

Krzysztof KRYKOWSKI, Tadeusz RODACKI

Jacek T. TOPORKIEWICZ

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

ENERGOELEKTRONICZNE UKŁADY ZASILANIA BEZWŁADNOŚCIOWYCH NAPĘDÓW WIBRACYJNYCH

Streszczenie. W artykule przeanalizowano własności półprzewodnikowych układów zasilania bezwładnościowych podajników wibracyjnych oraz określono warunki i wymagania, jakie powinien spełniać optymalny układ zasilania.

1. Wprowadzenie

Do napędu podajników przenoszących produkty sypkie często stosuje się bezwładnościowe napędy wibracyjne. Podstawową częścią takiego napędu jest silnik wibracyjny, zwany w dalszych rozważaniach wibratorem. Silnik składa się ze stojana zamocowanego na ramie, stanowiącej ciężki odlew i działającej jako masa reakcyjna oraz ze zwory wykonującej ruchy oscylacyjne powodujące drgania zespołu podajnika. Częstotliwość drgań własnych takiego układu dobiera się tak, by była ona stała i równa częstotliwości napięcia zasilającego wibrator. Najczęściej jest to częstotliwość 50 Hz. Siła powodująca drgania wibratora jest uzależniona od prądu płynącego przez jego cewkę. Zmieniając przebieg płynącego przez wibrator prądu wpływa się na zestaw harmonicznym siły drgającej. W efekcie uzyskuje się zmianę amplitudy użytecznej harmonicznym siły drgającej o częstotliwości równej częstotliwości drgań własnych całego układu. Harmoniczna ta powoduje drgania rezonansowe wibratora i co za tym idzie - pracę całego zespołu napędowego. Regulując użyteczną harmonicznym siły uzyskuje się regulację amplitudy drgań wibratora oraz prędkości posuwu transportowego przez podajnik materiału.

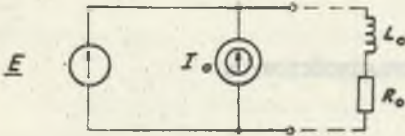
Z elektrycznego punktu widzenia wibrator, a właściwie jego uzwojenie, stanowi dławik o znikomej rezystancji. Jeśli idzie o praktyczne układy formowania prądu wibratora, to sprowadzają się one zazwyczaj do jednego z dwóch podstawowych rozwiązań:

- 1) układy z dodatkową siłą prądomotoryczną,
- 2) układy z tyrystorem impulsującym.

2. Układy z dodatkową siłą prądomotoryczną

Układ idealny

Idealny układ wibratora zasilanego w układzie z dodatkową siłą prądomotoryczną przedstawiono na rys. 1. Układ składa się ze źródła sinusoidalnej siły elektromotorycznej $e(t) = \sqrt{2} E \sin(\omega t + \delta)$, stałej siły prądomotorycznej I_0 o regulowanej wartości oraz wibratora przedstawionego jako układ o parametrach L_0, R_0 .



Rys. 1. Idealny układ zasilania wibratora z dodatkową siłą prądomotoryczną

Rezystancja R_1 i reaktancja L_1 źródła zasilania oraz rezystancja R_0 wibratora są dużo mniejsze od reaktancji wibratora. Całkowity prąd płynący przez wibrator jest sumą prądu przemiennego i_z oraz prądu siły prądomotorycznej I_0 .

$$i(t) = i_z(t) + I_0,$$

gdzie:

$$i_z(t) = I_m \sin \omega t$$

$$I_m = \frac{\sqrt{2} E}{\sqrt{(\omega L_0)^2 + R_0^2}}$$

Siła drgająca wibratora jest proporcjonalna do kwadratu prądu, zaś jej użyteczną harmoniczną o częstotliwości 50 Hz można obliczyć rozkładając odpowiednie wyrażenia w szereg Fouriera.

Oznaczając:

$$I_{\text{max}} = \frac{\sqrt{2} E}{\omega L_0} \text{ - maksymalna możliwa amplituda prądu przemiennego,}$$

ϕ - kąt przesunięcia fazowego między pierwszymi harmonicznymi prądu i siły drgającej,

F_{1m} - amplituda pierwszej harmonicznej siły,

$F_{1\text{max}}$ - największa wartość amplitudy pierwszej harmonicznej siły, która wystąpi przy $I_0 = I_{\text{max}}$,

F_0 - składowa stała siły,

uzyska się kolejno:

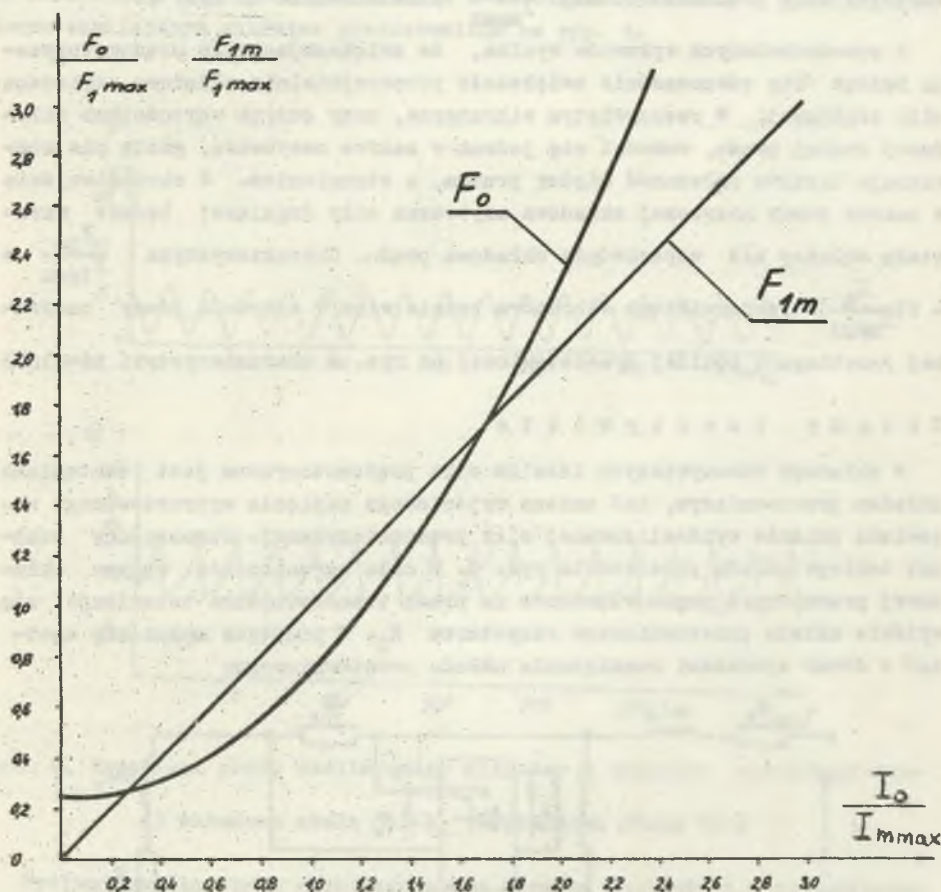
$$F(t) = Ci^2(t)$$

$$F_0 = C(I_0^2 + \frac{I_m^2}{2})$$

$$F_1(t) = F_{1m} \sin(\omega t + \varphi)$$

$$\varphi = 0$$

$$F_{1m} = 2CI_0 I_m = 2Ck_1 I_0 I_{mmax}$$



Rys. 2. Zależność składowej stałej i amplitudy użytecznej składowej siły drgającej idealnego wibratora w funkcji względnej wartości prądu siły prądomotoryznej

gdzie

$$k_1 = \frac{I_m}{I_{m\max}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_0}{\omega L_0}\right)^2}} = \frac{tg\varphi}{\sqrt{1 + tg^2\varphi}} \approx 1$$

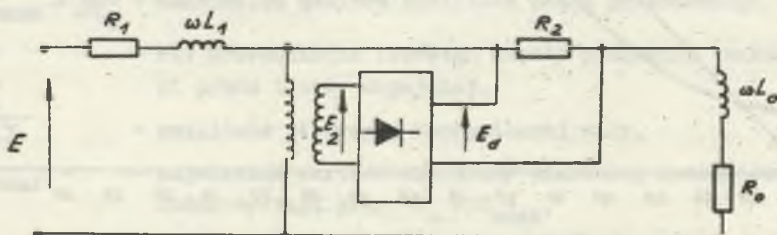
jest współczynnikiem uwzględniającym wpływ rezystancji na amplitudę podstawowej harmonicznej prądu.

Charakterystyki ilustrujące zależność względnych wartości składowej stałej siły $\frac{P}{P_{1\max}}$ oraz składowej użytecznej $\frac{P_1}{P_{1\max}}$ w funkcji względnej wartości siły prądomotorycznej $\frac{I_0}{I_{m\max}}$ przedstawiono na rys. 2.

Z przedstawionych wykresów wynika, że zwiększając siłę prądomotoryczną będzie się równocześnie zwiększało proporcjonalnie składową użyteczną siły drgającej. W rzeczywistym wibratorze, przy dużych wartościach składowej stałej prądu, wchodzi się jednak w zakres nasycenia, gdzie nie obowiązuje liniowa zależność między prądem, a strumieniem. W chwili wejścia w zakres pracy nasyconej składowa użyteczna siły drgającej będzie wzrastała wolniej niż odpowiednia składowa prądu. Charakterystyka $\frac{P_{1m}}{P_{1\max}} = f\left(\frac{I_0}{I_{m\max}}\right)$ rzeczywistego wibratora będzie więc w zakresie pracy nasyconej przebiegała poniżej przedstawionej na rys. 2 charakterystyki idealnej.

U k ł a d y r z e c z y w i s t e

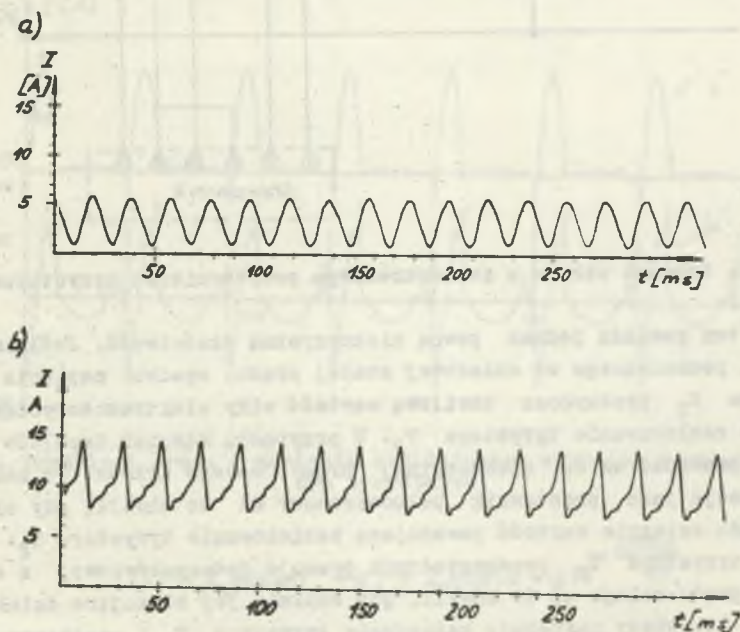
W układach rzeczywistych idealna siła prądomotoryczna jest zastąpiona układem prostowniczym, zaś zmiana wyjściowego napięcia wyprostowanego odpowiada zmianie wyidealizowanej siły prądomotorycznej. Uproszczony schemat takiego układu przedstawia rys. 3. W celu ograniczenia wpływu składowej przemiennej prądu wibratora na pracę transformatora bocznikuje się wyjście układu prostowniczego rezystorem R_2 . W praktyce można się spotkać z dwoma sposobami rozwiązania układu prostowniczego:



Rys. 3. Uproszczony schemat rzeczywistego układu zasilania z siłą prądomotoryczną

- 1) zastosowanie autotransformatora i niesterowanego układu prostowniczego,
- 2) zastosowanie sterowanego układu prostowniczego.

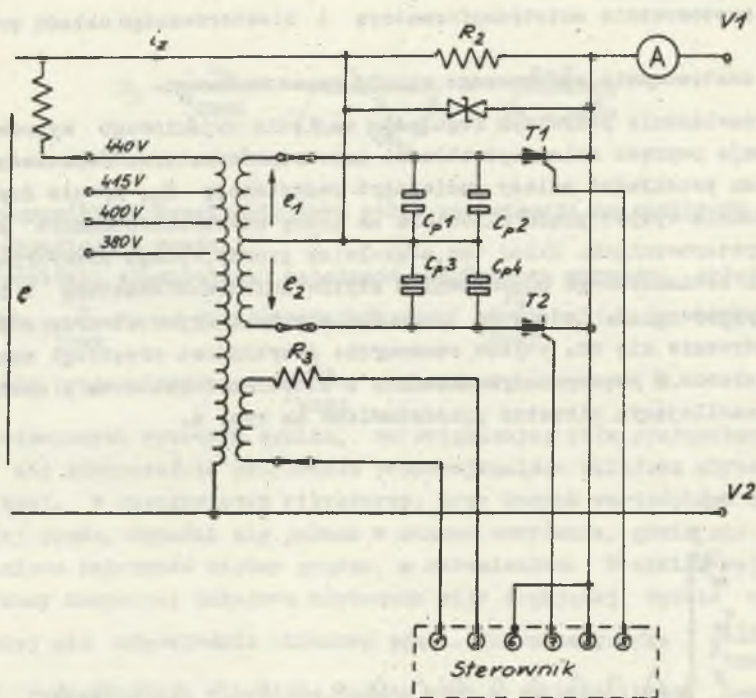
W rozwiązaniu pierwszym regulacja napięcia wyjściowego wyprostowanego następuje poprzez zmianę przekładni autotransformatora. Równocześnie z obniżaniem przekładni należy zmniejszyć rezystancję R_2 , by nie dopuścić do zwiększania wpływu prądu wibratora na pracę autotransformatora przy małych wysterowaniach. Układ ten, aczkolwiek prosty, wymaga precyzyjnego sprzęgnięcia mechanicznego odpowiednich styków autotransformatora i regulowanego rezystora R . Dodatkowe trudności eksploatacyjne stwarza również szybkie zużywanie się ww. styków ruchomych. Przykładowe przebiegi czasowe prądu zmierzone w rzeczywistym układzie z autotransformatorem i mostkiem diodowym zasilającym wibrator przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Przebiegi prądu zasilającego wibrator w układzie autotransformatorem

a) składowa stała 3,3 A, b) składowa stała 10 A

Wylimitowanie styku ruchomego można uzyskać w układzie z pełnookresowym sterowanym układem prostowniczym. Schemat takiego rozwiązania przedstawiono na rys. 5. Rezystor R_2 ogranicza niekorzystny wpływ prądu obciążenia na autotransformator oraz zapewnia możliwość przepływu prądu przez wibrator nawet wtedy, gdy żaden z tyrystorów nie przewodzi.



Rys. 5. Schemat układu z pełnookresowym prostownikiem tyrystorowym

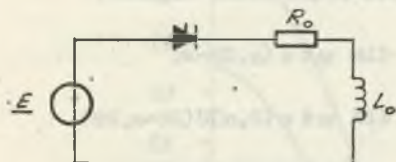
Układ ten posiada jednak pewną niekorzystną właściwość. Jeśli wartość chwilowa, pochodzącego od składowej stałej prądu, spadku napięcia u_{R2} na rezystorze R_2 przekracza chwilową wartość siły elektromotorycznej e_2 , następuje zablokowanie tyrystora T_2 . W przypadku wąskich impulsów wyzwalających prowadzi to do niestabilnej pracy całego układu. Po załączeniu układ pracuje jako prostownik pełnookresowy aż do chwili, gdy składowa stała prądu osiągnie wartość powodującą zablokowanie tyrystora T_2 . Po wyłączeniu tyrystora T_2 przekształtnik pracuje jednopółkowo, a składowa stała prądu maleje aż do chwili, gdy zniknie jej blokujące działanie na tyrystor T_2 . Wtedy następuje załączenie tyrystora T_2 i gwałtowny wzrost prądu powodujący w efekcie kolejne wyłączenie tyrystora T_2 .

Wyjwszy pewien zakres małych wartości składowej stałej prądu układ taki pracuje więc niestabilnie, a zatem nie nadaje się do praktycznego zastosowania.

By układ z prostownikiem pełnookresowym pracował stabilnie, konieczne jest zastosowanie sterownika o szerokich impulsach wyzwalających. W tym przypadku występuje również ograniczenie zakresu pracy tyrystora T_2 i wynikiem stąd pogorszenie właściwości, ale realnie nie ma to istotnego wpływu na stabilność pracy układu.

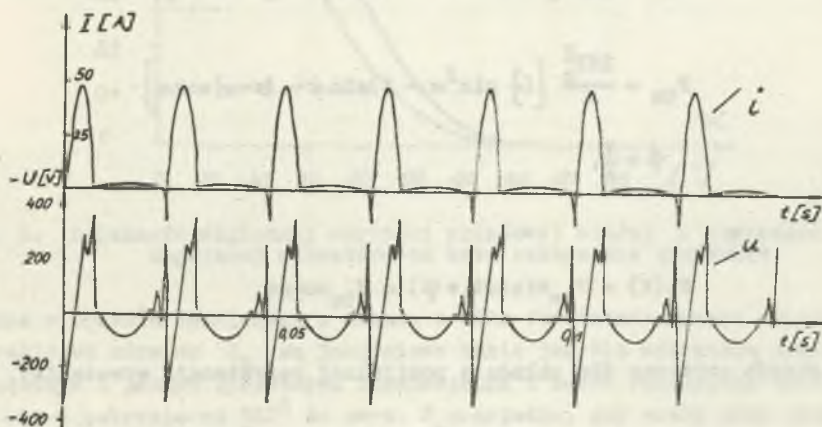
3. Układ z tyrystorem impulsującym

Drugim typowym rozwiązaniem układu zasilania wibratora jest układ z jednym tyrystorem impulsującym. Schemat elektryczny takiego układu przedstawiono na rys. 6. Na rys. 7 przedstawiono przykładowe przebiegi prądu w układzie zasilania wibratora z jednym tyrystorem, pomierzone w układzie rzeczywistym.



Rys. 6. Schemat układu zasilania wibratora z tyrystorem impulsującym

Przedstawiając wibrator jako obwód R_0 , L_0 i rozwiązując równanie napisane w oparciu o rys. 6 uzyskuje się wyrażenie na prąd w obwodzie w postaci:



Rys. 7. Przebiegi prądu i napięcia zasilającego wibrator w układzie z jednym tyrystorem

$$i(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi) + I_m \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\text{tg} \varphi}} \quad (1)$$

gdzie:

α - kąt wysterowania tyrystora,

$$I_m = \frac{\sqrt{2} E}{\sqrt{(\omega L_0)^2 + R_0^2}}; \quad \text{tg} \varphi = \frac{\omega L_0}{R_0}$$

Dla układu o pomijalnie małej rezystancji wyrażenie upraszcza się do postaci:

$$i(t) = I_m(\cos \alpha - \cos \omega t)$$

Ponieważ siła jest proporcjonalna do kwadratu prądu można napisać:

$$F(t) = Ci^2(t) = \begin{cases} CI_m^2(\cos \alpha - \cos \omega t)^2 & \text{dla } \omega t \in (\alpha, 2\pi - \alpha) \\ 0 & \text{dla } \omega t \in (0, \alpha) \cup (2\pi - \alpha, 2\pi) \end{cases}$$

Rozkładając wyrażenie na siłę w szereg Fouriera uzyskuje się:

$$F_0 = \frac{CI_m^2}{2\pi} \left[(2 \cos^2 \alpha + 1)(\pi - \alpha) + \frac{3}{2} \sin 2\alpha \right]$$

$$F_{1m} = \frac{2CI_m^2}{\pi} \left[\left(\frac{1}{3} \sin^2 \alpha - 1 \right) \sin \alpha - (\pi - \alpha) \cos \alpha \right]$$

$$\phi = \frac{\pi}{2},$$

zaś

$$F_1(t) = F_{1m} \sin(\omega t + \phi) = F_{1m} \cos \omega t$$

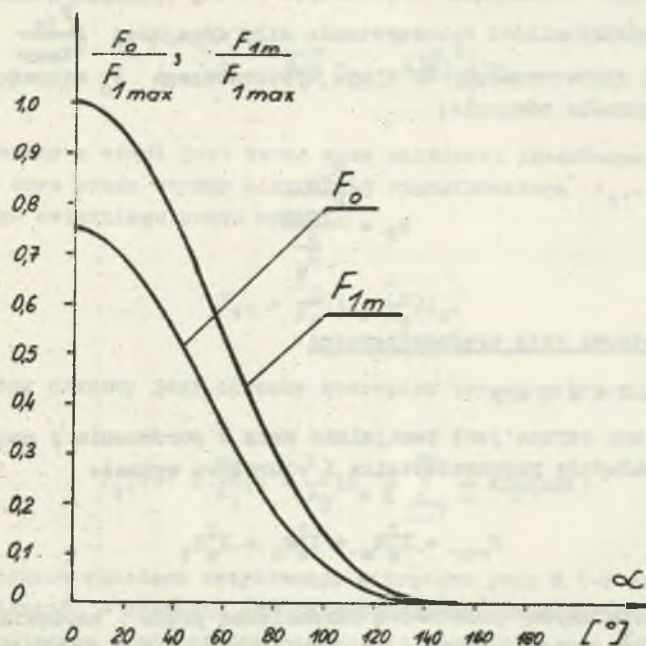
W ten sposób uzyskano dla układu o pomijalnej rezystancji wyrażenia:

$$\frac{F_0}{F_{1\max}} = f(\alpha) = \frac{(2 \cos^2 \alpha + 1)(\pi - \alpha) + \frac{3}{2} \sin 2\alpha}{4\pi} \quad (2)$$

oraz

$$\frac{F_{1m}}{F_{1\max}} = f_1(\alpha) = \frac{\sin \alpha + (\pi - \alpha) \cos \alpha - \frac{1}{3} \sin^2 \alpha}{\pi} \quad (3)$$

Uzyskane zależności przedstawiono graficznie na rys. 8. Gdy cewka wibratora posiada zauważalną rezystancję, czyli gdy $\varphi < \frac{\pi}{2}$, zależności opisujące użyteczną składową siły drgającej w funkcji kąta załączenia komplikują się, zaś wartość ww. składowej siły ulega zmniejszeniu. Przykładowo przy $\text{tg } \varphi = 8$ maksymalna wartość składowej użytecznej siły drgającej zmniejsza się o przeszło 25%. Porównując wykresy z rys. 8 oraz 2 widać, że dla pomijalnie małych rezystancji podstawowe własności elektromecha-



Rys. 8. Zależność względnej wartości składowej stałej i użytecznej siły drgającej wibratora od kąta załączenia tyrystora

niczne wibratora zasilanego z układu z siłą elektromotoryczną zmienianą w zakresie od zera do I_m są jakościowo takie jak dla wibratora zasilanego w układzie z jednym tyrystorem impulsującym i kątem załączenia zmieniającym się w zakresie od 180° do zera. W przypadku, gdy stały prąd polaryzujący (siła prądomotoryczna) I_0 przekroczy wartość I_m , nastąpi dalszy wzrost siły drgającej, natomiast zmniejszenie kąta załączenia α poniżej zera nie ma sensu fizycznego. Chcąc więc uzyskać dalsze zwiększenie siły drgającej należałoby zwiększyć napięcie zasilające lub wprowadzić dodatkowe napięcie polaryzujące.

4. Podstawowe własności energetyczne analizowanych układów

Przy ocenie własności energetycznych określa się zazwyczaj takie parametry, jak: pobór mocy czynnej, biernej, pozornej i odkształconej, oddziaływanie składowej stałej i wyższych harmonicznych na sieć zasilającą oraz straty energii w układzie.

W przypadku analizowanych układów zasilaczy wibratorów parametrem wyjściowym jest użyteczna składowa siły drgającej, zaś pobierana moc pozorna

jest podstawowym parametrem wejściowym. W tej sytuacji szczególną rolę przyznano współczynnikowi wykorzystania siły drgającej $\frac{P_{1m}}{P_{1max}}$ do ilorazu mocy pozornej wysterowanego S i nie wysterowanego S_0 wibratora. Współczynnik ten określa równanie:

$$k_p = \frac{\frac{P_{1m}}{P_{1max}}}{\frac{S}{S_0}}$$

Układy z dodatkową siłą prądomotoryczną

Układ idealny

Pobierana moc czynna jest pomijalnie mała w porównaniu z mocą pozorną. Moc strat w układzie przekształtnika i wibratora wynosi:

$$P_{str} = I_z^2 R_0 + I_0^2 R_0 + I_z^2 R_1$$

Kąt przesunięcia między podstawową harmoniczną prądu i napięcia wynosi w przybliżeniu $\frac{\pi}{2}$, zaś moc pozorna S pobierana z sieci zasilającej jest praktycznie równa pobieranej mocy biernej Q i wynosi:

$$S \approx Q = I_z E$$

Ze względu na warunek $R_0 \ll R_1$ następuje wytkumienie składowej stałej prądu w obwodzie zasilania prądem przemiennym, brak więc oddziaływania składowej stałej prądu na sieć zasilającą. W prądzie pobieranym z sieci brak również wyższych harmonicznych.

Ponieważ $S = S_0 = I_z E$, to zależność współczynnika $k_p = f(I_0)$ jest liniowa i pokrywa się z przedstawioną na rys. 2 graficzną ilustracją zależności siły drgającej od składowej stałej prądu.

Układ z autotransformatorem i mostkiem diodowym

Prądowi I_0 siły prądomotorycznej odpowiada tu składowa stała prądu wibratora i_{wd} . Przy założeniu pomijalnie małych rezystancji uzwojeń transformatora prostownikowego uzyskuje się:

$$I_{wd} = \frac{E_d}{R_0} = I_0$$

$$I_{Rd} = \frac{E_d}{R_2} = \frac{R_0}{R_2} I_0$$

Równocześnie zachodzi:

$$E_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{z_2}{z_1}\right) E_1$$

Prąd pobierany z sieci jest teraz sumą składowej przemiennej prądu wibratora i_z oraz prądu strony pierwotnej transformatora i_{t1} . Wartość skuteczna tego ostatniego prądu wynosi:

$$I_{t1} = \frac{z_2}{z_1} \left(1 + \frac{R_0}{R_2}\right) I_0$$

z zaś przebieg czasowy jest opisany szeregiem trygonometrycznym:

$$i_{t1}(t) = \frac{z_2}{z_1} \left(1 + \frac{R_0}{R_2}\right) I_0 \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(k\omega t)$$

W rzeczywistych układach rezystancja wibratora jest o 1-2 rzędów niższa od jego reaktancji. Z dyskusji przedstawionych zależności wynika więc, że wartość skuteczna prądu strony pierwotnej transformatora jest co najmniej o rząd mniejsza od składowej przemiennej prądu wibratora, a zatem wpływ prądu strony pierwotnej transformatora na jego parametry energetyczne jest znikomy. Moc strat w układzie rzeczywistym jest większa o straty na rezystorze R_0 i wynosi:

$$P_{str} = I_z^2 (R_0 + R_1 + R_2) + I_0^2 \left(1 + \frac{R_0}{R_2}\right)$$

Pozostałe wskaźniki opisujące własności energetyczne, to znaczy kąt przesunięcia fazowego pierwszej harmonicznej φ , moc pozorna S i bierna Q są praktycznie takie same jak w układzie idealnym.

Układ z transformatorem i sterowanym układem prostowniczym

Podobnie jak w układzie z mostkiem diodowym prąd strony pierwotnej transformatora prostowniczego jest znacznie mniejszy od składowej przemiennej prądu wibratora, nie ma więc istotnego wpływu na parametry energetyczne całego układu. W tej sytuacji zależności opisujące własności energetyczne są praktycznie identyczne jak w przypadku układu z mostkiem diodowym.

Układy z tyrystorem impulsującym

Ze względu na dużą indukcyjność cewki wibratora i jej małą rezystancję pobór mocy czynnej z sieci jest jeszcze mniejszy niż w układach z dodatkową siłą prądomotoryczną i wynosi:

$$P_{\text{str}} = I^2(R_1 + R_0),$$

zaś współczynnik wykorzystania siły drgającej k_F wynika ze związków

$$S = EI = E \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi-\alpha} I_m^2 [\cos\alpha - \cos\omega t]^2 dt}$$

Po scałkowaniu:

$$S = \frac{1}{2} E_m I_m \sqrt{\frac{3}{\pi} \sin 2\alpha + (\pi - \alpha)(1 + 2 \cos^2 \alpha)}, \quad (4)$$

stąd:

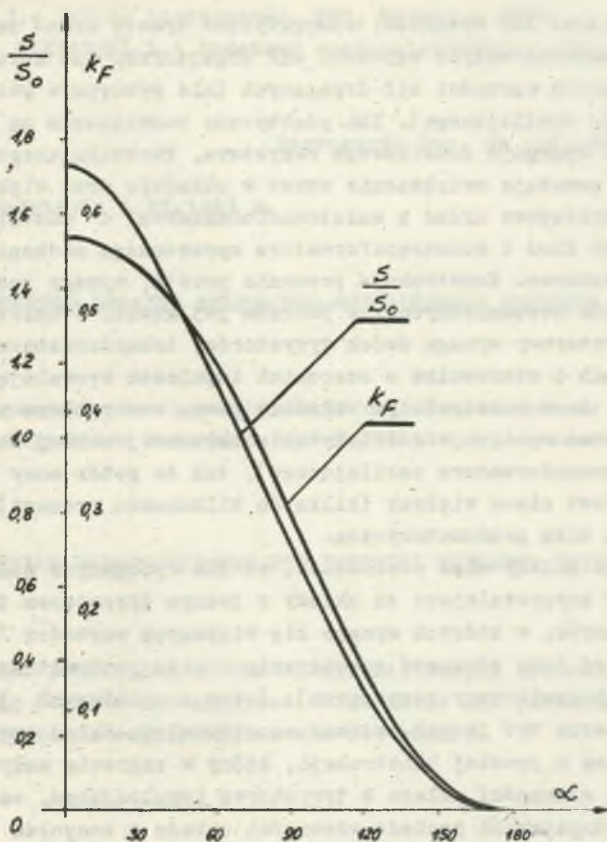
$$\frac{S}{S_0} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \sin 2\alpha + (\pi - \alpha)(1 + 2 \cos^2 \alpha)} \quad (5)$$

Ponieważ względna wartość składowej użytecznej siły drgającej wynika ze wzoru (3), to współczynnik k_F wynosi:

$$k_F = \frac{\frac{F_{1m}}{F_{1\max}}}{\frac{S}{S_0}} = \frac{(\pi - \alpha)\cos\alpha + \sin\alpha - \frac{1}{3}\sin^3}{\sqrt{\frac{3}{\pi} \sqrt{(\pi - \alpha)(1 + 2\cos^2\alpha) + \frac{3}{2}\sin 2\alpha}}} \quad (6)$$

Zależność $\frac{S}{S_0} = f(\alpha)$ oraz $k_F = f_1(\alpha)$ przedstawiono graficznie na rys. 9.

Powyższe zależności należy jednak uzupełnić komentarzem przypominającym, że zostały one wyprowadzone przy założeniu wibratora bezrezystancyjnego. W rzeczywistym wibratorze rezystancja powoduje zmniejszenie amplitudy i skrócenie czasu poszczególnych pulsów prądu, co powoduje z kolei zmniejszenie się odpowiednich składowych siły drgającej. Przykładowo dla wibratora o $\text{tg}\varphi = 8$ współczynnik k_F zmaleje o przeszło 25%.



Rys. 9. Zależności $\frac{S}{S_0} = f(\alpha)$ i $k_F = f(\alpha)$

5. Podsumowanie, wnioski

Przeprowadzone rozważania pozwalają ocenić stosowane układy zasilania wibratorów. Najprostszy ze stosowanych w praktyce układów zasilania z jednym tyrystorem impulsującym charakteryzuje się przede wszystkim dużą prostotą konstrukcji. Posiada korzystne własności energetyczne w zakresie dużych kątów włączenia (małe wartości użytecznej składowej siły drgającej). Wadami jego są znaczne pogarszanie się charakterystyk pod wpływem rezystancji obciążenia oraz konieczność zwiększania wartości napięcia zasilającego w układach, w których chce się uzyskać większe wartości siły użytecznej. Układy z dodatkową siłą prądomotoryczną posiadają szerszy zakres regulacji i nie występuje w nich wpływ rezystancji wibratora na ich włas-