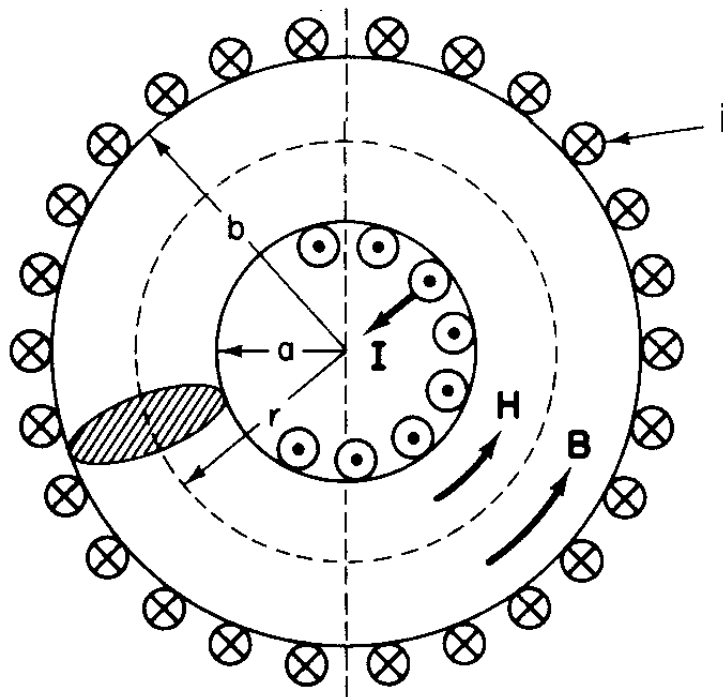


## MAGNESOWANIE RDZENIA FERROMAGNETYCZNEGO

Jako przykład wykorzystania prawa przepływu rozważmy ferromagnetyczny rdzeń toroidalny o polu przekroju  $S$  oraz wymiarach geometrycznych podanych na Rys. 1. Załóżmy, że uzwojenie nawiniemy równomiernie na rdzeniu uzyskując w ten sposób równomierny rozkład pola magnetycznego, przy którym w odległości  $r$  od środka toroidu otrzymamy taką samą wartość natężenia pola magnetycznego. W takim przypadku:

$$\oint_{C(S)} \mathbf{H} d\mathbf{l} = H 2\pi r = iz \quad (1)$$



*Rys. 1 Ferromagnetyczny rdzeń toroidalny*

Wartość natężenia pola w odległości  $a$  od środka toroidu, po jego wewnętrznej stronie, jest równa:

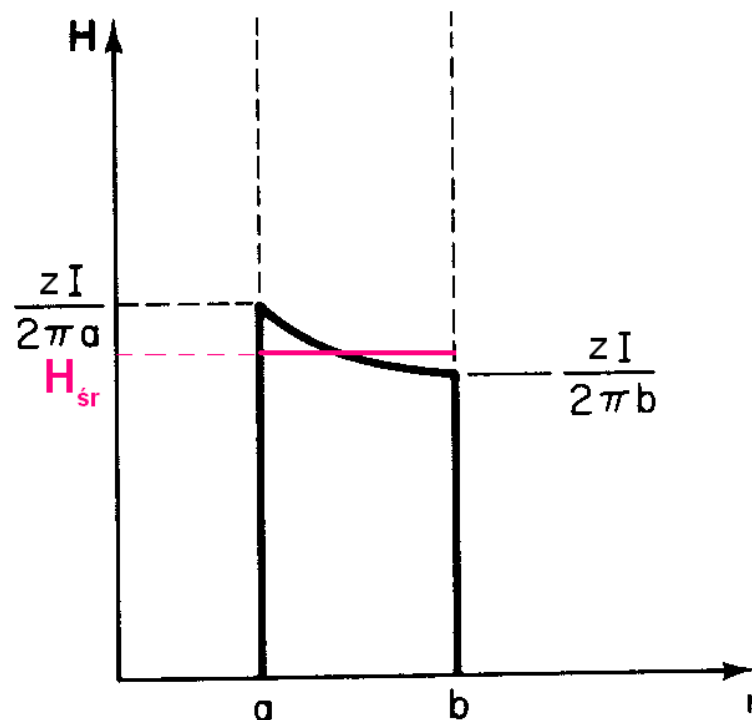
$$H_a = \frac{iz}{2\pi a} \quad (2)$$

A po zewnętrznej:

$$H_b = \frac{iz}{2\pi b} \quad (3)$$

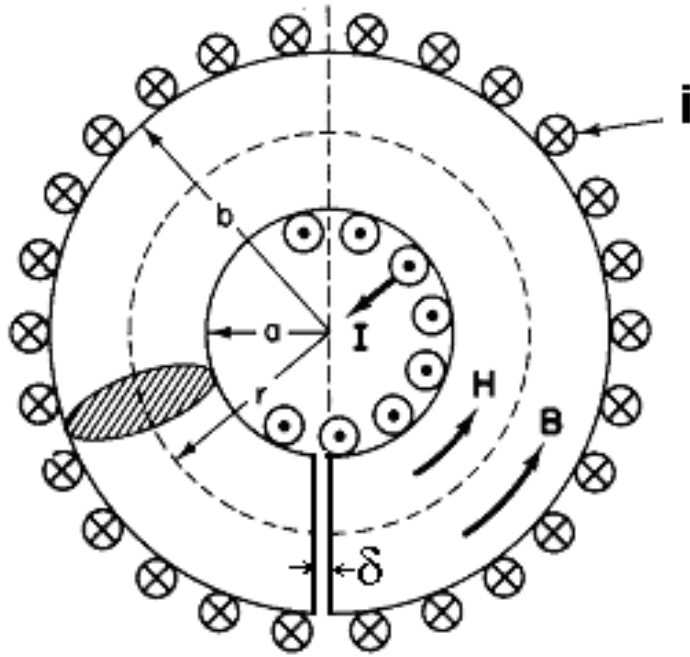
Wartość natężenia pola od odległości od środka toroidu pokazano na Rys. 2. Dokładna analiza wartości natężenia pola w każdym punkcie jest dużym utrudnieniem w uproszczonej analizie zjawisk, stąd często używa się uproszczenia polegającego na wyznaczeniu jedynie wartości natężenia pola w środkowej części

rdzenia. Niewielki błąd jest tu pomijany. Uzasadnieniem jest fakt, że o wartości napięcia indukowanego decyduje wartość strumienia skojarzonego a więc jest proporcjonalna do pola pod krzywą pokazaną na tym rysunku. Pole prostokąta ma tu zbliżoną wartość i jedynie w dokładnych analizach musi być uwzględniony ten efekt. Praca inżyniera polega przede wszystkim na umiejętności przewidywania zachowania się urządzenia i umiejętności przewidywania wartości prądów, napięć oraz mocy w danym urządzeniu. Błąd wynikający z takiego uproszczenia jest pomijalnie mały. Zwykle nie mamy też dostępu do dokładnych wymiarów wszystkich składników urządzenia i analizujemy je obserwując urządzenia od strony dostępnych zacisków połączeniowych. Podejście takie znacznie ułatwia analizę pracy maszyn elektrycznych i jedynie w procesie optymalizacji projektowania wykorzystuje się dokładną analizę rozkładu pola.



Rys. 2 Rozkład pola magnetycznego w rdzeniu toroidalnym

Rdzeń toroidalny używany jest jedynie w maszynach małych mocy. W praktyce technicznej pojawia się problem z budową urządzeń elektrycznych z ferromagnetykami w których nie ma szczelinki powietrznej na drodze pola magnetycznego. Istotny problem związany jest ze zrozumieniem co dzieje się w takim przypadku z rozkładem pola magnetycznego. Rozważmy rdzeń toroidalny z niewielką szczeliną powietrzną w rdzeniu toroidalnym (Rys. 3).



Rys. 3 Ferromagnetyczny rdzeń toroidalny ze szczeliną powietrzną

Wartość natężenia pola magnetycznego wyznaczymy tu z prawa przepływu, przy założeniu, że wewnątrz szczelinki powietrznej pole magnetyczne jest równomiernie rozłożone w taki sam sposób jak w rdzeniu. Nie znamy jednak wartości natężenia pola w szczelince powietrznej i w rdzeniu ferromagnetycznym. Możemy w takim przypadku napisać:

$$\oint_{C(S)} \mathbf{H} d\mathbf{l} = H_{\delta} \delta + H_{Fe} (2\pi r - \delta) = i z \quad (4)$$

Oraz:

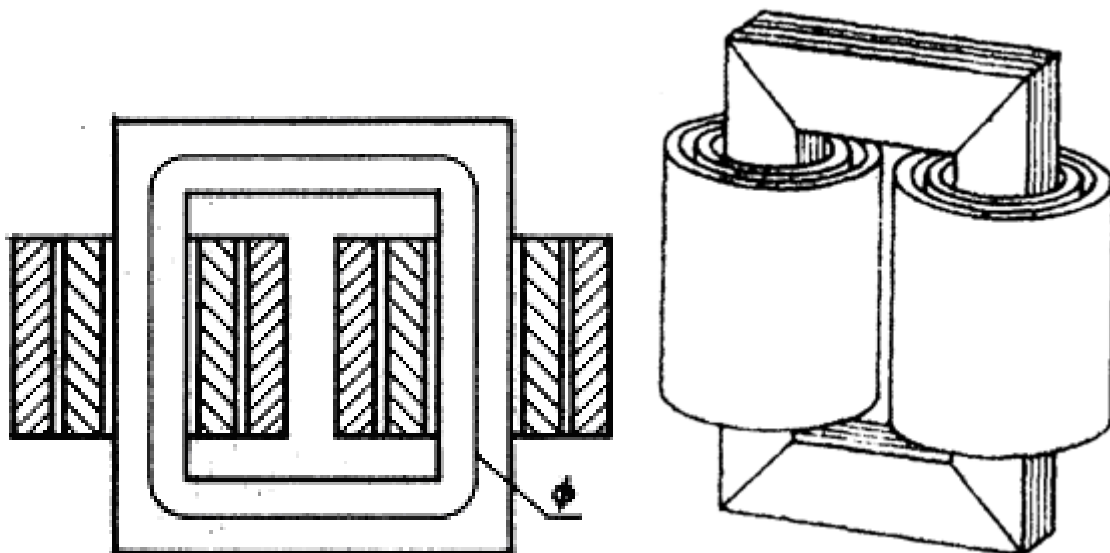
$$\phi = \int_S \mathbf{B} ds = \mu_0 H_{\delta} S = \mu_0 \mu_r H_{Fe} S \quad (5)$$

Z równania (5) wynika, że:

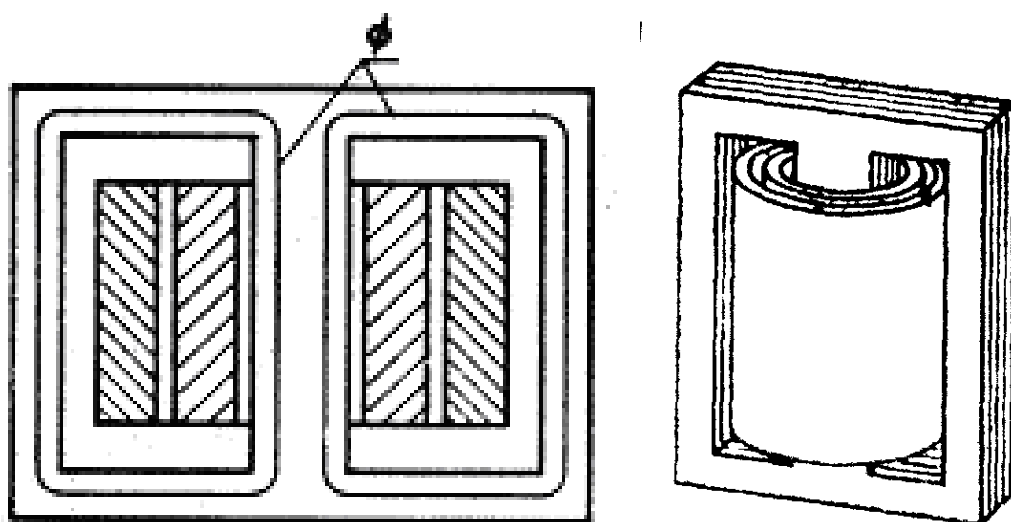
$$H_{\delta} = \mu_r H_{Fe} = \frac{\phi}{\mu_0 S} \quad (6)$$

Jest to bardzo istotne i pomocne w uproszczonych modelach maszyn elektrycznych, w których często przyjmuje się, że przenikalność ferromagnetyka jest bardzo duża (dąży do nieskończoności). W sytuacji, gdy

wartość szczeliny powietrznej będzie stosunkowo duża, pomija się spadek napięcia magnetycznego ( $H_l$ ) w rdzeniu i o pracy maszyny decyduje rozkład pola magnetycznego w szczelinie powietrznej. Takie założenie będzie stosowane w przypadku maszyn elektrycznych wirujących. Fakt konieczności zapewnienia obrotu wirnika względem stojana wymusza tu istnienie stosunkowo dużej szczeliny powietrznej. W transformatorach dąży się do minimalizacji grubości szczeliny powietrznej (najlepiej różnej zera!), lecz możliwości technologiczne wymuszają istnienie „wypadkowej” szczeliny powietrznej w takich urządzeniach. Rdzenie jednofazowych transformatorów energetycznych mają najczęściej kształt pokazany na *Rys. 4* i *Rys. 5*.



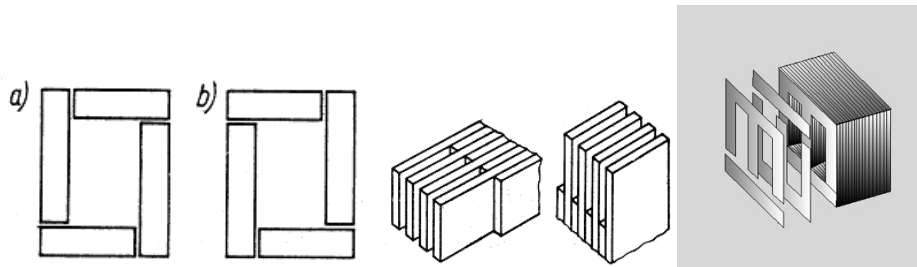
*Rys. 4 Jednofazowy transformator rdzeniowy*



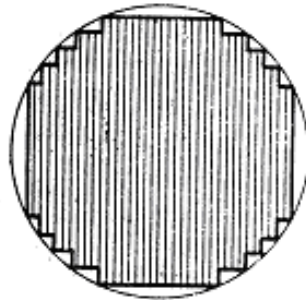
*Rys. 5 Jednofazowy transformator płaszczowy*

Rdzenie te buduje się z cienkich, jednostronnie izolowanych blach i składa się je w sposób pokazany przykładowo na *Rys. 6*. W rdzeniach transformatorów większych mocy buduje się rdzenie z bach o różnych szerokościach (*Rys. 7*), dzięki czemu uzyskuje się lepsze wypełnienie ferromagnetykiem obszaru wewnątrz uzwojenia. Blachy rdzenia są mocowane (ściskane) przez śruby izolowane od pakietu blach (*Rys. 8*).

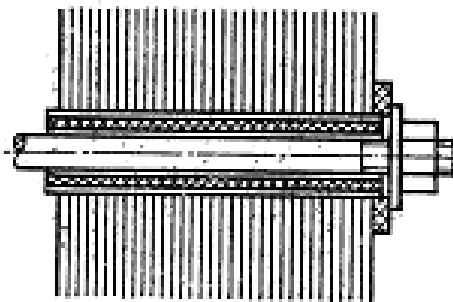
Szczelina powietrzna nie występuje tu w sposób jawny – wypadkowa szczelina powietrzna jest efektem nierównomierności w rozkładzie pola magnetycznego w miejscach zaplatania blach rdzenia (*Rys. 9*).



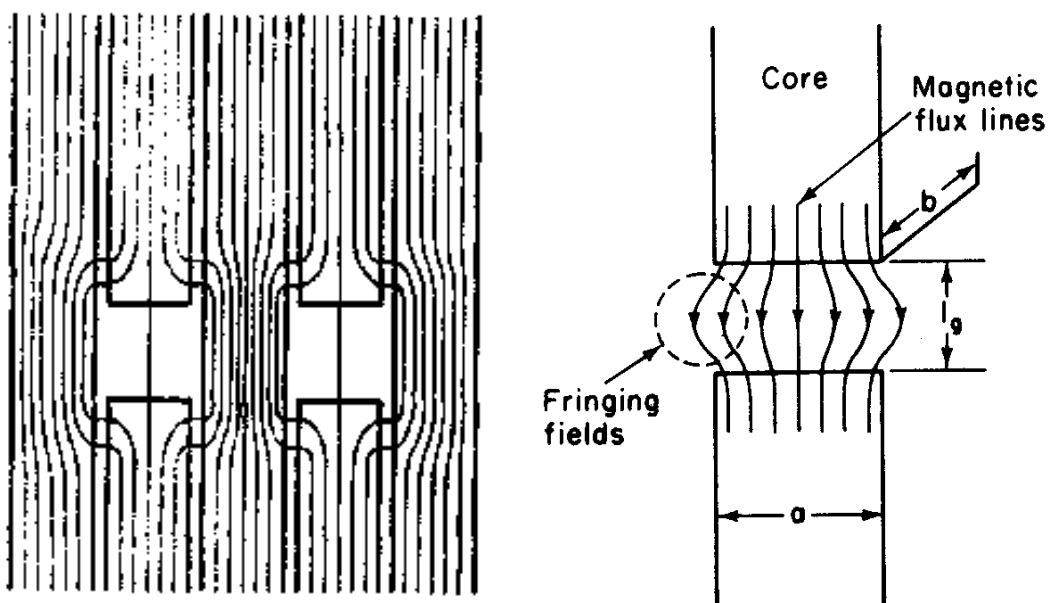
Rys. 6 Blachy transformatora jednofazowego układane na zakładkę



Rys. 7 Przekrój kolumny rdzenia transformatora energetycznego.

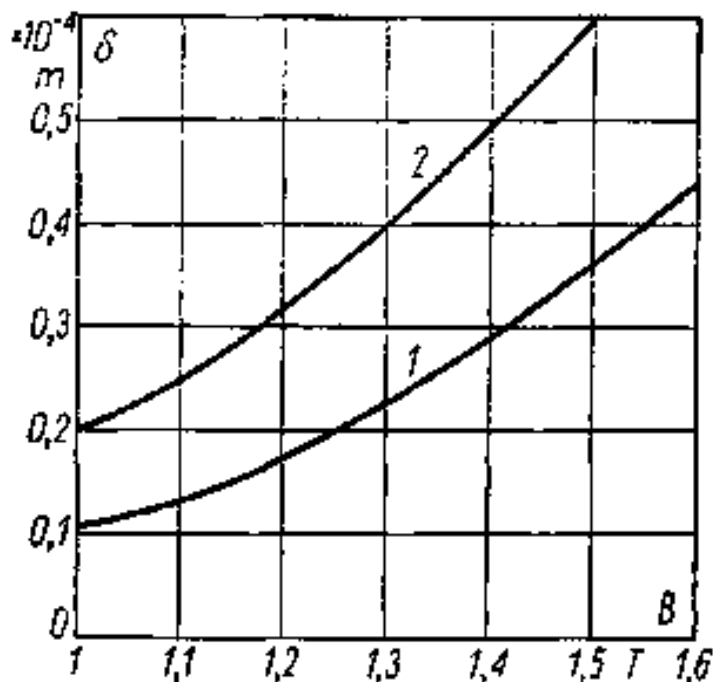


Rys. 8 Mocowanie pakietu blach za pomocą śruby izolowanej od pakietu blach.



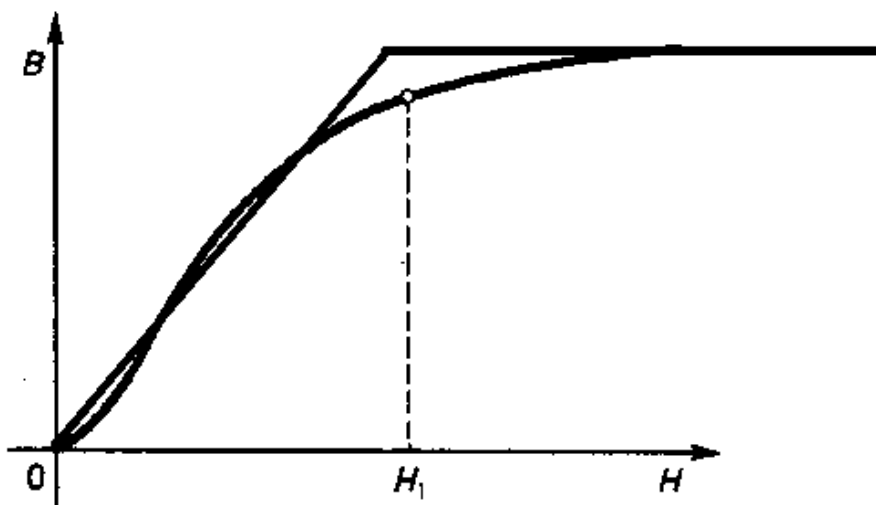
Rys. 9 Przebieg pola magnetycznego w miejscu zaplatania rdzenia

Grubość takiej „wirtualnej” szczeliny powietrznej może być szacowana na podstawie wieloletnich doświadczeń produkcyjnych (Rys. 10).



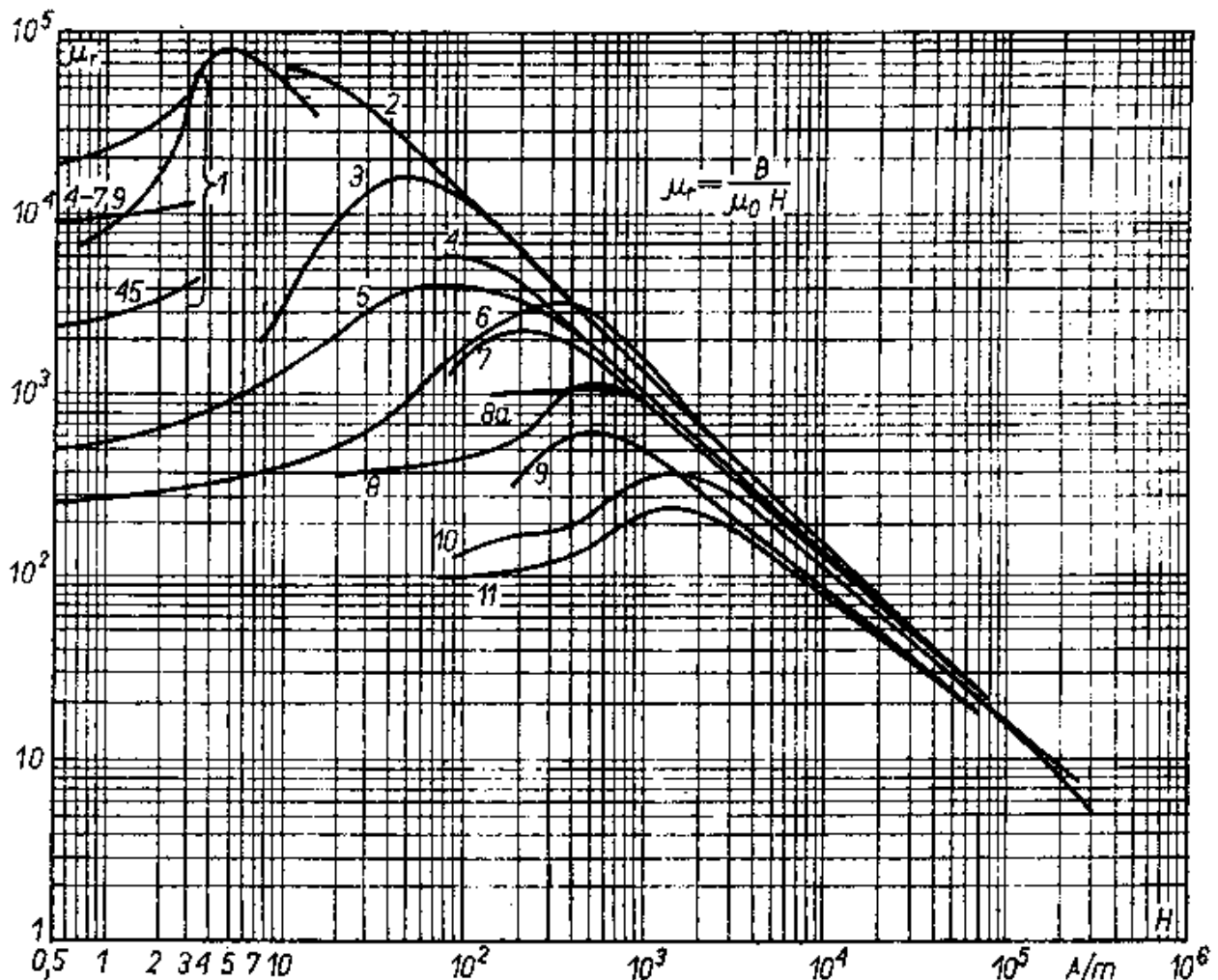
Rys. 10 Wartości zastępczej szczeliny w funkcji indukcji dla blachy walcowanej na zimno o grubości 0,35 mm przy zaplataniu pojedynczymi blachami (1) i dla blachy walcowanej na gorąco (2)

Fakt nieliniowej zależności pomiędzy natężeniem pola i wartością indukcji ma jednak istotne znaczenie praktyczne i w analizie maszyn elektrycznych często będziemy dokonywali aproksymacji krzywej magnesowania pokazanej na Rys. 11. Występuje to tzw. część prostoliniowa charakterystyki, w której zakładamy proporcjonalność indukcji i natężenia pola oraz część gdzie następuje nasycenie obwodu magnetycznego – linia prosta o małym nachyleniu.

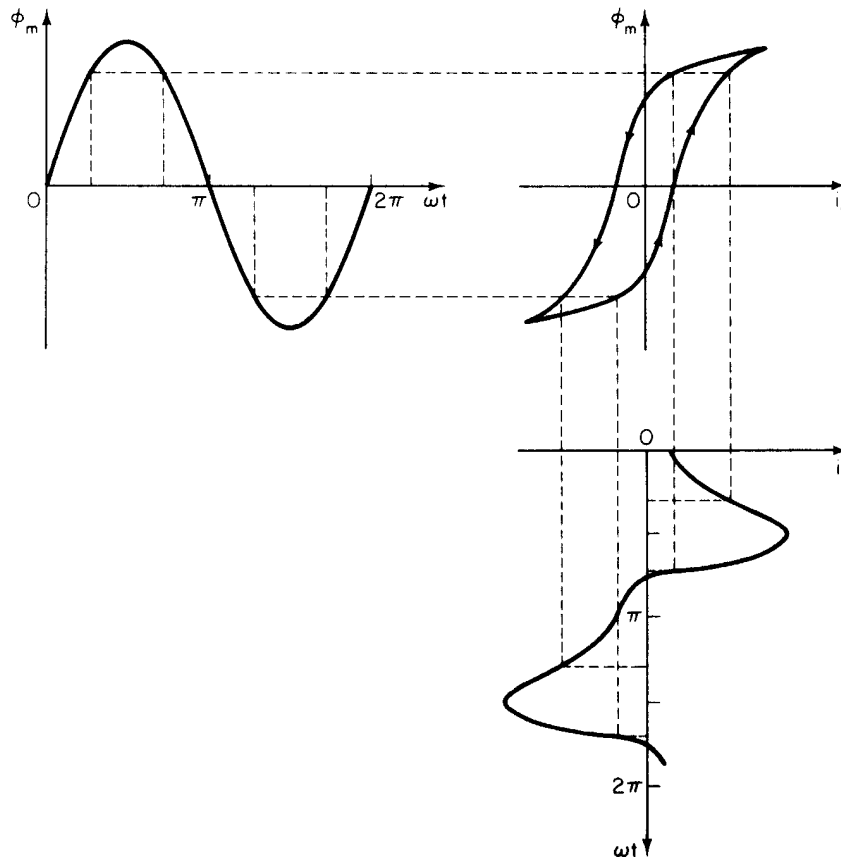


Rys. 11 Dwuodcinkowa aproksymacja krzywej magnesowania.

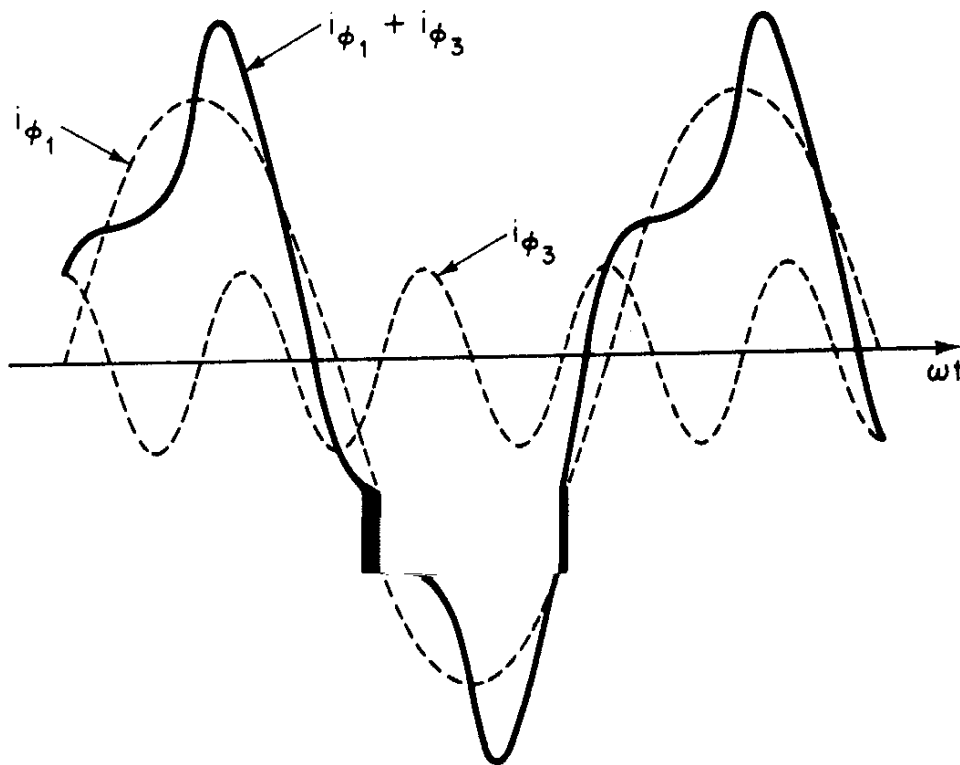
W rzeczywistych ferromagnetykach (Rys. 12) przenikalność jest silnie zależna od wartości natężenia pola magnetycznego, nie ma więc odcinków prostych na charakterystyce magnesowania a zależności są tyle skomplikowane, że dokładniejsza analiza jest możliwa jedynie przy wykorzystaniu drogiego oprogramowania na superkomputerach. Kształt prądu wytwarzającego sinusoidalny przebieg strumienia przedstawiono na Rys. 13 Rys. 14. Wskutek istnienia histerezy magnetycznej i nasycenia w przebiegu prądu występują wszystkie harmoniczne nieparzyste, gdzie największe znaczenie mają 3, 5 i 7. Współczynnik szczytu takiego przebiegu ma wartość różną od tej samej wielkości w przebiegu sinusoidalnym. W efekcie praktycznie wyznaczane są wielkości skuteczne a w modelu matematycznym (schemacie zastępczym) używa się wielkości sinusoidalnych identycznej wartości skutecznej. Skutkiem takich rozważań jest ułatwienie analiz matematycznych i konieczność uwzględnienia faktu, że wartości parametrów modelu matematycznego zależą od punktu pracy transformatora. Szczególne znaczenie ma tu fakt zależności wartości reaktancji magnesującej  $X_\mu$  (indukcyjności  $L_\mu$ ) od wartości siły elektromotorycznej indukowanej od strumienia głównego.



Rys. 12 Przenikalność magnetyczna względna  $\mu_r$  żelaza i jego stopów w zależności od natężenia pola magnetycznego  $H$  1-permalloy; 2- blacha transformatorowa walcowana na zimno w najkorzystniejszym kierunku magnesowania; 3-żelazo elektrolityczne wytapiane w próżni; 4-blacha transformatorowa walcowana na zimno w kierunku magnesowania najniekorzystniejszym; 5-blacha transformatorowa walcowana na gorąco, 4% C; 6-stal konstrukcyjna węglowa walcowana na gorąco, 0,3% C; 7-stopy z 0,23% C; 8, 8a-staliwo; 9-żeliwo szare wyżarzane; 10- stopy z 1,78% C; 11- żeliwo szare niewyżarzane



Rys. 13 Kształt prądu magnesującego uwzględniający nieliniową zależność pomiędzy natężeniem pola i indukcją magnetyczną ferromagnetycznego rdzenia transformatora



Rys. 14 Skład harmoniczny prądu magnesującego:

$$i_{\mu} = I_{\mu 1} \sin \omega t - I_{\mu 3m} \sin 3\omega t + I_{\mu 5m} \sin 5\omega t - \dots$$

(7)