

Wartość obciążenia przekładnika wywiera istotny wpływ na wartość liczby przetężeniowej. Wzrost obciążenia powoduje przesuwanie się punktu pracy na charakterystyce w kierunku większych wartości indukcji^{x)}. Powoduje to zmniejszenie wartości liczby przetężeniowej. Odwrotnie, zmniejszenie obciążenia powoduje zmniejszenie wartości indukcji i zwiększenie liczby przetężeniowej. Orientacyjnie można przyjąć, że:

$$(n)_Z \cong (n)_{Z_n} \frac{Z_2 + Z_n}{Z_2 + Z} . \quad (1.20)$$

gdzie:

n_Z - liczba przetężeniowa przy obciążeniu Z ,

n_{Z_n} - znamionowa liczba przetężeniowa (podawana przez wytwórcę) przy obciążeniu znamionowym Z_n ,

Z_2 - impedancja uzwojenia wtórnego przekładnika.

Powyższa zależność wskazuje sposób, w jaki można w warunkach eksploatacyjnych zmieniać, w miarę potrzeby, wartość liczby przetężeniowej przekładnika.

1.4. Transformacja prądów zwarciovych przez przekładniki

Przekładniki zabezpieczeniowe, zgodnie z ich przeznaczeniem, powinny możliwie dokładnie transformować również przebiegi prądów zwarciovych, gdyż warunkuje to poprawne działanie zabezpieczeń, (szczególnie odległościowych, różnicowych i kierunkowych). Jest to zadanie szczególnie trudne, zarówno z uwagi na duże wartości prądów zwarciovych, wielokrotnie przewyższające znamionowe prądy pierwotne przekładników, jak również ze względu na występowanie w przebiegu prądu zwarciovego składowej nieokresowej, prowadzącej do nasycenia rdzenia przekładnika i związanych z tym bardzo dużych błędów transformacji. Analizując zwarciove warunki pracy trzeba rozważyć oba te aspekty.

x) Wzrost obciążenia Z powoduje wzrost wartości napięcia U_μ'' , a tym samym większą wartość indukcji magnetycznej B (zgodnie ze wzorem 1.8).

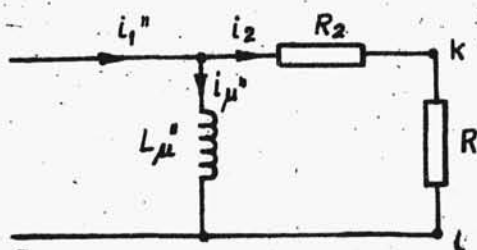
Dla zapewnienia poprawnej transformacji prądu zwarciowego symetrycznego (bez składowej nieokresowej), konieczne jest zastosowanie przekładnika o dostatecznie dużej liczbie przetężeniowej, tak aby nie występowało nasycenie rdzenia. Warto w tym miejscu przypomnieć, że wartość liczby przetężeniowej można podwyższyć, zmniejszając obciążenie przekładnika np. przez zastosowanie przekładnika zabezpieczeniowego o mniejszym poborze mocy. Możliwe jest również zastosowanie przekładnika o większym prądzie znamionowym pierwotnym, niż wynikałoby to z normalnych obciążeniowych warunków pracy.

Składowa nieokresowa prądu, z występowaniem której należy się zawsze liczyć, wprowadza dodatkowe utrudnienia warunków transformacji. Może ona bowiem spowodować stan przejściowego nasycenia magnetycznego rdzenia i bardzo duże błędy transformacji, nawet wówczas, gdy strumień związany z występowaniem składowej okresowej prądu jest znacznie mniejszy od strumienia nasycenia.

Kwestia poprawnej transformacji prądu zwarciowego ze składową nieokresową nie była tak istotna wówczas, gdy stosowano zabezpieczenia o długich czasach działania. Pomiar w układzie zabezpieczającym odbywał się wówczas po wytłumieniu się przebiegu przejściowego. Od pewnego czasu sprawa ta stała się bardzo aktualna. Obserwuje się ciągłą tendencję do skracania czasu trwania przepływu prądów zwarciowych w sieciach wysokiego napięcia. Wprowadzenie elektronicznych układów zabezpieczających umożliwiło znaczne przyspieszenie działania zabezpieczeń w stosunku do konwencjonalnych przekładników elektromagnetycznych czy indukcyjnych. Łączy się to z wymaganiem poprawnej transformacji przez przekładnik prądowy przebiegu prądu zwarciowego, szczególnie podczas pierwszych kilkadziesiąt milisekund, licząc od chwili powstania zwarcia i to również w przypadku, gdy w przebiegu występuje składowa nieokresowa prądu.

Do określenia warunków pracy przekładnika transformującego go przebieg prądu zwarciowego nie wystarcza pojęcie liczby przetężeniowej, gdyż dotyczy ono - jak wiadomo - jedynie przypadku transformacji przebiegu prądu w stanie ustalonym. W rozważanym przypadku konieczna jest analiza transformacji prze-

biegu prądu pierwotnego (wymuszenia) zawierającego obie składowe, tj. okresową (ustaloną) i nieokresową (przejściową).



Rys.1.12. Uproszczony schemat zastępczy przekładnika prądowego

Punktem wyjścia do analizy jest przyjęcie schematu zastępczego przekładnika (rys.1.12). Z uwagi na to, że błąd transformacji nie zależy od impedancji uzwojenia pierwotnego, pominięto ją w schemacie. Ponadto pominięto - dla uproszczenia rozważań - reaktan-

cję rozproszenia uzwojenia wtórnego (x_2), co jest z pewnością uzasadnione w przypadku rdzeni toroidalnych z równomiernie nawiniętym uzwojeniem. Z tych samych powodów pominięto również reaktancję obciążenia (x) oraz rezystancję gałęzi magnesywania (odtworzącą straty w rdzeniu).

Dla obwodu jak na rys.1.12, można napisać dla stanu nieustalonego następujące równania:

$$\begin{aligned} i_1'' &= i_{\mu}'' + i_2, \\ L_{\mu}'' \frac{di_{\mu}''}{dt} &= R_c i_2, \end{aligned} \quad (1.21)$$

gdzie:

$$R_c = R + R_2.$$

Równania te pozwalają na wyznaczenie zależności i_2 lub i_{μ}'' od prądu wymuszenia i_1'' :

$$L_{\mu}'' \left(\frac{di_1''}{dt} - \frac{di_2}{dt} \right) = R_c i_2, \quad (1.22)$$

$$L_{\mu}'' \frac{di_{\mu}''}{dt} = R_c (i_1'' - i_{\mu}''). \quad (1.23)$$

Jako wymuszenie przyjmuje się przebieg prądu zwarciovego, zawierający składową nieokresową o największej wartości:

$$i_1'' = I_{1m}'' \left(e^{-t/T} s - \cos \omega t \right), \quad (1.24)$$

gdzie:

I_{1m}'' - amplituda prądu zwarcowego odniesiona do strony wtórnej przekładnika,

T_s - stała czasowa zanikania składowej nieokresowej prądu zwarcowego.

Zakładając na wstępie, że przekładnik ma idealną charakterystykę magnesowania (rys.1.13a), dla $B < B_{nas}$ $L_\mu'' = \infty$ a więc:

$$i_2 = i_1'' = I_{1m}'' \left(e^{-t/T_s} - \cos \omega t \right).$$

Pamiętając, że:

$$u_\mu'' = i_2 R_c = R_c I_{1m}'' \left(e^{-t/T_s} - \cos \omega t \right),$$

a ponadto:

$$u_\mu'' = z_2 S_{Fe} \frac{dB}{dt},$$

otrzymujemy wyrażenie na składowe indukcji magnetycznej w rdzeniu:

$$B_{\sim} = -B_{\sim m} \sin \omega t \quad (1.25)$$

i

$$B_{=} = B_{\sim m} \omega T_s \left(1 - e^{-t/T_s} \right), \quad (1.26)$$

przy czym amplituda składowej zmiennej indukcji będzie:

$$B_{\sim m} = \frac{R_c I_{1m}''}{\omega z_2 S_{Fe}}. \quad (1.27)$$

Największa wartość składowej stałej będzie wynosić:

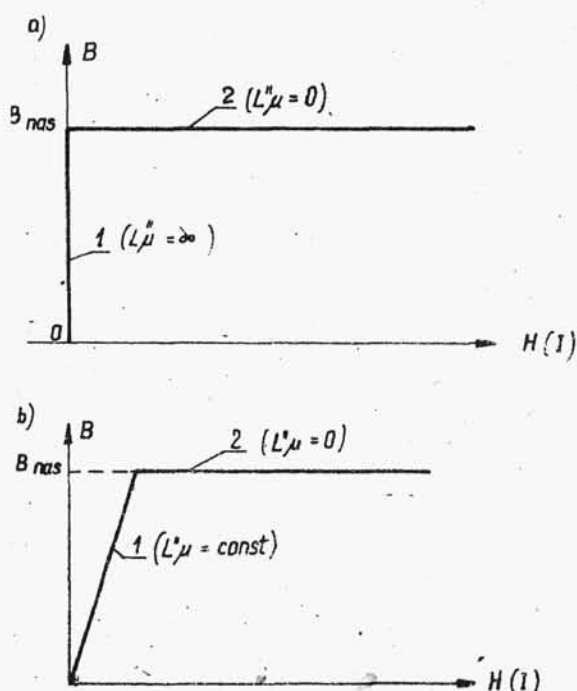
$$B_{=m} = B_{\sim m} \omega T_s. \quad (1.28)$$

Całkowita indukcja maksymalna wyniesie:

$$B_m = B_{\sim m} + B_{=m} = B_{\sim m} (1 + \omega T_s), \quad (1.29)$$

lub w odniesieniu do amplitudy składowej zmiennej:

$$k = \frac{B_m}{B_{\sim m}} = 1 + \omega T_s. \quad (1.30)$$



rys.1.13. Charakterystyki magnesowania przyjęte do analizy transformacji przy przepływie prądu zwarcowego

Przebiegi czasowe obu składowych oraz indukcji sumarycznej przedstawiono na rys. 1.14.

W idealnym przekładniku ($L''_{\mu} = \infty$) transformacja będzie bezbłędna, aż do chwili wystąpienia indukcji nasycenia (B_{nas}). gdyż wówczas $L''_{\mu} = 0$ (prosta 2 na rys.1.13a), a prąd i_2 spadnie do zera.

Ze wzoru (1.29) wynika, że wartość maksymalna indukcji w przypadku przebiegu zawierającego składową stałą jest znacznie większa niż wartość maksymalna

indukcji wywołana jedynie przepływem składowej okresowej prądu. Przykładowo dla $T_s = 50$ ms, $k = 16,7$. Oznacza to, że dla utrzymania poprawnej transformacji prądu zwarcowego ze składową nieokresową, należy dobierać przekładnik tak, jakby jego liczba przetężeńiowa była k razy mniejsza. Chcąc zachować wartość liczby przetężeńiowej przekładnika i uniknąć nasycenia rdzenia, należałoby jego przekrój powiększyć k - razy.

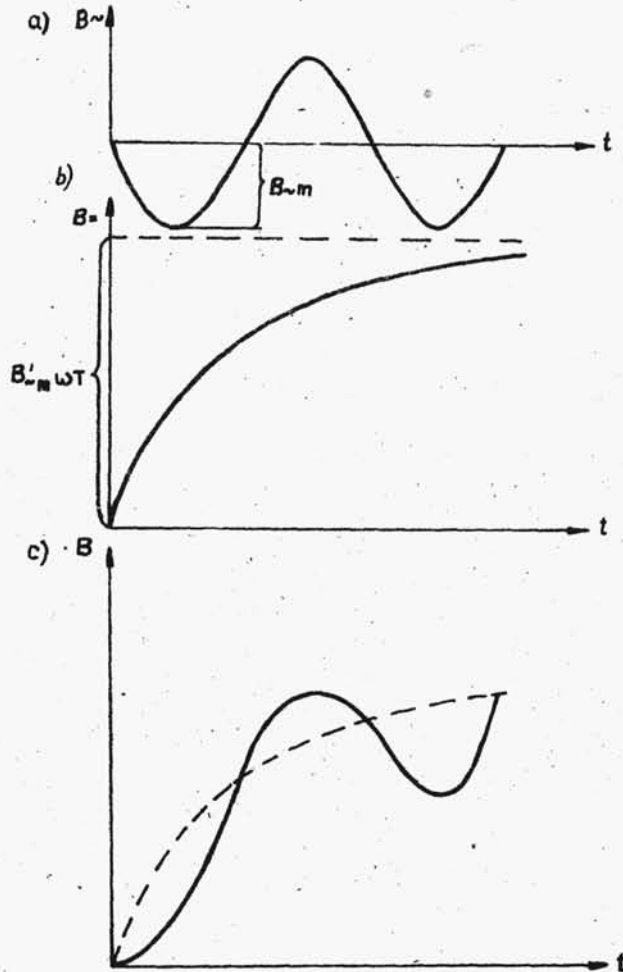
Rozważmy teraz przypadek bliższy rzeczywistości niż poprzedni, jakkolwiek nadal uproszczony, a mianowicie przyjmijmy charakterystykę magnesowania jak na rys.1.13b. Dla części "1" charakterystyki, L''_{μ} ma wartość stałą ale nie równą nieskończoności jak zakładano poprzednio, natomiast dla części "2" charakterystyki występuje nasycenie i $L''_{\mu} = 0$.

Rozwiązując równanie (1.22) w założeniu, że $L''_{\mu} = const$ otrzymuje się:

$$i_2 = i_{2\sim} + i_{2p} = \frac{I_{1m}}{1 + \left(\frac{1}{\omega T_p}\right)^2} \frac{1}{\omega T_p} (\sin \omega t - \cos \omega t) + \frac{I_{1m}''}{1 - T_s/T_p} \left[e^{-t/T_s} - \frac{T_s}{T_p} e^{-t/T_p} \right], \quad (1.31)$$

gdzie:

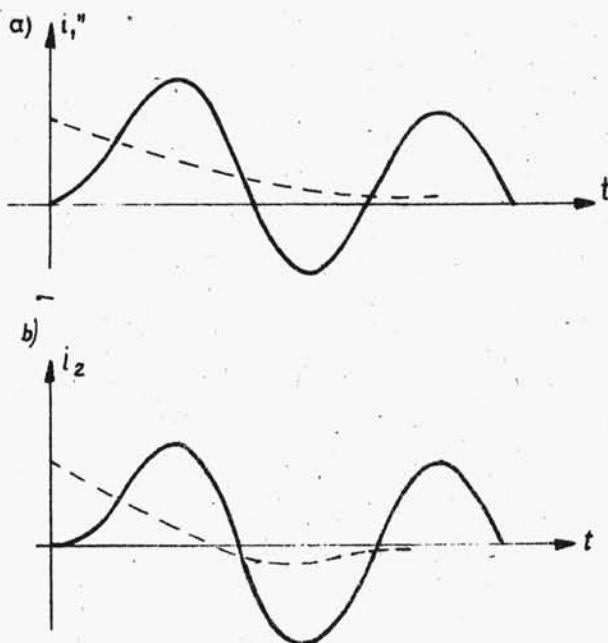
$$T_p = \frac{L_{\mu}''}{R_c} - \text{stała czasowa przekładnika prądowego.}$$



Rys.1.14. Przykładowe przebiegi indukcji magnetycznej w funkcji czasu przy przepływie prądu zwarciovego i przyjęciu idealnej charakterystyki magnesowania a) składowa zmienna, b) składowa stała, c) przebieg wypadkowy.

Jeżeli przyjąć, że $\left(\frac{1}{\omega T_p}\right)^2 \ll 1$, co zazwyczaj ma miejsce, to wówczas:

$$i_2 \approx I_{1m}'' \left(\frac{1}{\omega T_p} \sin \omega t - \cos \omega t \right). \quad (1.32)$$



Rys.1.15. Przebieg prądu i_2 jako odpowiedź na wymuszenie prądem zwarciovym i_1 przy przyjęciu charakterystyki magnesowania wg rys.1.15b

Na rys.1.15 przedstawiono przykładowy przebieg prądu i_2 jako odpowiedź na wymuszenie prądem i_1'' wg wzoru (1.21). Okazuje się, że obie składowe prądu są transformowane z błędem, przy czym błąd jest tym większy im mniejsza jest wartość stałej czasowej przekładnika T_p . Przykładowo na rys.1.16 przedstawiono przebiegi i_{2p} dla różnych wartości T_p . Przebieg i_{2p} zmienia znak, osiąga maksimum po zmianie znaku, a na-

stępnie maleje do zera. Jak wynikało z poprzednich rozważań, bezbłędna transformacja zachodzi tylko wówczas, gdy wartość T_p (a tym samym i L_μ'') jest nieskończenie duża.

Pamiętając, że $i_\mu'' = i_1'' - i_2$ otrzymujemy:

$$i_\mu'' = \frac{I_{1m}''}{\omega T_p} \left[\frac{T_s}{1 - \frac{T_s}{T_p}} \left(e^{-t/T_p} - e^{-t/T_s} \right) - \sin \omega t \right]. \quad (1.33)$$

Wyrażenie na indukcję magnetyczną może być wyznaczone ze znanej zależności:

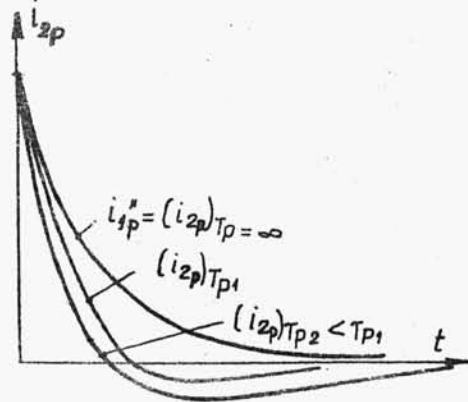
$$L_{\mu}'' = \frac{\psi}{i_{\mu}} = \frac{z_2 S_{Fe} B}{i_{\mu}}. \quad (1.34)$$

Po podstawieniu (1.33) do (1.34) i przekształceniach otrzymuje się wyrażenie na indukcję zawierające dwie składowe: okresową i przejściową:

$$B = B_{\sim} + B_p =$$

$$= -B_{\sim m} \sin \omega t +$$

$$+ B_{\sim m} \frac{\omega T_s}{1 - \frac{T_s}{T_p}} \left(e^{-t/T_p} - e^{-t/T_s} \right), \quad (1.35)$$



Rys.1.16. Przykładowe przebiegi czasowe składowej przejściowej prądu wtórnego przy różnych stałych czasowych przekładnika

przy czym:

$$B_m = \frac{R_c I_{1m}}{\omega z_2 S_{Fe}}.$$

Jak wynika ze wzoru^{x)} (1.35), przebieg składowej przejściowej indukcyjności jest zależny od stałych czasowych T_p i T_s . Przykładowe przebiegi obu składowych indukcyjności przy różnych T_p przedstawiono na rys.1.17.

Składowa przejściowa indukcyjności, która w przypadku rozpatrywanym uprzednio (nieskończenie duża wartość L_{μ}'') dążyła asymptotycznie do wartości $\omega T_s B_{\sim m}$, obecnie osiąga maksimum po czasie

$$t_m = \frac{T_p T_s}{T_p - T_s} \ln \frac{T_p}{T_s}, \quad (1.36)$$

wyrażające się wzorem:

$$B_{pm} = B_{\sim m} \frac{\omega T_s}{1 - \frac{T_s}{T_p}} \left(e^{-t_m/T_p} - e^{-t_m/T_s} \right). \quad (1.37)$$

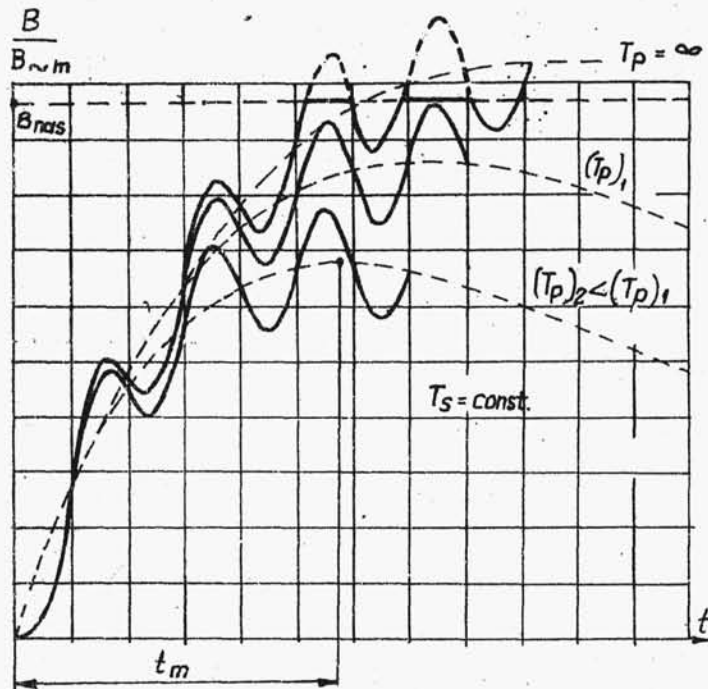
^{x)} Warto zauważyć, że w przypadku $T_p \rightarrow \infty$ ($L_{\mu}'' \rightarrow \infty$) wyrażenie na składową przejściową indukcyjności B_p jest takie samo jak we wzorze (1.26).

Maksymalną wartość całkowitej indukcji (tj. sumy obu składowych) można wyznaczyć analizując wzór (1.35). Możliwe jest jedynie rozwiązanie numeryczne. Upraszczając, można przyjąć, że maksimum składowej przejściowej indukcji pokrywa się z maksimum składowej okresowej. Wówczas maksymalna wartość indukcji całkowitej będzie wynosić:

$$B_m = B_{\sim m} \left[1 + \frac{\omega T_s}{1 - \frac{T_s}{T_p}} \left(e^{-t_m/T_p} - e^{-t_m/T_s} \right) \right], \quad (1.38)$$

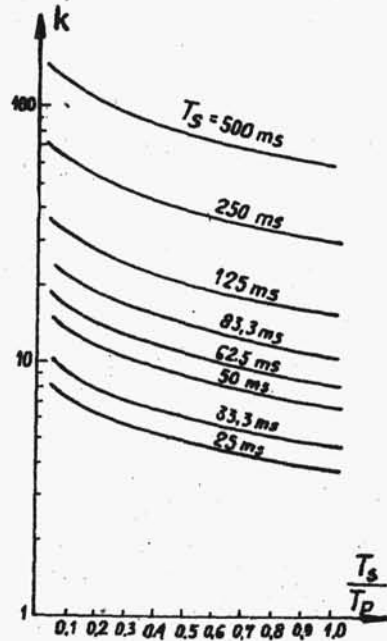
lub wprowadzając analogiczny współczynnik jak we wzorze (1.30):

$$k = \frac{B_m}{B_{\sim m}} = 1 + \frac{\omega T_s}{1 - \frac{T_s}{T_p}} \left(e^{-t_m/T_p} - e^{-t_m/T_s} \right). \quad (1.39)$$



Rys.1.17. Przykładowe przebiegi indukcji magnetycznej w funkcji czasu przy przepływie prądu zwarcowego i przyjęciu charakterystyki magnetyzowania wg rys.1.13b

Na rys.1.8 przedstawiono przykładowo $k = f\left(\frac{T_s}{T_p}\right)$ przy $T_s = \text{const.}$ Z przebiegów na rys.1.18 wynika, że w miarę wzrostu T_s (przy stałym T_p) oraz ze wzrostem T_p (przy stałej T_s) wartość k rośnie. W obu przypadkach oznacza to pogorszenie warunków tj. zmniejszenie obszaru pomiarowego przed osiągnięciem nasycenia rdzenia (B_{nas} na rys.1.17). Największa wartość k (przy stałym T_s) występuje, gdy $T_p \rightarrow \infty$. Można tu więc mówić o pewnej sprzeczności warunków pracy przekładnika. Otóż gdy przekładnik ma bardzo dużą stałą czasową T_p , to wówczas transformuje on składową nieokresową prądu z bardzo małym błędem, ale jednocześnie ma istotnie ograniczony zakres pomiarowy z uwagi na osiąganie stanu nasycenia przy mniejszej wartości prądu.



Rys.1.18. Zależność $k = f\left(\frac{T_s}{T_p}\right)$ dla różnych wartości T_s

Z powyższych rozważań wynika, że sposobem do zwiększania obszaru pomiarowego przekładnika z uwagi na nasycanie się rdzenia, może być wydatne zmniejszenie stałej czasowej przekładnika, uzyskiwane przez zmniejszenie indukcyjności gałęzi magnesującej. Przekładniki takie nazywane są linearyzowanymi. Wyposażone są one w rdzenie magnetyczne toroidalne ze szczelinami powietrznymi, zapewniającymi w stosunkowo szerokim zakresie prądu praktycznie liniowy przebieg charakterystyki magnesowania, a ich stała czasowa zawiera się w przedziale od kilkadziesiąt do kilkuset milisekund^{x)}.

x) Stałe czasowe przekładników bezszczelinowych wynoszą odpowiednio $10^3 \div 10^4$ s.

Przyjmując, że rezystancja magnetyczna szczelin powietrznych przekładnika linearyzowanego jest dużo większa od rezystancji części ferromagnetycznej rdzenia, zgodnie z prawem przepływu można napisać:

$$H_{\delta} \sum \delta = I_{\mu}'' z_2 ,$$

przy czym:

$\sum \delta$ - sumaryczna szczelina w rdzeniu,

H_{δ} - natężenie pola magnetycznego w szczelinie.

Pamiętając, że całkowity strumień skojarzony z uzwojeniem wynosi: $\psi = z_2 S_{Fe} B$ oraz, że: $L_{\mu}'' = \frac{\psi}{I_{\mu}''}$, a:

$H_{\delta} = \frac{B}{\mu_0}$, otrzymuje się:

$$I_{\mu}'' = \frac{z_2^2 S_{Fe} \mu_0}{\sum \delta} , \quad (1.40)$$

przy czym:

S_{Fe} - przekrój rdzenia przekładnika.

Jest oczywiste, że wprowadzenie szczelin pogarsza warunki magnesowania rdzenia, co jest niekorzystne zarówno z uwagi na błędy transformacji w normalnych warunkach pracy, jak również na błędy transformacji prądu zwarciovego. Warto wspomnieć, że przy współpracy przekładników linearyzowanych z zabezpieczeniami elektronicznymi, moc pobierana z przekładników jest bardzo mała, co wpływa na zmniejszenie błędów zarówno w normalnej jak i zwarcioviej pracy przekładnika. Przy konstruowaniu przekładnika linearyzowanego konieczne jest kompromisowe uwzględnienie obu sprzecznych wymagań dotyczących dokładności transformacji i uniknięcie nasycenia rdzenia,

Obecnie przekładniki linearyzowane są budowane przede wszystkim dla sieci najwyższych napięć, a uzyskiwane w nich liczby przetężeniowe 10% osiągają znaczne wartości (kilkadziesiąt, a nawet kilkaset).

1.5. Otwarcie obwodu wtórnego przekładnika

W przypadku otwarcia obwodu wtórnego przekładnika prądowego podczas pracy, cały prąd pierwotny płynący przez przekładnik staje się prądem magnesującym (rys.1.19). Powoduje to: