

Capitolul 8. Inductoare

8.1. Parametri inductoarelor și forme constructive

Inductoarele sunt elemente de circuit caracterizate prin inductivitate. Valoarea inductivității nu este normalizată, sau standardizată. Pentru mărirea inductivității inductorului, se utilizează miezuri feromagnetice sau feromagnetice. Din punct de vedere al posibilității de modificare a inductivității, inductoarele cu miez magnetic, se clasifică în: fixe și variabile. Modificarea inductivității se realizează prin deplasarea miezului magnetic în raport cu spirele inductorului. Miezurile magnetice au forme variate: bară, tor, de tip E, oala, etc. Pentru micșorarea pierderilor prin curenți turbionari, miezurile feromagnetice sunt realizate din tole izolate între ele prin straturi de oxizi. Pentru evitarea saturării miezurilor magnetice cu circuit magnetic închis, cum sunt miezurile de transformator, sau oalele din ferită, se practică un întrefier, iar înfășurarea se plasează astfel încât câmpul magnetic de dispersie în întrefier să fie minim, soluția optimă fiind determinată de forma constructivă a miezului.

Bobinajele într-un singur strat asigură capacitate parazită și flux de dispersie redus. Bobinajele multistrat permit realizarea unor valori mari ale inductivității, dar capacitatea parazită este mult crescută. Deși straturile se izolează între ele prin folii dielectrice, există pericolul străpungerilor la marginile înfășurării, unde tensiunea între două spire, este maximă. Pentru înlăturarea acestui dezavantaj, bobinarea se efectuează: piramidal - numărul de spire pe un strat fiind mai mic decât cel al stratului pe care este înfășurat, sau secționat - carcasa pe care se bobinează având mai multe secțiuni, astfel încât tensiunea pe o secțiune să reprezinte tensiunea aplicată inductorului împartită la numărul de secțiuni.

Pentru o densitate maximă admisă de curent, câmpul magnetic maxim, generat de un inductor cu sau fără miez magnetic, depinde exclusiv de secțiunea S , a înfășurării. Conform legii circuitului magnetic:

$$H_{\max} l_m = N i_{\max} = N J_{\max} S_{sp} \quad (8.1)$$

unde: l_m , este lungimea mediană a circuitului (miezului) magnetic, N , este numărul de spire al înfășurării parcurse de curentul i_{\max} , secțiunea spirelor fiind S_{sp} .

Pentru un factor de umplere al înfășurării unitar, numărul de spire este: $N = \frac{S}{S_{sp}}$,

iar relația (8.1), obține forma:

$$H_{\max} l_m = S J_{\max} \quad (8.2)$$

Pentru un transformator cu miez feromagnetic, numărul de spire se alege astfel încât căderea de tensiune pe spiră, să fie cuprinsă între $0.5 \div 0.7$ V, pentru evitarea străpungerilor (la marginile înfășurării) și suprasolicitării miezului magnetic. Conductorul de bobinaj este din cupru emailat sau izolat cu fibre textile. Pentru mărirea rezistenței de izolație, lacurile de email - pe bază de rășini poliuretanică sau epoxidică, se depun în mai multe straturi pe conductori din cupru. La frecvențe ridicate sunt utilizate miezurile din ferită sinterizată, iar conductoarele pot fi lițate pentru micșorarea efectului pelicular. La frecvențe ridicate, capacitatea de transfer a puterii din înfășurarea primară în înfășurarea secundară a transformatorului - prin intermediul inducției electromagnetice, este superioară pentru miezurile din ferită față de cele feromagnetice. Miezurile din ferită au o rezistivitate ridicată și pierderi prin curenți turbionari extrem de

reduse.

Miezurile feromagnetice, deși sunt alcătuite din tole, nu pot fi utilizate la frecvențe ridicate, pentru că puterea disipată prin curenți turbionari, care crește pronunțat cu frecvență, determină încălzirea excesivă a miezului. Întrucât tensiunea electromotoare indusă în secundarul transformatorului, depinde - conform legii inducției electromagnetice, de derivată în raport cu timpul a inducției magnetice din miez, pentru aceeași valoare efectivă a tensiunii din secundar, numărul de spire al secundarului și primarului, este mai redus pentru un transformator cu miez ferimagnetic, datorită frecvenței ridicate, deși permeabilitatea și inducția maximă au valori mai reduse. Energia se transferă din primar în secundar în fiecare perioadă a tensiunii alternative aplicate primarului. Deși energia transferată prin intermediul miezului ferimagnetic, în timpul unei perioade, este relativ redusă, datorită valorilor reduse ale permeabilității și inducției, numărul mare de perioade în unitatea de timp presupune valori mari ale energiei totale transferate în unitatea de timp, sau valori mari ale puterii transferate. Astfel puterea transferată pe unitatea de suprafață a secțiunii miezului, este cu un ordin de mărime mai mare, pentru miezurile din ferită, comparativ cu cele feromagnetice.

Ecranarea bobinelor și transformatoarelor se realizează cu folii magnetice cu permeabilitate ridicată, mulate pe inductor, prin care se închid liniile câmpului magnetic de dispersie. Pentru micșorarea câmpului magnetic de dispersie al unui transformator cu miez de tip E, se utilizează o spiră în scurtcircuit sub forma unei fâșii din cupru mulată pe carcasa înfășurărilor și pe miezul magnetic. În acest caz câmpul magnetic de dispersie este micșorat prin autoinducție, tensiunea electromotoare indusă de câmpul de dispersie, generând un câmp indus, care se opune variației câmpului inductor. Câmpul de dispersie al transformatoarelor realizate cu miezuri fero-sau ferimagnetice toroidale, este minim.

8.2 Schema echivalentă și comportarea cu frecvență [Căt]

În fig.8.2 sunt reprezentate schemele echivalente ale unei spire a inductorului cu miez magnetic. Rezistențele r_p și r_n , corespund pierderilor în rezistența de izolație a conductorului și carcasei pe care este înfășurat, respectiv pierderilor în miezul magnetic, r_{Cu} este rezistența spirei din cupru, C este capacitatea parazită dintre două spire vecine, iar L este inductivitatea spirei. Dacă cele N spire ale înfășurării sunt identice, schema echivalentă a inductorului este identică cu cea a unei spire. Parametrii electrici sunt distribuiți de-a lungul inductorului, dar prin însumare, se asimilează unor parametri concentrați. Capacitatea distribuită a spirelor inductorului față de masa circuitului, s-a inclus în capacitatea C .

Între componentele schemelor echivalente paralel (8.2.b) și serie (fig. 8.2.c), există relațiile:

$$R_s = R_p \sin^2 \delta, \quad (8.3)$$

$$L_p = \frac{L_s}{\cos^2 \delta} = L_s (1 + tg^2 \delta). \quad (8.4)$$

Inductivitatea schemei echivalente paralel L_p , este superioară valorii inductivității schemei echivalente serie L_s , inegalitate care este cu atât mai pronunțată, cu cât tangenta unghiului de pierderi $tg \delta$, are valoare mai ridicată.

Tangenta unghiului de pierderi în conductor, are expresia:

$$\operatorname{tg} \delta_{Cu} = \frac{1}{Q_{Cu}} = \frac{r_{Cu}}{\omega L}, \quad (8.5)$$

iar tangenta unghiului de pierderi în miezul magnetic, este:

$$\operatorname{tg} \delta_m = \frac{1}{Q_m} = \frac{r_m}{\omega L}. \quad (8.6)$$

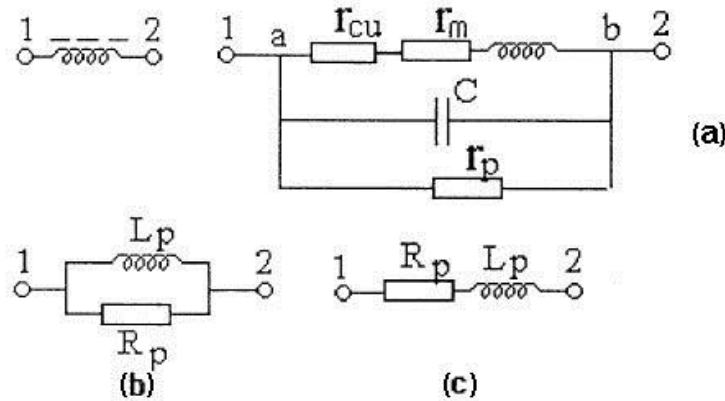


Fig. 8.2 Schema echivalentă completă (a) și simplificată (b,c) a unui inductor.

Considerând pierderile atât în materialul conductor cât și în miezul magnetic, tangenta unghiului de pierderi, are forma:

$$\operatorname{tg} \delta_{Cu+m} = \frac{r_{Cu} + r_m}{\omega L} = \operatorname{tg} \delta_{Cu} + \operatorname{tg} \delta_m. \quad (8.7)$$

Prin transformarea schemei echivalente serie, formată din componentele: r_{Cu} , r_m și L (fig. 8.2a) în schema echivalentă paralel, conform relațiilor (8.5), (8.7), inductivitatea are expresia:

$$L^{\wedge} = L_{ab} = L[1 + (\operatorname{tg} \delta_{Cu} + \operatorname{tg} \delta_m)^2]. \quad (8.8)$$

Tangenta unghiului de pierderi în rezistența de izolație, are expresia:

$$\operatorname{tg} \delta_p = \frac{1}{Q_p} = \frac{\omega L^{\wedge}}{r_p}. \quad (8.9)$$

Admitanța schemei echivalente din figura (5.10a), are expresia:

$$Y_{1,2} = \frac{1}{r_p} + j\omega C + \frac{1}{r_{Cu} + r_m + j\omega L}. \quad (8.10)$$

Utilizând relațiile (8.5) ÷ (8.9), relația (5.10) obține forma:

$$Y_{1,2} = \frac{\operatorname{tg} \delta_{Cu} + \operatorname{tg} \delta_m + \operatorname{tg} \delta_p}{\omega L^{\wedge}} + \frac{1}{j\omega L^{\wedge} / (1 - \omega^2 L^{\wedge}) C}, \quad (8.11)$$

iar componentele schemei echivalente paralel (fig. 8.2b), au expresiile:

$$R_p = \frac{\omega L^{\wedge}}{\operatorname{tg} \delta_L}, \quad (8.12)$$

$$L_p = \frac{L^{\wedge}}{1 - (\omega / \omega_r)^2} \quad (8.13)$$

unde: $\operatorname{tg} \delta_L = \operatorname{tg} \delta_{Cu} + \operatorname{tg} \delta_m + \operatorname{tg} \delta_p$, iar $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Se constată că: $L < L' < L_p$.

Inductivitatea paralelă crește cu creșterea frecvenței (fig. 5.11a), iar din expresia tangentei unghiului de pierderi:

$$\operatorname{tg} \delta_L = \frac{r_{Cu}}{\omega L} + \frac{r_m}{\omega L} + \frac{\omega L'}{r_p} \quad (8.14)$$

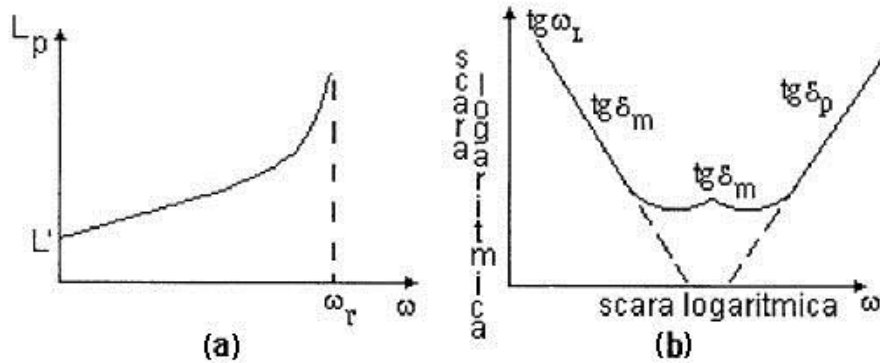


Fig. 8.3 Dependințele de frecvență ale inductivității paralele (a) și a tangentei unghiului de pierderi (b), pentru un inductor cu miez magnetic.

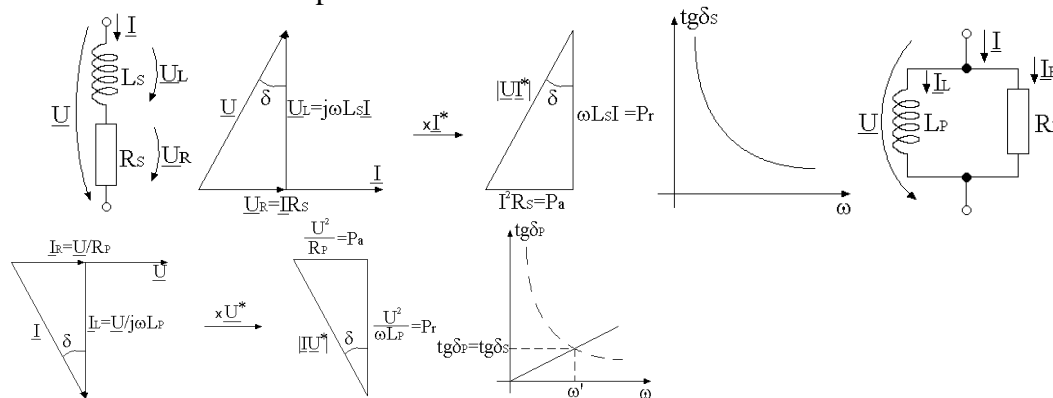
Rezultă ca la frecvențe joase predomină pierderile în înfășurarea inductorului, iar la frecvențe ridicate, pierderile în rezistența de izolație sunt predominante. Pentru frecvențe medii, pierderile în miezul magnetic sunt preponderente, depinzând de raportul $\frac{r_m}{\omega}$, (fig. 8.11b).

8.3 Întrebări

1. Precizați modalitățile de evitare a străpungerii electrice a unei înfășurări multistrat de transformator;
2. Precizați modalitățile de micșorare a câmpului electromagnetic de dispersie a unui transformator;
3. Comparați miezurile de transformator realizate cu tole, respectiv din ferită sub aspectul puterii transformate din primar în secundar;

1.4 Probleme

1. Sa se determine relatiile de legatura între componentele schemelor echivalente serie si paralele ale unui inductor.



Rezolvare:

Din egalitatea impedantelor celor doua scheme echivalente, rezulta:

$$(1) \frac{\omega L_p}{R_s} = \frac{1 + (\text{tg}\delta)^2}{\text{tg}\delta},$$

iar din egalitatea tangentelor unghiurilor de pierderi, rezulta:

$$(2) \text{tg}\delta = \frac{P_a}{P_f} = \frac{R_s}{\omega L_s} = \frac{\omega L_p}{R_p} = \frac{\sin\delta}{\cos\delta}$$

Daca se considera componentele schemelor echivalente independente de frecventa, relatia (2) este valabila doar pentru frecventa : $\omega' = \sqrt{(R_s R_p) / (L_s L_p)}$.

Configuratia diagramelor fazoriale se modifica cu frecventa, iar componentele se vor determina pentru o frecventa precizata. Pentru ca relatia (2) sa fie indeplinita pentru orice frecventa, este necesar sa admitem dependenta componentelor schemelor echivalente de frecventa.

Din sistemul de relatii:

$$(1') L_p = \frac{R_s}{\omega} \frac{1}{\sin\delta \cos\delta},$$

$$(2') L_p = \frac{R_p}{\omega} \frac{\sin\delta}{\cos\delta},$$

rezulta:

$$(3) R_s = R_p \sin^2 \delta.$$

Din sistemul de relatii:

$$(1'') R_s = \omega L_p \sin\delta \cos\delta,$$

$$(2'') R_s = \omega L_s \frac{\sin\delta}{\cos\delta},$$

rezulta:

$$(4) L_s = L_p \cos^2 \delta,$$

sau:

$$(5) L_p = L_s (1 + \text{tg}^2 \delta).$$

Conform relațiilor (3) si (4), expresia tangentei unghiului de pierderi este:

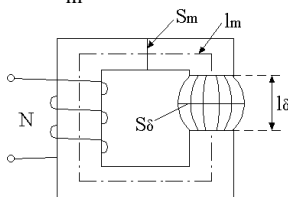
$$(6) \text{tg}\delta = \frac{P_a}{P_f} = \frac{\sin\delta}{\cos\delta} = \sqrt{\frac{L_p / R_p}{L_s / R_s}} = \sqrt{\frac{\tau_p}{\tau_s}},$$

unde: τ_s , τ_p sunt constantele de timp ale celor doua circuite echivalente.

Întrucât tangenta unghiului de pierderi este prin definiție raportul puterilor, iar putere aparenta S , este suma puterilor, rezultă că ipotenuzele triunghiurilor puterilor sunt egale cu puterea aparenta, sau:

$$(7) (\underline{U} \cdot \underline{I}^*) \times (\underline{U}^* \cdot \underline{I}) = U^2 I^2 = S^2$$

2. Sa se studieze influenta întrefierului asupra valorii inductivității unei bobine cu miez magnetic. Se considera lungimea întrefierului relativ redusa fata de lungimea: $l = l_m + l_\delta$ a circuitului magnetic si se neglijează efectele de margine: $S_\delta \cong S_m$.



Rezolvare:

Inductivitatea bobinei fara intrefier este:

$$L_m = \mu_0 \mu_r \frac{S_m N^2}{l} = \frac{N^2}{\frac{l}{\mu_0 \mu_r S_m}}$$

Cu întrefier, inductivitatea are expresia:

$$\begin{aligned} L_\delta &= \frac{N^2}{\frac{l_\delta}{\mu_0 S_\delta} + \frac{l_m}{\mu_0 \mu_r S_m}} = \mu_0 \mu_r \frac{S_m S_\delta N^2}{\mu_r S_m l_\delta + S_\delta l_m} = \mu_0 \mu_r \frac{S_m N^2}{\mu_r \frac{S_m}{S_\delta} l_\delta + l_m} = \\ &= \mu_0 \mu_r \frac{S_m N^2}{l} \cdot \frac{1}{\mu_r \frac{S_m}{S_\delta} \cdot \frac{l_\delta}{l} + \frac{l_m}{l}} \cong \mu_0 \frac{\mu_r}{\mu_r \frac{S_m}{S_\delta} \cdot \frac{l_\delta}{l} + \frac{l_m}{l}} \cdot \frac{S_m N^2}{l} \end{aligned}$$

Permeabilitatea magnetica efectiva are expresia:

$$\mu_{\text{ef}} = \frac{\mu_r}{\mu_r \frac{S_m}{S_\delta} \cdot \frac{l_\delta}{l} + \frac{l_m}{l}} \cong \frac{\mu_r}{\mu_r \frac{S_m}{S_\delta} \cdot \frac{l_\delta}{l} + 1}$$

Factorul de demagnetizare este:

$$f_d = \frac{S_m}{S_\delta} \cdot \frac{l_\delta}{l}$$

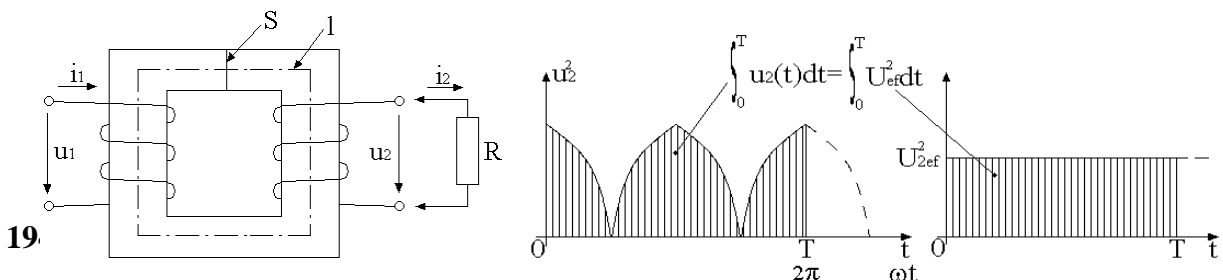
Pentru valori: $\mu_r f_d \gg 1$ care corespund unor lungimi l_δ ale intrefierului mari, expresia aproximativa a permeabilitatii magnetice efective este:

$$\mu_{\text{ef}} = \frac{\mu_r}{\mu_r f_d + 1} \cong \frac{1}{f_d}$$

Prin urmare, prin marirea intrefierului, permeabilitatea magnetica relativa efectiva si inductivitatea bobinei sunt independente de materialul miezului magnetic, fiind determinate doar de dimensiunile miezului (si numarul de spire).

8.5 Anexe

1. Se consideră două miezuri de transformator identice din punct de vedere al dimensiunilor dar realizate din materiale diferite. Miezul feromagnetic se caracterizează prin inducție maximă B_{max} și permeabilitate magnetică relativă μ_r de valori ridicate, iar miezul feromagnetic se caracterizează prin valori ale inducției maxime și permeabilității magnetice de 100 de ori mai scăzute. Frecvența de funcționare a transformatorului cu miez feromagnetic este 50 Hz, respectiv 500 kHz pentru miezul feromagnetic. Să se analizeze cele două miezuri din punct de vedere al puterii pe unitate de suprafață a secțiunii miezului, transferată din înfășurarea primară în cea secundară, cât și din punct de vedere al numărului de spire al înfășurărilor astfel încât pentru tensiuni identice aplicate înfășurărilor primare, să rezulte aceleași tensiuni în înfășurărilor secundare. Se vor neglija pierderile de putere prin curenți turbionari, histeresis și magnetizare, iar fluxul de dispersie este nesemnificativ.



Rezolvare :

Considerăm forma sinusoidală de variație a tensiunii aplicate primarului. Inducția magnetică în miez este de forma :

$$B = B_{\max} \sin \omega t.$$

Din legea inducției electromagnetice rezultă :

$$u_1(t) = -N_1 \frac{d\Phi(t)}{dt} = -N_1 S \frac{dB(t)}{dt} = -N_1 S \omega B_{\max} \cos \omega t ,$$

$$u_2(t) = -N_2 \frac{d\Phi(t)}{dt} = -N_2 S \omega B_{\max} \cos \omega t ,$$

unde: N_1 , N_2 reprezintă numărul de spire al înfășurării primarului și secundarului, iar Φ este fluxul magnetic care străbate înfășurările primarului și secundarului .

Întrucât pierderile de putere s-au considerat neglijabile,

$$i_1 \cong \frac{u_1}{\omega L_1} = \frac{u_1 l}{\omega \mu_0 \mu_r N_1^2 S} ,$$

$$i_2 \cong \frac{u_2}{\omega L_2} = \frac{u_2 l}{\omega \mu_0 \mu_r N_2^2 S}$$

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{N_1}{N_2} ,$$

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} ,$$

$$u_1 \cdot i_1 = u_2 \cdot i_2 ,$$

unde: l este lungimea mediană a miezului magnetic .

Presupunem că tensiunile sinusoidale aplicate înfășurărilor primare ale celor două miezuri au aceeași valoare efectivă, dar frecvențe diferite. Pentru ca valorile efective ale curenților prin cele două înfășurări să fie egale, este necesar ca numărul de spire N_1 , al înfășurării miezului feromagnetic să fie micșorat de zece ori :

$$i_1 = \frac{u_1 l}{\omega \mu_0 \mu_r N_1^2 S} = \frac{u_1 l}{10^4 \omega \mu_0 (\mu_r / 100) (N_1 / 10)^2 S} .$$

Pentru a obține în secundar aceeași tensiune: $u_2 = N_2 u_1 / N_1$, este necesar ca și N_2 să fie micșorat de zece ori .

Pentru a compara cele două miezuri din punct de vedere al puterii transferate din primar în secundar, considerăm că la bornele secundarului este conectat un rezistor pe care se disipă puterea transferată din primar .

Tensiunea alternativă $u_2(t)$ se echivalează cu o tensiune efectivă continuă U_{2ef} care disipă aceeași putere pe rezistorul R . Pentru miezul feromagnetic, respectiv ferimagnetic, expresiile valorilor efective din secundarul transformatorului sunt :

$$U_{2ef} = N_2 S \omega \frac{B_{\max}}{\sqrt{2}} ,$$

$$U'_{2ef} = \frac{N_2}{10} \cdot S \cdot 10^4 \cdot \omega \frac{B_{\max} / 100}{\sqrt{2}} = 10 U_{2ef} .$$

Datorită frecvenței ridicate a transformatorului cu miez ferimagnetic, valoarea efectivă a tensiunii din secundar este de zece ori mai mare decât cea

corespunzătoare miezului feromagnetic atunci când încărcarea miezului și inducția magnetică în miez sunt maxime .

Puterea transferată din primar în secundar este proporțională cu pătratul tensiunii efective, prin urmare puterea transferată din primar în secundar, pe unitatea de suprafață a secțiunii miezului este de 100 de ori mai mare pentru miezul ferimagnetic față de cel feromagnetic.

Principala limitare a frecvenței de funcționare a miezurilor feromagnetice – alcătuite din tole, se datorează pierderilor prin curenți turbionari (și prin histeresis) care determină încălzirea excesivă a miezului. Miezurile ferimagnetice au rezistivitate ridicată și pierderi prin curenți turbionari neglijabile .

Este de menționat că transferul de energie din primar în secundar se efectuează pe parcursul unei perioade. Cu toate că atât inducția magnetică, cât și permeabilitatea relativă au valori mai reduse pentru materialele ferimagnetice, iar energia transmisă pe o perioadă este mai redusă decât cea corespuzătoare miezurilor feromagnetice, numărul mare de perioade cuprinse în intervalul de o secundă, conduce la creșterea sensibilă a puterii transferate .

Suplimentar se va arăta ca intensitatea maximă a câmpului magnetic și inducția maximă depinde exclusiv de secțiunea înfășurării A , atunci când nu intervin limitări datorită saturației miezului .

Considerând un factor de umplere unitar și notând secțiunea spirei cu A_{sp} , numărul de spire este : $N=A/A_{sp}$. Câmpul magnetic se obține pentru : $i_{max}=J_{max} \cdot A_{sp}$.

Din legea circuitului magnetic, rezultă :

$$H_{max} \cdot l = N \cdot i_{max} = \frac{A}{A_{sp}} \cdot J_{max} \cdot A_{sp} = A \cdot J_{max} .$$