

$$\omega l_{sr} s = V_m \cdot 10^5 = \frac{G_m}{8,9} \cdot 10^5,$$

gdzie V_m — objętość miedzi w dcm^3 ;

G_m — ciężar tej miedzi w kg ; 8,9 — ciężar właściwy w kg/dcm^3 .

$\frac{I}{s} = j$ — gęstość prądu.

Podstawiając, otrzymamy:

$$\Delta P_m = k \frac{1,26}{5700} j^2 \frac{G_m}{8,9} 10^5$$

$$\boxed{\Delta P_m = k \cdot 2,5 j^2 G_m \text{ watów}} \quad \dots (38)$$

Dla przekrojów niezbyt dużych możemy przyjąć $k = 1,05 \div 1,1$; otrzymamy wtedy:

$$\boxed{\Delta P_m \approx 2,7 j^2 G_m} \quad \dots (39)$$

Widzimy, że straty mocy w miedzi są proporcjonalne do kwadratu gęstości prądu oraz do ciężaru miedzi. Ostatni wzór może służyć do orientacyjnego obliczenia strat.

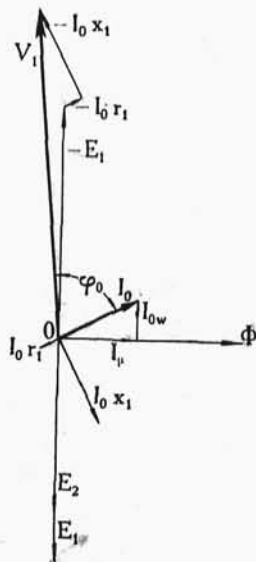
6. Wykresy wektorowe transformatora.

Gdy umiemy już wyznaczać prąd biegu jałowego oraz oporności uzwojeń, możemy przystąpić do dokładnego poznania pracy transformatora na podstawie wykresów wektorowych.

a) *Praca jałowa* (rys. 31). Wykres budujemy w sposób następujący. Wychodzimy z wektora strumienia Φ . Strumień Φ wznieca w uzwojeniu pierwotnym i wtórnym SEM-e (E_1 i E_2), które w stosunku do tego strumienia spóźniają się o 90° .

Prąd magnesujący I_μ (składowa bezwrotna prądu biegu jałowego) jest w fazie ze strumieniem Φ , składowa zaś wrotna I_{0w} jest przesunięta względem I_μ o 90° naprzód; suma geometr. tych dwóch wektorów daje prąd biegu jałowego I_0 .

Napięcie przyłożone zzewnątrz do zacisków uzwojenia pierwotnego V_1 jest równoważone przez SEM E_1 oraz spadki napięć spowodowane przepływem prądu I_0 . Wektory spadków napięć indukcyjnego $I_0 x_1$ (przesuniętego o 90° wstecz w stosunku do prądu I_0)



Rys. 31.

oraz omowego $I_0 r_1$ widzimy na wykresie przy p-cie 0. Odwracając kierunki wektorów E_1 , $I_0 r_1$ oraz $I_0 x_1$ i sumując geometrycznie te odwrócone wektory ze sobą, otrzymamy napięcie V_1 , przyłożone do uzwojenia pierwotnego. Na wektory $-E_1$, $-I_0 r_1$ i $-I_0 x_1$ możemy się zapatrywać, jako na składowe wektora V_1 idące na pokonanie odpowiednio SEM E_1 oraz spadków napięć $I_0 r_1$ i $I_0 x_1$. Kąt przesunięcia fazowego między napięciem V_1 a prądem I_0 oznaczamy przez φ_0 . Widzimy, że kąt ten jest duży ($\cos \varphi_0$ — małe), czyli transformator przy pracy jałowej jest dla sieci odbiornikiem nieprzyjemnym.

Przyczyny niskiego $\cos \varphi$:

- 1) pobieranie przez transformator prądu magnesującego,
- 2) indukcyjność uzwojeń transformatora.

b) *Transformator obciążony*. Aby móc jednocześnie operować napięciami, względnie prądami uzwojeń pierwotnego i wtórnego, które normalnie posiadają niejednakową liczbę zwojów, należy uzwojenie wtórne sprowadzić do uzwojenia pierwotnego.

Polega to na zastąpieniu uzwojenia wtórnego przez takie fikcyjne, któreby posiadało: 1) taką samą liczbę zwojów jak uzw. pierwotne, 2) taką samą moc, jak rzeczywiste uzwojenie wtórne i 3) takie same procentowe spadki napięć na opornościach omowej i indukcyjnej, jakie występują w uzw. wtórnym rzeczywiście.

Rozważmy pokolei powyższe warunki.

Warunek 1. — liczba zwojów w obu uzwojeniach winna być taka sama.

Jeżeli rzeczywista liczba zwojów w_2 ulegnie zmianie na w_1 , to oczywiście i wartość SEM zmieni się — w stosunku zwojów. Jeżeli oznaczmy nową SEM — po sprowadzeniu — przez E_2' , to możemy napisać:

$$E_2' = E_2 \frac{w_1}{w_2} = E_2 \vartheta \quad \text{gdyż} \quad \frac{w_1}{w_2} = \vartheta.$$

A więc, sprowadzając uzwojenie wtórne do pierwotnego, należy SEM E_2 uzwojenia wtórnego pomnożyć przez przekładnię ϑ .

Ponieważ $\vartheta = \frac{E_1}{E_2}$, więc $E_2' = E_2 \vartheta = E_2 \frac{E_1}{E_2} = E_1$,

ostatecznie:

$$E_2' = E_2 \vartheta = E_1,$$

czyli SEM E_2 , sprowadzona do strony pierwotnej, będzie się równała E_1 .

Warunek 2. — moc uzw. wtórnego po sprowadzeniu winna pozostać bez zmiany, czyli

$$E_2' I_2' = E_2 I_2 \quad \dots (40)$$

(tutaj I_2' oznacza prąd wtórny sprowadzony).

$$\text{Z równania (40): } I_2' = I_2 \frac{E_2}{E_2'} = I_2 \frac{E_2}{E_1} = I_2 \frac{1}{\vartheta} \quad \dots (41)$$

czyli prąd I_2 przy sprowadzaniu do strony pierwotnej należy podzielić przez przekładnię ϑ .

Ponieważ $\frac{1}{\vartheta} = \frac{w_2}{w_1}$; a $\frac{w_2}{w_1} = \frac{I_1}{I_2}$, więc, podstawiając do równania (41), otrzymamy:

$$I_2' = I_2 \frac{I_1}{I_2} = I_1.$$

Prąd po sprowadzeniu na stronę pierwotną będzie taki sam, jak w uzwojeniu pierwotnym.

Warunek 3. Procentowe spadki napięć po sprowadzeniu winny być takie same jak przed sprowadzeniem.

$$\frac{I_2 r_2}{E_2} 100 = \frac{I_2' r_2'}{E_2'} 100$$

gdzie r_2' — oporność omowa uzwojenia wtórnego po sprowadzeniu na stronę pierwotną.

Z ostatniego równania:

$$r_2' = r_2 \frac{I_2 E_2'}{I_2' E_2} = r_2 \frac{I_2 E_1}{I_1 E_2} \quad \text{gdyż } I_2' = I_1 \text{ i } E_2' = E_1.$$

Ostatecznie:

$$r_2' = r_2 \frac{I_2 E_1}{I_1 E_2} = r_2 \vartheta^2, \quad \dots (42)$$

Zupełnie podobnie z opornością indukcyjną:

$$x_2' = x_2 \vartheta^2 \quad \dots (43)$$

Widzimy, że przy sprowadzeniu, oporności r_2 i x_2 należy pomnożyć przez kwadrat przekładni.

Jak z powyższego wynika, sprowadzenie uzwojenia wtórnego na stronę pierwotną jest równoważne z zastąpieniem rzeczywistego transformatora przez pewien fikcyjny o przekładni $\vartheta = 1:1$.

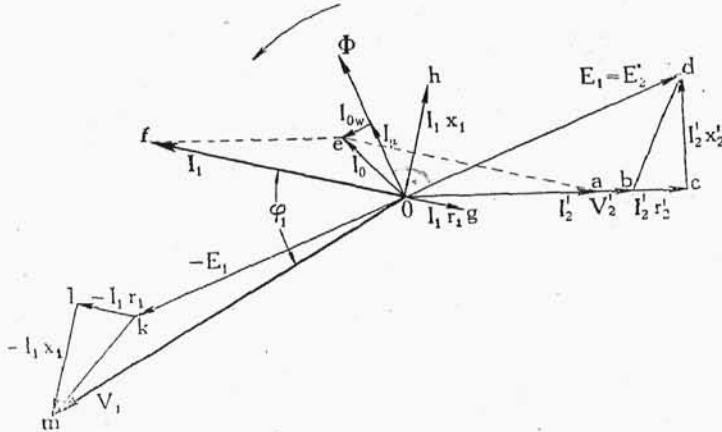
Przy rozważaniach nad transf. niekiedy, zamiast sprowadzania uzw. wtórnego, zakłada się wprost, że się ma do czynienia z transf. o przekładni 1:1. Wtedy wszelkie sprowadzanie jest zbędne, gdyż

$$E_1 = E_2 \quad I_1 \cong I_2.$$

Przystępujemy teraz do wykresów wektorowych transformatora obciążonego — zaczniemy od obciążenia omowego (żarówka, grzejniki).

Przy wykonaniu wykresu (rys. 32) wyjdziemy z wektora prądu wtórnego $\overline{Oa} = I_2'$. Napięcie wtórne $\overline{Ob} = V_2'$ przy naszym obciąż-

zeniu (omowem) jest z tym prądem w fazie, Dodając do napięcia wtórnego spadki napięć omowy $\overline{bc} = I_2' r_2'$ i indukcyjny $\overline{cd} = I_2' x_2'$, otrzymamy SEM $\overline{Od} = E_2' = E_1$. Ta SEM jest wzniecona przez strumień Φ , który ją wyprzedza o 90° . Prąd magnesujący I_μ znajduje



Rys. 32.

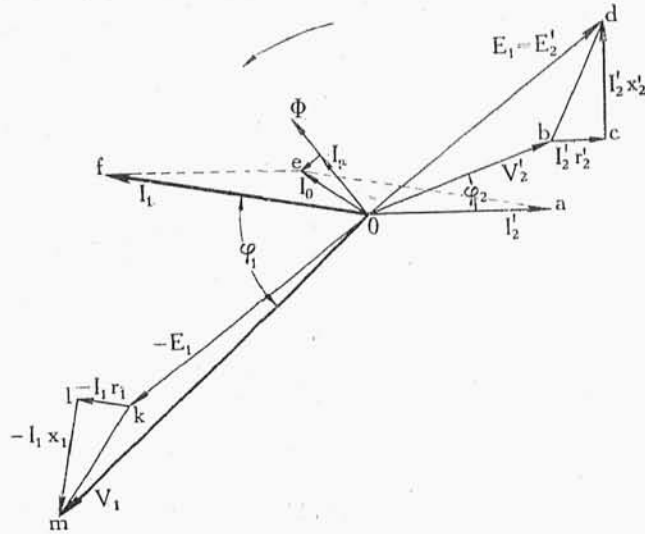
się w fazie ze strumieniem Φ ; składowa wałowa I_{0w} wyprzedza wektor prądu I_μ o 90° . Sumując oba te wektory, otrzymamy prąd biegu jałowego $\overline{Oe} = I_0$. Wektor prądu biegu jałowego I_0 jest wypadkową wektorów prądów pierwotnego i wtórnego uzwojenia (właściwie należałoby tutaj mówić o amperozwojach pierwotnych i wtórnych; uzwojenie wtórne jednakże jest sprowadzone do pierwotnego — czyli w obu mamy jednakową liczbę zwojów w_1 , przez którą równanie $I_0 \hat{w}_1 = I_1 \hat{w}_1 + I_2' \hat{w}_1$ możemy skrócić, pozostanie $I_0 = I_1 + I_2'$).

Mając wypadkową $\overline{Oe} = I_0$ i jedną ze składowych $\overline{Oa} = I_2'$, znajdziemy drugą składową $\overline{Of} = I_1$.

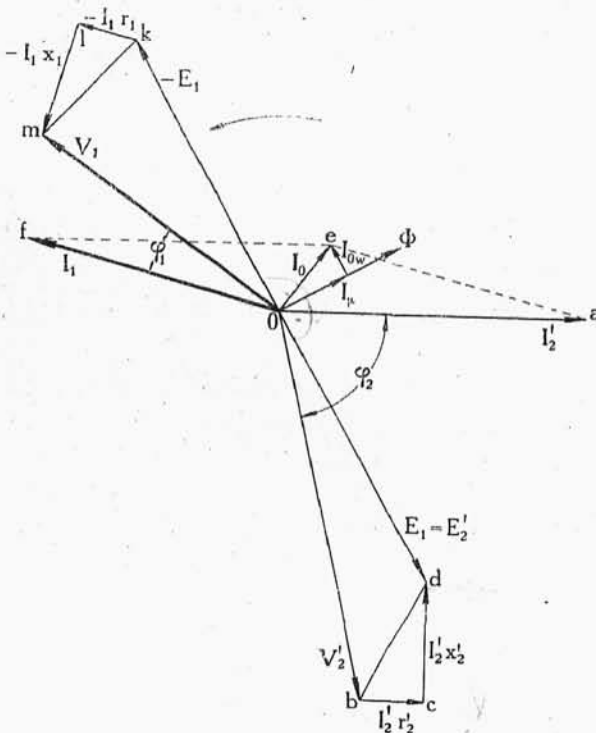
Wektory $\overline{Og} = I_1 r_1$ oraz $\overline{Oh} = I_1 x_1$, przedstawiają odpowiednio spadki napięć omowy i indukcyjny w uzwojeniu pierwotnym. Napięcie, przyłożone do zacisków uzw. pierwotnego, jest równoważone przez SEM E_1 , oraz wyżej wspomniane spadki napięć. Odwracając wektory E_1 , $I_1 r_1$ oraz $I_1 x_1$ i sumując je, otrzymamy napięcie V_1 .

Na rys. 33 widzimy wykres wektorowy, sporządzony dla obciążenia, przy którym prąd spóźnia się w stosunku do napięcia (np. silnik asynchroniczny jednofazowy, cewka indukcyjna lub t. p.); na rys. 34 zaś — dla obciążenia z prądem wyprzedzającym napięcie (np. dla połączenia równoległego kondensatora z opornością omową). Wykresy te są wykonane w taki sam sposób, jak wykres z rys. 32.

Z rys. 32 widzimy, że mimo czysto omowego obciążenia po stronie wtórnej, prąd strony pierwotnej spóźnia się w stosunku do swego napięcia. Przyczyna tego leży w pobieraniu przez transfor-



Rys. 33.



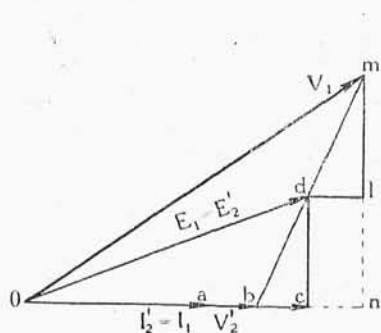
Rys. 34.

mator prądu magnetycznego i przede wszystkim w indukcyjności samych uzwojeń transformatora.

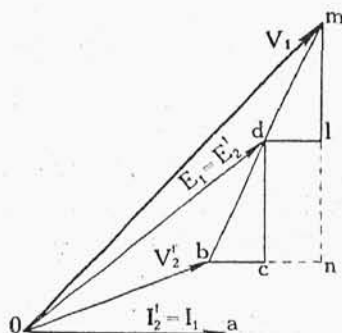
Z powodu tych samych czynników mamy przy obciążeniu indukcyjnym (rys. 33) $\varphi_1 > \varphi_2$; przy pojemnościowym zaś (rys. 34) $\varphi_1 < \varphi_2$. W tym ostatnim wypadku możliwym jest, że wyprzedzającemu prądowi strony wtórnej odpowie spóźniający się prąd strony pierwotnej.

Uprościmy teraz nieco i przekształcimy nasze wykresy wekto-

rowe. Biorąc pod uwagę, że prąd biegu jałowego stanowi zaledwie mały ułamek prądu obciążenia, możemy ten prąd pominąć — wtedy $I_2' = I_1$. Jeżeli po tym uproszczeniu obrócimy część lewą wykresu tak, by wektory SEM \overline{Od} i \overline{Ok} ze sobą się pokryły, otrzymamy wykresy uproszczone, pozwalające wnioskować o zmianach napięcia w transformatorze. (rys. 35, 36, 37);



Rys. 35.

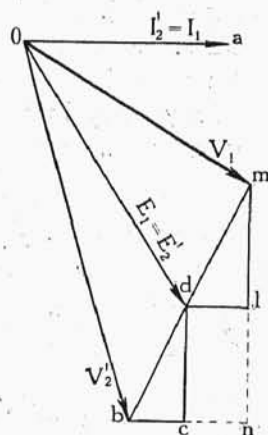


Rys. 36.

Jak z wykresów widać, napięcie na zaciskach wtórnych V_2' otrzymamy, odejmując geometrycznie od napięcia pierwotnego V_1 spadki napięć w obu uzwojeniach.

Przy obciążeniach omowym i indukcyjnym (rys. 35 i 36) mamy po stronie wtórnej napięcie mniejsze $V_2' < E < V_1$; przy obciążeniu pojemnościowym przeciwnie — przy dostatecznie dużym przesunięciu fazowym między prądem i napięciem — mamy wzrost napięcia. (rys. 37)

Wektor \overline{bm} na naszych wykresach nosi nazwę całkowitego spadku napięcia w transformatorze.



Sys. 37.

$$\begin{aligned} \overline{bm} &= \sqrt{\overline{mn}^2 + \overline{bn}^2} = \sqrt{(\overline{ml} + \overline{dc})^2 + (\overline{dl} + \overline{bc})^2} = \\ &= \sqrt{(I_1 x_1 + I_2' x_2')^2 + (I_1 r_1 + I_2' r_2')^2} = I_1 \sqrt{(x_1 + x_2')^2 + (r_1 + r_2')^2} \\ &\quad [\text{gdyż } I_2' = I_1] \end{aligned}$$

Jak widać, spadek ten jest zależny od oporności omowych i indukcyjnych obu uzwojeń oraz od prądu.

Całkowity spadek napięcia, odpowiadający prądowi nominalnemu $I_1 = I_{1n}$, będziemy nazywali *napięciem zwarcia* i oznaczali przez V_z .

Sumę $x_1 + x_2' = x_1 + x_2 \vartheta^2$ oznaczmy literą x_z i nazwiemy całkowitą opornością indukcyjną transformatora lub *opornością indukcyjną zwarcia*:

$$\boxed{x_z = x_1 + x_2 \vartheta^2.} \quad \dots (44)$$

Analogicznie całkowita oporność omowa, lub *oporność omowa zwarcia*:

$$\boxed{r_z = r_1 + r_2 \vartheta^2.} \quad \dots (45)$$

Pierwiastek $\sqrt{(x_1 + x_2')^2 + (r_1 + r_2')^2} = \sqrt{x_z^2 + r_z^2}$ będziemy nazywali całkowitą opornością pozorną transformatora, lub *opornością pozorną zwarcia* i oznaczali przez z_z .

$$\boxed{z_z = \sqrt{x_z^2 + r_z^2.}} \quad \dots (46)$$

Ostatecznie:

$$\boxed{V_z = I_{1n} z_z} \quad \dots (47)$$

Trójkąt bmn nosi nazwę *trójkąta zwarcia* (przy prądzie nominalnym I_{1n}).

Znaczenie wprowadzonych nazw wyjaśnimy niżej — przy omawianiu zwarcia transformatora.

Przy badaniu transformatora często mamy do czynienia nie z opornościami poszczególnych uzwojeń, a z opornościami zwarcia

$$r_z = r_1 + r_2'; \quad x_z = x_1 + x_2'.$$

Opierając się na wzorach (33, 34, 35, 36) dla oporności indukcyjnej uzwojeń pierwotnego i wtórnego, możemy łatwo obliczyć oporność zwarcia.

Uzwojenie cylindryczne. (Oznaczenia, jak na rys. 21 i 22).

$$x_1 = \frac{7,9 \cdot f \cdot \omega_1^2 10^{-8}}{b_s} l_{sr} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{a_1}{3} \right) \text{ omów} \quad \dots (33)$$

$$x_2 = \frac{7,9 \cdot f \cdot \omega_2^2 10^{-8}}{b_s} l_{sr} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{a_2}{3} \right) \text{ omów} \quad \dots (34)$$

$$\boxed{x_z = x_1 + x_2 \vartheta^2 = x_1 + x_2 \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2} = \frac{7,9 \cdot f \cdot \omega_1^2 10^{-8}}{b_s} l_{sr} \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3} \right)} \quad \dots (48)$$

Uzwojenie krążkowe. (Oznaczenia jak na rys. 24 wzg. 25).

$$x_1 = \frac{3,95 f \cdot \omega_1^2 10^{-8}}{n b_{s1}} l_{sr} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{a_1}{3} \right) \text{ omów} \quad \dots (35)$$

$$x_2 = \frac{3,95 f \omega_2^2 \cdot 10^{-8}}{n b_{s2}} l_{sr} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{a_2}{3} \right) \text{ omów} \quad \dots (36)$$

$$x_z = x_1 + x_2 \vartheta^2,$$

Przed przystąpieniem do obliczenia x_z , wprowadzimy pewne uproszczenie celem ułatwienia dalszego rachunku: we wzorach na x_1 i x_2 zamiast b_{s1} i b_{s2} umieścimy

$$b_s = \frac{b_{s1} + b_{s2}}{2}.$$

Ponieważ b_{s1} i b_{s2} różnią się od siebie mało, wprowadzenie to niemal zupełnie na wartość x_z nie wpłynie (jak to zresztą możnaby sprawdzić na przeliczonym przykładzie liczbowym).

$$\boxed{x_z = x_1 + x_2 \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2} = \frac{3,95 \cdot f \cdot \omega_1^2 \cdot 10^{-8}}{n b_s} l_{sr} \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3} \right) \text{ omów}} \quad \dots (49)$$

Uwaga Wszystkie wymiary w cm.

7. Zwarcie normalne transformatora.

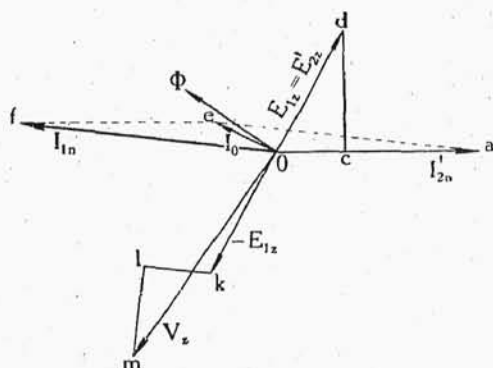
Przy zwarcu normalnym transformatora uzwojenie wtórne jest zwarte na bardzo małą oporność np. przez amperomierz, a do zacisków pierwotnych jest doprowadzone takie napięcie, przy którym prąd w każdym z uzwojeń będzie miał wartość nominalną (I_{1n} i I_{2n}). Napięcie to, w porównaniu do normalnego napięcia pierwotnego, jest małe — przekonamy się o tym z wykresu wektorowego, który wykonamy dla naszego wypadku.

Zacniemy od strony wtórnej. Na rys. 38 wektor \overline{Oa} oznacza prąd wtórny I'_{2n} .

Wektory \overline{Oc} i \overline{cd} — są to spadki napięcia omowy i indukcyjny. SEM, wzniesiona w uzwojeniu wtórnym, idzie na pokonanie tylko tych spadków (napięcie na zaciskach wtórnych równa się zeru).

Sumując więc wektory \overline{Oc} i \overline{cd} , otrzymamy SEM $E'_{2z} = E_{1z}$.

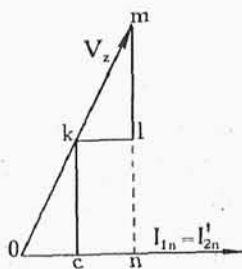
Φ — jest to strumień, który tę SEM wznicił; I_0 — prąd biegu jałowego (taki prąd płynąłby w uzwojeniu pierwotnym, gdyby uzwojenie wtórne zostało rozwarte).



Rys. 38.

Mając I_0 i I'_{2n} , wyznaczamy I_{1n} . Wektor \overline{Om} jest wektorem napięcia pierwotnego, równoważącego SEM E_{1z} oraz spadki napięcia w uzwojeniu pierwotnym.

Pomijając prąd I_0 (który w rozpatrywanym wypadku jest szczególnie mały) i obracając lewą część wykresu tak, by wektory Ok i \overline{Od} ze sobą się pokryły, otrzymamy obraz, jak na rys. 39. Trójkąt



Rys. 39.

Om jest znanym nam już trójkątem zwarcia, przeciwprostokątną którego nazwaliśmy napięciem zwarcia (V_z). Obecnie nazwa ta staje się jasną, jest to bowiem napięcie, które należy przyłożyć do zacisków pierwotnych przy zaciskach wtórnych zwartych, by uzyskać przepływ prądu normalnego (nominalnego).

Przyprostokątne trójkąta zwarcia $On = I_{1n} r_z$ oraz $mn = I_{1n} x_z$ są spadkami napięcia na opornościach omowej i indukcyjnej zwarcia.

$$\overline{Om} = V_z = \sqrt{On^2 + mn^2} = \sqrt{(I_{1n} r_z)^2 + (I_{1n} x_z)^2} = I_{1n} \sqrt{r_z^2 + x_z^2} = I_{1n} z_z.$$

Napięcie zwarcia zwykle bywa wyrażane w $\frac{0}{0}\%$ w stosunku do napięcia normalnego po stronie pierwotnej:

$$v_{z\frac{0}{0}} = \frac{V_z}{V_1} 100 \frac{0}{0} \quad \dots (50)$$

Znajomość napięcia zwarcia jest nam potrzebna z 2-ech powodów:

1) decyduje ono o możliwości współpracy równoległej transformatorów,

2) pozwala zorientować się co do wielkości prądu w razie, gdy, przy normalnym napięciu na zaciskach pierwotnych, uzwojenie wtórne zostanie zwarte.

Oba te punkty wyjaśniamy we właściwym miejscu.

Napięcie zwarcia przy transformatorach przeznaczonych do celów oświetleniowych wynosi przeciętnie 2 do 5%; przy dużych przesyłowych może dochodzić do 10 ÷ 15%.

Wielkość napięcia zwarcia bywa zwykle podawana przez firmy w katalogach i cennikach transformatorów, oraz na t. zw. tabliczkach znamionowych.

SEM, wzniecona w uzwojeniu wtórnym transformatora $\overline{Od} = E'_{2z}$ pokonywuje, jak wspomnieliśmy, tylko spadki napięcia w tem uzwojeniu. Jest ona mała (mniejsza od napięcia zwarcia, a ono wynosi zaledwie parę %); z tego wynika, że strumień wzniecający tę SEM

jest w stosunku do strumienia przy pracy normalnej mały. Wskutek tego i straty, spowodowane przepływem tego strumienia, są b. małe, tak że mogą być pominięte (patrz XI—4). Wtedy cała moc, którą dostarczymy do transformatora idzie tylko na pokrycie strat w miedzi uzwojeń. Watomierz W (rys. 40) wskaże więc nam moc, pobraną na pokrycie tych strat (ΔP_m).

$$\Delta P_m = I_{1n}^2 r_1 + I_{2n}^2 r_2$$

Jak wiemy: $I_{2n} = I_{1n} \vartheta$, stąd $\Delta P_m = I_{1n}^2 r_1 + I_{1n}^2 (r_2 \vartheta^2)$, lecz $r_2 \vartheta^2 = r_2'$.

Ostatecznie:

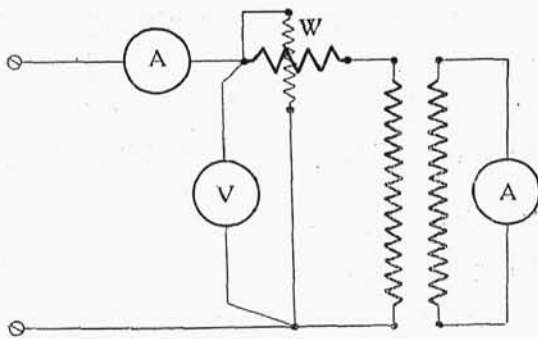
$$\Delta P_m = I_{1n}^2 (r_1 + r_2') = I_{1n}^2 r_z \quad \dots (51)$$

Napięcie zwarcia jest przeciwprostokątną trójkąta zwarcia (rys. 39). Przyprostokątne tego trójkąta (spadki napięć na opornościach zwarcia r_z i x_z) łatwo określić.

$$\overline{On} = I_{1n} r_z = \frac{\Delta P_m}{I_{1n}}; \quad \overline{mn} = I_{1n} x_z = \sqrt{V_z^2 - \left(\frac{\Delta P_m}{I_{1n}} \right)^2}$$

Możemy również obliczyć oporności zwarcia:

1. pozorną $z_z = \frac{V_z}{I_{1n}}$
2. omową $r_z = \frac{\Delta P_m}{I_{1n}^2}$
3. indukcyjną $x_z = \sqrt{z_z^2 - r_z^2}$.



Rys. 40.

Wyznaczona w powyższy sposób oporność r_z uwzględnia straty dodatkowe, uwarunkowane przepływem prądu zmiennego.

Straty w miedzi są podawane zwykle w katalogach transformatorów w ‰‰ mocy nominalnej przy $\cos \varphi_2 = 1$.

8. Spadki napięcia w transformatorze.

Jak z rozpatrzenia pracy transformatora obciążonego wynika, przy zmianie obciążenia transformatora zmienia się napięcie na zaciskach wtórnych. Obecnie poznamy w jaki sposób, mając obciążenie transformatora (prąd i jego przesunięcie fazowe) oraz opor-

Z poprzedniego wiemy, że

$$b \bar{n} = I_1 r_z \text{ i } \overline{mn} = I_1 x_z.$$

Spadek napięcia:

$$\Delta V = b \bar{p} = b \bar{f} + \overline{fp} = \overline{bn} \cos \varphi_2 + \overline{mn} \sin \varphi_2 = I_1 r_z \cos \varphi_2 + I_1 x_z \sin \varphi_2;$$

$$\boxed{\Delta V = I_1 (r_z \cos \varphi_2 + x_z \sin \varphi_2)} \quad \dots (52)$$

Wyrażając w ‰:

$$\boxed{\Delta v_{\%} = \frac{I_1}{V_1} (r_z \cos \varphi_2 + x_z \sin \varphi_2) 100 \%} \quad \dots (53)$$

Spadek napięcia procentowy przy transformatorach oświetleniowych nie przekracza $2 \div 3\%$.

Dyskusja otrzymanych wzorów pozwala wysnuć szereg ciekawych wniosków.

1. Jeżeli przy obciążeniu indukcyjnym, t. j. gdy prąd spóźnia się w stosunku do napięcia o pewien kąt φ_2 , uważaliśmy że ten kąt φ_2 ma wartość dodatnią, to w wypadku obciążenia pojemnościowego kąt winien przyjąć znak przeciwny. Wtedy otrzymamy:

$$\Delta V = I_1 (r_z \cos \varphi_2 - x_z \sin \varphi_2).$$

Spadek napięcia będzie równy zeru, gdy $r_z \cos \varphi_2 = x_z \sin \varphi_2$, skąd $\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{r_z}{x_z}$. Zatem przy obciążeniu pojemnościowym, gdy przesunięcie fazowe jest określone wyrażeniem $\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{r_z}{x_z}$, żadnego spad-

ku napięcia po stronie wtórnej nie będzie. Przy przesunięciach fazowych większych mamy spadek ujemny, czyli wzrost napięcia.

2. Możemy określić przy jakim przesunięciu fazowym wystąpi maksymalny spadek napięcia (oczywiście przy obciążeniu indukcyjnym).

W tym celu równanie (52) należy zróżniczkować względem φ_2 i wynik przyrównać do zera.

$$\frac{d(\Delta V)}{d\varphi_2} = I_1 [r_z (-\sin \varphi_2) + x_z \cos \varphi_2] = 0; \quad r_z \sin \varphi_2 = x_z \cos \varphi_2, \text{ stąd}$$

*) Przy uwzględnieniu odcinka $\bar{p}q$ (rys. 41) wyrażenie (53) przyjmie postać:

$$\Delta v_{\%} = \frac{I_1}{V_1} (r_z \cos \varphi_2 + x_z \sin \varphi_2) 100 + 0,005 \left[\frac{I_1}{V_1} (r_z \sin \varphi_2 - x_z \cos \varphi_2) 100 \right]^2 \cdot \%$$

Przy normalnych napięciach zwarcia wyraz drugi nie odgrywa praktycznie żadnej roli — i dlatego zwykle jest pomijany.

$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{x_z}{r_z}$. Otrzymaliśmy ciekawy wynik: spadek napięcia osiąga maksimum przy pewnym przesunięciu fazowym $\varphi_2 = \arctg \frac{x_z}{r_z}$.

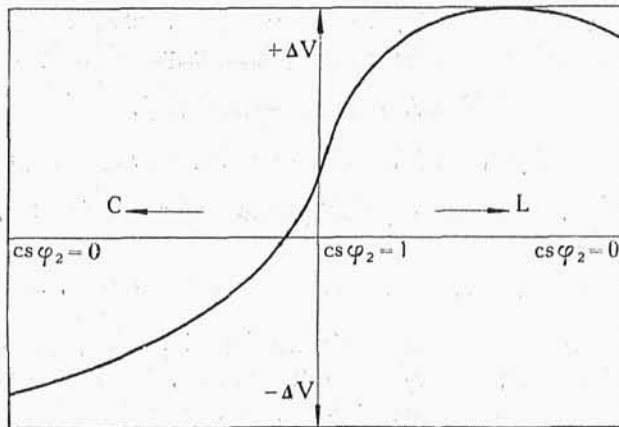
Przy dalszem powiększaniu przesunięcia fazowego spadek napięcia będzie malał, napięcie zaś na zaciskach wtórnych rosło. Nie trudno przekonać się, że największy spadek napięcia wynosi:

$$\Delta V_{mx} = I_1 \sqrt{r_z^2 + x_z^2} = I_1 z_z$$

czyli równa się całkowitemu spadkowi napięcia w transformatorze. Zależność spadku napięcia od przesunięcia fazowego (przy $I = \text{const}$) przedstawia krzywa na rys. 42.

3. Z równania (53) widzimy, że, gdy obciążenie jest czysto omo-
we ($\cos \varphi_2 = 1$; $\sin \varphi_2 = 0$), spadek napięcia wyniesie:

$$\Delta v_{\%} = \frac{I_1 r_z}{V_1} 100 \frac{\%}{\%}. \quad \dots (54)$$



Rys. 42.

Mnożąc licznik i mianownik naszego ułamka przez I_1 , otrzymamy:

$$\Delta v_{\%} = \frac{I_1^2 r_z}{V_1 I_1} 100 \frac{\%}{\%}$$

$I_1^2 r_z$ jest, jak wiemy, stratą mocy w miedzi obu uzwojeń $I_1^2 r_z = \Delta P_m$. Wyrażenie $V_1 I_1$ jest mocą transformatora przy $\cos \varphi_2 = 1$; $V_1 I_1 = P$. Podstawiając, otrzymamy:

$$\boxed{\Delta v_{\%} = \frac{\Delta P_m}{P} 100 \frac{\%}{\%}} \quad \dots (55)$$

czyli procentowy spadek napięcia przy obciążeniu omowem równa się procentowej stracie mocy w miedzi uzwojeń transformatora.

Ponieważ w katalogach transformatorów bywa podawana $\%$ -owa strata mocy w miedzi uzwojeń, więc dane katalogowe pozwalają nam od razu sądzić o spadku napięcia w transformatorze przy obciążeniu omowem. Zresztą, na podstawie tych danych można obliczyć spadek napięcia i przy dowolnem przesunięciu fazowem, jak o tem przekonamy się z zadania.

Przykład.

Obliczyć napięcie na zaciskach wtórnych transformatora 1-fazowego o mocy 10 kVA; 3300/231 V; napięcie zwarcia 4 $\%$, straty mocy w miedzi (przy $\cos \varphi = 1$) — 2,8 $\%$,... przy następujących obciążeniach:

- 1) czysto omowem,
 - 2) indukcyjnem, $\cos \varphi = 0,8$.
- 1) obciążenie omowe:

$$\Delta v_{\%} = \frac{\Delta V}{V_1} 100 = \frac{\Delta P_m}{P} 100 = 2,8\%$$

Napięcie na zaciskach wtórnych:

$$V_2 = (1 - 0,028) 231 \simeq 225 \text{ V.}$$

- 2) Obciążenie indukcyjne ($\cos \varphi_2 = 0,8$; $\sin \varphi_2 = 0,6$).

$$\Delta v_{\%} = \frac{I_1}{V_1} (r_z \cos \varphi_2 + x_z \sin \varphi_2) 100 = \frac{I_1 r_z}{V_1} 100 \cos \varphi_2 + \frac{I_1 x_z}{V_1} 100 \sin \varphi_2$$

$$\frac{I_1 r_z}{V_1} 100 = \frac{I_1^2 r_z}{V_1 I_1} = \frac{\Delta P_m}{P} 100 = 2,8\%;$$

$$\frac{I_1 r_z}{V_1} 100 \cos \varphi_2 = 2,8 \times 0,8 = 2,24\%$$

$$v_{z\%} = \frac{V_z}{V_1} 100 = \frac{I_1 \sqrt{r_z^2 + x_z^2}}{V_1} 100 = \sqrt{\left(\frac{I_1 r_z}{V_1} 100 \right)^2 + \left(\frac{I_1 x_z}{V_1} 100 \right)^2},$$

skąd

$$\frac{I_1 x_z}{V_1} 100 = \sqrt{v_{z\%}^2 - \left(\frac{I_1 r_z}{V_1} 100 \right)^2}$$

Napięcie zwarcia:

$$v_{z\%} = 4\%; \quad \frac{I_1 r_z}{V_1} 100 = \frac{\Delta P_m}{P} 100 = 2,8\%$$

$$\frac{I_1 x_z}{V_1} 100 = \sqrt{4^2 - 2,8^2} = 2,85 \%$$

$$\frac{I_1 x_z}{V_1} 100 \sin \varphi_2 = 2,85 \times 0,6 = 1,71 \%$$

$$\Delta v_{\%} = \frac{I_1 r_z}{V_1} 100 \cos \varphi_2 + \frac{I_1 x_z}{V_1} 100 \sin \varphi_2 = 2,24 + 1,71 = 3,95 \%$$

$$V_2 = (1 - 0,0395) 231 \cong 222 \text{ V.}$$

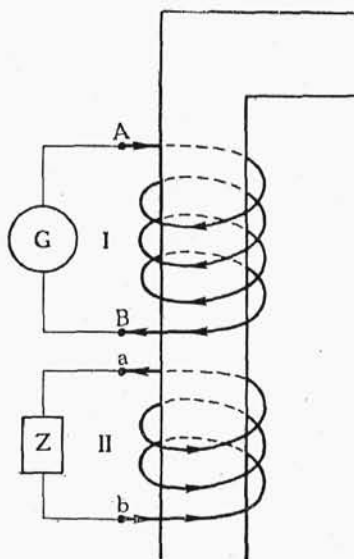
Uwaga. Podobny rachunek możemy przeprowadzić i dla transformatora trójfazowego. Np. transf. 50 kVA 10000/231 Δ/Δ $v_{z\%} = 3,6\%$. Straty w miedzi wynoszą 2,5% mocy nominalnej (przy $\cos \varphi_2 = 1$). Znaleźć napięcie na zaciskach wtórnych przy obciążeniu omowem.

$$\Delta v_{\%} = \frac{I_1 r_z}{V_1} 100 = \frac{\Delta P_m}{P} 100 = 2,5 \%$$

$$V_2 = (1 - 0,025) 231 \cong 225 \text{ V.}$$

9. Wpływ kierunku nawinięcia uzwojeń na potencjały zacisków transformatora.

Założmy, że uzwojenia pierwotne i wtórne są nawinięte w jednym i tym samym kierunku (rys. 43). Rozpatrzmy chwilę, w której



Rys. 43.

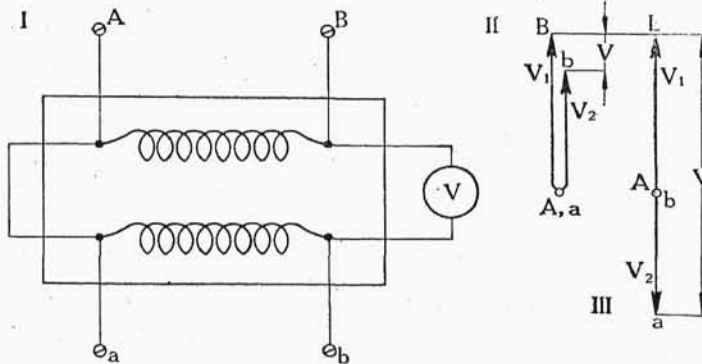
prąd w uzwojeniu pierwotnym płynie np. w kierunku ruchu wskazówki zegara; w uzwojeniu wtórnym prąd będzie, jak wiemy, skierowany przeciwnie. Widzimy, że po stronie pierwotnej, która jest dla generatora, zasila-jącego transformator, odbiornikiem, prąd płynie od punktu A do B, czyli, że potencjał punktu A jest w rozpatrywanej chwili dodatni, a punktu B ujemny.

Strona wtórna dla odbiornika Z, załączonego na zaciski a—b, jest źródłem prądu.

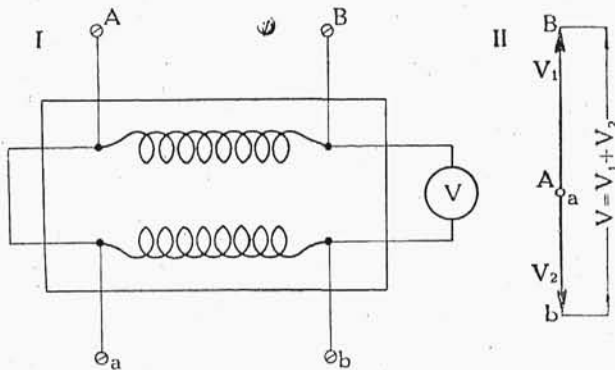
Prąd w odbiorniku Z płynie od punktu a do b, potencjał więc punktu a będzie dodatni, punktu b — ujemny.

Stąd wniosek: przy jednakowych kierunkach nawinięcia uzwojeń poten-

ciały punktów A i a oraz B i b w każdej chwili są jednego znaku bądź dodatnie, bądź ujemne. Jeżeli weźmiemy transformator o zgodnem nawinięciu uzwojeń (to jest schematycznie zaznaczone na rys. 44-I) i połączymy ze sobą elektrycznie zaciski A i a , na zaciski zaś B i b damy woltomierz, to ten woltomierz wskaże nam różnicę napięć uzwojenia pierwotnego i wtórnego $V = V_1 - V_2$



Rys. 44.



Rys. 45.

(rys. 44-II). Gdybyśmy połączyli ze sobą zaciski A i b , a na zaciski B i a dali woltomierz, to wtedy napięcia obu uzwojeń byłyby ze sobą połączone szeregowo i woltomierz wskazywałby sumę napięć $V = V_1 + V_2$ (rys. 44-III). Widzimy, że przełączenie zacisków odwraca kierunek wektora napięcia. Gdyby kierunki nawinięcia były przeciwne (rys. 45-I), to potencjały punktów A i a oraz B i b byłyby znaku przeciwnego. Przy połączeniu zacisków A i a woltomierz, załączony między B — b , wskazywałby sumę napięć $V = V_1 + V_2$ (rys. 45-II).