



Claudio Bruzzese
**L'INDUZIONE
LEGGERA**

FEBBRAIO 2005 - SxT Scaffali N°22



L'induzione leggera

di Antonio Bruzzese

In risposta alla seguente domanda
presentata alla rubrica Chiedi all'Esperto :

“Ero abituato fino a pochi anni fa a vedere ed usare dei trasformati per il V220 molto pesanti fatti ad avvolgimenti che funzionavano con il procedimento dell'induzione. Ora con i nuovi cellulari uso trasformatori leggerissimi e piccolissimi, debbo dedurre che non si basano più sullo stesso principio; quale dunque? (Pierfranco)”

Non è vero che non si faccia più uso del principio dell'induzione; semplicemente, se ne fa un uso più intelligente. Quando si applica una tensione alternata di valore efficace ' V_1 ' al primario di un trasformatore, nel nucleo deve comparire un flusso di induzione magnetica alternativa di valore efficace ' Φ ', tale che la sua derivata temporale ' E_1 ' eguagli ' V_1 ' (a meno delle cadute resistite, che supponiamo in questo ragionamento approssimato essere trascurabili). In simboli:

$$\underline{V}_1 \approx \underline{E}_1 = j\omega N_1 \underline{\Phi} \quad (1)$$

(N.B. nella (1) si è utilizzata la convenzione tedesca di sottolineare i fasori invece che sopralinearli). Nella (1) compare anche il numero delle spire primarie N_1 (Fig.1).

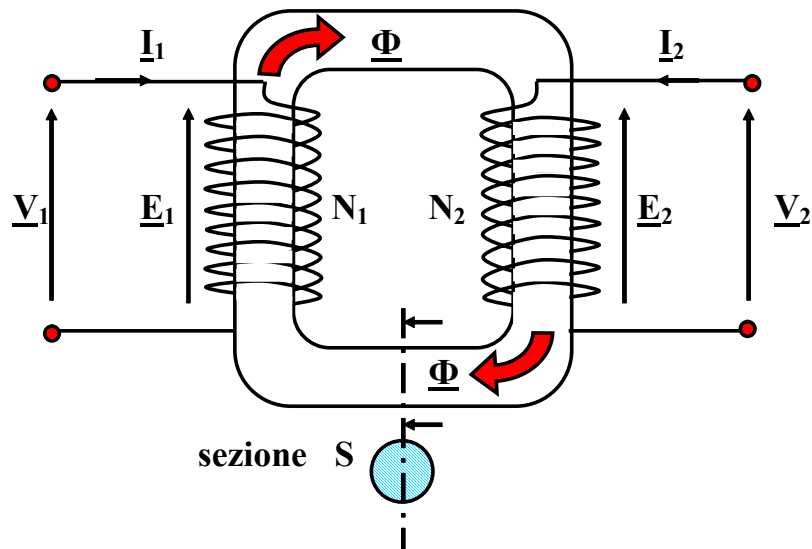


Fig.1. Schema di un trasformatore monofase.

Le equazioni complete del trasformatore (per chi è interessato) sono le seguenti (con le frecce orientate esattamente come in Fig.1, ed utilizzando i fasori complessi per il regime sinusoidale permanente a pulsazione ω):

Equazioni dei due circuiti elettrici:

$$\underline{V}_1 = R_1 \underline{I}_1 + \underline{E}_1 \quad (2)$$

$$\underline{V}_2 = R_2 \underline{I}_2 + \underline{E}_2 \quad (3)$$

$$\underline{E}_1 = j\omega N_1 \underline{\Phi} \quad (4)$$

$$\underline{E}_2 = j\omega N_2 \underline{\Phi} \quad (5)$$

Equazione del *circuito magnetico*:

$$\mathcal{R} \underline{\Phi} = N_1 \underline{I}_1 + N_2 \underline{I}_2 \quad (6)$$

Ponendo nelle (2), (3), (6) resistenze nulle e riluttanza magnetica nulla (circuiti ideali), si ottengono le equazioni del trasformatore ideale:

$$\underline{V}_1 / \underline{V}_2 = N_1 / N_2 = k \quad (7)$$

$$\underline{I}_1 / \underline{I}_2 = -N_2 / N_1 = -1/k \quad (8)$$

(N.B. \underline{V}_1 e \underline{V}_2 sono sempre in fase; \underline{I}_1 ed \underline{I}_2 sono sempre in opposizione. L'angolo tra \underline{V}_2 ed \underline{I}_2 (e quindi quello tra \underline{V}_1 ed \underline{I}_1) è sempre deciso dal carico; carico induttivo: \underline{I}_1 ritarda su \underline{V}_1 ; carico capacitivo: \underline{I}_1 anticipa \underline{V}_1 ; carico resistivo: in fase).

Sostituendo la (4) nella (2) e ponendo $R_1 = 0$ si ottiene appunto la (1). Passando ai moduli dei fasori, la (1) diventa:

$$V_1 \approx \omega N_1 \Phi \quad (9)$$

Il flusso Φ rappresenta l'integrale di superficie del vettore induzione magnetica \mathbf{B} , essendo l'integrale esteso ad una qualunque sezione del nucleo (trascurando la dispersione delle linee di flusso):

$$\Phi = B S \quad (10)$$

Sostituendo (10) in (9), otteniamo la relazione fondamentale:

$$V_1 \approx \omega N_1 B S \quad (11)$$

Ragioniamo ora sulla (11). Come si può fare per dimensionare un trasformatore più piccolo ?

Ovviamente, se riduciamo la sezione S del nucleo il trasformatore peserà di meno. Se riduciamo anche il numero delle spire N_1 ed N_2 (a parità di rapporto spire k), allora potranno anche essere minori le dimensioni del foro centrale (area o 'luce' interna del nucleo), riducendosi l'ingombro delle matasse di rame. In sintesi, bisogna ridurre il prodotto $N_1 S$.

Per bilanciare tale riduzione nella (11), dato che V_1 non può essere pre-ridotta (il trasformatore ci stà proprio per quello!), non resta che aumentare ω (pulsazione della tensione impressa) oppure B (induzione del mezzo). Modificare *in aumento* questi due parametri significa scontrarsi con le limitazioni fisiche intrinseche del mezzo magnetico.

Mentre infatti per un *mezzo ideale* si intende soddisfatta, per definizione, la legge $B = \mu H$ (senza alcuna limitazione per l'ampiezza dei campi), per un *mezzo reale* tale relazione lineare risulta soddisfatta solo nella zona più interna del piano B-H, Fig.2. Un buon mezzo magnetico possiede permeabilità relativa iniziale μ_r il più possibile elevata (anche parecchie migliaia), per minimizzare la riluttanza magnetica del mezzo, eq. (12), dove 'lungh' è la lunghezza del circuito magnetico del trasformatore.

$$\mathcal{R} = \text{lungh} / \mu_0 \mu_r S \quad (12)$$

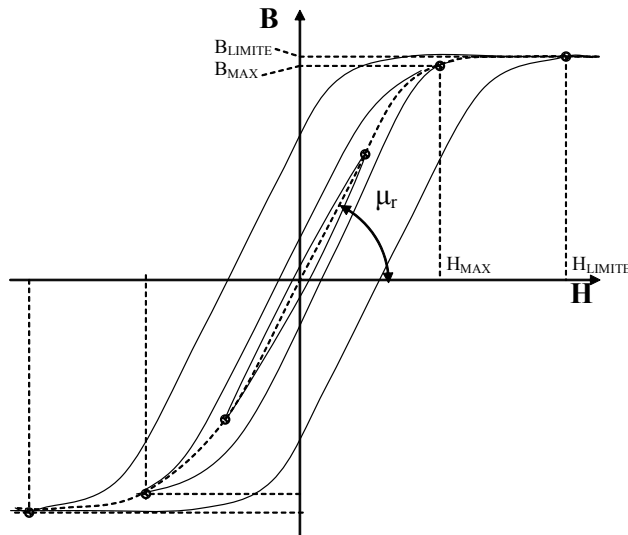


Fig.2. Curva di prima magnetizzazione (tratteggiata) e vari cicli di isteresi di differenti ampiezze.

Due fenomeni intervengono a “deformare” la curva B-H, ovvero la saturazione ed l’isteresi.

Il massimo valore di induzione è limitato dalla saturazione (B_{LIMITE} in Fig.2), legato al completo orientamento dei domini magnetici che compongono il mezzo.

Il massimo valore della frequenza e’ limitato dall’isteresi e dalle correnti parassite nel mezzo; la prima rende la curva di magnetizzazione ciclica, e l’area che resta compresa all’interno del ciclo rappresenta l’energia persa nell’unità di volume del mezzo ogni volta che il ciclo viene completato, con perdite specifiche (in Watt) date dalla relazione:

$$P_{ISTERESI} = K_i f B^2 \quad (13)$$

in cui $B = B_{MAX}/\sqrt{2}$; $K_i B^2$ è l’area A del ciclo (Fig.3); il coeff. K_i dipende dalla forma del ciclo.

Le correnti parassite sono invece dovute all’induzione elettrica prodotta nel ferro dal campo magnetico variabile; il principio fisico è lo stesso che produce le correnti nel rame del circuito secondario, dato che il ferro è dotato di una resistività alquanto bassa. Le perdite specifiche (in Watt) nell’unità di volume sono:

$$P_{CORR.PAR.} = K_{cp} f^2 B^2 \quad (14)$$

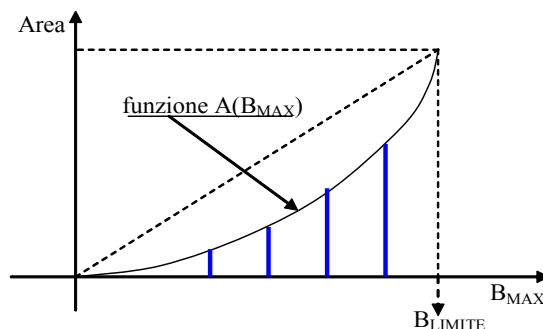


Fig.3. Area del ciclo di isteresi in funzione del massimo valore di induzione del ciclo stesso.

Riassumendo, aumentare B nella (11) significa utilizzare mezzi magnetici con permeabilità più elevate, e con curve di saturazione più alte. Anche con i mezzi migliori non si riesce ad andare oltre 1.5-2 Tesla, quando materiali comuni (lamierini) realizzano già valori di 0.7 – 1 Tesla.

Aumentare ω nella (11) è invece molto più proficuo, dato che la frequenza può essere aumentata di vari ordini di grandezza (!). Questo può però essere fatto solo in mezzi con cicli di isteresi strettissimi (ovvero, K_i piccolo in (13)), e soprattutto in pressoché totale assenza di correnti

parassite (K_{cp} nullo in (14)), perché altrimenti alle alte frequenze il trasformatore non trasferirebbe più potenza al secondario, dissipandola pressoché interamente in calore al suo interno. Le **ferriti**, particolari materiali ceramici dotati di bassissima resistività ed elevata permeabilità ($\mu_r=2000$) anche a frequenze del centinaio di MHz, si prestano allo scopo, consentendo di realizzare trasformatori in alta frequenza di proporzioni ridottissime (a parità di potenza).

In Fig.4 è riportato lo schema elettrico di un comune alimentatore con trasformatore in ferrite ad alta frequenza. Uno switch elettronico (transistor) comanda l'alimentazione del piccolo trasformatore.

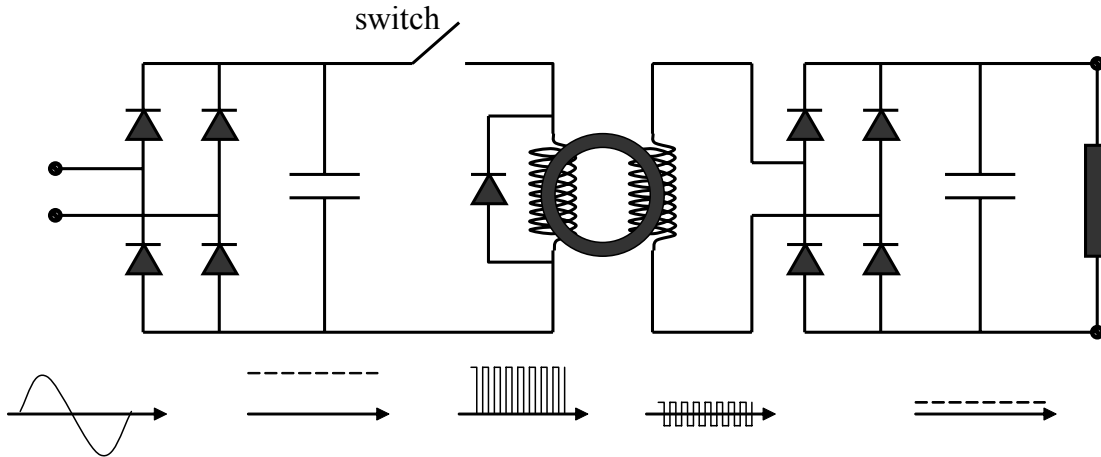


Fig.4 – Schema elettrico dell'alimentatore con trasformatore in ferrite.

(Antonio Bruzzese - Ingegnere)