

JERZY HICKIEWICZ

Instytut Metrologii
i Maszyn ElektrycznychWPŁYW WIELKOŚCI MAGNETYCZNYCH NA WYMIARY I WŁASNOŚCI
JEDNOFAZOWEGO DWURDZENIOWEGO WZMACNIACZA AMPLISTATOWEGO

Streszczenie. W pracy rozpatrzono wpływ przyjmowanych przy projektowaniu wielkości magnetycznych na zużycie materiałów czynnych rdzenia magnetycznego oraz na dobroć wzmocnienia mocy jednofazowego dwurdzeniowego wzmacniacza amplistatowego. Przy analizie korzystano z dwudziukowej aproksymacji charakterystyk jednoczesnego magnesowania. Określono korzystne zakresy przyjmowanych wielkości magnetycznych.

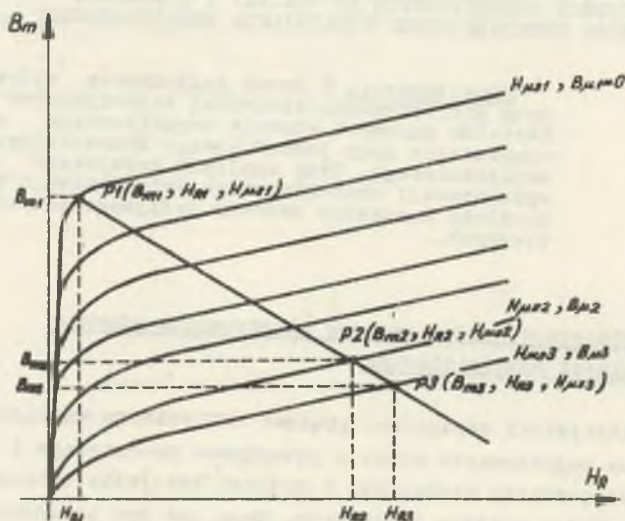
1. Charakterystyki jednoczesnego magnesowania rdzenia
wzmacniacza amplistatowego

Charakterystyki napięciowo prądowe wzmacniacza amplistatowego zmierzono podczas magnesowania rdzenia przepływem przemiennym i stałym, podając zależności pomiędzy napięciami i prądami uzwojenia roboczego przy parametrycznie stałym prądzie sterującym. Mogą one być przedstawione w postaci zależności: składowej przemiennnej indukcji magnetycznej B_m od składowej roboczej natężenia pola magnetycznego H_R dla stałego parametru, którym może być: składowa stała indukcji magnetycznej B_μ lub składowa stała natężenia magnetycznego wywołana przepływem uzwojenia sterującego $H_{\mu 0}$. Charakterystyki te noszą nazwę charakterystyk jednoczesnego magnesowania wzmacniacza amplistatowego. Przebieg tych charakterystyk zależy nie tylko od rodzaju materiału rdzenia magnetycznego, ale i od własności prostowników samonasywienia, kształtu rdzenia, rodzaju konstrukcji rdzenia i uzwojeń, a nawet w pewnym stopniu od rozmiarów wzmacniacza. Charakterystyki te są charakterystykami średnimi, to znaczy podają zależności dla średnich wartości indukcji wynikających z przestrzennego rozkładu indukcji w przekroju rdzenia.

Przebiegi charakterystyk jednoczesnego magnesowania z charakterystyką obciążenia, przedstawioną w tym samym układzie współrzędnych, wyznaczają punkty pracy transduktorowej. Przy obciążeniu rezystancyjnym amplistatu zbudowanego z rdzenia o dużej prostokątności charakterystyki magnesowania, charakterystyka obciąże-

nia może być aproksymowana linią prostą. Można wyróżnić trzy następujące punkty przecięcia charakterystyk jednoczesnego magnesowania z prostą obciążenia (rys. 1):

Punkt $P1(B_{m1}, H_{R1}, H_{\mu S1})$ – punkt odsycenia. Dla danego napięcia zasilania składowa przemienna indukcji posiada w tym punkcie największą wartość a składowa robocza natężenia pola wartość najmniejszą. Składowa stała natężenia pola wywołana przepływem sterującym ma dużą wartość ujemną, a składowa indukcji wartość najmniejszą.



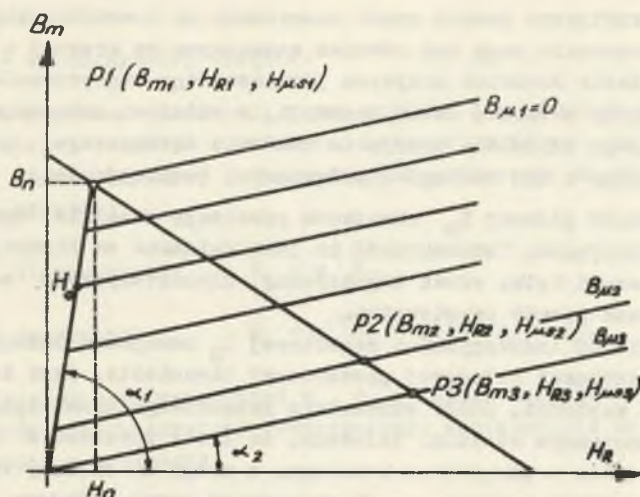
Rys. 1. Charakterystyki jednoczesnego magnesowania wzmacniacza amplitastowego

Punkt $P2(B_{m2}, H_{R2}, H_{\mu S2})$ – punkt pracy znamionowej. Składowa robocza natężenia pola posiada wartość wynikającą ze znamionowej wartości prądu w uzwojeniu roboczym.

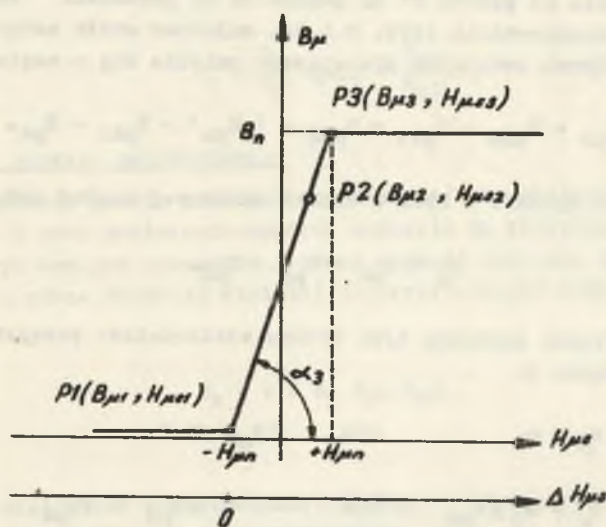
Punkt $P3(B_{m3}, H_{R3}, H_{\mu S3})$ – punkt pełnego nasycenia.

Przy danej rezystancji obciążenia składowa przemienna indukcji jest w tym punkcie najmniejsza, a składowa robocza natężenia pola jest największa. Składowa stała wytworzona przez prąd uzwojenia sterującego na odpowiednio dużą wartość dodatnią, a składowa stała indukcji ma wartość największą.

Rzeczywiste przebiegi charakterystyk jednoczesnego magnesowania mogą być w uproszczony sposób zastąpione charakterystykami złożonymi z dwu odcinków prostych, o różnych kątach nachylenia. Pierwszy odcinek o kącie nachylenia α_1 odpowiada części nienasyconej, a drugi odcinek o kącie nachylenia α_2 odpowiada części nasyconej charakterystyk jednoczesnego magnesowania (rys. 2). Na rys. 2 oznaczono współrzędne punktu załamania charakterystyki jednoczesnego magnesowania przy składowej stałej indukcji rów-



Rys. 2. Charakterystyki jednozesnego magnesowania aproksymowane dwudocinkowo



Rys. 3. Zależność pomiędzy składową stałą indukcji magnetycznej, a składową stałą natężenia pola wytworzoną przepływem sterującym

nej zeru odpowiednio przez B_n i H_n . Zależność pomiędzy składową stałą indukcji (średnią z rozkładu przestrzennego w przekroju rdzenia), a składową stałą natężenia pola wytworzoną przepływem sterującym można również przedstawić za pomocą krzywej złożonej z dwu odcinków prostoliniowych: odcinka o kącie nachylenia α_3 dla części nienasyconej i odcinka o kącie nachylenia równym $\frac{\pi}{2}$ dla części nasyconej (rys. 3).

Trzy charakterystyczne punkty pracy zaznaczono na charakterystykach jednoczesnego magnesowania mogą być również zaznaczone na krzywej z rys. 3. Takie przedstawienie średnich krzywych jednoczesnego magnesowania oraz zależności pomiędzy składową stałą indukcji, a składową natężenia pola uzwojenia sterującego odpowiada przyjęciu schematu zastępczego pojedynczego dławika złożonego z dwu szeregowo połączonych indukcyjności:

- Indukcyjność głównej L_{μ} uzwojenia roboczego idealnie sprzężonej z uzwojeniem sterującym. Indukcyjność ta jest związana ze strumieniem, którego obwód stanowi tylko rdzeń magnetyczny. Charakterystykę magnesowania rdzenia założono prawie prostokątną.

- Wyodrębnionej indukcyjności reszkowej L_R uzwojenia roboczego, odpowiadającej reszkowej składowej przemiennej strumienia. Jest to indukcyjność o stałej wartości. Linie strumienia reszkowego przebiegają w powietrzu oraz w nasyconym rdzeniu. Założono, że linie strumienia reszkowego są sprzężone tylko z uzwojeniem roboczym, z uwagi na znikomy wpływ obwodu sterującego na obwód roboczy, po przekroczeniu przez składową przemianą indukcji, wartości indukcji nasycenia.

Przy przejściu od punktu P1 do punktu P2 na gromadzie charakterystyk jednoczesnego magnesowania (rys. 2 i 3), składowa stała natężenia pola wytworzona przepływem uzwojenia sterującego zmienia się o wartość:

$$\Delta H_{\mu S} = H_{\mu S2} - H_{\mu S1} = H_{\mu S2} - (-H_{\mu n}) = H_{\mu S2} + H_{\mu n} \quad (1.1)$$

Odpowiada temu zgodnie z rys. 3 zmiana składowej stałej indukcji:

$$B_{\mu} = B_{\mu 2} - B_{\mu 1} = B_{\mu 2} \quad (1.2)$$

Wynika stąd związek pomiędzy tymi dwiema wielkościami przedstawiony graficznie na rysunku 3

$$\begin{aligned} B_{\mu} &= 0 & \text{dla} & \quad \Delta H_{\mu S} < 0 \\ B_{\mu} &= m_3 \Delta H_{\mu S} & \text{dla} & \quad 0 < \Delta H_{\mu S} < 2H_{\mu n} \\ B_{\mu} &= B_n & \text{dla} & \quad \Delta H_{\mu S} \geq 2H_{\mu n} \end{aligned} \quad (1.3)$$

Współczynnik m_3 charakteryzuje nachylenie odcinka nienasyconego prawie prostokątnej charakterystyki magnesowania i związany jest z kątem nachylenia tego odcinka następująco:

$$m_3 = \frac{n_b}{n_h} \operatorname{tg} \alpha_3 = \frac{B_n}{2H_n}, \quad (1.4)$$

gdzie

n_b, n_h - współczynniki skalowe.

Składową przenienną indukcji można wyrazić jako funkcję dwu zmiennych, składowej stałej indukcji i składowej roboczej natężenia pola. Na podstawie rys. 2 charakterystykę jednoczesnego magnesowania da się określić za pomocą dwu wyrażeń:

$$\text{dla części nienasyconej: } B_m = m_1 H_R \quad (1.5.a)$$

$$\text{dla części nasyconej: } B_m = m_2 (H_R - H_0) + B_n - B_\mu. \quad (1.5.b)$$

Związki pomiędzy współczynnikami m_1, m_2 a kątami nachylenia poszczególnych odcinków charakterystyki jednoczesnego magnesowania są podobne jak dla poprzedniego przypadku:

$$m_1 = \frac{n_b}{n_h} \operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{B_n}{H_n} \quad (1.6)$$

$$m_2 = \frac{n_b}{n_h} \operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{B_{m3}}{H_{R3}}. \quad (1.7)$$

2. Objętość rdzenia magnetycznego

Przy założeniu prawie prostokątnej średniej charakterystyki magnesowania rdzenia i przy pominięciu spadków napięcia na rezystancji obciążenia i rezystancji uzwojeń roboczych średnia wartość napięcia zasilania jest w przybliżeniu równa średniej wartości napięcia uzwojeń roboczych w stanie odsyconym:

$$E_z = 4 f z_R B_{m1} S_F, \quad (2.1)$$

gdzie

f - częstotliwość napięcia zasilającego

z_R - liczba zwojów uzwojenia roboczego

S_F - czynny przekrój rdzenia.

Średnia wartość prądu w uzwojeniu roboczym

$$I_R = \frac{H_{R2} l_F}{z_R}, \quad (2.2)$$

gdzie

I_F - średnia długość rdzenia.

Średnia wartość prądu obciążenia

$$I_0 = 2 I_R. \quad (2.3)$$

Średnia wartość napięcia na rezystancji obciążenia

$$U_0 = E_z \frac{B_{m1} - B_{m2}}{B_{m1}}. \quad (2.4)$$

Korzystając z wyrażen (2.1) i (2.2) można określić objętość rdzenia pojedynczego dławika

$$V_F = S_F I_F = \frac{B_g I_0}{8 f B_{m1} H_{R2}}. \quad (2.5)$$

Wykorzystując wyrażenie (2.4), a ponadto oznaczając jako moc wyjściową $P_0 = U_0 I_0$:

$$V_F = \frac{P_0}{8 f H_{R2} (B_{m1} - B_{m2})}. \quad (2.6)$$

Oporając się na gromadzie krzywych jednoczesnego magnesowania aproksymowanych dwuodinkowo można na podstawie wyrażenia (1.5.b) określić składową roboczą natężenia pola w znamionowym punkcie pracy:

$$H_{R2} = \frac{1}{m_2} [B_{m2} - B_n + B_{\mu 2}] + H_0.$$

Nie popełniając dużego błędu można pominąć H_0 (najczęściej $H_{R2} \gg H_0$), a ponadto zakładając $B_n = B_{m1}$

$$H_{2R} = \frac{1}{m_2} [B_{\mu 2} - (B_{m1} - B_{m2})]. \quad (2.7)$$

Wprowadzając wyrażenie (2.7) do (2.6)

$$V_F = \frac{m_2 P_0}{8 f [B_{\mu 2} - (B_{m1} - B_{m2})] (B_{m1} - B_{m2})}. \quad (2.8)$$

Funkcję tę można przeanalizować dla dwu praktycznie interesujących przypadków zmienności wielkości magnetycznych:

a) przy stałych B_{m1} , B_{m2} , a zmiennej indukcji $B_{\mu 2}$

b) przy stałych B_{m1} , $B_{\mu 2}$, a zmiennej indukcji B_{m2}

W pierwszym przypadku składowa stała indukcji $B_{\mu 2}$ może się zmieniać w granicach $B_{m1} - B_{m2} < B_{\mu 2} \leq B_n$. Dla przyjętych założeń zależność objętości rdzenia V_F od $B_{\mu 2}$ jest funkcją hiperboliczną. Minimalna wartość objętości rdzenia występuje przy największej możliwej wartości składowej stałej indukcji $B_{\mu 2} = B_n$

$$V_F \text{ min} = \frac{n_2 P_0}{8 f [B_n - (B_{m1} - B_{m2})] (B_{m1} - B_{m2})} \quad (2.9)$$

W drugim rozpatrywanym przypadku przy stałych wartościach B_{m1} oraz $B_{\mu 2}$ wartość B_{m2} może zmieniać się w przedziale

$$B_{m1} > B_{m2} > B_{m1} - B_{\mu 2}$$

Różniczkując wyrażenie (2.8) można określić wartość B_{m2} , przy której objętość rdzenia jest minimalna

$$\frac{\partial V_F}{\partial (B_{m1} - B_{m2})} = 0 \quad (2.10)$$

Z warunku tego otrzymuje się:

$$B_{m2 \text{ opt}} = B_{m1} - \frac{B_{\mu 2}}{2} \quad (2.11)$$

oraz minimalną objętość rdzenia:

$$V_F \text{ min} = \frac{n_2 P_0}{2 f B_{\mu 2}^2} \quad (2.12)$$

Dla ekstremalnych wartości wielkości magnetycznych najmniejszą objętość rdzenia:

$$V_F \text{ min} = \frac{n_2 P_0}{2 f B_n^2} \quad (2.13)$$

otrzymuje się przy

$$B_{\mu 2} = B_n$$

$$B_{m2} = B_{m1} - \frac{B_n}{2}$$

$$B_{m1} = B_n \cdot$$

Zmniejszenie ciężaru rdzenia przypadającego na jednostkę mocy wyjściowej wzmacniacza uzyskuje się stosując do budowy rdzenia materiały magnetyczne posiadające:

- dużą wartość indukcji nasycenia
- przebieg charakterystyki magnesowania po przekroczeniu punktu załamania (punkt nasycenia) zbliżony do prostej równoległej do osi odciętych.

Wyrażenia (2.8) i (2.13) potwierdzają wniosek, że zwiększenie częstotliwości zasilania prowadzi do zmniejszenia ciężaru rdzenia.

Objętość rdzenia można wyrazić w jednostkach względnych przyjmując jako wartość odniesienia najmniejszą możliwą wartość objętości rdzenia:

$$V_F = \frac{V_F}{\frac{m_2 P_0}{2 f B_n^2}} \quad (2.14)$$

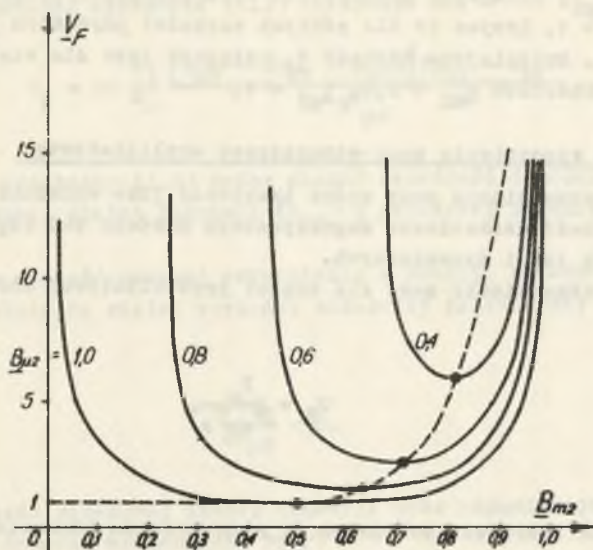
Wprowadzając indukcję w jednostkach względnych odniesionych do indukcji nasycenia, a ponadto zakładając $B_{m1} = B_n$ otrzyma się na podstawie wyrażenia (2.8)

$$V_F = \frac{1}{\left[B_{\mu 2} - \left(1 - \frac{B_{m2}}{B_n} \right) \right] \left(1 - \frac{B_{m2}}{B_n} \right)} \quad (2.15)$$

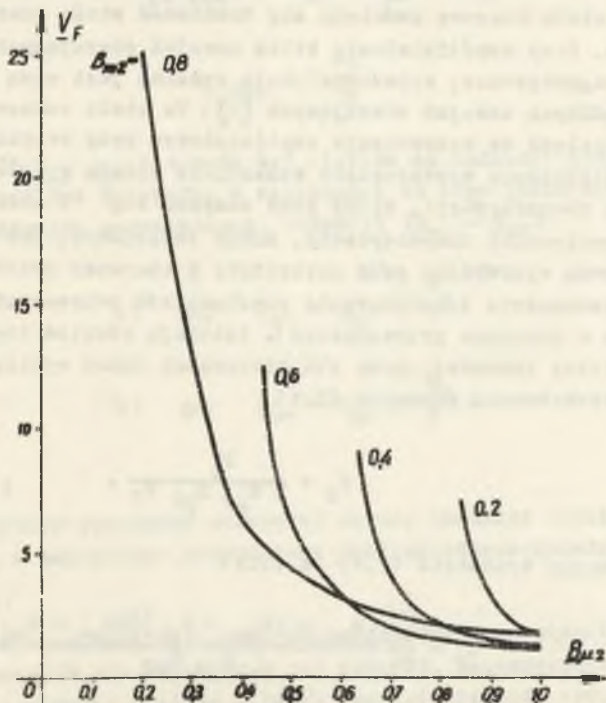
Wykresy względnej objętości rdzenia w funkcji $B_{\mu 2}$, dla różnych wartości parametru $\frac{B_{m2}}{B_n}$, otrzymane na podstawie wyrażenia (2.15), przedstawione są na rysunku 4.

Krzywe te przebiegają tym wyżej, im mniejsza jest wartość parametru $\frac{B_{m2}}{B_n}$. Każda z krzywych posiada ekstremum dla wartości $B_{\mu 2} = 1 - 0,5 \frac{B_{m2}}{B_n}$. Dla parametru $\frac{B_{m2}}{B_n}$ o wartościach zbliżonych do 1 krzywe posiadają dość płaskie ekstremum.

Na rysunku 5 podano wykresy zależności objętości rdzenia w jednostkach względnych V_F od $B_{\mu 2}$ przy stałym parametrze $\frac{B_{m2}}{B_n}$. Krzywe te są hiperbolami, których asymptotami są proste $B_{\mu 2} = 1 - \frac{B_{m2}}{B_n}$. Wartości krzywych maleją z



Rys. 4. Zależność objętości rdzenia od znamionowej wartości składowej przemiennej indukcji (w jednostkach względnych)



Rys. 5. Zależność objętości rdzenia od składowej stałej indukcji (w jednostkach względnych)

wzrostem $B_{\mu 2}$, osiągając najmniejsze wartości dla największej możliwej wartości $B_{\mu 2} = 1$. Krzywe te dla różnych wartości parametru B_{m2} wzajemnie się przecinają. Najmniejsza wartość V_F osiągana jest dla wielkości magnetycznych o wartościach $B_{m2} = 0,5$, $B_{\mu 2} = 1$.

3. Dobrość wzmoocnienia mocy wzmacniacza amplistatowego

Dobroć wzmoocnienia mocy można traktować jako wskaźnik syntetyczny określający jakość wzmacniacza magnetycznego zarówno pod względem własności statycznych jak i dynamicznych.

Dobroć wzmoocnienia mocy dla części prostoliniowej charakterystyki sterowania:

$$Q_P = \frac{P_0}{P_S T_S}, \quad (3.1)$$

gdzie

P_S - moc sterująca potrzebna do wysterowania wzmacniacza aby na jego wyjściu uzyskać moc wyjściową P_0

T_S - stała czasowa obwodu sterującego przy zwiększaniu wysterowania.

Jako stałą czasową umówiono się traktować stałą czasową uzwojenia sterującego. Przy współdziałaniu kilku uzwojeń sterujących, idealnie sprzężonych magnetycznie, wypadkowa stała czasowa jest sumą stałych czasowych poszczególnych uzwojeń sterujących [2]. Ta stała czasowa określa przebiegi nieustalone we wzmacniaczu amplistatowym przy zwiększeniu wysterowania. Przy zmniejszeniu wysterowania wzmacniacz działa wolniej, na skutek wpływu prądu transformacji, który może zamykać się w obwodzie roboczym poprzez prostowniki samonasywienia. Można zmniejszyć, lub wyeliminować wpływ tego obwodu wyzyskując próg napięciowy w kierunku przewodzenia prostowników samonasywienia (zastosowanie prostowników selenowych o dużym napięciu progowym w kierunku przewodzenia). Istnieją również inne sposoby symetriзації stałej czasowej, przy obu kierunkach zmian wysterowania [2]. Po przekształceniu równania (3.1)

$$Q_P = \frac{P_0}{2 H_{\mu s} B_{\mu 2} V_F}. \quad (3.2)$$

Wprowadzając wyrażenia (2.8) do (3.2)

$$Q_P = \frac{4f}{m_2} \frac{[B_{\mu 2} - (B_{m1} - B_{m2})](B_{m1} - B_{m2})}{H_{\mu s} B_{\mu 2}}.$$

Wprowadzając ponadto wyrażenie (1.3) otrzymuje się

$$Q_p = 4f \frac{n_1}{n_2} \frac{[B_{\mu 2} - (B_{m1} - B_{m2})](B_{m1} - B_{m2})}{B_{\mu 2}^2}. \quad (3.3)$$

Analizując wyrażenie (3.3) można zbadać zależność dobroci wzmocnienia mocy od: składowej stałej indukcji ($B_{\mu 2}$) i składowej przemiennej indukcji (B_{m2}).

Ekstremalna wartość dobroci wzmocnienia w funkcji składowej stałej indukcji przy założeniu stałej wartości składowej przemiennej indukcji wynika z równania

$$\frac{\partial Q}{\partial B_{\mu 2}} = 0.$$

Optymalna wartość składowej stałej indukcji oraz odpowiadająca jej maksymalna wartość dobroci wzmocnienia mocy:

$$B_{\mu 2 \text{ opt}} = 2(B_{m1} - B_{m2}) \quad (3.4)$$

$$Q_p \text{ max} = f \frac{n_1}{n_2}. \quad (3.5)$$

Ponieważ wartość $B_{\mu 2 \text{ opt}}$ nie może być większa od indukcji nasycenia B_n , należy rozpatrzyć dwa przypadki w zależności od tego jakie wartości posiada różnica składowych przemiennych indukcji ($B_{m1} - B_{m2}$)

$$\text{a) } \text{gd}y \quad B_{m1} - B_{m2} < \frac{B_n}{2}$$

$$\text{b) } \text{gd}y \quad B_{m1} - B_{m2} > \frac{B_n}{2}.$$

Przypadek a:

Istnieje wartość optymalna składowej stałej indukcji wynikająca z wyrażenia (3.4), a maksymalna dobroć mocy jest określona wyrażeniem (3.5).

Przypadek b:

Składowa stała indukcji nie może osiągnąć wartości optymalnej wynikającej z wyrażenia (3.4). Największa jej wartość, zapewnijająca największą możliwą w tym przypadku wartość dobroci wzmocnienia mocy wynosi:

$$B_{\mu 2 \text{ opt}} = B_n. \quad (3.6)$$

Przyjmując

$$B_{m1} = B_n$$

uzyskuje się

$$B_{\mu 2 \text{ opt}} = B_{m1}$$

Największa możliwa dobroć wzmocnienia mocy

$$Q_p \text{ max} = f \frac{m_3}{m_2} \frac{2(B_{m1} - B_{m2})}{B_{m1}} \frac{2 B_{m2}}{B_{m1}}. \quad (3.7)$$

Maksymalna dobroć mocy zależy w tym przypadku nie tylko do częstotliwości i kształtu krzywych jednoczesnego magnesowania, ale i od założonego stosunku wartości składowych przemiennej indukcji. Wraz ze zmniejszeniem się stosunku $\frac{B_{m2}}{B_{m1}}$ maksymalna dobroć wzmocnienia mocy również maleje.

Przy założeniu stałych wartości B_{m1} , $B_{\mu 2}$, a zmiennej indukcji B_{m2} z warunku

$$\frac{\partial Q_p}{\partial B_{m2}} = 0$$

otrzymuje się optymalną wartość składowej przemiennej indukcji w znamionowym punkcie pracy

$$B_{m2 \text{ opt}} = B_{m1} - \frac{B_{\mu 2}}{2} \quad (3.8)$$

oraz odpowiadającą jej maksymalną wartość dobroci wzmocnienia mocy

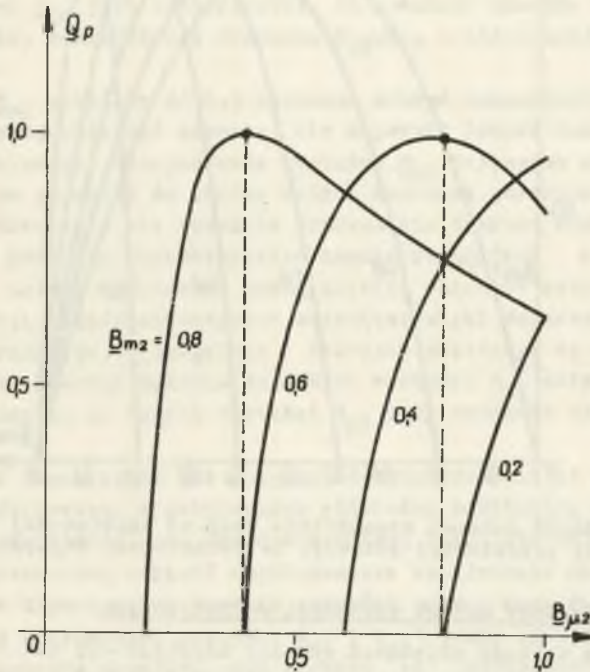
$$Q_p \text{ max} = f \frac{m_3}{m_2}. \quad (3.9)$$

Wyrażenie (3.3) określające dobroć wzmocnienia mocy można przedstawić w jednostkach względnych wprowadzając względne jednostki indukcji odniesione do indukcji nasycenia. Można wprowadzić pojęcie względnej dobroci wzmocnienia mocy odnosząc ją do największej dobroci wzmocnienia mocy określonej równaniem (3.5)

$$\frac{Q_p}{Q_p \text{ max}} = \frac{Q_p}{f \frac{m_3}{m_2}} = 4 \frac{[B_{\mu 2} - (B_{m1} - B_{m2})](B_{m1} - B_{m2})}{B_{m1}^2 \mu_2}.$$

Zakładając $B_{m1} = 1$ otrzymana się:

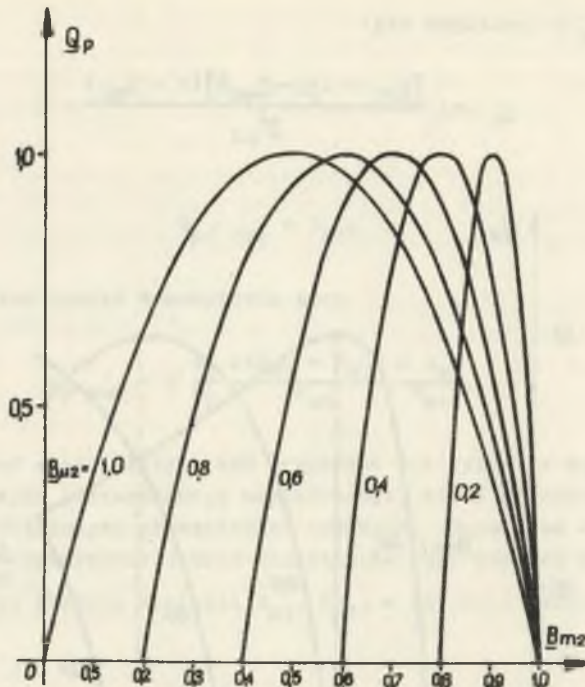
$$Q_p = 4 \frac{[B_{\mu 2} - (1 - B_{m2})](1 - B_{m2})}{B_{\mu 2}^2} \quad (9.10)$$



Rys. 6. Zależność dobroci wzmocnienia mocy od składowej stałej indukcji (w jednostkach względnych)

Zależność dobroci wzmocnienia mocy w jednostkach względnych od składowej stałej indukcji ($B_{\mu 2}$) dla różnych wartości składowej przemiennej indukcji (B_{m2}) podaje rys. 6. Krzywe o parametrze $B_{m2} > 0,5$ posiadają ekstremum. Krzywe o parametrze $B_{m2} < 0,5$ nie posiadają ekstremum, lecz osiągają maksimum dla $B_{\mu 2} = 1$, przy czym im mniejsza jest wartość B_{m2} , tym mniejsza jest wartość maksymalna względnej dobroci wzmocnienia mocy.

Przebiegi dobroci wzmocnienia mocy w funkcji składowej przemiennej indukcji, są podane w jednostkach względnych na rys. 7. Każda z tych krzywych posiada ekstremum. Z przebiegu krzywych wynika, że w przedziale $B_{m2} < 0,5$ wartości dobroci mocy są zawsze mniejsze od ekstremalnych.



Rys. 7. Zależność dobroci wzmożenia mocy od znamionowej wartości składowej przemiennej indukcji (w jednostkach względnych)

4. Wnioski dotyczące doboru wielkości magnetycznych

Najmniejszą wartość objętości rdzenia uzyskuje się dla $B_{u2 \text{ opt}} = 1$, $B_{m2 \text{ opt}} = 0,5$. Niewielkie odstępstwa składowej stałej i przemiennej indukcji od wartości optymalnych powodują tylko nieznaczny wzrost objętości rdzenia z uwagi na płaski przebieg krzywej $F = f(B_{u2}, B_{m2})$ w pobliżu minimum (rys. 5).

Podobnie jak objętość rdzenia również dobroć wzmożenia mocy osiąga maksymalną wartość przy $B_{u2 \text{ opt}} = 1$, $B_{m2 \text{ opt}} = 0,5$ (rys. 6 i rys. 7).

Należy zwrócić uwagę na zbliżność wyrażeń (2.11) i 3.8) określających optymalne wartości wielkości magnetycznych dla osiągnięcia zarówno minimum objętości rdzenia, jak i maksimum dobroci wzmożenia mocy. Przy zadanej mocy wyjściowej maksimum dobroci wzmożenia mocy uzyskuje się przy minimum iloczynu stałej czasowej i mocy potrzebnej do wysterowania wzmacniacza. Temu ekstremum odpowiada minimum energii nagromadzonej w sterującym polu magnetycznym wzmacniacza ($I_S^2 L_S$), co zachodzi przy minimalnej objętości rdzenia magnetycznego.

Znamionowe napięcie wyjściowe wzmacniacza U_{ON} jest mniejsze od napięcia zasilania z uwagi na istnienie spadków napięcia na reaktancji resztkowej

i rezystancjach uzwojenia roboczego. Zgodnie z równaniem (2.4) duże wartości U_{ON} można uzyskać dla małych wartości B_{m2} .

Wartość $B_{\mu 2}$ zbliżona do jedności zapewnia dużą względną dobroć wzmocnienia mocy, małą względną objętość rdzenia, dużą wartość znamionowego napięcia wyjściowego w stosunku do napięcia zasilania, mały prąd minimalny i nieznacznie większy od znamionowego prąd maksymalny. Przyjmowanie małych wartości $B_{\mu 2}$ jest niekorzystne bo powoduje znaczne zwiększenie objętości rdzenia, zmniejszenie stosunku U_{ON}/E_Z , a nie zwiększa dobroci wzmocnienia mocy.

Wartość B_{m2} zbliżona do 0,5 zapewnia dobroć wzmocnienia mocy bliską maksymalnej, małą objętość rdzenia, nie zapewnia jednak dużej wartości napięcia wyjściowego. Przyjmowanie wartości B_{m2} większych od 0,5 jest niekorzystne, bo prowadzi do bardzo małych wartości stosunku U_{ON}/E_Z , dużych objętości rdzenia, a nie powoduje zwiększenia dobroci wzmocnienia mocy.

Ponieważ przebieg charakterystyk magnesowania jest w rzeczywistości nieliniowy, należy wprowadzić pewną korektę wniosków wysnutych z przybliżonych relacji. Część nienasycona charakterystyki magnesowania odbiega od liniowego przebiegu, szczególnie w zakresie zbliżonym do zagięcia krzywej magnesowania. Dlatego dążenie do dużych wartości $B_{\mu 2}$ należy w praktyce zastępować dążeniem do dużych wartości $B_{\mu 2}$ przy możliwie małych wartościach $H_{\mu s2}$.

Wielkości magnetyczne nie mogą być dobrane jedynie na podstawie zadanych do projektowania elektrycznych wielkości zasilania, wejścia takich jak np. częstotliwość, moc, prąd minimalny, itd., ale należy uwzględnić jeszcze dopuszczalną wartość współczynnikaapełnienia okna rdzenia uzwojeniami oraz dopuszczalną wartość gęstości prądu. Przy dużej wartości $H_{\mu 2}$ (wynikającej z wybranych wartości B_{m2} i $B_{\mu 2}$) można otrzymać zbyt dużą wartość współczynnikaapełnienia okna większą od dopuszczalnej ze względów technologicznych, nadmierne przyrosty temperatury uzwojeń większe od dopuszczalnych oraz małe wartości znamionowego napięcia wyjściowego. Uwzględniając te wszystkie względy wartości B_{m2} przyjmuje się zawsze mniejsze od 0,5. Przy stosowanych w praktyce materiałach magnetycznych wartości B_{m2} mieszczą się zwykle w zakresie 0,1 ... 0,3.

Poprzednio sformułowane wnioski dotyczą przypadku, gdy projektującemu nie narzucono równocześnie wartości napięcia zasilania i znamionowego napięcia wyjściowego. W przeciwnym przypadku z zadanych wielkości elektrycznych wynikają wielkości magnetyczne (jeśli przyjęto $B_{m1} = B_n$).

LITERATURA

1. Hickiewicz J.: "Optymalizacja wzmacniaczy amplitatowych w zastosowaniu do maszyn elektrycznych i transformatorów" - praca doktorska Pol. Śl. 1970 r.

2. Paszek W.: Wzmacniacze elektryczne i transduktorowe w przemyśle ciężkim - Śląsk 1971 r.
3. Rozenblat M.A.: Wzmacniacze magnetyczne WNT 1965.
4. Wasiliewa N.P., Sedich O.A., Bojarozenkov M.A.: Projektowanie magnitnych usilitielej Gosenergoizdat 1959.

ВЛИЯНИЕ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН НА РАЗМЕРЫ И СВОЙСТВА
ОДНОФАЗНОГО, ДВУХСТЕРЖНЕВОГО, МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ
С САМОНАСЫЩЕНИЕМ

Р е з ю м е

В работе рассмотрено влияние принимаемых при проектировании магнитных величин на расход активных материалов магнитного сердечника а также на добротность мощности однофазного двухстержневого магнитного усилителя с самонасыщением.

Для анализа использовано двулинейную, участковую аппроксимацию характеристик одновременного намагничивания. Определены полезные области принимаемых магнитных величин.

THE INFLUENCE OF MAGNETIC QUANTITIES ON THE DIMENSIONS AND PROPERTIES
OF SINGLE-PHASE TWO-CORES SELF SATURATING MAGNETIC AMPLIFIER

S u m m a r y

The influence of magnetic quantities on the total volume of magnetic core, and on the figure of merit of single-phase two-cores self saturating magnetic amplifier were analysed. It was assumed two segmental straight line approximation of the simultaneous magnetization curve. The ranges of magnetic quantities were recommended.