

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA
IN INGEGNERIA ELETTRICA

DIPARTIMENTO
DI INGEGNERIA DELL' ENERGIA ELETTRICA
E DELL'INFORMAZIONE
"Guglielmo Marconi"
DEI

TESI DI LAUREA
in
Circuiti Elettrici T

**STUDIO DI UN TRASFORMATORE TRIFASE
AD ALTA FREQUENZA PER CONVERTITORI
SWITCHING**

Candidato:

EUGENIO SERAFINI

Relatore:

Chiar.mo Prof. GABRIELE GRANDI

Correlatore:

Dottorando. Ing. MILAN SRNDOVIC

Anno Accademico 2013/2014

Sessione III

Prefazione:

Questa tesi è volta alla ricerca di miglioramenti nel campo dell'elettronica di potenza; in particolare verrà trattato lo studio di un trasformatore simmetrico trifase, destinato all'utilizzo nell'alimentazione di convertitori statici di tipo switching, apparecchiature che trovano largo impiego dalle applicazioni industriali alle domestiche.

Parlare di innovazione in applicazioni tecnologiche e ingegneristiche significa ottimizzare le precedenti configurazioni combinandole o creandone di nuove con l'auspicio di ottenere maggiori rendimenti, riduzione delle dimensioni, risparmio di materiali, materie prime e quindi dei costi inferiori.

Partendo da questi presupposti nelle seguenti pagine verrà esposto il lavoro svolto per l'ideazione e la realizzazione del trasformatore ed i relativi test condotti per testarne l'efficacia. Nella parte introduttiva, per inquadrare e dare sostegno teorico all'argomento in trattazione, verranno richiamati i principi fondamentali sui trasformatori e sarà brevemente fatto cenno ai convertitori statici focalizzando l'attenzione sulla tipologia switching.

Nella parte centrale saranno evidenziate le caratteristiche del trasformatore oggetto di studio.

Quindi esposte le soluzioni adottate per la realizzazione del nucleo ferromagnetico, dei conduttori e degli isolanti. Verranno quindi presentate le caratteristiche tecniche del modello in studio e dei metodi di indagine, ovvero le prove a carico e a vuoto effettuate virtualmente tramite l'ambiente di lavoro software Maxwell 2D/3D parte del pacchetto Ansys. In aggiunta, verranno presentate e testate ulteriori configurazioni volte a favorire l'impiego di questo nel campo dell'alta frequenza, tramite componenti aggiuntive.

Infine, saranno considerati le peculiarità e i punti di forza dei modelli trattati.

Indice

1. Capitolo	6
1.1. Introduzione ai trasformatori	6
1.2. Richiami teorici.....	6
1.3. Principio di funzionamento.....	7
1.4. Trasformatore ideale	9
1.5. Trasformatore reale	13
1.6. Andamento reale dei flussi.....	13
1.7. Perdite del trasformatore.....	17
1.8. Circuito equivalente	20
1.9. Prove sui trasformatori.....	20
1.10. Rendimento e fattore di carico	23
1.11. Trasformatore trifase.....	25
1.12. Trasformatore HF.....	26
1.13. Convertitori statici.....	27
2. Capitolo	28
2.1. Introduzione allo studio del trasformatore.....	28
2.2. Scelta del materiale Nucleo	29
2.3. Geometria del nucleo	32
2.4. Avvolgimenti	34
2.5. Implementazione software	37
2.6. Simulazione a vuoto dello modello	40
2.7. Simulazione in cortocircuito dello modello.....	43

2.8. Trasformatori per convertitori switching.....	46
2.9. Modello con elementi aggiuntivi per l'incremento dell'induttanza...47	
2.10. Conclusioni	51
Bibliografia	51

1. Capitolo

1.1. Introduzione ai trasformatori

Il trasformatore è un apparecchiatura magnetica generalmente utilizzata nel campo elettrotecnico ed elettronico per trasferire energia tra due circuiti distinti in maniera efficiente e senza eccessive perdite. Attraverso l'accoppiamento magnetico tra due o più conduttori tramite linee di flusso, questa macchina è in grado di creare un isolamento galvanico tra due sistemi che saranno connessi magneticamente tra loro tramite fem indotte. Trattandosi di una macchina statica, cioè senza parti in movimento, essa presenta rendimenti molto elevati e rende possibile regolare il passaggio di energia quindi innalzare o abbassare il livello di tensione e corrente, invertirne la forma d'onda, immagazzinare energia magnetica. Per questi motivi i suoi utilizzi sono molteplici, a partire dall'impiego in applicazioni domestiche l'alimentazione di apparati elettrici o elettronici misure di grandezze elettriche e la variazione dei livelli di tensione nelle reti di distribuzione.

Le diverse tipologie di trasformatori finalizzate al tipo di impiego, si basano sullo stesso principio di funzionamento ma con variazioni costruttive così da adattarsi alle diverse funzionalità.

1.2. Richiami teorici

Per lo studio generale della struttura e del funzionamento dei trasformatori si prende come riferimento un trasformatore ideale monofase.

Sostanzialmente la macchina è costituita da un nucleo di materiale ferromagnetico con forma toroidale o a mantello (eventualmente dotato di uno o più traferri) sul quale sono realizzati due o più avvolgimenti, (generalmente

in rame o alluminio,) denominati rispettivamente primario e secondario a seconda del lato che verrà alimentato. Per questo motivo i trasformatori vengono anche definite macchine reversibili. Lo schema di principio è rappresentato in figura.

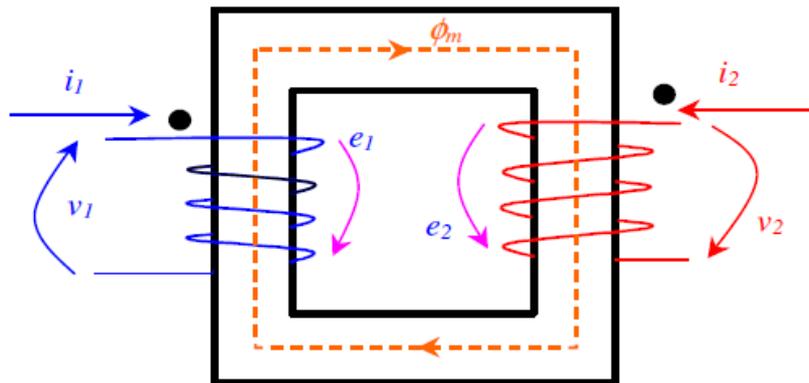


Figura 1. Schema di principio del trasformatore

Nello schema sono rappresentati i versi delle correnti e delle tensioni oltre al percorso del flusso attraverso il nucleo e i parametri sono definiti come:

N_1 - numero di conduttori avvolgimento primario

N_2 -numero conduttori avvolgimento secondario

i_1 -corrente primario

i_2 - corrente al secondario

$v_1 = e_1$ -tensione ingresso

$v_2 = e_2$ -tensione in uscita

Φ -flusso

1.3. Principio di funzionamento

Il trasformatore è basato sul principio di induzione magnetica e concatenamento del flusso. Infatti un campo magnetico “**B**” variabile nel

tempo concatenato con una spira induce in quest'ultima una forza elettromotrice che si oppone alla variazione di flusso che l'ha generata. (Legge di Faraday-Lentz):

$$\frac{\partial \Phi_B}{\partial t} = -FEM$$

Pertanto quando sul primario viene applicata una tensione alternata sinusoidale, per effetto dell'induzione magnetica si crea nel nucleo un flusso magnetico con lo stesso andamento. Questo flusso variabile induce ai capi del secondario una tensione anch'essa sinusoidale quindi una forza elettromotrice nell'avvolgimento. La corrente necessaria per originare il flusso è chiamata corrente di magnetizzazione che risulta non nulla nel momento in cui il materiale che compone il nucleo non è ideale e possiede riluttanza " R " diversa da zero:

$$I_{1\mu} = \frac{R\Phi}{N_1}$$

L' equazione valida per entrambi gli avvolgimenti mette in relazione il valore di tensione efficace " E ", la frequenza dell'alimentazione " f ", il numero delle spire " N ", la superficie " S " del nucleo della sezione trasversale e la densità del flusso magnetico " B ".

$$E = \frac{\omega}{\sqrt{2}} N \cdot S \cdot B = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f \cdot N \cdot S \cdot B = 4,44 f \cdot N \cdot S \cdot B$$

1.4. *Trasformatore ideale*

Un trasformatore si può definire ideale quando si impongono le seguenti condizioni:

- la riluttanza del nucleo è nulla (permeabilità magnetica del nucleo infinita)
- le perdite nel nucleo sono nulle (perdite nel ferro, correnti parassite, isteresi magnetica)
- l'accoppiamento degli avvolgimenti perfetto (assenza flussi dispersi)
- le resistenze degli avvolgimenti sono nulle (assenza di perdite per effetto Joule).

Date queste condizioni lo schema equivalente si può rappresentare come in figura.

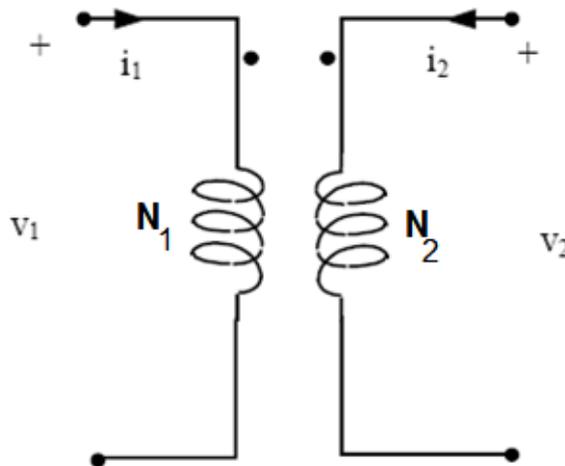


Figura 2. schema di principio del trasformatore ideale

Quando il primario viene alimentato da una tensione alternata $v_1(t)$, nei suoi conduttori circola una corrente $i_1(t)$ che a sua volta genera un flusso $\Phi(t)$. Questo sarà legato alla tensione di ingresso mediante il numero di spire

N1. Possiamo quindi determinare le tensioni ai capi degli avvolgimenti come derivate temporali dei flussi concatenati agli avvolgimenti stessi.

$$\mathbf{v}_1 = \mathbf{N}_1 = \frac{d\Phi}{dt} ; \quad \mathbf{v}_2 = \mathbf{N}_2 = \frac{d\Phi}{dt}$$

Mettendo in relazione le equazioni delle due tensioni, si perviene al rapporto di trasformazione che, nell'ipotesi di idealità, sarà unitario ovvero l'accoppiamento perfetto.

$$\frac{\mathbf{v}_1}{\mathbf{v}_2} = \frac{\mathbf{N}_1}{\mathbf{N}_2} = \mathbf{n} = \mathbf{1}$$

A questo punto se l'avvolgimento secondario è collegato ad un carico (R_1) sui suoi conduttori si genererà un passaggio di corrente $i_2(t)$. Mediante la legge della circuitazione magnetica (Ampère-Maxwell) applicata alla linea d'asse dell'anello di materiale ferromagnetico, essendo per idealità il campo magnetico nel materiale trascurabile, otteniamo che la somma delle due correnti concatenate è nulla.

$$\mathbf{N}_1 \mathbf{i}_1 + \mathbf{N}_2 \mathbf{i}_2 = \mathbf{R}\Phi$$

diventerà:

$$\mathbf{N}_1 \mathbf{i}_1 + \mathbf{N}_2 \mathbf{i}_2 = \mathbf{0}$$

In quanto:

$$\mathbf{R} = \frac{\mathbf{i}_1}{\mu_{rc} \mathbf{A}_c} \quad \text{con} \quad \mu_{rc} = \mathbf{0}$$

Quindi i rapporti tra le correnti saranno uguale all'inverso del rapporto spire:

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

Sempre in riferimento all'ipotesi di idealità del materiale ferromagnetico con permeabilità magnetica infinita, ossia linee di campo di induzione magnetica concatenate ad entrambi gli avvolgimenti della macchina, i flussi concatenati sono ottenibili semplicemente moltiplicando i numeri di spire per il flusso di corrente ottenendo le relazioni:

$$f\mathbf{c}_1 = N_1 \mathbf{j} \quad \text{e} \quad f\mathbf{c}_2 = N_2 \mathbf{j}$$

Possiamo quindi affermare che il rapporto tra la tensione primaria e la secondaria e quindi anche il rapporto tra le due correnti sarà proporzionale al rapporto spire. Se la tensione viene aumentata, allora la corrente viene ridotta con lo stesso fattore. Inserendo un carico al secondario "Z" noto il circuito risulta come in figura:

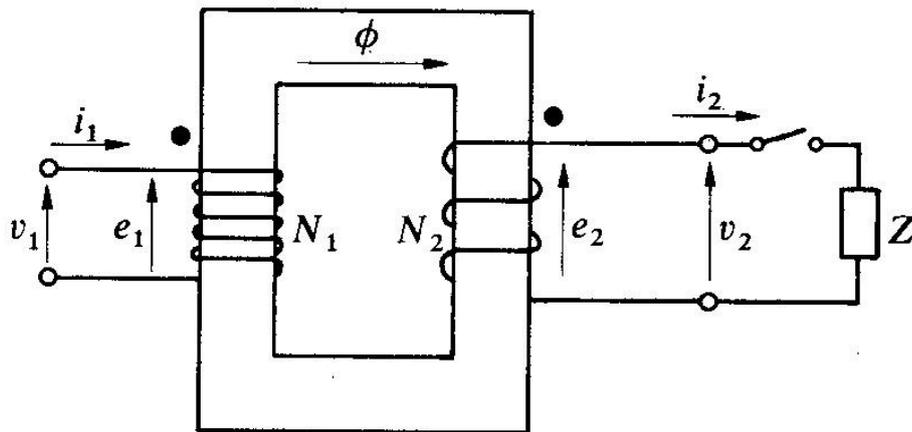


Figura 3. trasformatore ideale a carico

dalle precedenti equazioni, si può risalire alla resistenza in ingresso nota la resistenza del carico:

$$\mathbf{R}_1 = \frac{v_1}{i_2} = \frac{nR_z}{i_2} \Big/ \frac{i_2}{n} = n^2 \mathbf{R}_z$$

e all'impedenza di ingresso nota l'impedenza del carico:

$$\mathbf{Z}_1 = \frac{v_1}{i_1} = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \mathbf{Z}_2 = n^2 \mathbf{Z}_2$$

Ciò evidenzia come la trasformazione avviene con un fattore pari al quadrato del rapporto spire (n^2).

Parlando di bilanci energetici e considerato che la macchina è ideale quindi perfettamente efficiente, tutta l'energia in entrata viene mutata radicalmente dal circuito primario in campo magnetico e indotta in energia nel circuito secondario.

Se queste condizioni sono soddisfatte, la potenza elettrica in entrata deve essere eguale alla potenza in uscita; allora non ci saranno perdite di potenza quindi possiamo scrivere:

$$\mathbf{P}_1 = v_1 i_1 \quad \text{e} \quad \mathbf{P}_2 = v_2 i_2$$

$$\mathbf{P}_1 = \mathbf{P}_2$$

Un trasformatore ideale non ha nessuna perdita di energia è quindi efficiente al 100%.

1.5. Trasformatore reale

Nella realtà i trasformatori presentano dei punti deboli che riducono il rendimento energetico. Dissipazioni di flusso sul nucleo dovute alla permeabilità del materiale non infinita, resistenze non nulle delle bobine quindi perdite per effetto Joule, perdite nel ferro del nucleo, perdite per isteresi magnetica e correnti parassite.

Innanzitutto si considera una permeabilità del circuito magnetico non infinita. Ammettendo che l'accoppiamento degli avvolgimenti sia perfetto, alimentandoli in tensione si paleserà un flusso magnetico nel nucleo.

$$\mathbf{N}_1 \mathbf{i}_{1\mu} = R \Phi_{\text{tot}}$$

Il termine $\mathbf{i}_{1\mu}$ rappresenta la corrente di magnetizzazione (al primario) necessaria per la formazione del flusso (\mathbf{f}_{c1}), che risulta diversa da zero quando il materiale del nucleo non è ideale.

$$\mathbf{N}_1 \mathbf{i}_1 + \mathbf{N}_2 \mathbf{i}_2 = R \Phi$$

1.6. Andamento reale dei flussi

L'accoppiamento magnetico imperfetto tra gli avvolgimenti è causato dalle linee di flusso che fuoriescono dal circuito magnetico e si richiudono in aria e da quelle che si richiudono sull'avvolgimento che le ha generate. Questo effetto sarà tanto più presente quanto più è elevata la permeabilità relativa (μ_0) dell'aria, rispetto a quella del materiale di cui è composto il nucleo (μ_r).

$$\mu_r \gg \mu_0$$

Il flusso concatenato con gli avvolgimenti, quindi, non sarà più pari al flusso totale, ma una sua parte. Occorre quindi distinguere la parte di flusso che verrà concatenato e quello che verrà disperso.

L'andamento reale dei flussi è rappresentato nella figura sottostante:

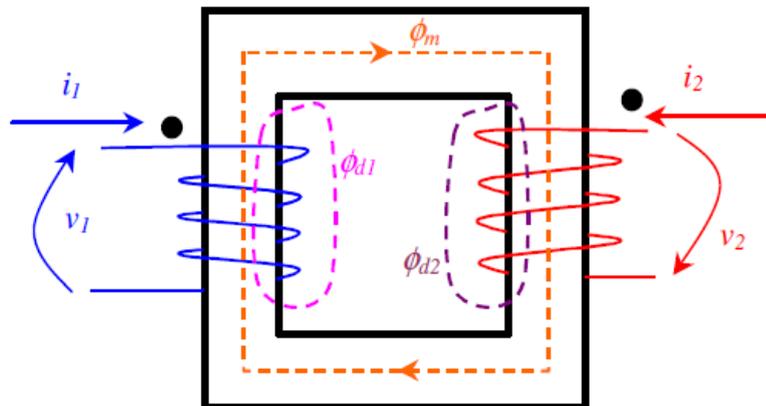


Figura 4. Andamento reale dei flussi

Partendo dall'equazione del flusso totale possiamo ricavare i flussi concatenati:

$$\Phi_{\text{tot}} = \Phi_{\text{m}} + \Phi_{\text{l}}$$

Φ_{m} = flusso mutuoindotto (concatenato con entrambi gli avvolgimenti);

Φ_{l} = flusso autonidotto (concatenato con l'avvolgimento stesso).

Consideriamo un avvolgimento alla volta e partendo dal primario avremo:

$$\Phi_{11} = \Phi_{11} + \Phi_{21}$$

I flussi concatenati si dividono in mutua e autoinduzione.

Il flusso di mutua induzione è quella parte di flusso che circola su entrambi gli avvolgimenti. Il flusso di autoinduzione si concatena solo con l'avvolgimento che lo ha generato.

Per tenere conto del flusso concatenato autoindotto si utilizzano i parametri circuitali L_{11} ed L_{12} ovvero le autoinduttanze e le mutueinduttanze M_1 ed M_2 per quello mutuindotto.

$$L_1 = \frac{\Phi_{11}}{i_1} ; \quad L_1 = \frac{N_1^2}{R_1}$$

così possiamo definire il flusso al primario come:

$$\Phi_{11} = \frac{L_1 i_1}{N_1}$$

Lo stesso procedimento vale anche per l'avvolgimento secondario:

$$\Phi_{22} = \Phi_{12} + \Phi_{12}$$

$$L_2 = \frac{\Phi_{22}}{i_2} ; \quad L_2 = \frac{N_2^2}{R_2}$$

$$\Phi_{22} = \frac{L_2 i_2}{N_2}$$

Il flusso mutuo viene espresso nel circuito equivalente dal parametro M :

essendo:

$$\Phi_{21} = \frac{M i_1}{N_2}$$

$$\Phi_{21} = \frac{M i_2}{N_1}$$

possiamo quindi dedurre che:

$$M = \frac{\Phi_{12}}{i_1} = \frac{\Phi_{21}}{i_2}$$

$$M_1 = M_2$$

Una volta definiti i parametri del flusso concatenato possiamo definire il flusso disperso, ovvero quello le cui linee di campo si richiudono in aria. Questo verrà considerato nel circuito equivalente come due induttanze di dispersione (L_{d1} e L_{d2}) in serie alle induttanze relative agli avvolgimenti L_1 e L_2 .

$$\Phi_{d1} = \Phi_{11} - \Phi_{21}$$

$$\Phi_{d2} = \Phi_{22} - \Phi_{12}$$

Essendo i flussi dispersi del primario e secondario:

$$\Phi_{d1} = \left(L_1 - M \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \right) i_1$$

$$\Phi_{d2} = \left(L_2 - M \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \right) i_2$$

Così definiamo le induttanze di dispersione a cui saranno associate le relative reattanze di dispersione X_{d1} e X_{d2} .

$$L_{d1} = L_1 - M \left(\frac{N_1}{N_2} \right) ; L_{d1} = (N_1 \Phi_{d1}) / i_1$$

$$L_{d2} = L_2 - M \left(\frac{N_2}{N_1} \right) ; L_{d1} = (N_1 \Phi_{d1}) / i_1$$

Una volta definiti i coefficienti di auto e mutua induzione, di dispersione, e tenendo conto delle resistenze degli avvolgimenti (r_1 e r_2), dalle relazioni precedenti possiamo trarre le equazioni che regolano il funzionamento di un trasformatore reale:

$$\begin{aligned} v_1 &= r_1 i_1 + l_{d1} (d i_1 / dt) + N_1 (d\Phi_m / dt) \\ v_2 &= r_2 i_2 + l_{d2} (d i_2 / dt) + N_2 (d\Phi_m / dt) \\ N_1 i_1 + N_2 i_2 &= R_m \Phi_m \quad (\text{legge di Opkinson}) \end{aligned}$$

R_m : riluttanza totale del circuito magnetico.

1.7. Perdite del trasformatore

In questa macchina statica le perdite dipendono fortemente dalla corrente di carico e si possono suddividere in perdite a vuoto e perdite sotto carico. Per oltre il 99% le perdite per isteresi e correnti di Eddy contribuiscono alle perdite a vuoto mentre la resistenza degli avvolgimenti domina le perdite sotto carico. Più in dettaglio le possiamo suddividere in perdite negli avvolgimenti, denominate perdite nel rame, e perdite nel circuito magnetico, denominate perdite nel ferro

La corrente che circola negli avvolgimenti è causa del riscaldamento resistivo dei conduttori, inoltre ad elevate frequenze, l'effetto pelle e l'effetto di prossimità creano resistenze addizionali degli avvolgimenti e quindi perdite addizionali.

In generale le perdite nel rame dovute all'effetto Joule saranno:

$$P_{cu} = P_j = R_1 I_1 + R_2 I_2$$

Le perdite nel ferro comprendono perdite per isteresi e perdite per correnti parassite e sono imputabili alla non linearità e non idealità del nucleo ferromagnetico:

$$P_{Fe} = v_1 i_1 \cos f_1$$

Alle perdite a nel rame e nel ferro si aggiungono quelle per isteresi. Queste si verificano ogni volta che il campo magnetico viene invertito e la perdita energetica è linearmente proporzionale alla frequenza di alimentazione. Infatti il materiale ferromagnetico di cui è composto il nucleo subisce una piccola perdita, in funzione del picco della densità di flusso al quale è sottoposto. Per tenere conto di questo fenomeno si inserisce una resistenza R_f in parallelo all'avvolgimento primario.

$$\text{Perdite per isteresi} = K_1 f B_m^2$$

K_1 è un coefficiente che dipende dal materiale.

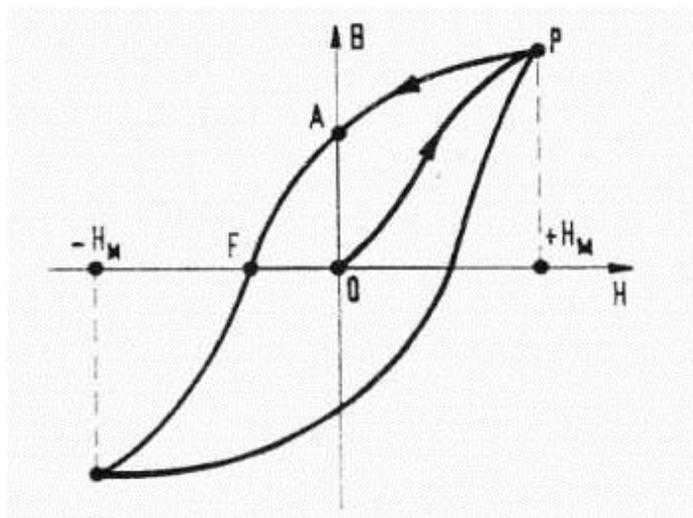


Figura 5. (Isteresi magnetica)

Un altro fattore di perdita è dato dalle correnti parassite che circolano all'interno del nucleo in un piano normale al flusso e sono responsabili del riscaldamento resistivo del materiale del nucleo. La perdita per correnti parassite è una funzione determinata dal quadrato della frequenza dell'alimentazione e dalla radice quadrata dello spessore del materiale.

Nello studio del trasformatore questo effetto è tenuto in considerazione da una induttanza (L_m) inserita in parallelo alla R_f .

Oltre alle perdite che vengono considerate rilevanti ai fini del calcolo di progetto della macchina, il trasformatore presenta altre dispersioni di energia che possono considerarsi meccaniche dovute all'effetto del campo magnetico sui componenti del trasformatore. La magneto-strizione è il primo degli effetti dovuti al campo infatti questo fa contrarre ed espandere il nucleo magnetico ad ogni ciclo causando rumore e perdite per riscaldamento a causa dell' attrito. Il secondo effetto indesiderato del campo magnetico variabile è la produzione di forze elettromagnetiche fluttuanti tra gli avvolgimenti del primario e del secondario. Queste stimolano delle vibrazioni negli oggetti metallici attigui, che si aggiungono al rumore ronzante, e che consumano una piccola quantità di energia; queste vengono definite perdite meccaniche.

1.8. Circuito equivalente

Una volta resi noti tutti i parametri circuitali del trasformatore e considerando le resistenze R_1 e R_2 degli avvolgimenti si può realizzare lo schema circuitale della macchina.

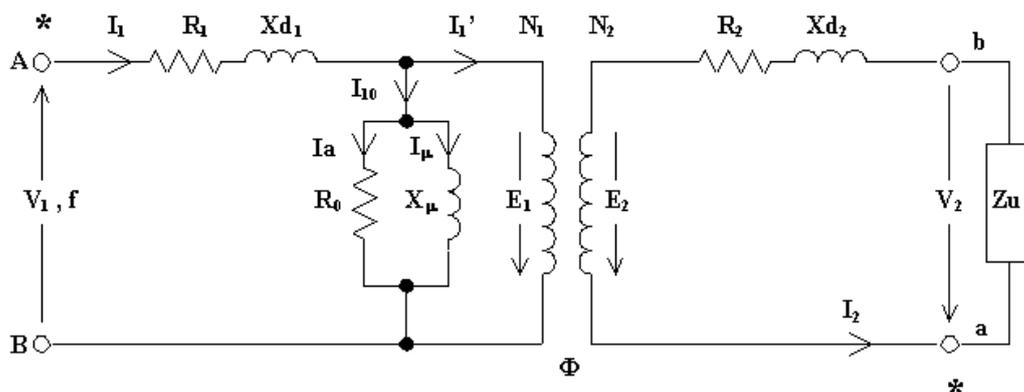


Figura 6. Circuito equivalente del trasformatore reale

Per questioni di comodità può risultare utile trasferire i parametri del secondario, tramite il rapporto di trasformazione, al circuito primario.

Sia l'impedenza che la resistenza vengono trasformate con il quadrato del rapporto delle spire $(N_1/N_2)^2$. Invertendo il rapporto tra le spire è anche possibile trasferire i parametri del primario al secondario.

1.9. Prove sui trasformatori

Per lo studio dei parametri del trasformatore vengono effettuate principalmente due tipi di test, la prova a vuoto e la prova in cortocircuito. Queste ci permettono di ricavare le potenze di cui sopra e i parametri circuitali della macchina.

Nella prova a vuoto il trasformatore viene alimentato al primario mentre sui morsetti del secondario non viene allacciato alcun carico. La tensione di alimentazione sarà quella nominale alla frequenza nominale. In questa modalità d'esercizio, sul secondario della macchina non circolerà alcuna corrente e perciò possiamo considerare semplicemente i parametri al primario. La potenza assorbita, dato che il flusso è costante, sarà dovuta essenzialmente all'assorbimento dei parametri trasversali ovvero la potenza assorbita a vuoto coinciderà con le perdite nel ferro.

$$P_0 = P_{fe}$$

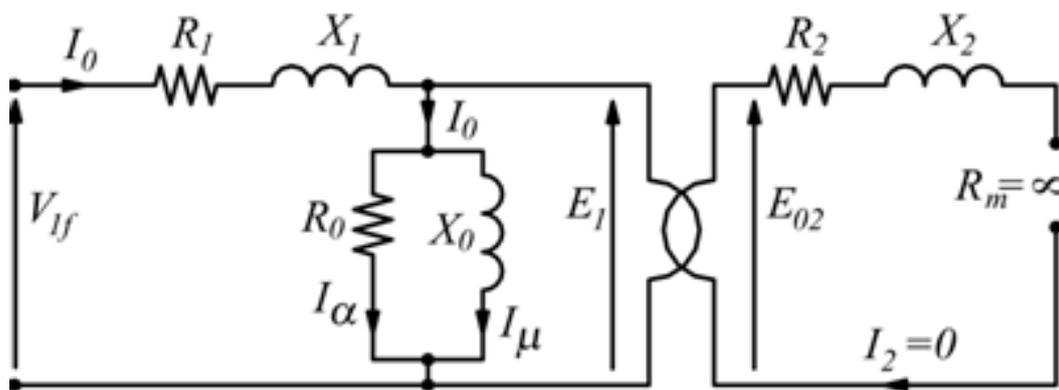


Figura 7. Circuito del trasformatore a vuoto

Nello specifico, essendo il valore dell'induttanza del primario molto minore rispetto al valore di quella di dispersione ed essendo R_0 molto grande la corrente circolerà principalmente sull'induttanza L_{x0} :

$$L_{x1} \ll L_{x0} \text{ dato che } L_{x1} \approx 0,1 \mu\text{H} ; L_{x0} \approx 5 \mu\text{H}$$

$$R_0 \approx (0,5-1 \text{ K}\Omega)$$

$$I_2 = 0 \text{ quindi } I_\mu = I_1$$

Questa prova permette di poter trascurare i parametri longitudinali e ricavare il valore dell'induttanza di dispersione. La prova in cortocircuito è volta alla valutazione dei parametri longitudinali del trasformatore, ovvero le perdite negli avvolgimenti. A tal fine, si pone in cortocircuito la seconda porta. Si impone alla prima una tensione V_{1cc} , detta tensione di cortocircuito, definita come la tensione che, con il secondario in cortocircuito, fa circolare al primario la corrente nominale.

Questa tensione è di gran lunga più bassa di quella nominale. In questa prova i parametri trasversali possono essere ignorati e considerati come un circuito aperto poiché il loro valore è molto più elevato dei longitudinali. In questa configurazione la potenza assorbita dalla macchina equivale alla attiva assorbita dagli avvolgimenti in rame.

$$P_{cc} = P_j$$

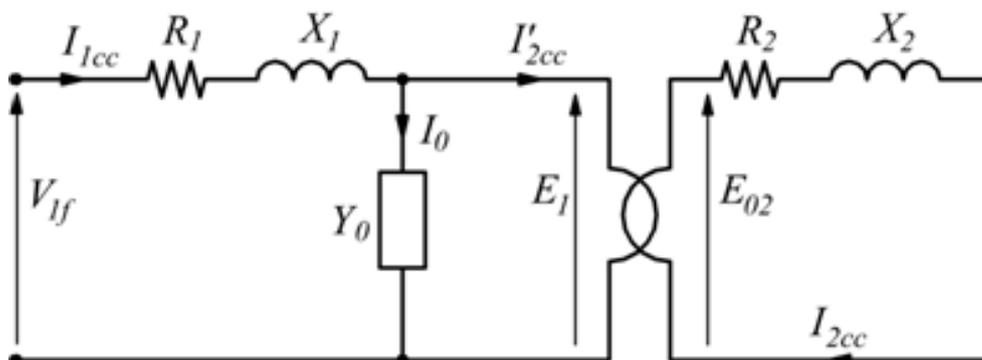


Figura 8. (circuito del trasformatore in corto circuito)

$$I_p = I_s = I_{cc}$$

$$P_{cc} = v_{cc} I_n \cos f_{cc}$$

i valori di v_{cc} e $\cos f_{cc}$ dipendono dal trasformatore.

Grazie a questa prova possiamo ricavare il valore totale dell'induttanza degli avvolgimenti L_{tot} : ricavano appunto la caduta di tensione su tali parametri.

1.10. Rendimento e fattore di carico

Il trasformatore è la macchina elettrica con il maggiore rendimento. Solitamente più le dimensioni sono grandi più esso è alto; infatti, per trasformatori da applicazioni dell'ordine dei 20 kW, i rendimenti sono del 99.8% mentre, se si rimane nell'ordine dei watt, si può arrivare a rendimenti di circa 85%. Ovviamente il rendimento è in funzione della condizione di carico, ciò significa che le P_{fe} sono dipendenti dalla tensione d'esercizio e quindi costanti, mentre le P_j sono in funzione dalle resistenze degli avvolgimenti e variano col quadrato dell'intensità di corrente. Ciò comporta che maggiore è l'intensità di corrente maggiori sono le perdite. La resistenza inoltre non è propriamente costante in quanto varia in funzione della temperatura.

Partendo dal presupposto che le perdite sono molto piccole utilizzando il canonico metodo di determinazione del rendimento, si può incorrere in errori rilevanti in quanto gli strumenti hanno errori della stesso ordine di grandezza delle perdite. A tale proposito è conveniente utilizzare il fattore ΔP ovvero la somma delle due principali perdite; queste, sommate a quelle del secondario indicano il valore effettivo della potenza totale in entrata. Il massimo rendimento per il trasformatore lo si ha quando le perdite a vuoto sono uguali alle perdite in corto circuito:

$$\eta = \frac{P_u}{(P_u + \Delta P)} ; \quad \eta = \frac{P_u}{(P_u + P_j + P_{fe})}$$

$$P_u = v_2 i_2 \cos f_2$$

Quindi:

$$\eta = \frac{v_2 i_2 \cos f_2}{v_2 i_2 \cos f_2 + P_j \left(\frac{i_2}{i_{2n}} \right)^2 + P_{fe}}$$

Inoltre definiamo il rapporto al quadrato tra la corrente circolante sul carico e la corrente nominale al secondario come X ossia il fattore di carico:

$$\left(\frac{i_2}{i_{2n}} \right)^2 = X$$

rivisitando il rapporto del rendimento con la Potenza apparente (A_n) ed inserendo il fattore di carico X avremo:

$$\eta = \frac{A_n X \cos f}{A_n \cos f + P_j \left(\frac{i_2}{i_{2n}} \right)^2 + P_{fe}}$$

Si evince che il rendimento sarà massimo quando il rapporto tra le perdite nel ferro e le perdite joule è unitario:

$$X = \sqrt{\frac{P_{fe}}{P_j}}$$

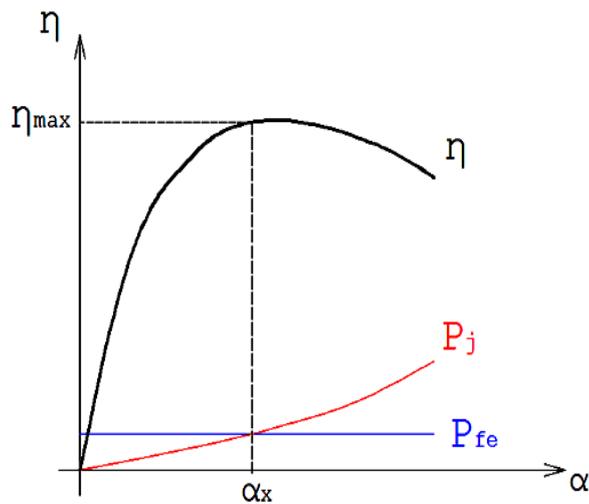


Figura 9. grafico del fattore di carico

1.11. *Trasformatore trifase*

Si è fatto fin qui riferimento al solo trasformatore monofase per esigenze di semplificazione ma, la quasi totalità delle applicazioni reali è costituita da trasformatori trifase, che presentano tre coppie di avvolgimenti, una coppia per ogni fase. Per ogni coppia di avvolgimenti rimangono valide le relazioni fra le tensioni e le correnti primarie e secondarie precedentemente esposte. In linea di principio un trasformatore trifase potrebbe essere realizzato utilizzando tre trasformatori monofase, uno per ciascuna delle tre fasi. Per ragioni di convenienza economica e di ingombro, si tende però a preferire una struttura compatta: le tre coppie di avvolgimenti sono sistemate su un unico nucleo dando luogo a tipologie che riprendono quelle già presentate per il caso monofase, rispettivamente a colonne o a mantello.

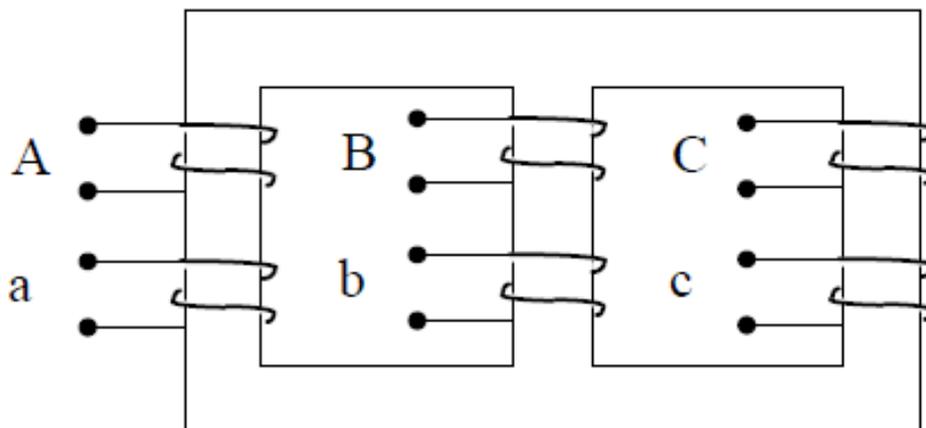


Figura 10. esempio di trasformatore trifase a colonne

1.12. *Trasformatore HF*

L'utilizzo di trasformatori ad alta frequenza nell'elettronica di potenza è giustificato dal fatto che queste macchine oltre a fornire l'alimentazione e creare un isolamento galvanico per i convertitori, hanno la peculiarità di adattamento del livello di tensione e minore potenza di dimensionamento. Nelle applicazioni trifase inoltre la scelta di un unico trasformatore invece che l'utilizzo di tre monofase in parallelo, offre costi più bassi di realizzazione, un minor peso e un risparmio in termini di ingombro.

Nei trasformatori l'intensità di flusso che genera la F.E.M è dipendente dalla frequenza per questo essi possono essere fisicamente più compatti, perché un dato nucleo questo può trasferire maggiore potenza senza raggiungere la saturazione, e minori spire sono necessarie per ottenere la stessa impedenza. Le caratteristiche quali le perdite nel nucleo e l'effetto pelle nei conduttori tuttavia aumentano anch'esse con la frequenza.

1.13. Convertitori statici

Questi tipi di convertitore comunemente chiamati inverter, sono apparecchiature in grado di convertire energia elettrica sottoforma di corrente o tensione continua in corrente o tensione alternata, tramite le funzionalità dei dispositivi a semiconduttore che realizzano la funzione di interruttore statico.

Le apparecchiature che svolgono la funzione di interruttore statico sono diverse a seconda del tipo di applicazione che si vuole andare a realizzare e al livello di potenza trattata.

La tecnologia dei semiconduttori a commutazione forzata mette a disposizione le seguenti tipologie: BJT, MOSFET, IGBT, GTO. Il largo utilizzo di queste valvole elettroniche di potenza è motivato dalla facilità di controllo e dalla elevata velocità di commutazione.

Per contro si hanno delle basse prestazioni in termini di portata in corrente e tensione massima sopportabile.

Gli alimentatori switching hanno ormai sostituito i tradizionali alimentatori stabilizzati lineari in tantissime applicazioni grazie alle seguenti caratteristiche:

- dimensioni ridotte
- elevata efficienza
- possibilità di fornire un'ampia gamma di tensioni
- possibilità di ricavare in uscita una tensione più alta di quella in ingresso
- valori di rendimento tra l'80%-90%.

2. Capitolo

2.1. *Introduzione allo studio del trasformatore*

Lo studio effettuato tratta di un nuovo progetto di trasformatore trifase ad alta frequenza, frequentemente usato in applicazioni di elettronica di potenza come i convertitori DC/DC risonanti. L'essenza della geometria usata per la realizzazione del trasformatore è geometricamente bilanciata su una fisica tridimensionale, il che fornisce un flusso di potenza simmetrico. Considerando ciò, tutte le caratteristiche elettriche e magnetiche del trasformatore sono uguali per ciascuna colonna. Il materiale ferrite di cui è composto il nucleo magnetico, chiamato ferrite 78 con una iniziale permeabilità relativa a 2300, può supportare un range di frequenza tra 50KHz e 150KHz con una densità di perdita d'energia accettabilmente bassa. Le caratteristiche elettriche e magnetiche del trasformatore sono state stimate usando il metodo a elemento Finito (FEM). Questo metodo analitico, fornisce la possibilità di simulazione combinata degli elementi del circuito magnetico ed elettronico.

In questo capitolo verranno esposte le scelte dei materiali utilizzati, l'innovativa struttura del nucleo magnetico ed il collegamento degli avvolgimenti trifase. Inoltre a verifica dell'efficacia del prototipo verranno esposti i risultati dei test sul trasformatore effettuati tramite l'ambiente software Ansys-Maxwell 2D/3D. In aggiunta data la specificità dell'utilizzo si è analizzata la possibilità di incrementare l'induttanza di perdita a favore appunto dell'applicazione, nell'alimentazione dei convertitori risonanti ad alta frequenza.

2.2. Scelta del materiale Nucleo

Le caratteristiche portanti per la realizzazione del nucleo ferromagnetico di un trasformatore riguardano prevalentemente la scelta del materiale e la sua geometria.

Il nucleo rappresenta il circuito magnetico dove i flussi devono transitare, in modo tale che la superficie che delimita la frontiera del materiale magnetico diventa un tubo di flusso contenente al suo interno tutte le linee del campo di induzione magnetica B .

La permeabilità magnetica quindi è il fattore più rilevante ed è per questo che occorre scegliere materiali con elevati valori. Lo studio dei campi magnetici nella materia afferma che più elevata è la permeabilità, migliore è l'approssimazione che considera completamente intrappolato il campo di induzione magnetica nel materiale. Pertanto, affinché il flusso venga contenuto all'interno del nucleo, è necessario che la differenza tra la permeabilità assoluta del nucleo e dell'aria sia elevata.

Ovviamente necessita anche tenere conto di altri fattori ovvero i comportamenti del materiale come ad esempio il ciclo di isteresi magnetica, le correnti parassite, il riscaldamento, le caratteristiche meccaniche, la risposta a potenze e frequenze elevate.

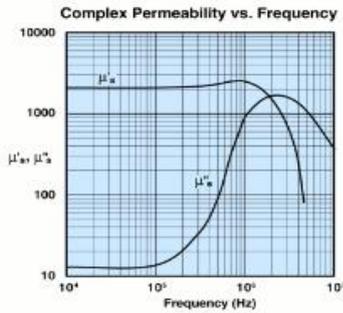
Un altro fattore da considerare ad alta frequenza, sono le perdite eddy molto elevate; la scelta del materiale del nucleo quindi sarà vincolata dalla proprietà di bassa conduttività. Per quanto riguarda le perdite per isteresi magnetica sarà utile utilizzare un materiale con induzione magnetica relativamente bassa.

In base alle caratteristiche tecniche fornite dal catalogo sottostante della “Fair-rite”, (azienda americana specializzata in materiali per applicazioni elettriche) la scelta del materiale in base alla frequenza di utilizzo, tenendo conto delle precedenti osservazioni, è sulla FERRITE 78 che presenta da data sheet un valore iniziale di permeabilità relativa di 2300, valore molto costante per il range di frequenza 10kHz-1MHz e una “bulk conductivity” di 0.5 Siemens/m in quanto per frequenze al disopra dei 100 kHz, è necessario l'utilizzo del materiale 77 o 78.

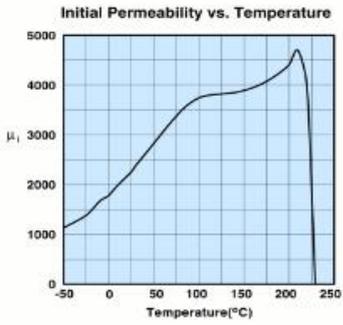
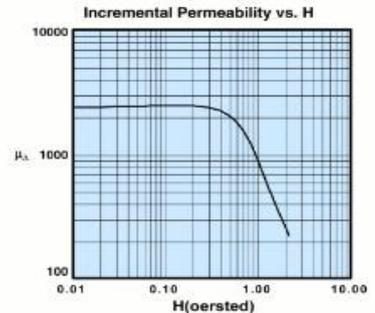
33 Material	A MnZn ferrite designed for frequencies up to 3.0 MHz.
43 Material	A NiZn ferrite for frequencies from 20 MHz to 250 MHz.
67 Material	A NiZn ferrite for inductive applications with high Q, up to 50 MHz.
68 Material	A NiZn ferrite for inductive applications with high Q, up to 100 MHz.
73 Material	A MnZn ferrite, for frequencies below 30 MHz.
77 Material	A MnZn ferrite for use in a wide range of flux density inductive designs for frequencies up to 100kHz.
78 Material	A MnZn ferrite specifically designed for power applications for frequencies up to 200 kHz

Catalogo materiali magnetici Fair-Rite

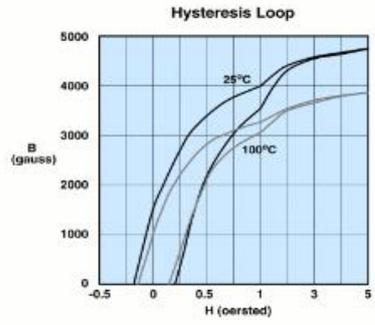
Sotto sono riportate le caratteristiche specifiche del materiale selezionato.



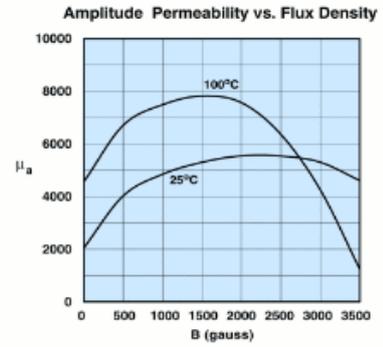
Measured on an 18/10/6mm toroid using the HP 4284A and the HP 4291A.



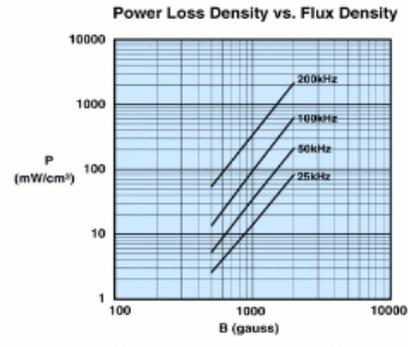
Measured on an 18/10/6mm toroid at 10kHz.



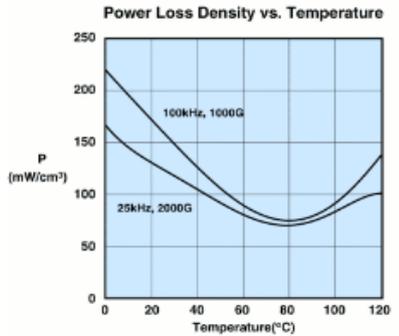
Measured on an 18/10/6mm toroid at 10kHz.



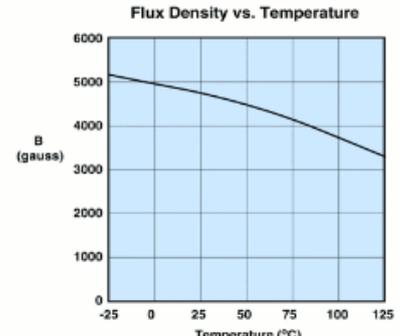
Measured on an 18/10/6mm toroid at 10kHz.



Measured on an 18/10/6mm toroid using the Clarke Hess 258 VAW at 100°C



Measured on an 18/10/6mm toroid using the Clarke Hess 258 VAW.



Measured on an 18/10/6 mm toroid at 10kHz and H=5 oersted.

Come si evince dai dati raccolti nelle tabelle soprastanti l'unico svantaggio nell'utilizzo della ferrite 78 è il basso limite termico che d'altro canto inizialmente permette un alta permeabilità. In aggiunta si avranno basse perdite per isteresi in quanto la densità di flusso magnetico non supera di molto il valore di 0.35 Tesla.

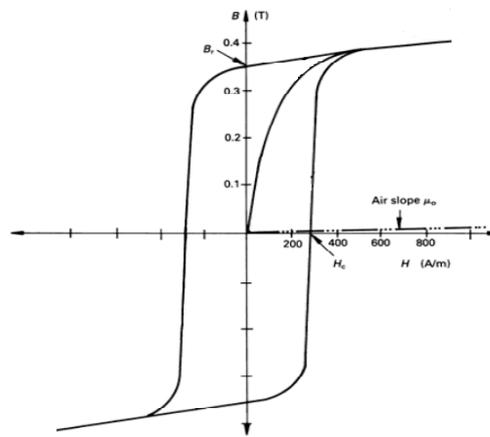


Figura 11. ciclo di isteresi della ferrite 78

2.3. Geometria del nucleo

Il punto forte del trasformatore oggetto di studio consiste proprio nella struttura innovativa del nucleo. Esso si basa sul principio di costruzione simmetrica, utilizzando al posto di elementi rettangolari quelli circolari.

La struttura del nucleo trasformatore è realizzata da tre colonne cilindriche disposte parallelamente a intervalli uniformi di 120° (Pari allo sfasamento dell'angolo elettrico tra le 3 fasi) connesse fisicamente e magneticamente alle estremità da due dischi. Le tre colonne e i due dischi sono in ferrite 78. I due dischi sono forati nel centro per poter agganciare l'intera struttura. Le tre colonne e il disco base sono pressofuse, mentre il disco superiore non è stato

integrato nel blocco unico per poter essere rimosso, facilitando così l'inserzione sulle colonne dei materiali isolanti e degli avvolgimenti.

Il progetto del nucleo realizzato con maxwell 2D/3D è rappresentato nella figura sottostante

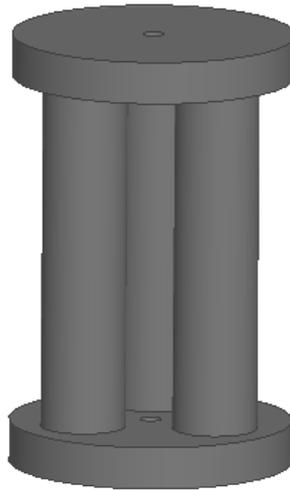
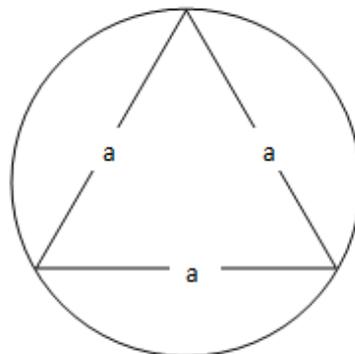


Figura 12. Geometria del nucleo simmetrica

Lo sfasamento è stato realizzato considerando i 3 punti coincidenti con i vertici di un triangolo equilatero inscritto in una circonferenza, come assi per delle colonne.



Sia “**a**” il lato del triangolo equilatero le coordinate cartesiane sul piano xy vengono calcolate come segue:

$$\left(0, \frac{a}{\sqrt{3}}\right); \left(\frac{-a}{2}, \frac{-a}{2\sqrt{3}}\right); \left(\frac{a}{2}, \frac{-a}{2\sqrt{3}}\right)$$

Avendo i dischi un diametro di 40 mm, il lato del triangolo risulta valere 18.62 mm. Ne consegue il valore delle coordinate:

$$(0, 10.75); (-9.30977, -5.375); (9.30977, -5.375).$$

L'altezza dei due dischi è di 6 mm; mentre le colonne presentano 50 mm di altezza e 12mm di diametro. Nel complesso la struttura risulta avere un'altezza di 62 mm.

Il vantaggio di questa geometria magnetica fa sì che i flussi siano perfettamente bilanciati con il circuito magnetico così da ottenere una perfetta simmetria elettrica tra i flussi stessi. In questa maniera verrà eliminata la sequenza corrente-zero che nelle canoniche strutture magnetiche trifase a T circolando, causa sbilanciamenti di flusso nella colonna centrale. Un altro fondamentale vantaggio del modello simmetrico è rappresentato dall'eliminazione delle terze armoniche.

2.4. Avvolgimenti

Gli avvolgimenti del trasformatore vengono realizzati in materiale conduttore, la cui principale caratteristica è l'alto valore di conducibilità elettrica. I materiali più comunemente utilizzati sono il rame e l'alluminio che presentano valori di resistività elettrica alla temperatura di 20° rispettivamente di 0.01724 mWm e 0.0278 mWm. Altri materiali conduttori che però vengono utilizzati solo in particolari applicazioni, sono l'oro, l'argento, l'ottone e il

bronzo. Tenendo presente che la resistività del materiale è direttamente proporzionale alla temperatura, le condizioni di esercizio della macchina sono molto importanti infatti, se la temperatura di esercizio cresce, proporzionalmente aumenterà anche la resistività. Le altre peculiarità da tenere in considerazione nella scelta del materiale conduttore sono il peso specifico, fattore che contribuisce al peso totale della macchina. La duttilità, la flessibilità e la malleabilità invece influiscono da un punto di vista costruttivo nella realizzazione dell'avvolgimento.

Per i trasformatori trifase le configurazioni fondamentali di collegamento dei sei avvolgimenti sono:

Configurazione	Δ - Δ	triangolo-triangolo
Configurazione	Δ -Y	triangolo-stella
Configurazione	Y- Δ	stella-triangolo
Configurazione	Y-Y	stella-stella

Nello studio del progetto si è optato per un collegamento stella-stella in quanto, dall'esperienza acquisita nel tempo nell'ambito trifase, si può affermare che per alti valori di tensione è conveniente collegare gli avvolgimenti a stella; oltre a ciò questo tipo di cablaggio permette un risparmio di materiale isolante in quanto a parità di tensioni concatenate, le tensioni di fase presentano valori più bassi di un fattore pari a 3. Inoltre la progettazione degli avvolgimenti è stata realizzata per avere un valore di densità di corrente 5 A/mm^2 .

Riguardo alle correnti di magnetizzazione, grazie all'assenza del neutro, si evitano le terze armoniche in quanto in assenza di un circuito chiuso non possono circolare contrariamente al collegamento a triangolo dove queste distorsioni circolano liberamente nelle fasi.

Una volta scelto il collegamento dei sei avvolgimenti si è optato per un supporto/isolamento in pvc. A tale scopo si è inserito su ogni colonna un doppio rocchetto che oltre a sostenere fisicamente le bobine, svolge la funzione di isolante tra i conduttori (che verranno lasciati nudi) e il nucleo ferromagnetico.

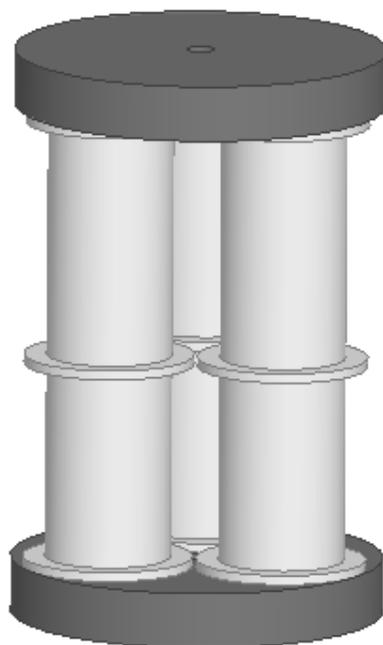


Figura 13. Realizzazione software del rocchetto

L'avvolgimento primario è stato realizzato in rame mediante tre anelli di spessore 1mm che avvolgono le rispettive 3 colonne del nucleo. Mentre il circuito d'indotto è stato realizzato con una bobina, sempre in rame, di sezione 0.5 mm avvolta per 40 spire nella sezione inferiore di ogni colonna.

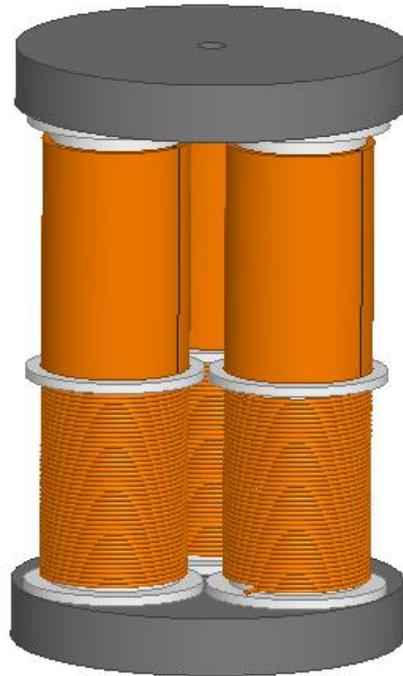


Figura 14. realizzazione avvolgimenti primario e secondario

In questo modo si ottiene un rapporto tra le avvolgimenti “**n**” pari a:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{40} = 0.025$$

2.5. Implementazione software

In questo studio ci siamo avvalsi del software di simulazione elettronica Maxwell 3 D un ambiente virtuale dedicato alla progettazione e simulazione, parte del pacchetto ANSYS della Ansoft.

Quest’ambiente di lavoro permette di progettare e analizzare apparecchiature sofisticate in 3D, il che significa creare modelli numericamente considerevoli, con una dettagliata geometria e con una fisica

complessa. Infatti l'utente può creare direttamente modelli usando funzioni primitive semplici oltre che importare modelli salvati in una varietà di formati. La simulazione dei modelli avviene tramite un'analisi ad elementi finiti FEA. Quindi grazie a questo sistema è possibile risolvere problemi elettrici, magnetostatici, di corrente e sui transienti. In particolare Maxwell 3D risolve problemi di campi elettromagnetici, risolvendo le equazioni di Maxwell in una circoscritta regione spaziale con condizioni di confine delimitate e, quando necessario, utilizzando specifiche condizioni iniziali per ottenere soluzioni garantite.

La realizzazione del modello software è stata effettuata mediante il sistema di disegno 3D rispettando le misure e la geometria del modello costruito in laboratorio. Infatti mediante questo ambiente di lavoro è possibile, una volta disegnata la struttura, assegnare ai vari componenti il tipo di materiale con le precise caratteristiche chimico-fisiche. Nel nostro caso è stato assegnato al nucleo il materiale ferrite 78, agli anelli rappresentanti gli avvolgimenti del primario le proprietà del rame e per il supporto isolante delle bobine, ovvero il rocchetto, materiale plastico pvc.

L'unica approssimazione è stata fatta per quanto riguarda la modellazione delle bobine al secondario in quanto l'analisi ad elementi finiti dei 40 avvolgimenti per ogni fase, richiedeva capacità di calcolo troppo elevata per l'elaboratore. Grazie però ad una delle funzionalità del software per quanto riguarda la sezione dedicata alle eccitazioni, (fonti di alimentazione) si è comunque potuto simulare un numero di avvolgimenti pari a quelli del modello reale, nonostante la geometria dell'anello sia ben diversa dalla bobina. In definitiva il modello analizzato risulta essere come in figura.

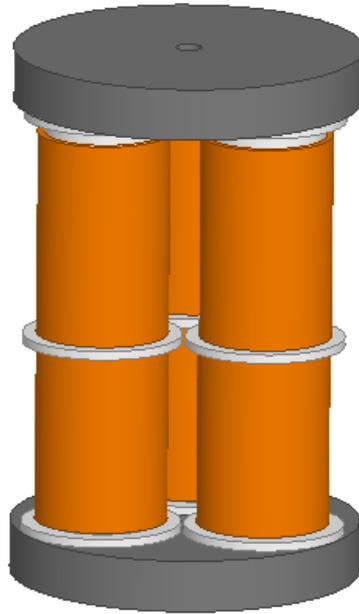


Figura 15. modello semplificato per analisi FEA

Una volta assegnati i materiali sono state inserite delle superfici di taglio sugli anelli rappresentanti le bobine, per assegnare il verso del passaggio del flusso di corrente attraverso la data superficie.

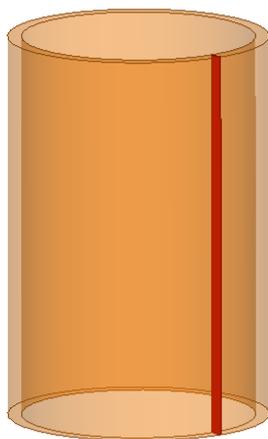


Figura 16. (Sezione di conduzione dell'avvolgimento)

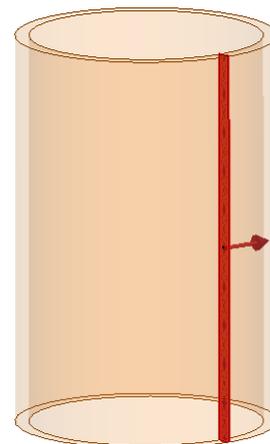


Figura 17. (assegnazione dell'eccitazione)

Realizzato il modello dal punto di vista geometrico fisico ed elettrico si è passati all'analisi nelle due casistiche grazie alla simulazione delle prove vuoto e in cortocircuito. Le simulazioni sono state effettuate ad una frequenza di 100 kHz.

2.6. Simulazione a vuoto dello modello

Come esplicitato nel primo capitolo, la prova a vuoto ci permette di ricavare i parametri dei componenti trasversali in quanto sul secondario, non essendo allacciato alcun carico, non c'è circolazione di corrente.

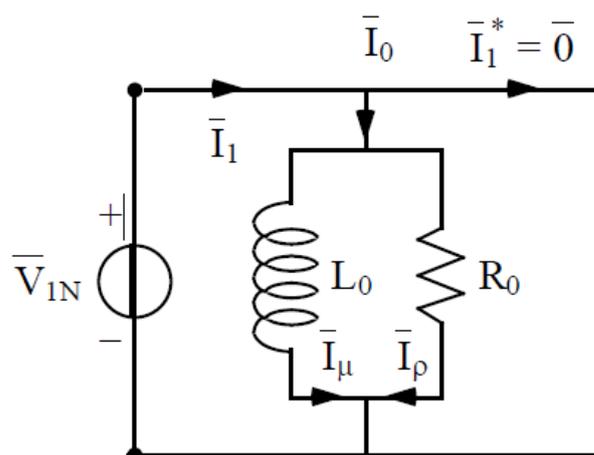


Figura 18. circuito del trasformatore a vuoto

In oltre, essendo il valore dell'induttanza del primario molto minore rispetto al valore di quella di dispersione ed essendo R_0 molto grande la corrente circolerà principalmente sull'induttanza L_0 :

$$L_{11} \ll L_0$$

$$L_{11} \approx 0,1 \mu\text{H} ; I_m \approx 5 \mu\text{H}$$

$$R_f \approx (0,5-1 \text{ Khom})$$

avremo quindi che:

$$I_2 = 0$$

$$I_\mu = I_1$$

Perciò fornendo la nota tensione d'alimentazione nominale ai morsetti del circuito induttore, possiamo ricavare il valore dell'induttanza di dispersione grazie al legame che c'è tra i flussi, le bobine e la tensione.

$$V_n = I_m \frac{di}{dt} ; V_n = \omega L_m I_m$$

$$L_m = \frac{V_m}{\omega I_m}$$

La simulazione è stata effettuata alimentando le fasi dell'avvolgimento primario con tensioni nominali 10 V rispettivamente:

$$v_1 = 10\sin(2\pi\omega t) \text{ V}$$

$$v_2 = 10\sin(2\pi\omega t + \frac{2\pi}{3}) \text{ V}$$

$$v_3 = 10\sin(2\pi\omega t - \frac{2\pi}{3}) \text{ V}$$

data la lunghezza iniziale del transitorio si sono impostati i valori iniziali delle correnti:

$$i_1 = -2.35 \text{ A}$$

$$i_2 = 2.35 \text{ A}$$

$$i_3 = 2.35 \text{ A}$$

I risultati d' analisi del software significativi per questa prova sono rappresentati nei seguenti plot.



Figura 19. terna delle correnti I_0 indotte al primario

Come si può notare anche nel plot in figura il transitorio iniziale è molto lungo ed è per questo motivo che sono stati assegnati valori iniziali di corrente.

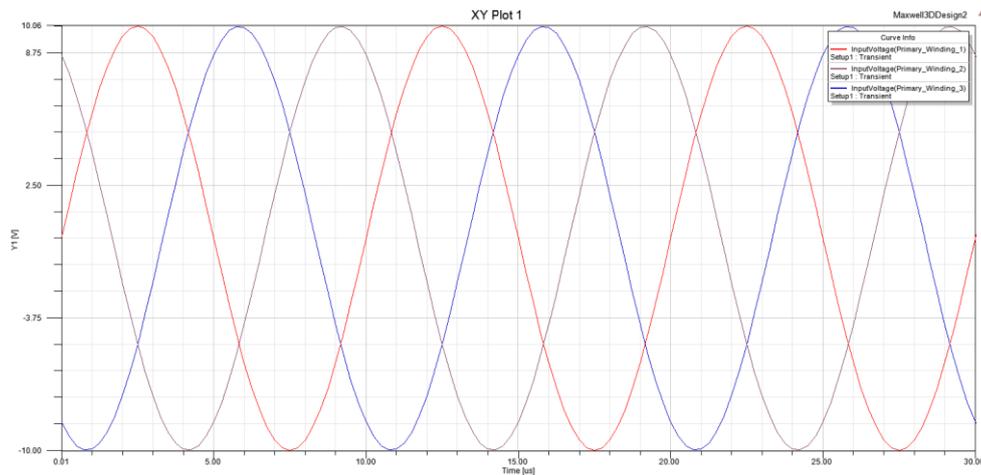


Figura 20. terna delle tensioni d'ingresso

Dalla lettura dei plot sono stati ricavati i valori di tensione e corrente rispettivamente:

$$\mathbf{V_m = 10\ V}$$

$$\mathbf{I_m = 4,14\ A}$$

Possiamo calcolare il valore dell'induttanza di dispersione del trasformatore:

$$\mathbf{L_m = \frac{V_m}{\omega I_m} = 3,846\ \mu H}$$

2.7. Simulazione in cortocircuito dello modello

Come precedentemente approfondito nel primo capitolo, la prova in corto circuito ci permette di ricavare i parametri dei componenti longitudinali, e quindi il valore dell'induttanza di dispersione totale.

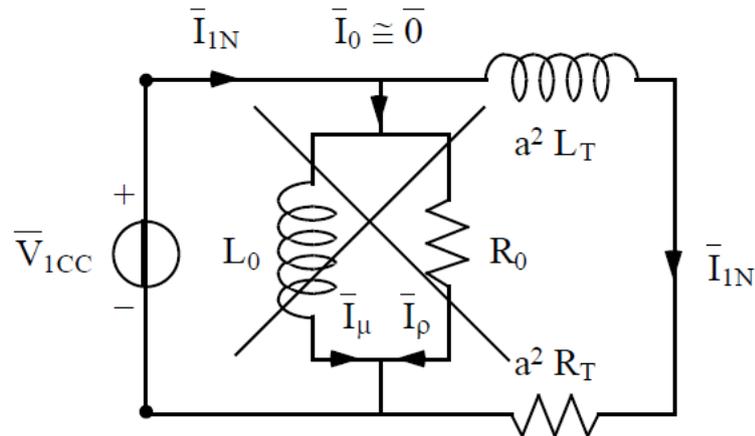


Figura 21. Modello del trasformatore in cto-cto

Essendo L_0 ed R_0 di valori elevati la corrente circolerà prettamente solo sulle resistenze e le induttanze degli avvolgimenti R_p , R_s , L_p , L_s . Allora la corrente al circuito secondario coinciderà con quella al primario:

$$I_p = I_s$$

In questo caso non potendo alimentare le fasi del primario con la tensione nominale, faremo circolare virtualmente negli avvolgimenti una terna di correnti sinusoidali d'ampiezza 20 A.

$$I_1 = 20\sin(2\pi\omega t) \text{ A}$$

$$I_2 = 20\sin(2\pi\omega t - \frac{2\pi}{3}) \text{ A}$$

$$I_3 = 20\sin(2\pi\omega t + \frac{2\pi}{3}) \text{ A}$$

I risultati d'analisi del software significativi per questa prova sono rappresentati nei seguenti plot.

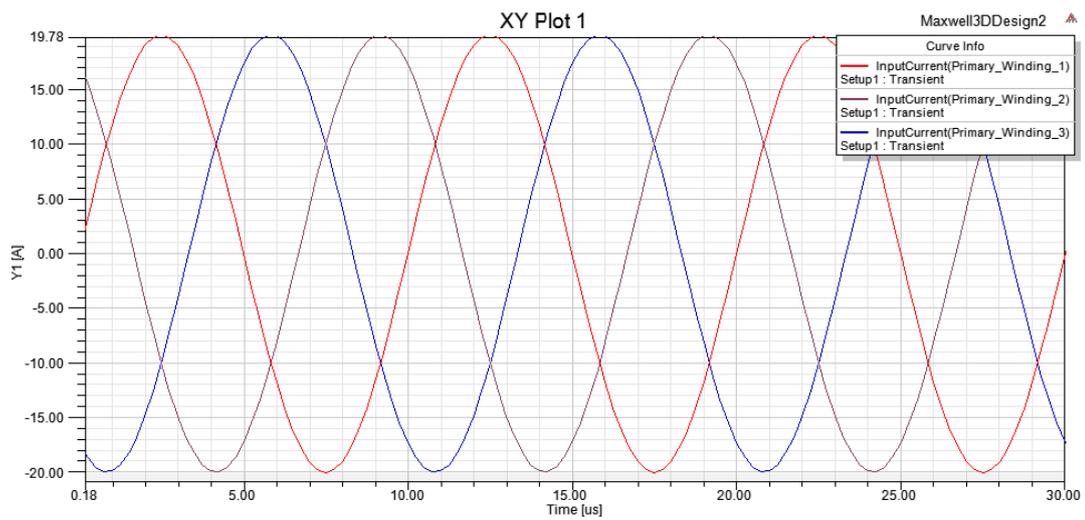


Figura 22. terna delle correnti al primario

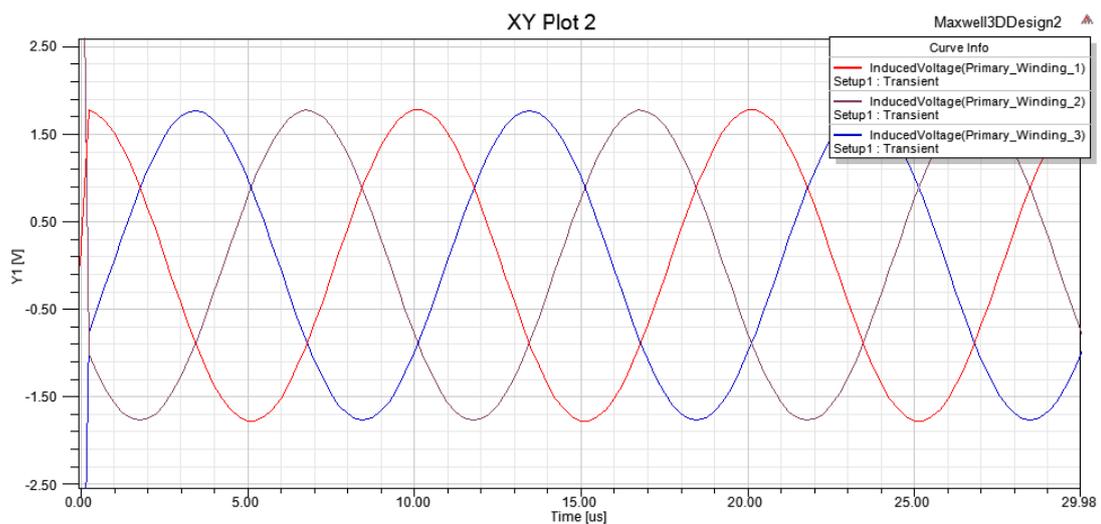


Figura 23. terna delle tensioni Indotte sull' induttanza totale vista dal primario

Dalla lettura dei plot sono stati ricavati i valori di tensione e corrente rispettivamente:

$$V_{cc} = 1,70V.$$

$$I_{cc} = 20 A$$

L'induttanza totale sarà data da:

$$\mathbf{L_{tot} = L_{lp} + L_{ls}}$$
$$\mathbf{L_{tot} = \frac{V_{cc}}{2\pi f l l} = 0,136 \mu H}$$

2.8. *Trasformatori per convertitori switching*

Nell'utilizzo del trasformatore come alimentatore per convertitori ad alta frequenza, occorre considerare che l'induttanza totale di perdita del trasformatore ha effetti sulla commutazione degli switch infatti questa influisce ritardando la variazione di corrente. Un alto valore di induttanza di dispersione limita l'effetto del decrescere lineare della tensione raddrizzata al crescere della corrente erogata.

Nel nostro caso l' induttanza di perdita totale del trasformatore è di circa 0.13 μH , tale valore non è sempre sufficiente a soddisfare alcune caratteristiche di sistema in cui il trasformatore potrebbe essere integrato. Per esempio, nel caso di un convertitore ad alta frequenza di risonanza DC/DC (con oscillazione di frequenza tra 50kHz-150kHz), dove la forma d'onda del voltaggio applicato sul lato primario è un'onda quadrata, l'obiettivo è di ottenere la corrente primaria sinusoidale. Una condizione per ottenere la corrente desiderata è un valore sufficientemente alto di induttanza di dispersione (valore del fattore Q), sull'avvolgimento primario. Per evitare di aggiungerne una ulteriore , il che significa più componenti quindi più costi, si è proceduto a incrementare quella del trasformatore.

In questa tesi sono presentate due soluzioni che mostrano come può essere aumentata l' induttanza di dispersione modificando il circuito magnetico. Certamente più elevato è il valore dall' induttanza più perdite avremo, ma in

configurazioni elettroniche di elettricità risonante, la caduta di tensione sull'induttanza di dispersione può essere compensata usando un condensatore in serie. Questo è una configurazione elettrica in cui il trasformatore può essere implementato con successo.

2.9. Modello con elementi aggiuntivi per l'incremento dell'induttanza

A tale proposito sulla base del trasformatore trattato sono stati inseriti dei componenti magnetici aggiuntivi proprio per rafforzare il valore dell'induttanza di dispersione. Sono perciò state valutate due geometrie di componenti in ferrite 78 da inserire in tutte le tre colonne esattamente tra il primario e il secondario. La prima presenta base esagonale mentre la seconda ha per base un settore di circonferenza che ricorda lo “spicchio di una pizza”. Per verificare l'effetto di ciascuna geometria sul valore d'induttanza totale, sono stati eseguiti test in corto circuito con spessori di 3 mm, 6mm e 12mm.

La prima geometria analizzata è quella a base esagonale:

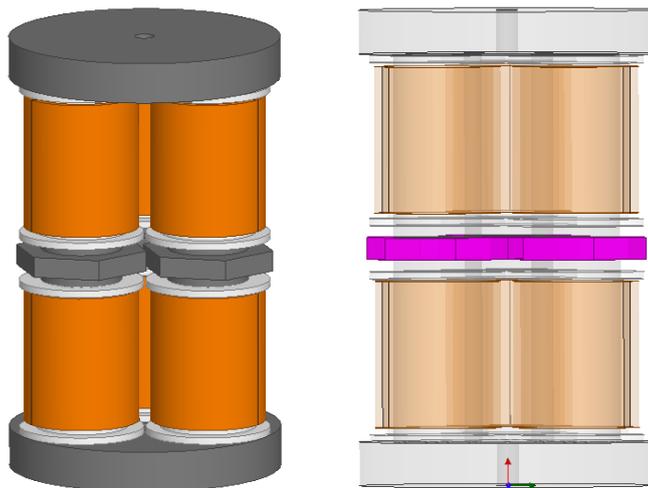
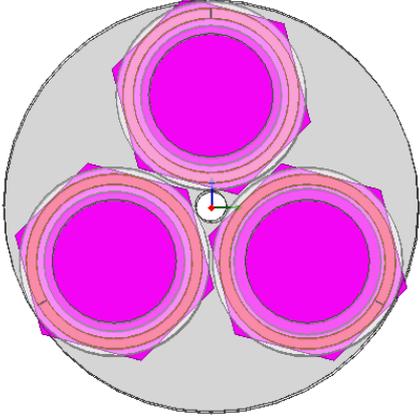


Figura 24. (elementi aggiuntivi esagonali)

I valori di induttanza sono stati inseriti in tabella:

	Spessore	V_{cc}	Induttanza
	3 mm	4,5 V	0,16 μ H
	6 mm	5,8 V	0,46 μ H
	12 mm	8 V	0,63 μ H
	Air gap = 1mm Tra gli esagoni		
Altezza totale: 50 mm + spessore			

Dai dati ottenuti si evince che aumentando lo spessore l'induttanza aumenta a sua volta.

Passiamo ora ad analizzare la geometria a sezione di circonferenza:

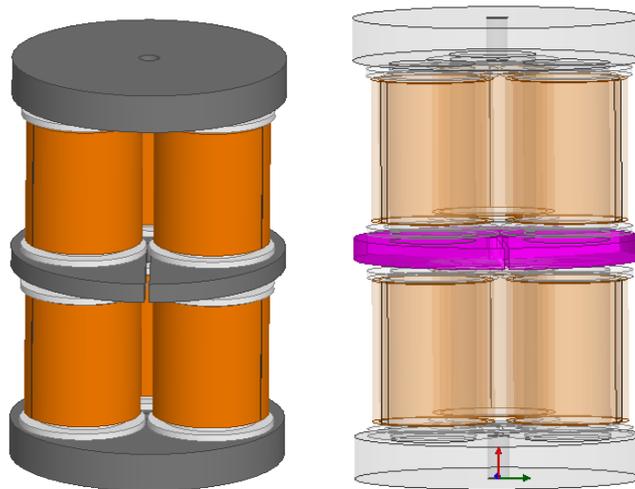
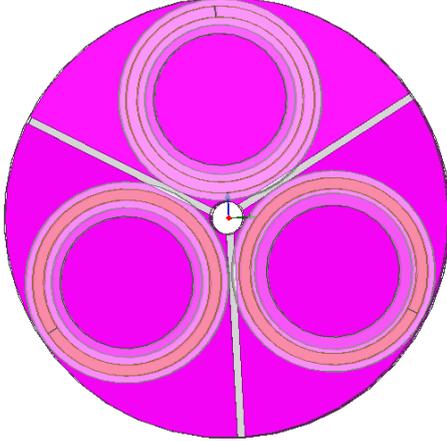


Figura 25. Geometria a settore di circonferenza

I valori di induttanza sono stati inseriti in tabella:

	Spessore	V_{cc} (v)	L_{tot}
	3 mm	7,9V	0,61 μ H
	6 mm	8V	0,79 μ H
	12 mm	10 V	1,19 μ H
	Air gap = 1mm		
	Tra i settori di circonferenza		
Altezza totale:			
50 mm + spessore			

Dai dati raccolti nella tabella è evidente anche in questo caso che all'aumentare dello spessore viene incrementato il valore dell'induttanza.

Confrontando i dati delle due soluzioni si è notato che la seconda è molto più efficace in quanto il valore di induttanza ottenuto con lo spessore di 3 mm, porta ad un valore di induttanza pari a quello della prima geometria con spessore 12mm.

A partire da ciò sono state effettuate altre indagini sull secondo elemento aggiuntivo andando a variare il gap di aria tra i settori da 3mm come da tabella.

Air gap	0.3mm	0.4 mm	0.5 mm	0.6 mm	0.7 mm	0.8 mm	0.9 mm	1mm
V _{cc}	15,9 V	12 V	12,6 V	10 V	9 V	8.2 V	8 V	7,9
L _{tot}	1,26μH	1 μH	0,95 μH	0,79 μH	0,71 μH	0,64 μH	0,62 μH	0,61 μH

Tabella 1. valori di induttanza in funzione dell'air gap

Graficando i dati raccolti nella tabella soprastante abbiamo che:

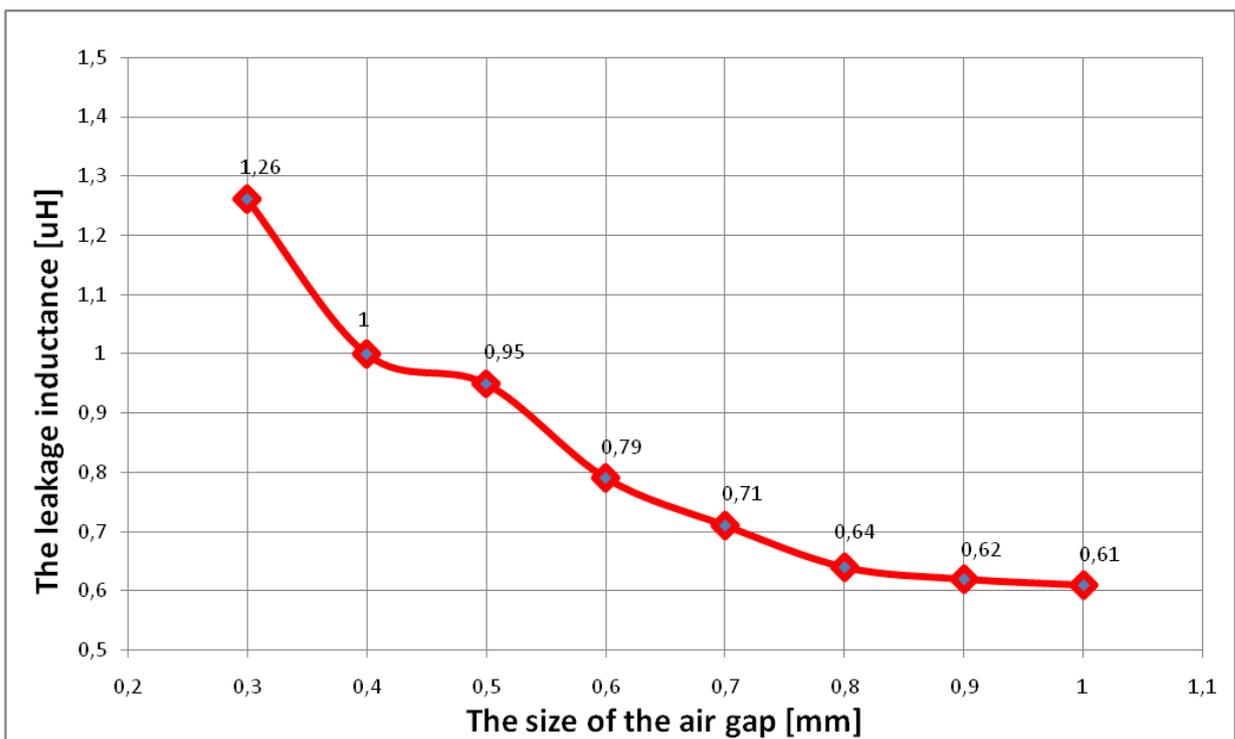


Grafico1. Andamento del valore d' induttanza in funzione dell'air gap

Si nota che diminuendo il gap d'aria i valori di induttanza tendono ad aumentare. Ipotizzando per assurdo di ridurre a 0mm il gap, saremo in una

situazione di cortocircuito anche se, dal punto di vista magnetico avremo un valore veramente elevato di induttanza di perdita e al contempo una saturazione totale del materiale magnetico.

2.10. Conclusioni

Il trasformatore proposto in questa tesi è adatto per convertitori con un range di frequenza tra i 50kHz-150kHz.

La sua struttura presenta i vantaggi di mantenere la simmetria dei flussi quindi delle risposte delle terne trifase di tensione e corrente e permette di risparmiare materiali e ingombri in quanto si avvale di un unico e compatto nucleo magnetico e presenta un ottimo rapporto di trasformazione.

Risulta pertanto vantaggioso rispetto all'utilizzo di tre trasformatori monofase in parallelo sia per l'abbattimento dei costi sia per la difficoltà di realizzare un collegamento equilibrato dei tre monofase.

Inoltre grazie alle additive strutture magnetiche si può aumentare il valore di induttanza di dispersione per gli utilizzi in elettronica di potenza. Infatti variando il gap di aria (secondo geometria), si può facilmente variare il valore della perdita di induttanza in un range tra 0,61 μH e 1,26 μH . L'aumento di induttanza di dispersione totale del nucleo contribuisce ad ottenere un andamento sinusoidale rispetto a quello quadrato e sopperendo all'inserzione di una induttanza aggiuntiva che aggiungerebbe costi ulteriori. I risultati ottenuti non collimeranno perfettamente con eventuali test di laboratorio ma sono comunque incoraggianti, considerata la difficoltà di ricreare in laboratorio condizioni ideali di lavoro.

BIBLIOGRAFIA

- B. Brunelli: *Conversione elettrica ed elettromeccanica dell'energia*, Pitagora, Bologna
- - Mohan, Undeland, Robbins: *ELETRONICA DI POTENZA Convertitori e applicazioni*. HOEPLI.
- A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, A. Kusko: *Macchine elettriche*. Franco Angeli
- Marian K Kazimierczuk "High frequency Magnetic components" Second Edition 2014 Jhon Wiley & Sons
- Y. Yorozu, M. Hirano, K. Oka, and Y. Tagawa, "Electron spectroscopy studies on magneto-optical media and plastic substrate interface," IEEE Transl. J. Magn. Japan, vol. 2, pp. 740-7
- M. Young, *The Technical Writer's Handbook*. Mill Valley, CA: University Science, 1989.
- 41, August 1987 [Digests 9th Annual Conf. Magnetics Japan, p. 301, 1982].
- M. Young, *The Technical Writer's Handbook*. Mill Valley, CA: University Science, 1989.