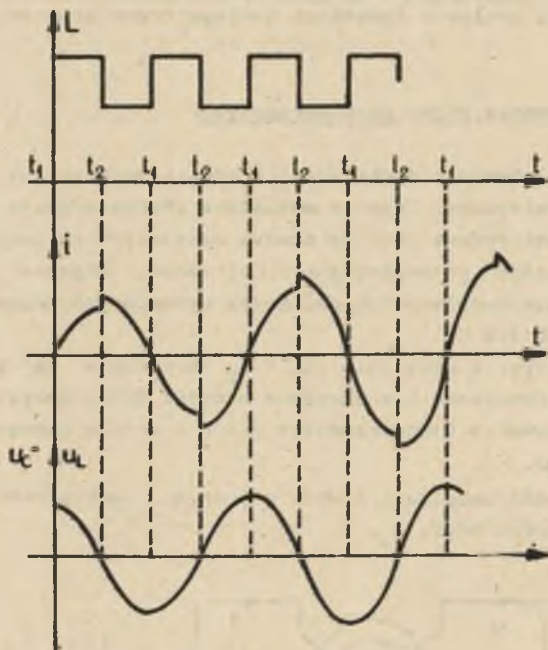
Rys. 1

Zewnętrzny prąd wymuszenia ("pompowania") $i_z = J_0 + J_{mz} \sin \omega_2 t$ okresowo zmienia indukcyjność L obwodu wtórnego.

Założmy, że w obwodzie oscylacyjnym powstają drgania. Wtedy energia zgromadzona w cewce wynosi:

$$\frac{Li_{\max}^2}{2} \sin^2(\omega t + \alpha) = \frac{Li_{\max}^2}{4} [1 - \cos 2(\omega t + \alpha)] \quad (1)$$

w chwili $t_1 = \frac{k\pi - \alpha}{\omega}$ $k = 0, 1, 2$ prąd w obwodzie oscylacyjnym $i = 0$, co odpowiada maksimum napięcia na kondensatorze w chwili $t_2 = \frac{k\pi + \pi/2 - \alpha}{\omega}$ $i = i_{\max} \rightarrow u_c = 0$. Będziemy w chwilach t_1 i t_2 zmieniać indukcyjność L (rys. 2).



Rys. 2

Zmniejszamy L w chwili t_2 . Jeżeli prąd $i(t_2)$ jest maksymalny, to energia obwodu wzrasta

$$W_L = \frac{L_1^2}{2} = \frac{\Phi^2}{2L}; \quad i = \frac{\Phi}{L}$$

gdzie Φ wspólny strumień dla obu cewek.

Jednocześnie napięcie na kondensatorze $u_c = \frac{d\psi}{dt} = 0$, ponieważ $\psi = \text{const}$, czyli wraz ze zmniejszaniem indukcyjności L energia W_L wzrasta.

Zwiększamy L w chwili t_1 . Jeżeli $i(t_1) = 0$, to przyrost energii $\Delta W_L = 0$.

W ten sposób przy modulacji parametru L z częstotliwością dwukrotnie większą od częstotliwości obwodu oscylacyjnego w każdym okresie do obwodu tego jest przekazywana dodatkowa porcja energii:

$$\Delta W_L = \frac{dW_L(\Delta L)}{dL} = \frac{d \frac{\psi^2}{2L}}{dL} \Delta L = \frac{-\psi^2}{2L^2} \Delta L = -W_L \frac{\Delta L}{L}.$$

Jeżeli wielkość wnoszonej energii dodatkowej wystarcza do pokrycia strat na rezystancji R , to w obwodzie możliwe jest powstanie oscylacji o narastającej amplitudzie. Jest to zjawisko rezonansu parametrycznego. Ograniczeniem dla narastających oscylacji jest nieliniowość obwodu (nasyce-
nie).

Oszacujmy jeszcze warunek powstawania nietłumionych oscylacji. Straty w obwodzie w ciągu jednego okresu - zakładając, że prąd jest sinusoidalny o okresie $T = \frac{2\pi}{\omega}$ wynoszą:

$$W_L = \frac{J^2 L}{2}$$

$$\Delta W_{\text{strat}} = J^2 R T = \frac{J^2}{2} R \frac{2\pi}{\omega} \cdot L = \frac{2\pi R}{\omega L} W_L$$

$$\Delta W_L \geq \Delta W_{\text{strat}}$$

$$W_L \frac{\Delta L}{L} \geq \frac{2\pi R}{\omega L} W_L$$

$$\frac{\Delta L}{L} \geq \frac{2\pi R}{\omega L} \quad (2)$$

Zjawisko powstania nietłumionych oscylacji zależy w głównej mierze od dysypacji obwodu oscylacyjnego oraz od głębokości modulacji ($-\frac{\Delta L}{L}$) indukcyjności dokonywanej z podwójną częstotliwością drgań oscylacyjnych.

Przedstawiona analiza powstawania drgań parametrycznych jest bardzo uproszczona i ma charakter orientacyjny. Między innymi:

- założono skokową zmianę indukcyjności L w chwilach t_1 , t_2 , nie uwzględniono nieliniowości obwodu pierwotnego i wtórnego, pominięto wpływ obwodu wtórnego na pierwotny, a tym samym na zmiany L , pominięto nasyce-
nie się rdzenia itp.

Istotnym wnioskiem z tej analizy pozostaje jednak fakt konieczności zmian indukcyjności L obwodu oscylacyjnego z podwójną częstotliwością

drgań oscylacyjnych. Pojawia się więc problem sterowanych elementów indukcyjnych [1].

W latach 30 Mandelstam i Papalexii opisali elektromechaniczny generator parametryczny, w którym zmianę indukcyjności uzyskali poprzez ruch mechaniczny. Inny sposób uzyskania wymaganej częstotliwości zmian indukcyjności polega na wykorzystaniu interakcji między polami magnetycznymi dwóch nieruchomych obwodów z rdzeniami żelaznymi. Różne rdzenie magnetyczne o różnych konfiguracjach uzwojeń mogą wytwarzać zmienną indukcyjność o podwójnej częstotliwości. Ogólnie urządzenie takie można nazwać transformatorem parametrycznym (TP), ponieważ jest ono zdolne do transformowania energii elektrycznej z jednego obwodu elektrycznego do drugiego poprzez wzbudzenie parametryczne. Transformator parametryczny może bazować na wzdlużnym lub prostopadłym sprzężeniu dwóch strumieni magnetycznych.

2. Układy o prostopadłym sprzężeniu strumieni magnetycznych

Indukcyjność wzajemna między dwoma obwodami jest praktycznie równa zero.

Żadne z linii strumienia Φ_1 wzbudzonego przez pierwotny prąd i_1 nie są sprzężone z obwodem wtórnym. Ponieważ jednak część obwodu magnetycznego jest wspólna dla obu rdzeni, strumień Φ_1 może wywołać zmianę reluktancji obwodu wtórnego. Jeżeli prąd pierwotny rośnie, strumień Φ_1 doprowadza część wspólną do nasycenia, przez co indukcyjność obwodu wtórnego maleje i odwrotnie.

Można wykazać [5, 6], że jeżeli np. prąd $i_2 = \text{const}$, a i_1 zmienia się z częstotliwością ω_1 , to strumień wtórny Φ_2 zmienia się z częstotliwością $2\omega_1$, a tym samym z tą samą częstotliwością $2\omega_1$ zmienia się indukcyjność obwodu wtórnego L_2 .

Można łatwo to zrozumieć analizując zlinearyzowaną krzywą transinduktancji $L_2 = f(\Phi_1)$, (rys. 5), wyrażającą zależność indukcyjności obwodu wtórnego od zmian strumienia pierwotnego.

Zmianę indukcyjności wtórnej zapisać można następująco:

$$L_2(t) = L_0 + L_m \cos 2\omega_1 t \quad (3)$$

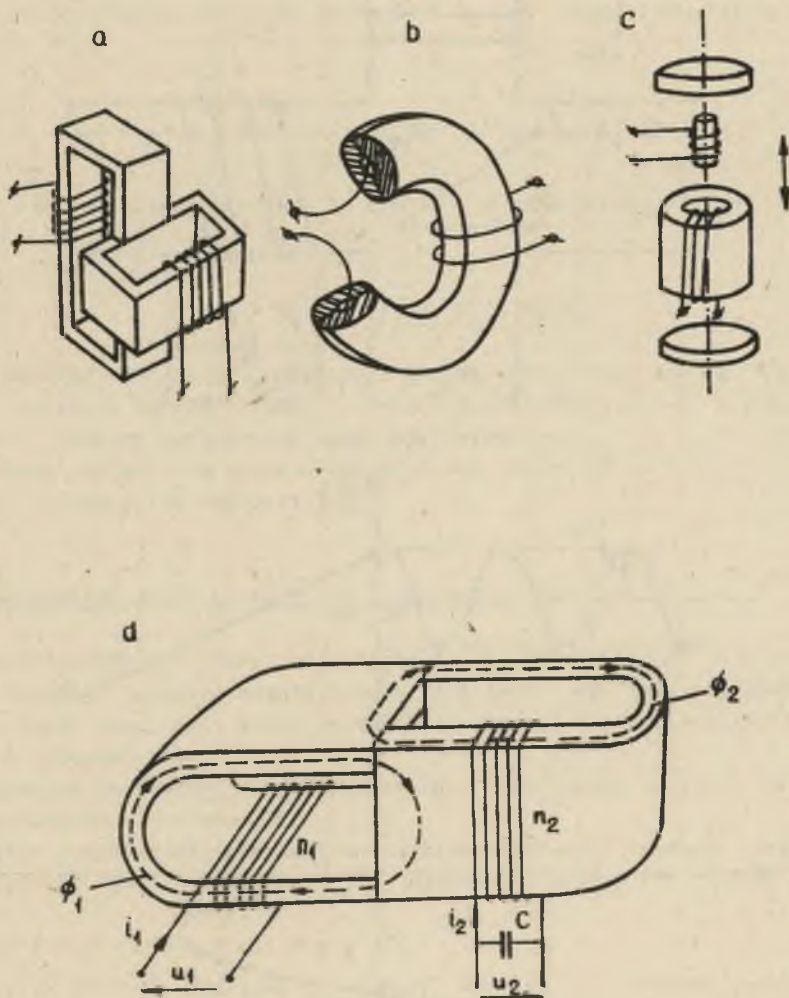
lub

$$L_2(t) = L_0(1+m \cos 2\omega_1 t). \quad (4)$$

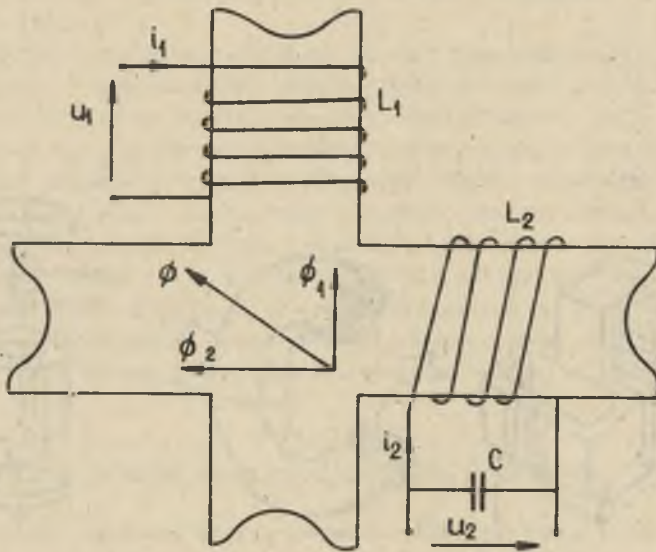
gdzie:

$$m = \frac{L_m}{L_0} \quad (5)$$

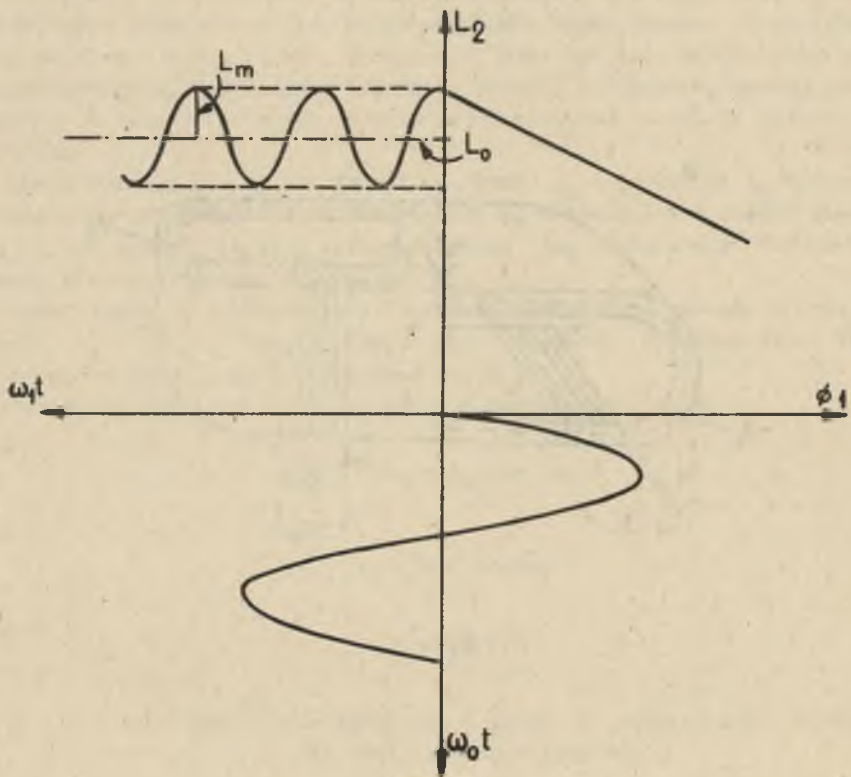
m - jest współczynnikiem modulacji i jedną z podstawowych wielkości w obliczeniach transformatora parametrycznego.



Rys. 3



Rys. 4



Rys. 5

Jest to znów analiza uproszczona, bo nie uwzględnia wpływu prądu wtórnego i_2 na strumień Φ_1 , co poprzez sprzężenie magnetyczne ponownie wpływa na zmianę L_2 . Jedynie przy $i_2 = \text{const}$ L_2 zmieniało się (jak również Φ_2) dokładnie z podwójną częstotliwością ω_1 . Łatwo wykazać, że i_2 zależy zarówno od Φ_1 i Φ_2 jak również od charakteru krzywej magnesowania rdzenia.

Jeżeli materiał magnetyczny rdzenia na rys. 4 będzie izotropowy, wtedy:

$$\frac{i_1}{\Phi_1} = \frac{i_2}{\Phi_2} = \frac{i}{\Phi} \quad \text{widać że} \quad \Phi^2 = \Phi_1^2 + \Phi_2^2 \quad (6b)$$

Założmy, że krzywa magnesowania ma postać: $i_2 = k_1 \Phi + k_3 \Phi^3$ (6c).
Ze wzorów (6a), (6b) i (6c) wynika:

$$i_2 = k_1 \Phi_2 + k_3 \Phi_2 \Phi_1^2 + k_3 \Phi_2^3. \quad (6)$$

a więc indukcyjność obwodu wtórnego przy rozkładzie na szereg Fouriera będzie zawierała oprócz zerowej i drugiej harmonicznej, jak w przypadku wzoru (4), również harmoniczne wyższych rzędów.

Zajmiemy się analizą pracy i własnościami paraformera (rys. 3d). Jest to układ podany przez Wanlassa [4].

3. Transformator parametryczny typu paraformer (rys. 3d)

Spśród innych transformatorów parametrycznych bazujących na prostokątnym sprzężeniu strumieni magnetycznych paraformer wyróżnia się szeregiem specyficznych własności, które zawdzięcza specjalnemu zestawieniu dwóch rdzeni o kształcie C.

W zasadzie paraformer o izotropowym materiale rdzeni posiada prostopadle sprzężone strumienie Φ_1 i Φ_2 .

Analizę rozpoczniemy przy założeniu zlinearyzowanej krzywej transinduktancji [3], co daje zmianę $L_2(t)$ zgodnie z relacją (4).

a) O b w ó d o s c y l u j ę c y

Strumień wtórny skojarzony $\Psi_2 = n_2 \Phi_2 = L_2 i_2$ n_2 - liczba zwojów.
Dla obwodu wtórnego równanie napięciowe ma postać:

$$\frac{d^2 \Psi_2}{dt^2} + \frac{\Psi_2}{L_2 C} = 0, \quad (7)$$

gdzie indukcyjność L_2 dana jest przez relację (4).

Rozwijając dwumian $\frac{1}{L_2(t)}$ i zakładając $0 \leq m \leq 1$ otrzymamy:

$$\frac{d^2 \psi_2}{dt^2} + \omega_0^2 (1 - m \cos 2\omega_1 t) \psi_2 = 0, \quad (8)$$

gdzie

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C}$$

Podstawiając $\omega_1 t = z$ mamy:

$$\frac{d^2 \psi_2}{dz^2} + (a - 2q \cos 2z) \psi_2 = 0, \quad (9)$$

gdzie:

$$a = \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2}; \quad q = \frac{m}{2} a.$$

Jest to standardowa postać równania różniczkowego liniowego Mathieu. Dyskusja możliwych rozwiązań oraz metody ich otrzymania mogą być tematem dodatkowej analizy. Ważna jednak jest tutaj stabilność rozwiązań.

Przy pewnej kombinacji współczynników a_1, q rozwiązanie RRL (9) dla $\psi_2(t)$ jest niestabilne, przy innej stabilne. Na odpowiednim wykresie na płaszczyźnie $a - q$ można podać granice pomiędzy obszarami stabilnymi i niestabilnymi, a prowadząc przez te obszary proste odpowiadające różnym wartościom współczynnika modulacji m można znaleźć warunki, jakie musi spełniać transformator parametryczny, aby mógł funkcjonować, [3].

Musi się on znajdować w jednym z obszarów niestabilnych. Obszary niestabilne istnieją dla małych q lub w pobliżu $a = 1^2, 2^2, 3^2$. Zatem obwód wtórny musi posiadać częstotliwość równą wejściowej częstotliwości ω_1 , $\omega_2 = \omega_1$ lub $a = 0$ i jednocześnie $m > 0$ (jest to przypadek, gdy $i_2 = \text{const}$).

Przybliżone rozwiązanie RRL (9), otrzymane metodą wolno zmiennej amplitudy przy $a = 1$ $0 \leq q \leq 1$, ma postać:

$$\psi_2 = \psi_0 e^{\frac{qz}{2}} \cos(z - \frac{\pi}{4}) \quad (10)$$

Jak widać amplituda $\psi_2(t)$ rośnie bez ograniczeń. W rzeczywistości ograniczeniem jest nasycenie rdzenia wtórnego.

b) W p ł y w n a s y c e n i a

Wpływ strumienia Φ_2 na prąd i_2 można zapisać przy pomocy charakterystyki magnesowania:

$$i_2 = k_1 \Phi_2 + k_3 \Phi_2^3 + \dots$$

pomijając wyższe człony i uwzględniając:

$$i_2 = \frac{\Phi_2}{L_2}$$

otrzymujemy:

$$L_2 = \frac{L}{1 + k\Phi_2^2} \quad (11)$$

gdzie:

$$k = \frac{k_3}{k_1} \ll 1 \quad \text{a} \quad L = \frac{1}{k_1} \text{ jest indukcyjnością przy braku nasycenia.}$$

Korzystając z rozwinięcia dwumianowego przy pominięciu członów wyższych rzędów otrzymujemy:

$$L_2 = L(1 - k\Phi_2^2). \quad (12)$$

Wstawiając wyrażenie (12) do wzoru (4) otrzymujemy:

$$L_2(t) = L_0(1 + m\cos 2\omega_1 t)(1 - k\Phi_2^2). \quad (13)$$

Wstawiając wyrażenie (13) do wzoru (7) i pomijając iloczyn $m k$ (oba czynniki bardzo małe) mamy:

$$\frac{d^2 \Phi_2}{dt^2} + (a - 2q\cos 2z)\Phi_2 + g\Phi_2^3 = 0, \quad (14)$$

gdzie:

$$g = k s.$$

otrzymujemy RR nieliniowe Mathieu (gdzie $g\Phi_2^3$ człon nieliniowy).

Rozwiązaniem RRNL (14) jest $\Phi_2(t)$, a prąd $i_2(t)$ otrzymamy z charakterystyki magnesowania.

Okazuje się wg badań eksperymentalnych [3], że $\Phi_2(t)$ jest prawie sinusoidalny i wzbudza na zaciśkach wtórnych napięcie sinusoidalne nawet wtedy, gdy napięcie pierwotne jest silnie odkształcone. A więc TP eliminuje szumy i zakłócenia. Zawartość harmonicznych w prądzie $i_2(t)$ zależy od stopnia nasycenia rdzenia wtórnego.

c) Warunek wzbudzenia parametrycznego

Jeżeli uwzględnimy rezystancję R_2 , która w obwodzie wtórnym jest włączona szeregowo z kondensatorem i reprezentuje dysypację obwodu oscylacyjnego, to równanie napięciowe tego obwodu ma postać:

$$\frac{d^2 \psi_2}{dt^2} + R_2 \frac{d\psi_2}{dt} + \left(\frac{1}{L_2 C}\right) \psi_2 = 0. \quad (15)$$

Uwzględniając wzór (4) otrzymamy:

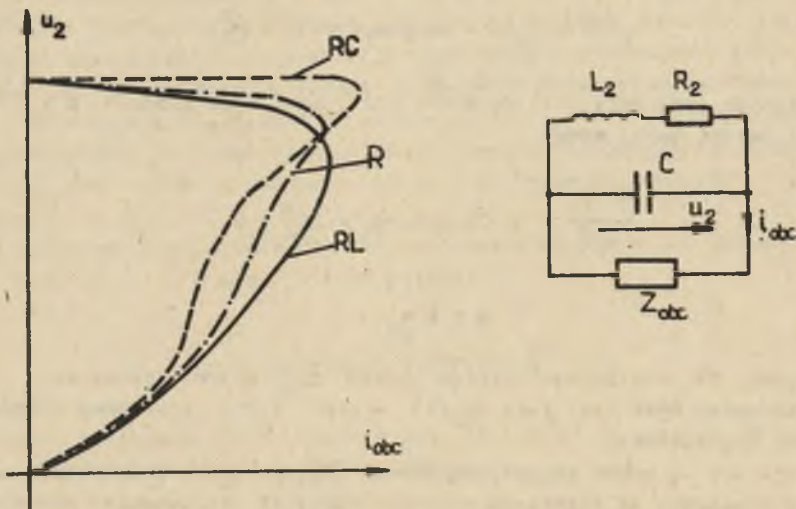
$$\begin{aligned} \frac{d^2 \psi_2}{dt^2} + \frac{R_2}{L_0} (1 - m \cos 2\omega_1 t) \frac{d\psi_2}{dt} + \left[\frac{R_2}{L_0} \cdot \frac{2m\omega_1 \sin 2\omega_1 t}{1 + m \cos 2\omega_1 t} + \right. \\ \left. + \omega_0^2 (1 - m \cos 2\omega_1 t) \right] \psi_2 = 0 \end{aligned} \quad (16)$$

Można wykazać ([3], dodatek) że przebieg ψ_2 jest niestabilny, jeżeli:

$$m > \frac{2}{Q_0} \quad (17)$$

gdzie:

$$Q_0 = \frac{\omega_1 L_0}{R_2} \text{ jest dobrocią obwodu wtórnego.}$$



Rys. 6

Można również obliczyć, jakie obciążenie można załączyć równolegle do kondensatora C w obwodzie wtórnym, aby transformator parametryczny TP mógł funkcjonować.

W pracy [6] podano sposób obliczenia maksymalnego obciążenia rezystancyjnego dla uzyskania ψ_2 niestabilnego oraz przytoczono charakterystyki obciążenia zewnętrzne dla R, RC i RL (rys. 6).

Wynika stąd ważna własność TP. Paraformer w dużym przedziale obciążeń zachowuje się jak dobry stabilizator napięcia wyjściowego z zabezpieczeniem przeciążeniowym. Powyżej pewnej wartości prądu obciążenia zostają zerwane oscylacje obwodu wtórnego i paraformer przestaje działać wchodząc w obszar stabilny.

d) Strona pierwotna

Pod wpływem strumienia Φ_2 zmienia się również indukcyjność strony pierwotnej L_1 .

Jeżeli:

u_1 - napięcie pierwotne

L_1 - indukcyjność cewki pierwotnej

R_1 - rezystancja cewki pierwotnej

$$u_1 = \frac{d(L_1 i_1)}{dt} + R_1 i_1 \quad (18)$$

$$u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 \frac{dL_1}{dt} + R_1 i_1$$

mnożąc obustronnie przez i_1

$$u_1 i_1 = L_1 i_1 \frac{di_1}{dt} + i_1^2 \frac{dL_1}{dt} + R_1 i_1^2$$

i uwzględniając że:

$$L_1 i_1 \frac{di_1}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} L_1 i_1^2 \right] - \frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_1}{dt}$$

otrzymujemy:

$$u_1 i_1 = \underbrace{R_1 i_1^2}_{\text{straty dysypacyjne}} + \underbrace{\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_1 i_1^2 \right)}_{\text{zmiana energii pola}} + \underbrace{\frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_1}{dt}}_{P_{12}} \quad (19)$$

- moc do przepompowania na stronę wtórną

e) P o m i n i ę c i e n i e k t ó r y c h u p r o s z c z e ń

Zamiast relacji (4) po uwzględnieniu zawartości wyższych harmonicznych przy rzeczywistej krzywej transinduktancji:

$$L_2(t) = \sum_{k=0}^{\infty} L_{2k} \cos(2k\omega_1 t + \alpha_{2k}) \quad (20)$$

uwzględniając więcej członów w charakterystyce magnesowania równanie (11) przyjmuje postać:

$$L_2(t) = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} L_{2k} \cos(2k\omega_1 t + \alpha_{2k})}{1 + \sum_{s=1}^{\infty} k_{2s} \psi_2^{2s}} \quad (21)$$

Wstawiając zależność (21) do (17) otrzymujemy RR nieliniowe Hilla, które można rozwiązać na maszynie analogowej lub cyfrowej, otrzymując parametrycznie generowane napięcie wtórne $u_2(t)$: $u_2 = \frac{d}{dt} \psi_2(t) \cdot u_2 = e_2 - i_2 R_2'$, gdzie $i_2(t)$ otrzymane z charakterystyki magnesowania. Podobnie dla stroiny pierwotnej:

$$L_1(t) = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} L_{2n} \cos(2n\omega_1 t + \beta_{2n})}{1 + \sum_{w=1}^{\infty} k_{2w} \psi_1^{2w}} \quad (22)$$

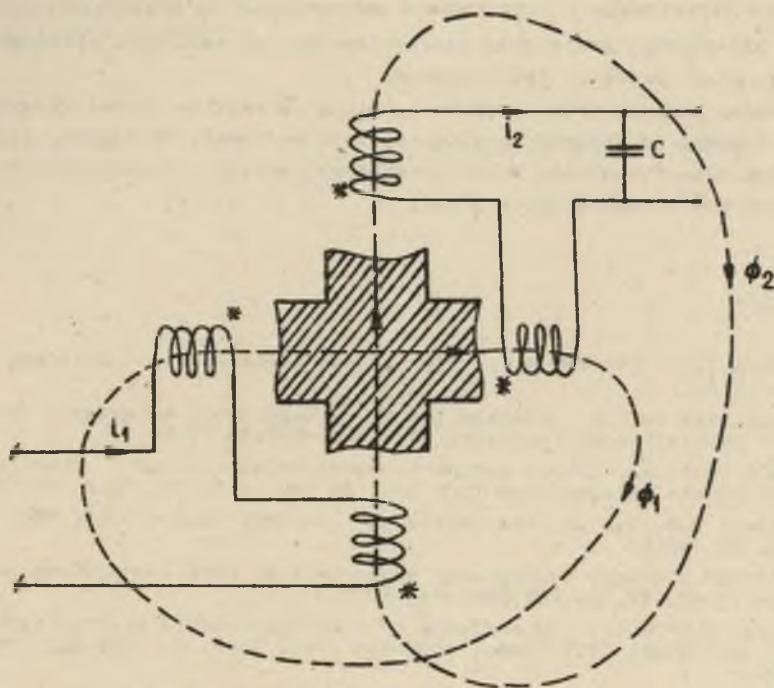
f) I n n e w ł a s n o ś c i

Z analizy TP wykorzystującego prostopadłe sprzężenie strumieni magnetycznych wynika, że indukcyjność obwodu wtórnego $L_2(t)$ zawiera oprócz żądanej 2h również harmoniczne wyższych rzędów, wśród których najwyższy udział ma 4h. Jeżeli dominowała 2h, to paraformer pracował z częstotliwością równą częstotliwości zasilania $\omega_2 = \omega_1$. Przy przewodze 4h będzie pracował z podwójną częstotliwością zasilania, czyli będzie statycznym podwajaczem częstotliwości. Ponadto dla normalnej pracy TP napięcie wtórne u_2 jest przesunięte względem pierwotnego u_1 o $\pi/2$. Pozwala to na skonstruowanie układu trójfazowego uzyskiwanego przy zasilaniu jednofazowym.

Wadą PT przy nieidealnej zależności $L_2(t)$ tylko od 2h jest niski współczynnik mocy rzędu 0,5 i bardzo mała sprawność. Celem ich poprawy stosuje się na rdzenie paraformera blachy anizotropowe lub łączy uzwojenia krzyżowo, powodując tym samym pewien udział sprzężenia wzdłużnego strumieni.

4. Transformator parametryczny - krzyżowy

Lepszym współczynnikiem mocy i sprawnością charakteryzuje się TP wykorzystujący jednocześnie sprzężenie prostopadłe i wzdłużne strumieni magnetycznych. W TP (rys. 3a) połączono uzwojenia pierwotne i wtórne w sposób podany na rys. 7.



Rys. 7

W takim układzie [3] uzyskano większy współczynnik modulacji, dużo niższą zawartość $4h$ i wyższych w $L_2(t)$, dużo większą sprawność, 3-krotnie większą moc wyjściową, mniejszy udział żelaza na jednostkę mocy, lepszy efekt stabilizacji napięcia.

W układzie podanym na rys. 1 (czyli w parametronie) na skutek podmagnesowania prądem stałym przy wzdłużnym sprzężeniu się strumieni magnetycznych półfale strumienia Φ_2 , otrzymywane w wyniku dodawania się strumieni, różnią się od półfal otrzymywanych w wyniku odejmowania. Optymalnym układem dla TP jest układ z rys. 3a (krzyżowy) lub paraformer z anizotropowym rdzeniem.

5. Podsumowanie

Transformator parametryczny o konstrukcji rdzeni zaproponowanej przez Wanlassa (paraformer), posiada szereg specyficznych własności pozwalających wykorzystać go w szerokim zakresie. Do najważniejszych własności należą: a) przenoszenie pośrednie energii elektrycznej przy jednoczesnym eliminowaniu zakłóceń i odkształceń napięcia zasilającego, b) stabilizacja napięcia wyjściowego z jednoczesnym zabezpieczeniem przeciążeniowym, c) możliwość statycznego powielenia częstotliwości, d) możliwość obciążenia trójfazowego przy zasilaniu jednofazowym.

Dokładna analiza pracy i dobór tę drogą parametrów konstrukcyjnych są trudne i wymagają techniki analogowej bądź cyfrowej. Praktyczniejszy jest częściowo eksperymentalny dobór parametrów poprzez dozwanie krzyżowe celem poprawy charakterystyk pracy.

LITERATURA

- [1] Żarkow F.M., Sokołow N.A.: Ciepłota z pieremiennymi paramietrami. Energetika 1976.
- [2] Bojarczenkow M.A., Czerkaszina A.G.: Magnitnyje elementy awtomatiki i wyczislionnoj tiechniki. Wysszaja Szkoła 1976.
- [3] Fam W.Z. et.al. Theory and performance of parametric transformers. IEEE Winter Meeting. New York Jan. 30 Feb. 4, 1972, Paper 572-080-5.
- [4] Wanlass S.D. et. al. The paraformer. In IEEE Wescon Conf. Rec. Pt. 2, vol. 12, 1968.
- [5] Higa W.H.: Theory of magnetic cross-valves. AIEE Trans. (Common. Electron.) vol. 74, pp.201-208, May 1955.
- [6] Burian K.: Theory and analysis of a parametrically excited passive power converter. IEEE Trans. Ind. Appl. vo. IA-8, pp. 278-282, May/June 1972.

СВОЙСТВА ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ТРАНСФОРМАТОРА С ПЕРПЕНДИКУЛЯРНО СОПРЯЖЕННЫМИ ПОТОКАМИ СЦЕПЛЕНИЯ

Р е з ю м е

В статье рассматриваются условия возникновения параметрических колебаний в нелинейных магнетических цепях. Примером управляемого индуктивного элемента является параметрический трансформатор с перпендикулярно сопряженными потоками сцепления. Проведено общий анализ работы и приводятся свойства этого трансформатора.

THE PARAMETRIC TRANSFORMER WITH PERPENDICULARLY
SUPERPOSED FLUXES PROPERTIES

S u m m a r y

In the paper, the conditions for parametric excitation in a non-linear magnetic circuit are presented. As an example of a controlled inductance element the parametric transformer is given. The general properties of this device are explained.

Przyjęto do druku w czerwcu 1978 r.