



**UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA**

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria Industriale DII

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica

**EFFETTO DELLA CORRENTE CONTINUA SUI
CIRCUITI MAGNETICI DEI TRASFORMATORI**

Relatore:
Prof. Renato Gobbo

Laureando:
Matteo Ballan
1222700

Anno Accademico 2021/2022

SOMMARIO

I trasformatori di potenza sono parte integrante di quasi tutte le reti elettriche ed il loro compito è trasferire energia elettrica da un circuito elettrico ad un altro avente tensione diversa. Il loro servizio deve essere continuativo ed affidabile, questo è di massima importanza per la società moderna d'oggi dove quasi tutto è influenzato e dipende da una costante fornitura di energia elettrica. Purtroppo, esistono una serie di fattori che possono influenzarne il loro corretto funzionamento peggiorandone le prestazioni e addirittura portarli in condizioni di guasto. Uno di questi fattori è la circolazione di corrente continua attraverso i loro avvolgimenti. Le principali sorgenti di queste correnti sono gli inverter presenti nei parchi fotovoltaici che in seguito ad un loro non corretto funzionamento possono dare in uscita oltre che ad una corrente alternata una componente di corrente continua e le correnti geomagneticamente indotte che sono dovute alla variazione del campo magnetico terrestre. La presenza di questa corrente va a provocare una serie di effetti negativi all'interno dei trasformatori, tra cui il principale è la saturazione del nucleo magnetico che a sua volta andrà a portare un incremento del valore e della distorsione della corrente magnetizzante, un incremento della potenza reattiva assorbita, un aumento delle perdite ed un surriscaldamento del trasformatore.

L'obiettivo di questa tesi è andare ad elencare ed analizzare gli effetti provocati dalla presenza di questa corrente sulle caratteristiche operative del trasformatore focalizzandosi soprattutto sugli effetti causati nel circuito magnetico. In particolare, nella prima parte verranno presentati dal punto di vista teorico le sorgenti e gli effetti causati dalla circolazione di questa corrente continua, ed in secondo luogo, verranno eseguite delle prove in laboratorio presso l'Università degli studi di Padova al fine di mostrare, confermare e meglio comprendere gli effetti provocati sul trasformatore trattati precedentemente dal punto di vista teorico.

INDICE

| | |
|--|---------|
| 1. INTRODUZIONE | pag. 13 |
| 1.1 Trasformatori e corrente continua. | pag. 13 |
| 1.2 Struttura della tesi. | pag. 13 |
| 2. TRASFORMATORI E MAGNETISMO | pag. 15 |
| 2.1 Generalità sul trasformatore. | pag. 15 |
| 2.2 Proprietà dei materiali ferromagnetici e campi magnetici nel nucleo del trasformatore. | pag. 17 |
| 2.3 Perdite nei nuclei magnetici. | pag. 23 |
| 2.4 Funzionamento a vuoto. | pag. 25 |
| 2.5 Nucleo del trasformatore. | pag. 26 |
| 2.6 Evoluzione materiali ferromagnetici. | pag. 27 |
| 2.7 Tipologie nuclei magnetici trasformatori. | pag. 36 |
| 2.8 Giunti del nucleo. | pag. 41 |
| 2.9 Colonne del nucleo. | pag. 43 |
| 2.10 Saturazione del nucleo. | pag. 44 |
| 3. EFFETTI DELLA CORRENTE CONTINUA | pag. 47 |
| 3.1 Analisi degli effetti della componente continua di corrente nel trasformatore. | pag. 47 |
| 3.2 Conseguenze dovute alla presenza di un dc bias. | pag. 50 |
| 4. SORGENTI DI COMPONENTE CONTINUA DI CORRENTE | pag. 53 |
| 4.1 Inverter presenti negli impianti fotovoltaici. | pag. 53 |
| 4.1.1 Tipologie e tecniche di controllo degli inverter. | pag. 54 |
| 4.1.2 Problematiche relative alla corrente in uscita dall'inverter. | pag. 58 |
| 4.1.3 Metodi per la soppressione della corrente continua. | pag. 59 |
| 4.2 Correnti indotte geo magneticamente. | pag. 60 |
| 4.3 Carichi non lineari, computer e dispositivi per il controllo della velocità dei motori (driver). | pag. 60 |
| 4.3.1 personal computer. | pag. 67 |
| 4.3.2 Dispositivi per il controllo della velocità dei motori (driver ac e dc). | pag. 69 |

| | |
|--|---------|
| 5. MISURE ESEGUITE IN LABORATORIO | pag. 71 |
| 5.1 Caratteristiche del trasformatore in prova. | pag. 71 |
| 5.2 Prova a vuoto senza dc bias. | pag. 71 |
| 5.3 Prova a vuoto con dc bias. | pag. 80 |
| 5.4 Prova in transitorio con dc bias. | pag.96 |
| 5.5 Considerazioni sulle prove eseguite. | pag.103 |
| 5.5.1 Effetti della corrente continua sul ciclo d'isteresi. | pag.103 |
| 5.5.2 Effetti della corrente continua sulla corrente magnetizzante. | pag.106 |
| 5.5.3 Effetti della corrente continua sulle perdite del trasformatore. | pag.107 |
| 6. CONCLUSIONI | pag.109 |

LISTA DELLE FIGURE

Figura 2.1: Schema base di un trasformatore a due avvolgimenti.

Figura 2.2: Circuito equivalente di un trasformatore monofase.

Figura 2.3: Comportamento dei domini magnetici

Figura 2.4: Movimenti reversibili e irreversibili.

Figura 2.5: Curva di prima magnetizzazione e ciclo di isteresi.

Figura 2.6: Ciclo di isteresi di un materiale dolce e di un materiale duro.

Figura 2.7: Cicli di isteresi magnetica a 50 Hz.

Figura 2.8: Rappresentazione grafica del nucleo di un trasformatore.

Figura 2.9: Circuito equivalente del trasformatore a vuoto.

Figura 2.10: Effetto delle impurezze sulla caratteristica B-H del ferro.

Figura 2.11: Domini nel lamierino Fe-Si GO ad elevata permeabilità.

Figura 2.12: Curve di prima magnetizzazione di lamierini ordinari e lamierini a grani orientati.

Figura 2.13: Progresso nella produzione di lamierini negli anni.

Figura 2.14: Caratteristica B-H a 50 Hz, confronto tra lamierino a grani non orientati e lamierino a grani orientati.

Figura 2.15: Perdite specifiche a 50 Hz, confronto tra lamierino a grani non orientati e lamierino a grani orientati.

Figura 2.16: Trasformatori con nucleo a colonna (sinistra) e a mantello (destra).

Figura 2.17: Schema trasformatore monofase con nucleo a colonna.

Figura 2.18: Schema trasformatore monofase con nucleo a mantello.

Figura 2.19: Schema trasformatore trifase con nucleo a tre colonne.

Figura 2.20: Trasformatori a secco isolati in resina 15 kV/400 V potenze 1,6 MVA e 2 MVA.

Figura 2.21: Schema trasformatore trifase con nucleo a cinque colonne.

Figura 2.22: Immagini esemplificative di trasformatori trifase con nucleo a cinque colonne.

Figura 2.23: Rappresentazione giunti affacciati (sinistra) e giunti intercalati (destra).

Figura 2.24: Nella figura a sinistra si ha la rappresentazione nucleo a colonne a giunti affacciati con lamierini a "C" mentre nella figura destra si ha la rappresentazione nucleo a mantello a giunti intercalati con lamierini a "E" e a "I".

Figura 2.25: Nella figura a sinistra si ha la rappresentazione giunti affacciati con angoli di 45° mentre nella figura destra sono rappresentati giunti intercalati con angoli di 35° e 55° o con angoli di 45° con il metodo step-lap.

Figura 2.26: Esempi colonne a gradini.

Figura 2.27: Nucleo con canali di raffreddamento.

Figura 3.1: Variazione della densità di flusso in seguito all'aggiunta di una componente continua di corrente.

Figura 3.2: Variazione della corrente magnetizzante al variare dell'induzione.

Figura 3.3: Impulso della corrente magnetizzante al variare del valore della corrente continua iniettata.

Figura 4.1: Schema impianto fotovoltaico.

Figura 4.2: Inverter a tensione e a corrente impressa.

Figura 4.3: Schema circuitale inverter a ponte monofase.

Figura 4.4: Andamento tensioni con tecnica di controllo PWM bipolare.

Figura 4.5: Andamento tensioni con tecnica di controllo PWM unipolare.

Figura 4.6: Classificazione dei metodi per la soppressione della componente continua.

Figura 4.7: Correnti geo magneticamente indotte in una linea HVAC.

Figura 4.8: Andamento nel tempo di un GIC.

Figura 4.9: Zoom andamento nel tempo di un GIC.

Figura 4.10: Effetti dei GIC nei trasformatori.

Figura 4.11: Flusso dei GIC attraverso la messa terra dei trasformatori.

Figura 4.12: Picco della corrente magnetizzante espresso in percentuale rispetto al valore della corrente nominale in funzione al livello di GIC applicato.

Figura 4.13: Potenza reattiva assorbita in funzione del valore del GIC applicato.

Figura 4.14: Valori della seconda, terza, quarta e quinta armonica della corrente magnetizzante.

Figura 4.15: Valori della sesta alla undicesima armonica della corrente magnetizzante.

Figura 5.1: Schema circuitale per prova a vuoto senza DC BIAS.

Figura 5.2: Curva B-H a 50 Hz.

Figura 5.3: Cicli isteresi a 50Hz delle prove eseguite alle tensioni di 2,4,6,8,10,12,16V.

Figura 5.4: Cicli isteresi a 50Hz delle prove eseguite alle tensioni di 18,20,21,22,23,24,25V.

Figura 5.5: Zoom della figura 6.4 così da permettere di vedere in modo più accurato l'andamento dei vari cicli.

Figura 5.6: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 2V.

Figura 5.7: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 16V.

Figura 5.8: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 20V.

Figura 5.9: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 25V.

Figura 5.9: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 25V.

Figura 5.10: Schema circuitale con DC BIAS.

Figura 5.12: Curva B-H a 50 Hz con 2.06A DC.

Figura 5.13: Ciclo d'isteresi a 12V applicando solo alternata e ciclo isteresi con diverse tensioni e con 2.06A di corrente continua.

Figura 5.14: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 2V e una corrente continua di 2.06A.

Figura 5.15: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 12V e una corrente continua di 2.06A.

Figura 5.16: Curva B-H a 50 Hz con 4.05A DC.

Figura 5.17: Ciclo d'isteresi a 12V applicando solo alternata e ciclo isteresi con tensioni alternate da 2 a 12V e con 4.05A di corrente continua.

Figura 5.18: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 12V e una corrente continua di 4.05A.

Figura 5.19: Curva B-H a 50 Hz con 6.04 A DC.

Figura 5.20: Ciclo d'isteresi a 12V applicando solo alternata e cicli d'isteresi ottenuti applicando tensioni alternate da 2 a 12V e con 6.04A di corrente continua.

Figura 5.21: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica ottenuta applicando una tensione applicata di 12V e una corrente continua di 6.04A.

Figura 5.22: Ciclo d'isteresi ottenuto applicando 18V solo in alternata e cicli d'isteresi ottenuti applicando tensioni di 18 e 20V con 4A di corrente continua.

Figura 5.23: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 20V e una corrente continua di 4A.

Figura 5.24: Ciclo d'isteresi a 20V applicando solo alternata e cicli d'isteresi con tensioni di 20V applicando 1,2,3A di corrente continua.

Figura 5.25: Ciclo d'isteresi a 20V applicando solo alternata e ciclo isteresi con tensioni di 20V applicando 4,5,6A di corrente continua.

Figura 5.26: Ciclo d'isteresi a 20V applicando solo alternata e ciclo isteresi con tensioni di 20V applicando 1,2,3,4,5,6A di corrente continua.

Figura 5.27: Zoom su ciclo d'isteresi a 20V applicando solo alternata e ciclo isteresi con tensioni di 20V applicando 1,2,3,4,5,6A di corrente continua.

Figura 5.28: Zoom su ciclo d'isteresi a 20V applicando solo alternata e ciclo isteresi con tensioni di 20V applicando 1,2,3,4,5,6A di corrente continua.

Figura 5.29: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica ottenuta con una tensione applicata di 20V e una corrente continua di 6A.

Figura 5.30: Schema circuitale con DC BIAS per transistorio.

Figura 5.31: Ciclo d'isteresi e andamento della corrente magnetizzante con tensione di 20V applicando 0.5A di corrente continua.

Figura 5.32: Ciclo d'isteresi e andamento della corrente magnetizzante con tensione di 20V applicando 0.5A di corrente continua.

Figura 5.33: Ciclo d'isteresi e andamento della corrente magnetizzante con tensione di 20V applicando 0.5A di corrente continua.

Figura 5.34: Cicli d'isteresi con tensione di 20V applicando 1A di corrente continua.

Figura 5.35: Cicli d'isteresi con tensione di 20V applicando 2A di corrente continua.

Figura 5.36: Cicli d'isteresi con tensione di 20V applicando 4A di corrente continua.

Figura 5.37: Cicli d'isteresi e andamenti della corrente magnetizzante con tensione di 20V applicando 6A di corrente continua.

Figura 5.38: Cicli isteresi a 50Hz delle prove eseguite alle tensioni di 18,20,21,22,23,24,25V.

Figura 5.39: Ciclo d'isteresi ottenuto applicando 18V solo in alternata e cicli d'isteresi ottenuti applicando tensioni di 18 e 20V con 4A di corrente continua.

Figura 5.40: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica ottenuta con una tensione applicata di 20V.

Figura 5.41: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica ottenuta con una tensione applicata di 20V e una corrente continua di 6A.

LISTA DELLE TABELLE

Tabella 2.1: Proprietà magnetiche principali del ferro chimicamente puro.

Tabella 2.2: Proprietà tecnologiche e magnetiche dei lamierini a grani non orientati.

Tabella 2.3: Proprietà tecnologiche e magnetiche dei prodotti convenzionali.

Tabella 2.4: Proprietà tecnologiche e magnetiche dei prodotti ad alta permeabilità.

Tabella 4.1: Limiti iniezione della corrente continua.

Tabella 4.2: Risultati della misurazione del DC offset dei dieci computer in esame.

Tabella 4.3: Risultati della misurazione della componente continua nelle diverse applicazioni e diversi tipi di driver AC.

Tabella 4.4: Risultati della misurazione della componente continua nelle diverse applicazioni e diversi tipi di driver DC.

Tabella 5.1: Prove in alternata da 2 a 25V.

Tabella 5.2: Confronto del B_{max} calcolato con le due diverse formule.

Tabella 5.3: Cifre di perdita relative alle varie prove.

Tabella 5.4: Prove con corrente continua di 2.06A e tensione alternata variabile da 2 a 12V.

Tabella 5.5: Cifre di perdita relative alle varie prove applicando una corrente continua di 2.06A.

Tabella 5.6: Prove con corrente continua di 4.05A e tensione alternata da 2 a 12V.

Tabella 5.7: Cifre di perdita relative alle varie prove eseguite applicando una corrente continua di 4.05A.

Tabella 5.8: Prove con corrente continua di 6.04A e tensione alternata da 2 a 12V.

Tabella 5.9: Cifre di perdita relative alle varie prove applicando una corrente continua di 6.04A.

Tabella 5.10: Prove con corrente continua di 4A e tensione alternata di 18e 20V.

Tabella 5.11: Cifre di perdita ottenute applicando una tensione di 18 e 20V in alternata con una corrente continua di 4A.

Tabella 5.12: Cifre di perdita ottenute applicando una tensione di 20V in alternata con una corrente continua di 0,1,2,3,4,5,6A.

Tabella 5.13: Cifre di perdita ottenute applicando una tensione di 20V in alternata con una corrente continua di 0,1,2,3,4,5,6A.

1. INTRODUZIONE

1.1 TRASFORMATORI E CORRENTE CONTINUA

I trasformatori sono parte integrante di quasi tutte le reti di trasmissione e distribuzione dell'energia elettrica. I trasformatori devono essere costruiti e messi in condizioni di lavoro tali sia da garantire un rendimento il più alto possibile sia un funzionamento il più continuo e duraturo possibile al fine di garantire una buona qualità e continuità della fornitura di energia elettrica. Tuttavia, nonostante le condizioni appena citate, esistono una serie di fattori che possono ostacolarne il loro corretto funzionamento con la conseguenza di una possibile riduzione delle loro prestazioni e in alcuni casi anche il guasto di alcuni elementi del trasformatore stesso.

Uno di questi fattori è la circolazione di corrente continua all'interno del trasformatore. In seguito alla circolazione di questa corrente si andranno a creare una serie di conseguenze che porteranno ad una diminuzione delle prestazioni del trasformatore. I principali effetti che si potranno avere sono la saturazione del circuito magnetico con un conseguente incremento del contenuto armonico, un incremento delle perdite, un surriscaldamento del trasformatore stesso e un aumento delle vibrazioni e del rumore acustico emesso.

L'obbiettivo di questa tesi è inizialmente andare ad analizzare dal punto di vista teorico gli effetti che questa corrente continua ha sul circuito magnetico dei trasformatori, ed in seguito, attraverso delle opportune prove in laboratorio svolte presso l'Università degli studi di Padova di andare a confermare e vedere nella realtà gli effetti provocati dalla circolazione della corrente continua.

1.2 STRUTTURA DELLA TESI

La tesi verrà strutturata nel seguente modo al fine di fornire una visione il più completa possibile dell'argomento in esame:

Introduzione: in questa sezione è presente l'introduzione dove si andrà a spiegare in breve il problema analizzato in questo elaborato e di come sarà strutturata la tesi.

Capitolo 2: in questo capitolo si andrà a parlare del magnetismo, delle proprietà dei materiali ferromagnetici con il quale viene costruito il nucleo e delle principali caratteristiche di funzionamento dei trasformatori al fine di fornire al lettore le conoscenze di base per poter comprendere gli argomenti che verranno affrontati nei capitoli successivi.

Capitolo 3: questo è il capitolo centrale della tesi dove dal punto di vista teorico verrà analizzato come la corrente continua va ad influenzare il funzionamento del trasformatore andando ad analizzare nel dettaglio gli effetti negativi provocati.

Capitolo 4: in questo capitolo verranno elencate le principali sorgenti di corrente continua, tra cui le principali sono le correnti geo magneticamente indotte, gli inverter presenti nei parchi fotovoltaici e i carichi asimmetrici.

Capitolo 5: in questa parte della tesi saranno riportate e descritte delle prove che verranno eseguite presso il laboratorio di misure elettriche dell'Università degli studi di Padova che permetteranno di vedere e capire cosa accade realmente al trasformatore e analizzare se quanto visto dal punto di vista teorico e delle simulazioni coincide o no nella realtà.

Capitolo 6: in questa sezione finale verranno tratte le conclusioni delle attività svolte e verranno fornite delle indicazioni su ulteriori attività di ricerca da eseguire in futuro.

2. TRASFORMATORI E MAGNETISMO

2.1 GENERALITA' SUL TRASFORMATORE

Il trasformatore è una macchina elettrica statica alimentata a corrente alternata, basata sul fenomeno dell'induzione elettromagnetica, destinata a trasformare, tra il circuito primario e il circuito secondario, i fattori tensione e corrente della potenza elettrica. Trasferisce quindi energia elettrica da un circuito elettrico a un altro avente tensione diversa, accoppiandoli induttivamente, senza che gli avvolgimenti siano a contatto tra loro. Il trasformatore più semplice è costituito da due avvolgimenti di filo conduttore avvolti su un anello di materiale ferromagnetico detto nucleo magnetico. L'avvolgimento al quale viene fornita energia viene detto primario, mentre quello dal quale l'energia è prelevata è detto secondario. I trasformatori sono macchine reversibili, per cui l'avvolgimento primario potrebbe essere anche visto come secondario e viceversa. Quando sul primario viene applicata una tensione elettrica alternata sinusoidale, per effetto dell'induzione magnetica si crea nel nucleo un flusso magnetico con andamento sinusoidale. Per la legge di Faraday-Neumann-Lenz, questo flusso variabile induce nel secondario una tensione sinusoidale.

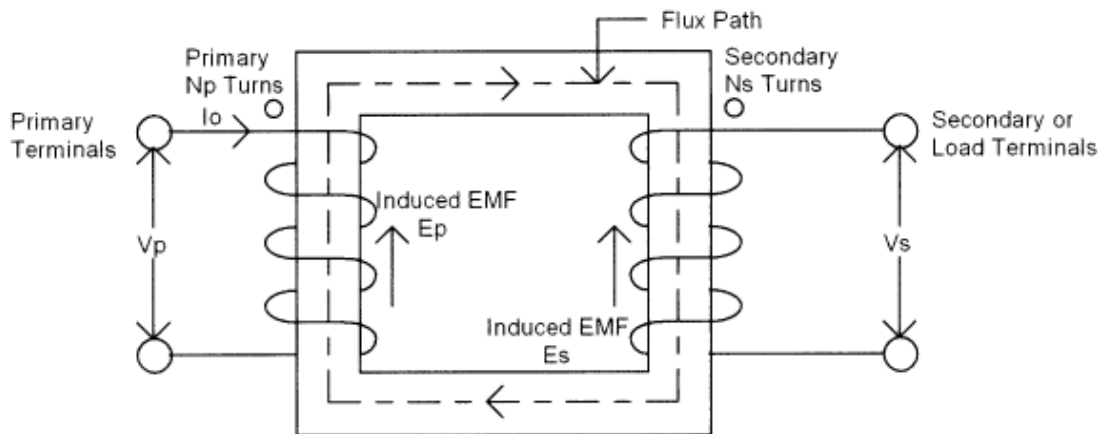


Figura 2.1: Schema base di un trasformatore a due avvolgimenti.

La tensione prodotta nel secondario è proporzionale al rapporto tra il numero di spire del primario e quelle del secondario secondo la relazione:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = k_0 \quad (1)$$

Dove V_p è la tensione applicata sul primario, V_s la tensione indotta nel secondario, N_p il numero di spire del primario, N_s il numero di spire del secondario e k_0 è il rapporto di trasformazione.

Se consideriamo che il nucleo abbia una permeabilità infinita e quindi non ci siano flussi dispersi e trascuriamo le perdite, possiamo affermare $V_p=E_p$ e $V_s=E_s$ e quindi il valore efficace di una generica tensione indotta valga:

$$E = \frac{\omega}{\sqrt{2}} NSB = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} NSB \quad (2)$$

dove f è la frequenza in Hertz, N è il numero di spire dell'avvolgimento al quale si fa riferimento, S è la sezione del nucleo in m^2 e B_{max} è il valore massimo dell'induzione in tesla.

Il trasformatore è fondato su due principi:

- una corrente elettrica variabile produce un campo magnetico variabile da cui un flusso variabile;
- un flusso variabile nel tempo induce all'interno di un conduttore elettrico una tensione, a sua volta variabile nel tempo, ai suoi capi.

La corrente passando attraverso l'avvolgimento primario crea un campo magnetico. Gli avvolgimenti primario e secondario sono avvolti attorno a un nucleo magnetico di elevata permeabilità magnetica come il ferro, cosicché la massima parte del flusso si concatena sia nell'avvolgimento primario sia nel secondario.

I modelli di un trasformatore ideale normalmente assumono un nucleo di riluttanza magnetica trascurabile con avvolgimenti di resistenza elettrica zero.

Il campo magnetico variabile induce una forza elettromotrice (FEM) da un capo all'altro di ciascun avvolgimento. Le tensioni V_p e V_s misurate ai terminali del trasformatore, nel caso ideale, sono uguali alle corrispondenti FEM.

Fino ad ora si è considerato di aver un trasformatore ideale, questo significa che non si sono tenute in considerazione le perdite che caratterizzano il funzionamento di ogni macchina o dispositivo elettrico, e che rendono il funzionamento di tipo reale. Le principali perdite che interessano il trasformatore elettrico possono essere espresse facendo riferimento al circuito elettrico equivalente del trasformatore riportato in figura 2.2:

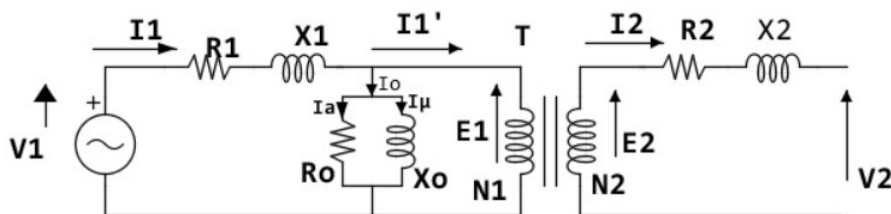


Figura 2.2: Circuito equivalente di un trasformatore monofase.

- perdite nel ferro, ovvero quelle che interessano il circuito magnetico (nucleo), esse sono dovute a causa dell'isteresi magnetica e delle correnti parassite. Sono perdite presenti sia a vuoto che sotto a carico in quanto determinate dalla presenza del flusso magnetico e sono rappresentate da una resistenza R_0 posta in parallelo al circuito primario;
- perdite per effetto Joule, gli avvolgimenti sono realizzati con conduttori in rame, quindi presentano una propria resistenza elettrica R_1 ed R_2 , pertanto quando attraversati da una corrente elettrica danno origine a perdite per effetto joule;
- perdite per dispersione, anche il flusso magnetico è interessato ad una perdita se si considera che una parte di questo non si richiude perfettamente con il circuito degli avvolgimenti in quanto può intercettare dei materiali conduttori nelle vicinanze come, ad esempio, le strutture di supporto dei trasformatori dando luogo a correnti parassite e quindi a perdite.

2.2 PROPRIETA' DEI MATERIALI FERROMAGNETICI E CAMPI MAGNETICI NEL NUCLEO DEL TRASFORMATORE

I materiali ferromagnetici risultano attivi dal punto di vista magnetico, in quanto partecipano alla magnetizzazione attraverso la propria struttura cristallina, interagendo con il campo magnetico H prodotto esternamente. Il loro comportamento è intuibile attraverso l'analisi del comportamento magnetico della struttura a domini magnetici tipica di questi materiali.

Per operare una descrizione spaziale dei fenomeni magnetici oltre che per discutere il comportamento della materia in presenza di un campo magnetico prodotto da correnti elettriche, due sono le grandezze vettoriali fondamentali da prendere in considerazione, il campo magnetico H espresso in A/m e l'induzione magnetica B espressa in Tesla. Al fine di una più agevole interpretazione del loro ruolo nelle applicazioni dell'elettromagnetismo, può essere utile il seguente schema concettuale:

1. La corrente elettrica I produce il campo magnetico H (Legge della circuitazione magnetica);
2. Il campo magnetico H produce l'induzione magnetica B (Caratteristica costitutiva del mezzo);
3. L'induzione magnetica B a sua volta produce effetti elettrici e meccanici (Leggi di Lenz e Lorentz).

Contestualizzando la legge della circuitazione magnetica al caso di un solenoide rettilineo di lunghezza unitaria, il campo magnetico prodotto dalla corrente di intensità I sarà:

$$H = NI \quad (3)$$

dove il parametro N identifica il numero di spire.

Se all'interno del solenoide vi è il vuoto, la corrispondente induzione magnetica risulta essere:

$$B = \mu_0 \cdot H \quad (4)$$

I due vettori sono tra loro paralleli e la costante di proporzionalità μ_0 , detta permeabilità magnetica del vuoto, vale:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}} \quad (5)$$

Ponendo invece un mezzo omogeneo all'interno del solenoide, la nuova induzione magnetica risulterà:

$$\mathbf{B} = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \mathbf{H} = \mu \mathbf{H} \quad (6)$$

dove le grandezze μ_r e μ sono definite rispettivamente permeabilità magnetica relativa del mezzo e permeabilità magnetica (assoluta).

La formula precedentemente scritta caratterizza la caratteristica costitutiva del mezzo ed esplicita il legame tra l'induzione magnetica e le proprietà del materiale costituente il mezzo omogeneo.

In chiave di variazione di induzione magnetica, è possibile scrivere:

$$\mathbf{B}_m = \mathbf{B} - \mathbf{B}_0 = (\mu_r - 1)\mu_0\mathbf{H} = \mu_0\chi_m\mathbf{H} \quad (7)$$

in cui, la χ_m è la suscettività magnetica e rappresenta la variazione relativa di induzione magnetica, dovuta alla presenza del materiale.

Al fine di descrivere in modo diretto le proprietà magnetiche del materiale sotto l'azione delle correnti, è possibile definire il vettore magnetizzazione \mathbf{M} come segue:

$$\mathbf{M} = \chi_m\mathbf{H} = (\mu_r - 1)\mathbf{H} \quad (8)$$

L'induzione magnetica \mathbf{B} può quindi essere riscritta nel modo seguente

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_0 + \mathbf{B}_m = \mu_0 \cdot (\mathbf{H} + \mathbf{M}) \quad (9)$$

La precedente relazione può essere interpretata considerando l'induzione magnetica costituita da due contributi: il primo è dovuto alle correnti di conduzione che circolano nelle spire costituenti il solenoide; mentre il secondo, deriva dal fatto che i materiali, a livello microscopico possono essere formati da atomi o molecole aventi un momento magnetico diverso da zero: questo si può verificare in quanto la materia contiene elettroni dotati di momento magnetico. Quindi per quantificare il valore del momento magnetico complessivo di un materiale si ricorre ad un vettore, indicato come \mathbf{M} , che sta per magnetizzazione, che è definito come il rapporto tra il momento magnetico totale del materiale (ottenuto sommando tutti i momenti magnetici dei suoi costituenti) ed il volume del materiale stesso; dato che il momento magnetico si misura in $\text{A}\cdot\text{m}^2$ ed il volume in m^3 , \mathbf{M} si misura in A/m , come il vettore \mathbf{H} . Quando siamo in presenza di un materiale magnetizzato, come ad esempio una calamita, si osserva che attorno (ed in realtà anche all'interno, anche se non ce ne accorgiamo) al materiale magnetizzato si sviluppa un campo magnetico (ad esempio, nel caso della calamita, è in grado di attirare oggetti di ferro); questo ci indica che la calamita, ed in generale i materiali magnetizzati, diventano

sorgenti di campo magnetico. Quindi queste due grandezze permettono di separare il valore del campo magnetico complessivamente presente in un punto, che è pari al valore di B , nella somma dei suoi due contributi: il contributo H , dato dalle sorgenti del campo magnetico ed il contributo M , dato dal materiale eventualmente presente nel punto in cui misuriamo.

Come detto precedentemente il nucleo del trasformatore presenta una relazione non lineare tra B ed H e per spiegare il suo comportamento si può prendere in relazione un materiale con una struttura ferromagnetica composta da più domini dove ciascun dominio presenta momenti magnetici allineati nella stessa direzione. Il processo di magnetizzazione è rappresentato nella figura sottostante in modo semplificato. Nella parte A viene mostrato un materiale ferromagnetico composto da quattro domini, i quali vengono disposti in modo tale che i momenti magnetizzanti si annullino a vicenda facendo sì che il materiale si trovi in uno stato smagnetizzato. I contorni del dominio non sono rigidi e se viene applicato un campo magnetico esterno sono in grado di muoversi, questo processo è rappresentato nella parte B dove al nostro dominio viene applicato un piccolo campo esterno H . Si nota che i contorni del dominio si muovono in base alla direzione del campo magnetico applicato e in base ai momenti dei singoli domini che compongono il dominio intero. Se ora aumentiamo il campo magnetico, i domini si muoveranno ancora di più come si può vedere nella parte C. Il comportamento ad elevati valori del campo applicato H è mostrato nella parte D, dove si può vedere che nei due domini rimanenti è presente una magnetizzazione nella direzione del campo esterno applicato H . Un ulteriore incremento del campo H , porta ad una rotazione della magnetizzazione del dominio, la quale avrà la medesima direzione del campo H , come riportato nella parte E della figura 2.3.

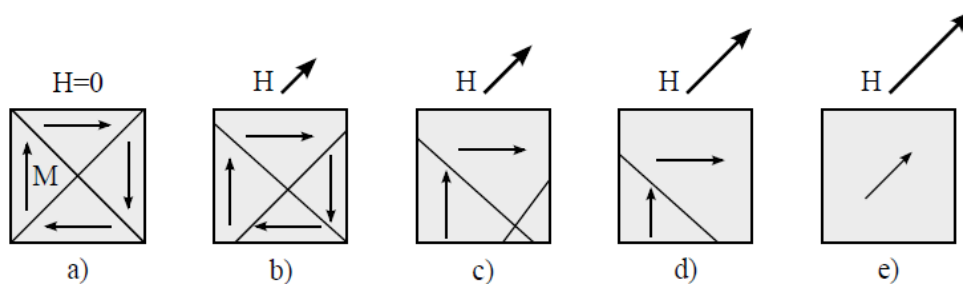


Figura 2.3: Comportamento dei domini magnetici.

Il materiale preso in esame è ideale, quindi non viene considerata la presenza di difetti, i quali andrebbero a limitare il movimento delle pareti dei vari domini e quindi andrebbero a complicare ulteriormente lo studio del comportamento del nostro materiale.

Nella figura 2.4 viene evidenziato come la presenza di difetti vada ad influenzare il movimento delle pareti dei vari domini che costituiscono il materiale in esame. Nella parte A è rappresentato un materiale composto da due domini nei quali sono presenti sei difetti rappresentati da dei cerchi. Come si può vedere nella parete tra i due domini sono presenti dei difetti, i quali impediscono il libero movimento della parete stessa. Se applichiamo un piccolo campo esterno H si ha una flessione della parete (parte B). Nonostante ciò, la parete rimane ancora connessa ai due difetti. Questo tipo di movimento è reversibile, ciò significa che se ad un certo istante viene rimosso il campo esterno H il dominio torna nella situazione in cui si trovava inizialmente. Se però viene ulteriormente

incrementato il campo esterno H , si ha un distacco del contorno dei domini dai due difetti, in questa situazione la parete potrà muoversi liberamente fino a quando essa non incontrerà altri difetti a cui aggrapparsi (figura C). Questo movimento è irreversibile, ciò significa che una volta tolto il campo esterno H , la parete del dominio non tornerà più nella sua posizione iniziale.

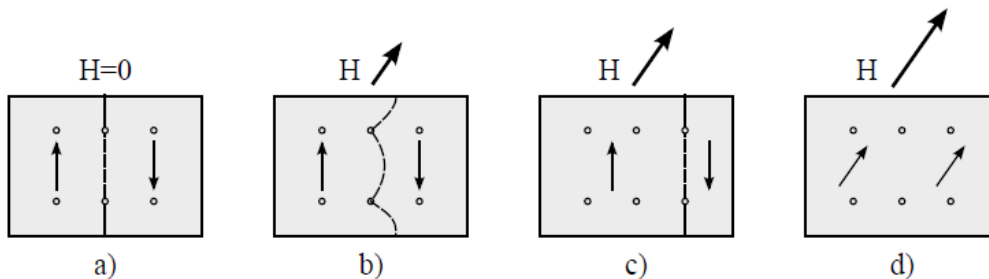


Figure 2.4: Movimenti reversibili e irreversibili.

I materiali ferromagnetici sono generalmente caratterizzati dalle seguenti curve:

- curva di prima magnetizzazione;
- ciclo d'isteresi.

La curva in blu scuro nella figura 2.5 rappresenta la curva di prima magnetizzazione che corrisponde alla situazione in cui ad un materiale inizialmente smagnetizzato viene applicato un campo magnetico. Quando ad un certo istante ad esso viene applicato un campo magnetico H con orientazione costante e modulo crescente, in questo materiale si avranno dei movimenti delle pareti del dominio reversibili, questa situazione corrisponde alla parte iniziale del grafico dove la curva cresce lentamente. Man mano che il campo esterno H viene aumentato i movimenti delle pareti diventeranno da reversibili a irreversibili fino ad arrivare alla zona di saturazione dove ad un grande aumento di H corrisponde un piccolo aumento di B .

Quindi per valori modesti di H la curva ha pendenza elevata e crescente, poco oltre il punto di permeabilità massima c'è il ginocchio della curva e per valori di H maggiori la curva riduce gradualmente la sua pendenza, tendendo a diventare rettilinea con pendenza $d\mu/dH=\mu_0$.

La pendenza massima della caratteristica di magnetizzazione di un materiale ferromagnetico risulta $10^3 \div 10^4$ volte la pendenza della caratteristica magnetica del vuoto. Questo significa che, per produrre uguali valori di induzione B , vengono richiesti valori del campo H (e quindi della corrente di eccitazione i) $10^3 \div 10^4$ volte più piccoli nel ferro di quelli necessari nell'aria. Come si può vedere la, curva, presenta il tipico andamento non lineare dovuto ai fenomeni di saturazione.

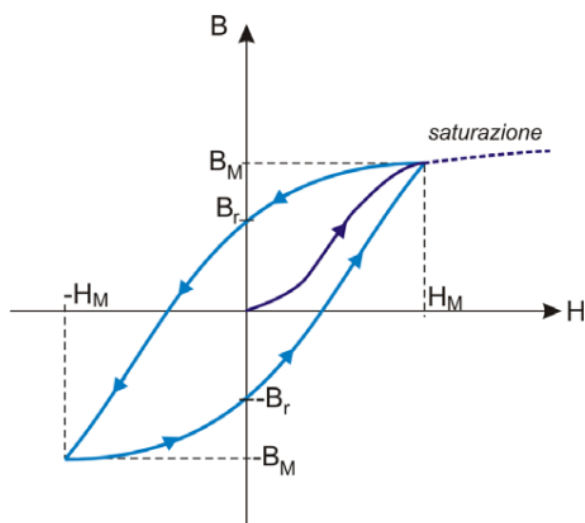


Figure 2.5: Curva di prima magnetizzazione e ciclo di isteresi.

Il ciclo d'isteresi rappresenta la variazione dell'induzione magnetica al variare del campo magnetico; infatti, il campo magnetico è prodotto da una corrente alternata e di conseguenza ne segue l'andamento nel tempo.

Nella parte azzurra del grafico viene rappresentato il ciclo d'isteresi, si può notare che il ciclo d'isteresi non è rappresentato da una curva ma bensì da una linea che raccoglie una certa superficie. Tale superficie rappresenta un'energia persa e pertanto più piccola è, più si riducono le perdite e, di conseguenza, contribuisce ad avere un rendimento migliore della macchina.

Ora, facendo riferimento al grafico, supponiamo che sia stato raggiunto il punto H_M e B_M , diminuendo con continuità il campo H dal valore massimo a zero, non si ripercorrerà più la caratteristica di prima magnetizzazione, questo a causa degli attriti nei moti di orientamento dei domini. Annullando il campo esterno H , rimarrà un orientamento residuo dei domini e quindi un valore di induzione detta induzione residua (B_r). Per annullare B si deve applicare al materiale un campo esterno negativo (cioè di verso opposto al precedente), denominato campo coercitivo, quindi, applicando un campo negativo H_c si ottiene la condizione in cui il valore dell'induzione B sia nuovamente pari a zero.

Aumentando ancora H si raggiungerà il valore $-H_M$ e l'induzione assumerà il valore $-B_M$, ora diminuendo H si ripeterà la situazione detta precedentemente in maniera ribaltata perché qui il campo magnetico applicato è negativo.

Quindi sottoponendo il materiale ad una magnetizzazione alternata si percorrerà un ciclo, detto ciclo di isteresi. Se il campo magnetico viene fatto variare ciclicamente tra valori estremi opposti (H_M, B_M) e ($-H_M, -B_M$), la curva H, B descriverà un ciclo d'isteresi simmetrico. Se invece il campo magnetico è fatto variare ciclicamente tra valori estremi non opposti, si realizzerà un ciclo d'isteresi dissimmetrico.

Come detto precedentemente l'area del ciclo d'isteresi assume il significato di energia per unità di volume perduta nel materiale per un ciclo completo di magnetizzazione. Tale dissipazione di energia è imputabile agli attriti connessi con il movimento delle pareti dei domini e assume un'espressione del tipo:

$$E_{ist} = k_{ist} \cdot B_M^n \quad (10)$$

dove k_{ist} ed n dipendono dal tipo di materiale.

I materiali ferromagnetici sono classificati in due famiglie, a seconda della forma del loro ciclo di isteresi:

- materiali magnetici dolci;
- materiali magnetici duri.

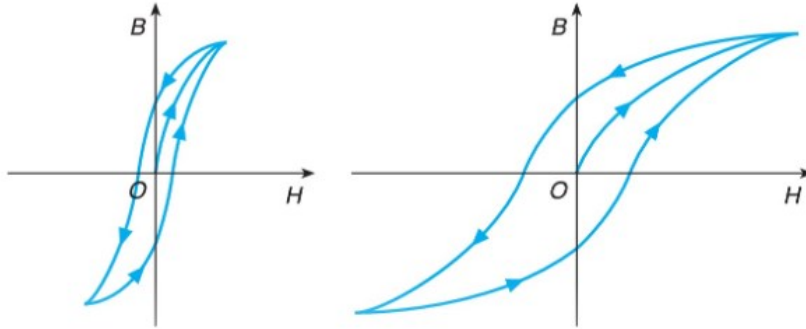
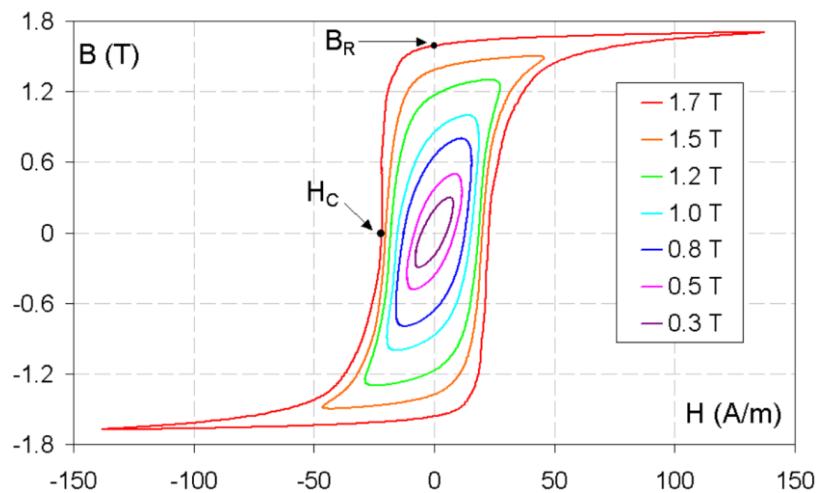


Figure 2.6: Ciclo di isteresi di un materiale dolce e di un materiale duro.

I materiali magnetici dolci sono caratterizzati da un ciclo di isteresi stretto e molto pendente (cioè con permeabilità molto elevata) e vengono utilizzati nella realizzazione dei nuclei magnetici delle macchine elettriche. I materiali magnetici duri sono invece caratterizzati da un ciclo di isteresi molto ampio con valori di induzione residua e campo coercitivo elevati e vengono utilizzati per la realizzazione di magneti permanenti. Vista la forma del loro ciclo di isteresi, questi materiali non possono essere eccitati con campi alternativi in quanto le perdite per isteresi sarebbero troppo elevate.

Nel grafico in figura 2.7 è riportato un esempio di una serie di cicli di isteresi alla frequenza di 50 Hz.



2.7: Cicli di isteresi magnetica a 50Hz.

2.3 PERDITE NEI NUCLEI MAGNETICI

Come detto nelle pagine precedenti nei nuclei magnetici delle macchine elettriche si hanno perdite di potenza attiva dette perdite nel ferro e sono date dalla somma di due contributi:

- perdite per isteresi magnetica;
- perdite per correnti parassite.

Entrambi i fenomeni sono legati alla variabilità nel tempo del flusso magnetico. Sono dette “perdite nel ferro” proprio perché i nuclei magnetici sono costituiti da leghe di ferro.

Perdite per isteresi magnetica

Come già visto, il fenomeno dell'isteresi magnetica si manifesta quando un nucleo di materiale ferromagnetico è sottoposto a magnetizzazione ciclica alternativa. Ciò si verifica, ad esempio, quando un nucleo di materiale ferromagnetico è sede di un flusso magnetico Φ variabile alternativamente nel tempo, in quanto prodotto da una corrente anch'essa variabile alternativamente nel tempo.

A causa del fenomeno dell'isteresi magnetica, l'energia fornita al nucleo durante la fase di magnetizzazione non viene interamente restituita durante quella di smagnetizzazione, ma, ad ogni ciclo, rimane immagazzinata nel nucleo magnetico una quantità di energia proporzionale all'area del ciclo stesso.

La potenza persa per isteresi (energia persa per unità di tempo) è proporzionale al numero di cicli d'isteresi descritti in un secondo e dipende dal:

- tipo di materiale; in base a cui varia la forma e la dimensione del ciclo;
- valore dell'induzione massima B_M , all'aumentare del quale il ciclo diventa più ampio;
- frequenza della corrente magnetizzante, il cui aumento determina un maggior numero di cicli descritti nell'unità di tempo.

La formula di Steinmetz:

$$P_{ist} = k_{ist} \cdot f \cdot B_M^n \quad (11)$$

permette di calcolare la perdita specifica per unità di volume [W/m^3] o per unità di massa [W/kg], a seconda di come viene espressa la costante k_{ist} , che dipende a sua volta dal tipo di materiale. Il coefficiente n è detto esponente di Steinmetz e assume valori diversi in base al valore di B_M , solitamente per $B_M < 1T$, n vale 1.6 mentre per $B_M > 1T$, n vale 2.

Perdite per correnti parassite

Le correnti indotte parassite nascono nei corpi conduttori quando:

- il corpo conduttore è investito da flusso magnetico variabile nel tempo;

- il corpo conduttore si muove in campi magnetici costanti.

Ciò accade come conseguenza della legge di Faraday relativa al fenomeno dell'induzione magnetica, la quale afferma che quando un circuito elettrico si concatena con un flusso magnetico variabile nel tempo, nel circuito elettrico nasce una forza elettromotrice indotta (f.e.m.):

$$e = - \frac{d\Psi}{dt} \quad (12)$$

dove Ψ è il flusso concatenato con N spire $\Psi = \Phi \cdot N$; mentre Φ è il flusso magnetico $\Phi = A \cdot B$ che varia o quando varia A , ovvero quando varia la corrente magnetizzante oppure quando varia B , ovvero quando la spira si muove o si deforma

Se questa f.e.m. indotta agisce in un circuito chiuso di resistenza R , nel circuito si ha la circolazione di una corrente indotta parassita pari al rapporto tra la f.e.m. indotta e la resistenza R , (e/R).

Consideriamo il caso in cui un nucleo in ferro massiccio è sede di un flusso magnetico Φ variabile nel tempo, in quanto prodotto da una corrente magnetizzante i , variabile anch'essa nel tempo che può essere ad esempio alternata sinusoidale. In un piccolo tronco di nucleo di altezza h e spessore δ sono presenti tanti percorsi chiusi (spire). Poiché il flusso concatenato con queste spire varia nel tempo, esse diventeranno sede di f.e.m. indotte e quindi di correnti indotte parassite i_p .

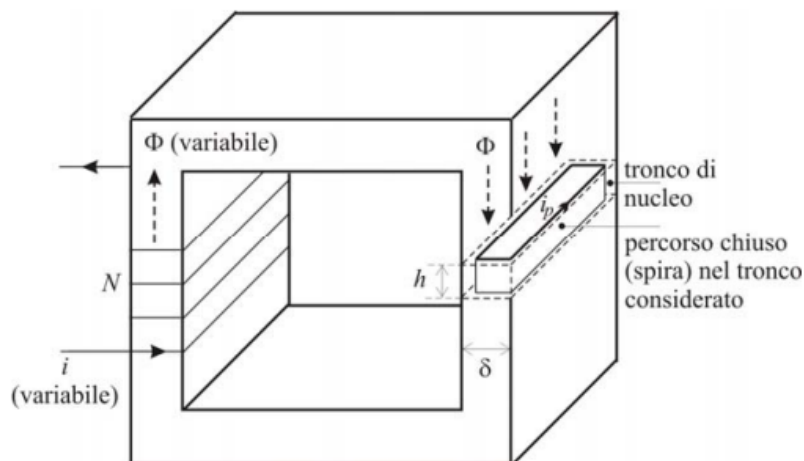


Figura 2.8: Rappresentazione grafica nucleo del trasformatore

Quindi nel tronco di nucleo considerato si hanno tante correnti indotte parassite. Queste correnti determinano una dissipazione di energia elettrica in calore nel materiale. Più alta è la resistività del materiale ρ , più piccola risulterà l'intensità delle correnti parassite e quindi minore sarà la dissipazione di energia elettrica in calore.

Le perdite per correnti parassite vengono calcolate attraverso la seguente formula:

$$P_{cp} = \frac{k'_{cp} \cdot \delta^2 \cdot f^2 \cdot B_M^2}{\rho} = k_{cp} \cdot f^2 \cdot B_M^2 \quad (13)$$

dove δ è lo spessore del nucleo. La seguente formula permette di calcolare la perdita specifica per unità di volume [W/m^3] o per unità di massa [W/kg], a seconda di come viene espressa la costante k'_{cp} , che dipende dal tipo di materiale.

Per diminuire gli effetti delle correnti parassite occorre aumentare la resistenza dei possibili percorsi che le correnti indotte trovano all'interno nel conduttore investito da flusso magnetico variabile nel tempo e ciò può essere fatto:

- suddividendo il nucleo massiccio in tante lamiere sottili, parallele alle linee di flusso e quindi diminuendo lo spessore δ ;
- aumentando la resistività dei materiali impiegati, ad esempio, utilizzando leghe ferro-silicio anziché ferro dolce: la resistività del ferro-silicio è quattro volte maggiore di quella del ferro dolce.

2.4 FUNZIONAMENTO A VUOTO

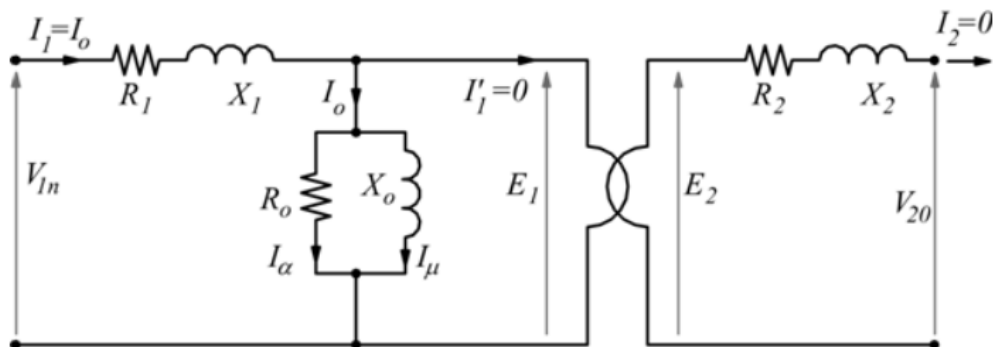


Figura 2.9: Circuito equivalente del trasformatore a vuoto.

Il trasformatore rappresentato nella figura 2.9 sta lavorando a vuoto, il che significa che si sta alimentando il primario del trasformatore alla tensione V_{1n} e ai capi del circuito secondario non è connesso nessun carico, la corrente erogata è nulla, e ovviamente nulla è anche la corrente di reazione al primario. In questa situazione però circola una piccola corrente definita come corrente a vuoto I_0 , sfasata di un angolo φ_0 rispetto la tensione E_1 . Questa corrente è composta da due componenti:

$$I_0 = I_\mu + I_\alpha \quad (14)$$

I_μ è sfasata di 90 gradi rispetto a E_1 e rappresenta la componente magnetizzante della corrente a vuoto, la quale è necessaria per magnetizzare il nucleo del trasformatore e

produrre quindi flusso, mentre, I_α è in fase con E_1 e ad essa corrisponde la potenza $E_1 I_\alpha$ che compensa le perdite per isteresi e per correnti parassite. Le due correnti possono anche essere scritte come:

$$\begin{aligned} I_\mu &= |I_0| \sin \varphi_0 \\ I_\alpha &= |I_0| \cos \varphi_0 \end{aligned} \quad (16)$$

2.5 NUCLEO DEL TRASFORMATORE

Il nucleo è il cuore del trasformatore e la sua qualità ha un ruolo importante nel valore delle prestazioni del trasformatore, questo perché i volt per spira, la corrente magnetizzante e le perdite nel ferro sono strettamente correlate al design, al tipo di materiale utilizzato e alla qualità costruttiva con cui viene realizzato il nucleo. Si cerca di costruire il nucleo in modo tale che crei un circuito magnetico chiuso avente traferro più piccolo possibile e minima riluttanza in modo tale da ridurre la corrente magnetizzante e di confinare il flusso entro un percorso che accoppia in modo stretto gli avvolgimenti.

Ovviamente si è alla continua ricerca per scoprire e utilizzare materiali ferromagnetici il più performanti possibile, di seguito vengono elencate le caratteristiche di cui si tiene conto durante la realizzazione e utilizzo di questi materiali:

- saturazione magnetica;
- coercitività;
- permeabilità magnetica;
- perdite energetiche;
- magnetostrizione;
- fornitura (forme, prodotto finito, semilavorati);
- disponibilità di mercato;
- costi.

La saturazione magnetica del materiale è il parametro principe incidente sulla densità di potenza della macchina: data una potenza in uscita, maggiore è la saturazione magnetica, minore sarà la quantità di materiale che costituirà il nucleo ferromagnetico della macchina. La coercitività, invece, determina l'isteresi del materiale, quindi il campo magnetico necessario ad avere un dato flusso nel nucleo. La magnetostrizione del materiale, influenza l'entità delle vibrazioni che si hanno nel nucleo ferromagnetico, le quali si traducono in rumore e oscillazioni: la tendenza generale è che la magnetostrizione sia più contenuta nel caso di materiali con una minore saturazione magnetica. La riduzione delle perdite di potenza nel materiale ferromagnetico, come indicato nelle pagine precedenti, è di fondamentale importanza per incrementare l'efficienza della macchina.

I primi costruttori di trasformatori realizzavano nuclei in ferro intero ma si resero subito conto di avere perdite per correnti parassite troppo elevate perciò, per ridurre le perdite, si passò subito alla produzione di nuclei in fasci di filo di ferro isolato. Progetti successivi

realizzavano il nucleo accatastando strati laminati sottili di acciaio detti lamierini. In questo caso ogni lamina è isolata dalle sue vicine con uno strato isolante sottile e l'effetto della laminazione è quello di confinare le correnti parassite dentro cammini molto ellittici che racchiudono poco flusso, riducendo così la loro intensità. Più le laminazioni sono sottili, più si riducono le perdite, ma ovviamente fare lamine sottili comporta un aumento in costo e difficoltà di produzione. Oltre alla costruzione del nucleo in lamierini un altro modo per ridurre ulteriormente sia le perdite per isteresi che per correnti parassite nei trasformatori è l'utilizzo del silicio nella produzione dei lamierini, ciò comporta due vantaggi:

- riduce l'ampiezza del ciclo di isteresi del materiale;
- aumenta la resistività elettrica ρ del materiale.

Oltre che ad avere dei vantaggi l'utilizzo del silicio per la realizzazione dei lamierini comporta anche degli svantaggi, infatti, il silicio rende il materiale molto fragile. Pertanto, la percentuale di silicio è limitata a un massimo del 5% per i trasformatori e a percentuali inferiori nelle macchine rotanti.

2.6 EVOLUZIONE MATERIALI FERROMAGNETICI

Lo scenario dei materiali ferromagnetici utilizzati per la realizzazione dei nuclei dei trasformatori è in continua evoluzione sin dagli studi sull'induzione elettromagnetica effettuati da Faraday. Il ferro rappresenta il capostipite di tale classe di materiali: la scelta fu naturale data l'elevata saturazione magnetica e permeabilità, associate ad una relativamente contenuta coercitività, come evidenziato nella tabella 2.1.

Successivamente, si scoprì che sottoponendo il ferro ad un trattamento termico di distensione, oltre ad un miglioramento in termini di proprietà meccaniche, si aveva una riduzione della coercitività, per via del rilascio delle tensioni interne al materiale.

| | |
|-------------|------------|
| B_{sat} | 2,15 T |
| H_c | 3 ÷ 12 A/m |
| μ_{max} | 280.000 |

Tabella 2.1: Proprietà magnetiche del ferro chimicamente puro.

Le eccellenti proprietà magnetiche del ferro, sono tuttavia correlate al grado di purezza: la presenza di impurezze, seppur in modestissime quantità, ne causa un drastico peggioramento, basti vedere la differenza di prestazioni che si hanno passando da un valore del 99,99% di purezza ad un valore di 99,9% (Figura 2.10).

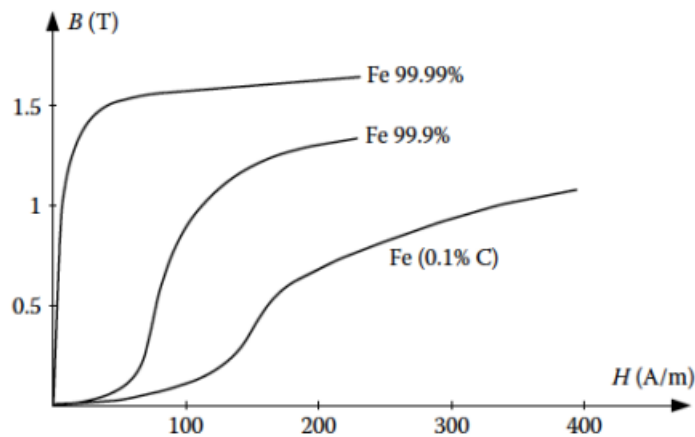


Figura 2.10: Effetto delle impurezze sulla caratteristica B-H del ferro.

Tali livelli di purezza sono particolarmente dispendiosi o, addirittura, ottenibili solo in laboratorio, pertanto, il ferro commercialmente puro avrà una più contenuta permeabilità magnetica $\mu_{max} = 10.000 - 20.000$ e maggiore coercitività $H_c = 20 - 100 \text{ A/m}$. In aggiunta a ciò, il ferro puro presenta modesta resistività ($\rho = 10 \mu\Omega \cdot \text{cm}$), il che si traduce in elevate perdite di potenza per correnti parassite.

Lamierini a grani non orientati

Un grande passo in avanti venne fatto quando vennero inventati i lamierini in leghe ferro-silicio a grani non orientati: aggiungendo silicio al ferro, in tenori fino al 3% in peso, si migliorarono sia la resistività elettrica che la permeabilità magnetica. Tramite lo sviluppo dei metodi di composizione e preparazione, e con la migliore comprensione del ruolo dei parametri strutturali sul comportamento delle perdite e della permeabilità, sono stati messi in commercio un'ampia gamma di acciai a grani non orientati con qualità variabile. I migliori in commercio presentano una concentrazione del 4% di (Si+Al), e con uno spessore di 0,35-0,50 mm, presentano una cifra di perdita $C_p = 2,10-2,30 \text{ W/kg}$ a 1,5 T e 50 Hz.

Le perdite nei materiali magnetici dovute a isteresi e a correnti parassite possono essere stimate attraverso le formule semi-empiriche già citate. Tuttavia, nella pratica, generalmente non sono noti i valori delle costanti k_{ist} e k_{cp} , perciò, i produttori di materiali magnetici forniscono un particolare valore di perdita specifica, determinato sperimentalmente, detto cifra di perdita.

La cifra di perdita [W/kg] è definita come la perdita specifica, per isteresi e per correnti parassite, che si ha quando un materiale è investito da un campo magnetico alternato sinusoidale a frequenza $f = 50 \text{ Hz}$ con induzione massima fissata B_M .

La cifra di perdita è generalmente riferita a lamiere nuove: nella valutazione delle perdite nel ferro si deve tenere conto di un loro aumento del 5÷10% per l'invecchiamento del materiale e per le lavorazioni meccaniche a cui i lamierini sono sottoposti durante le fasi di realizzazione dei nuclei magnetici.

Le leghe Fe-Si a grani non orientati sono preferibilmente impiegate nelle macchine rotanti di grande e media potenza data la più alta efficienza (>95%) richiesta per queste macchine, non solo per risparmiare energia, ma anche per evitare il surriscaldamento e ridurre la durata di vita della macchina stessa.

La norma di riferimento per questo tipo di materiali è la BS EN 10106, questa norma europea fa riferimento ai lamierini in acciaio a grani non orientati laminati a freddo, aventi spessori i cui valori nominali sono 0,35mm, 0,50mm, 0,65mm 1.00mm. Lo scopo di questa norma è andare a specificare i requisiti generali, le proprietà magnetiche, le caratteristiche geometriche e le tolleranze. Nella tabella 2.2 si possono andare a vedere le principali caratteristiche dei diversi materiali:

| Steel grade | | Nominal thickness mm | Maximum specific total loss at 50 Hz and at 1.5 T W/kg | Minimum magnetic polarization ^a T in an alternating magnetic field strength (A/m) | | | Maximum anisotropy of loss at 50 Hz and 1.5 T % | Minimum stacking factor ^b | Minimum number of bends | Conventional density ^c kg/dm ³ |
|-------------|--------------|-------------------------|---|---|-------|--------|--|--------------------------------------|-------------------------|---|
| Steel name | Steel number | | | 2 500 | 5 000 | 10 000 | | | | |
| M210-35A | 1.0802 | 0,35 | 2,10 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±17 | 0,95 | 2 | 7,60 |
| M235-35A | 1.0890 | | 2,35 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±17 | | 2 | 7,60 |
| M250-35A | 1.0800 | | 2,50 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±17 | | 2 | 7,60 |
| M270-35A | 1.0801 | | 2,70 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±17 | | 2 | 7,65 |
| M300-35A | 1.0803 | | 3,00 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±17 | | 3 | 7,65 |
| M330-35A | 1.0804 | | 3,30 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±17 | | 3 | 7,65 |
| M230-50A | 1.0837 | 0,50 | 2,30 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±17 | 0,96 | 2 | 7,60 |
| M250-50A | 1.0891 | | 2,50 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±17 | | 2 | 7,60 |
| M270-50A | 1.0806 | | 2,70 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±17 | | 2 | 7,60 |
| M290-50A | 1.0807 | | 2,90 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±17 | | 2 | 7,60 |
| M310-50A | 1.0808 | | 3,10 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±14 | | 3 | 7,65 |
| M330-50A | 1.0809 | | 3,30 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±14 | | 3 | 7,65 |
| M350-50A | 1.0810 | | 3,50 | 1,50 | 1,60 | 1,70 | ±12 | | 5 | 7,65 |
| M400-50A | 1.0811 | | 4,00 | 1,53 | 1,63 | 1,73 | ±12 | | 5 | 7,70 |
| M470-50A | 1.0812 | | 4,70 | 1,54 | 1,64 | 1,74 | ±10 | | 10 | 7,70 |
| M530-50A | 1.0813 | | 5,30 | 1,56 | 1,65 | 1,75 | ±10 | | 10 | 7,70 |
| M600-50A | 1.0814 | | 6,00 | 1,57 | 1,66 | 1,76 | ±10 | | 10 | 7,75 |
| M700-50A | 1.0815 | | 7,00 | 1,60 | 1,69 | 1,77 | ±10 | | 10 | 7,80 |
| M800-50A | 1.0816 | | 8,00 | 1,60 | 1,70 | 1,78 | ±10 | | 10 | 7,80 |

| Steel grade | | Nominal thickness mm | Maximum specific total loss at 50 Hz and at 1,5 T W/kg | Minimum magnetic polarization ^a T in an alternating magnetic field strength (A/m) | | | Maximum anisotropy of loss at 50 Hz and 1,5 T % | Minimum stacking factor ^b | Minimum number of bends | Conventional density ^c kg/dm ³ |
|-------------|--------------|-------------------------|---|---|-------|--------|--|--------------------------------------|-------------------------|---|
| Steel name | Steel number | | | 2 500 | 5 000 | 10 000 | | | | |
| M940-50A | 1.0817 | | 9,40 | 1,62 | 1,72 | 1,81 | ±8 | | 10 | 7,85 |
| M310-65A | 1.0892 | 0,65 | 3,10 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±15 | 0,97 | 2 | 7,60 |
| M330-65A | 1.0819 | | 3,30 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±15 | | 2 | 7,60 |
| M350-65A | 1.0820 | | 3,50 | 1,49 | 1,60 | 1,70 | ±14 | | 2 | 7,60 |
| M400-65A | 1.0821 | | 4,00 | 1,52 | 1,62 | 1,72 | ±14 | | 2 | 7,65 |
| M470-65A | 1.0823 | | 4,70 | 1,53 | 1,63 | 1,73 | ±12 | | 5 | 7,65 |
| M530-65A | 1.0824 | | 5,30 | 1,54 | 1,64 | 1,74 | ±12 | | 5 | 7,70 |
| M600-65A | 1.0825 | | 6,00 | 1,56 | 1,66 | 1,76 | ±10 | | 10 | 7,75 |
| M700-65A | 1.0826 | | 7,00 | 1,57 | 1,67 | 1,76 | ±10 | | 10 | 7,75 |
| M800-65A | 1.0827 | | 8,00 | 1,60 | 1,70 | 1,78 | ±10 | | 10 | 7,80 |
| M1000-65A | 1.0829 | | 10,00 | 1,61 | 1,71 | 1,80 | ±10 | | 10 | 7,80 |
| M600-100A | 1.0893 | 1,00 | 6,00 | 1,53 | 1,63 | 1,72 | ±10 | 0,98 | 2 | 7,60 |
| M700-100A | 1.0894 | | 7,00 | 1,54 | 1,64 | 1,73 | ±6 | | 3 | 7,65 |
| M800-100A | 1.0895 | | 8,00 | 1,56 | 1,66 | 1,75 | ±6 | | 5 | 7,70 |
| M1000-100A | 1.0896 | | 10,00 | 1,58 | 1,68 | 1,76 | ±6 | | 10 | 7,80 |
| M1300-100A | 1.0897 | | 13,00 | 1,60 | 1,70 | 1,78 | ±6 | | 10 | 7,80 |

^a It has been common practice for many years to give values of magnetic flux density. In fact the Epstein frame is used to determine magnetic polarization which is defined as:

$$J = B - \mu_0 H$$
where
 J peak magnetic polarization;
 B magnetic flux density;
 μ_0 magnetic constant: $4 \pi 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$;
 H magnetic field strength in accordance with IEC 60050-121.
NOTE The difference between B and J at 5 000 A/m is equal to 0,006 T.

^b The stated values are valid only for uncoated products. For coated products the values stated in Annex D, Table D.1 apply.

^c Other values of density may be agreed at the time of enquiry and order (see Annex C).

Tabella 2.2: Proprietà tecnologiche e magnetiche dei lamierini a grani non orientati.

Lamierini a grani orientati

Un ulteriore passo in avanti fu l'utilizzo di leghe ferro-silicio a grani orientati, in cui i cristalliti hanno il loro asse [001] prossimo alla direzione di laminazione (rolling direction, o RD), e il loro piano (110) quasi parallelo alla superficie di laminazione, come indicato in figura 2.11. Questa è detta struttura di Goss, dato che Goss fu il primo a sviluppare tale materiale.

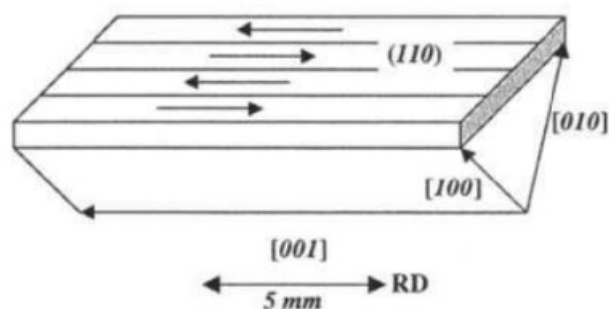


Figura 2.11: Domini nel lamierino Fe-Si GO ad elevata permeabilità.

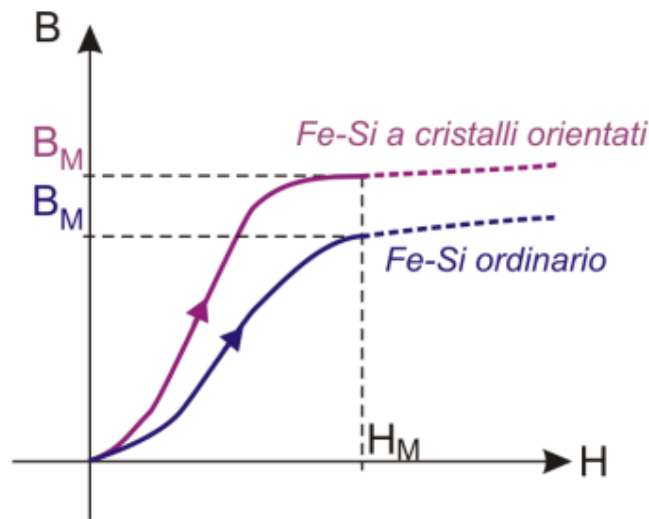
Questi lamierini mostrano anisotropia delle proprietà associata a un ulteriore aumento della permeabilità magnetica. Ancora oggi, gli acciai al silicio a grani orientati, impiegati per la realizzazione dei lamierini magnetici, rappresentano la più grande fetta del mercato dei materiali magnetici, per via della loro elevata saturazione magnetica, associata ad un costo relativamente contenuto, il che rappresenta un aspetto non trascurabile. A differenza dei lamierini a grani non orientati questi sono comunemente impiegati nella realizzazione di nuclei ferromagnetici per trasformatori.

Più recentemente sono stati introdotti degli acciai con tenore di silicio fino a circa al 6,5% per un ulteriore miglioramento della lega in termini di aumento della resistività, tuttavia, presentano delle perdite di potenza relativamente elevate alle più alte frequenze.

I lamierini a grani orientati sono suddivisi in due classi principali: leghe a grani orientati convenzionali (CGO) e leghe ad alta permeabilità (HGO). I materiali CGO pur avendo prestazioni inferiori agli HGO, ricoprono circa l'80% del mercato.

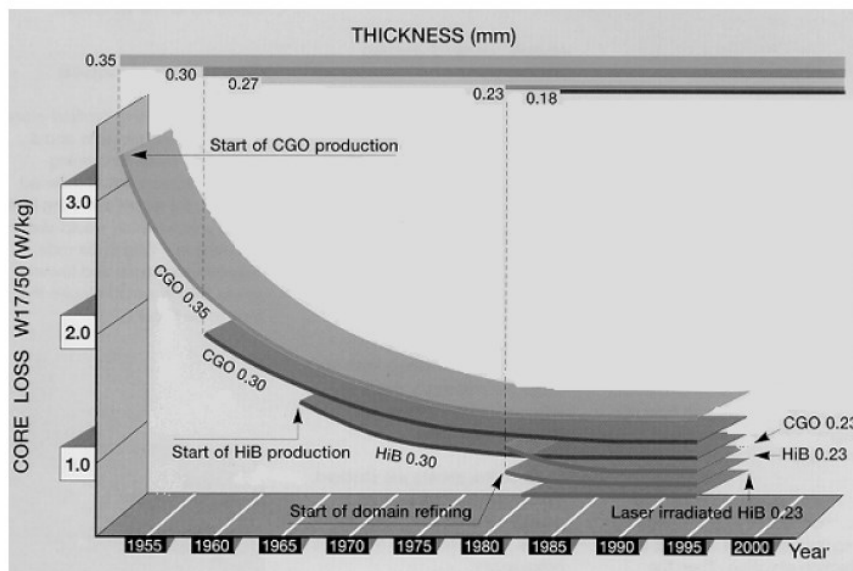
Un esempio di questa tipologia di lamierini è ottenuto da lamiere di alcuni millimetri di ferro silicio al 3% laminate a caldo. Queste lamiere vengono successivamente laminate a freddo e sottoposte, tra una laminazione e l'altra, ad opportuni trattamenti termici, fino a ottenere lamiere di spessore $\delta = 0,35$ mm. Con questo procedimento, i domini magnetici (cristalli) del materiale si "organizzano" in modo da presentare proprietà magnetiche decisamente migliori, se soggetti a flussi nella direzione della cristallizzazione. La cifra di perdita è $0,4 \div 0,5$ W/kg (con $B_{max} = 1$ T), quando le linee di flusso sono nella direzione della laminazione. Nella direzione ortogonale al senso di laminazione, le perdite specifiche sono circa tre volte superiori ($1,5 \div 2$ W/kg), ma comunque paragonabili a quelle dei lamierini ordinari in ferro silicio al $2 \div 2,5\%$. Quindi l'utilizzo di questi lamierini comportò un grande passo avanti per la realizzazione dei nuclei dei trasformatori.

Nei lamierini a cristalli orientati, rispetto a quelli ordinari, come già detto è più elevata la permeabilità magnetica e aumenta anche il valore massimo di induzione magnetica B che si può ottenere (valore corrispondente al "ginocchio" della curva di magnetizzazione $B-H$, prima di arrivare alla saturazione), sempre nel caso in cui la direzione della magnetizzazione sia quella della laminazione.



2.12: Curve di prima magnetizzazione di lamierini ordinari e lamierini a grani orientati.

Esistono diversi tipi di lamierini, ad esempio, lamierini a cristalli orientati laminati a caldo HRGO, lamierini a cristalli orientati laminati a freddo CRGO, lamierini a cristalli orientati ad alta permeabilità laminati a freddo Hi-B e lamierini a cristalli orientati incisi a laser. Nella figura 2.13 sono riportati i progressi fatti fino ad ora nel miglioramento delle caratteristiche dei lamierini prodotti negli ultimi decenni:



2.13: Progresso nella produzione di lamierini negli anni.

La norma di riferimento per i lamierini a grani orientati è la BS EN 10107, questa norma europea fa riferimento ai lamierini in acciaio a grani orientati, aventi spessori i cui valori nominali sono 0,23mm, 0,27mm, 0,30mm, 0,35mm. Lo scopo di questa norma è andare a specificare i requisiti generali, le proprietà magnetiche, le caratteristiche geometriche e le

tolleranze. Nella tabella 2.3 e 2.4 si possono andare a vedere le principali caratteristiche dei diversi materiali:

| Steel grade | | Nominal thickness mm | Maximum specific total loss [W/kg] at 50 Hz and | | Minimum magnetic polarization ^a for H = 800 A/m T | Minimum stacking factor |
|-------------|--------------|-------------------------|---|-------|--|-------------------------|
| Steel name | Steel number | | 1,5 T | 1,7 T | | |
| M110-23S | 1.0863 | 0,23 | 0,73 | 1,10 | 1,78 | 0,945 |
| M120-23S | 1.0864 | 0,23 | 0,77 | 1,20 | 1,78 | 0,945 |
| M127-23S | 1.0860 | 0,23 | 0,80 | 1,27 | 1,75 | 0,945 |
| M120-27S | 1.0868 | 0,27 | 0,80 | 1,20 | 1,78 | 0,950 |
| M130-27S | 1.0866 | 0,27 | 0,85 | 1,30 | 1,78 | 0,950 |
| M140-27S | 1.0865 | 0,27 | 0,89 | 1,40 | 1,75 | 0,950 |
| M120-30S | 1.9858 | 0,30 | 0,83 | 1,20 | 1,78 | 0,955 |
| M130-30S | 1.0859 | 0,30 | 0,85 | 1,30 | 1,78 | 0,955 |
| M140-30S | 1.0862 | 0,30 | 0,92 | 1,40 | 1,78 | 0,955 |
| M150-30S | 1.0861 | 0,30 | 0,97 | 1,50 | 1,75 | 0,955 |
| M135-35S | 1.9854 | 0,35 | 0,97 | 1,35 | 1,78 | 0,960 |
| M145-35S | 1.9855 | 0,35 | 1,03 | 1,45 | 1,78 | 0,960 |
| M155-35S | 1.9856 | 0,35 | 1,07 | 1,55 | 1,78 | 0,960 |
| M165-35S | 1.0856 | 0,35 | 1,11 | 1,65 | 1,75 | 0,960 |

^a It has been common practice for many years to give values of magnetic flux density. In fact the Epstein frame is used to determine magnetic polarization (intrinsic flux density) which is defined as:

$$J = B - \mu_0 H$$

where

- J is the magnetic polarization;
- B is the magnetic flux density;
- μ_0 is the magnetic constant: $4 \pi \times 10^{-7} \text{ H m}^{-1}$;
- H is the magnetic field strength.

NOTE The difference between B and J at 800 A/m amounts up to 0,001 T.

Tabella 2.3: Proprietà tecnologiche e magnetiche dei prodotti convenzionali.

| Steel grade | | Nominal thickness mm | Maximum specific total loss [W/kg] at 50 Hz and 1,7 T | Minimum magnetic polarization ^a for $H = 800$ A/m T | Minimum stacking factor |
|-----------------------|--------------|-------------------------|---|--|-------------------------|
| Steel name | Steel number | | | | |
| M85-23P ^b | 1.0822 | 0,23 | 0,85 | 1,88 | 0,945 |
| M90-23P ^b | 1.0835 | 0,23 | 0,90 | 1,88 | 0,945 |
| M95-23P | 1.0836 | 0,23 | 0,95 | 1,88 | 0,945 |
| M100-23P | 1.0879 | 0,23 | 1,00 | 1,85 | 0,945 |
| M90-27P ^b | 1.0838 | 0,27 | 0,90 | 1,88 | 0,950 |
| M95-27P ^b | 1.0839 | 0,27 | 0,95 | 1,88 | 0,950 |
| M100-27P | 1.9840 | 0,27 | 1,00 | 1,88 | 0,950 |
| M110-27P | 1.9841 | 0,27 | 1,10 | 1,88 | 0,950 |
| M100-30P ^b | 1.0852 | 0,30 | 1,00 | 1,88 | 0,955 |
| M105-30P | 1.0886 | 0,30 | 1,05 | 1,88 | 0,955 |
| M110-30P | 1.9887 | 0,30 | 1,10 | 1,88 | 0,955 |
| M115-35P | 1.0855 | 0,35 | 1,15 | 1,88 | 0,960 |
| M125-35P | 1.0854 | 0,35 | 1,25 | 1,88 | 0,960 |

^a It has been common practice for many years to give values of magnetic flux density. In fact the Epstein frame is used to determine magnetic polarization (intrinsic flux density) which is defined as:

$$J = B - \mu_0 H$$

where

- J magnetic polarization;
- B magnetic flux density;
- μ_0 magnetic constant: $4 \pi \cdot 10^{-7}$ H m⁻¹;
- H magnetic field strength;

NOTE The difference between B and J at 800 A/m amounts up to 0,001 T.

^b This grade may be delivered in the domain refined condition.

Tabella 2.4: Proprietà tecnologiche e magnetiche dei prodotti ad alta permeabilità.

Nelle figure 2.14 e 2.15 vengono confrontate le proprietà ferromagnetiche di due diversi tipi di lamierini, il primo è un lamierino ferro-silicio a grani non orientati mentre il secondo è un lamierino ferro-silicio a grani orientati:

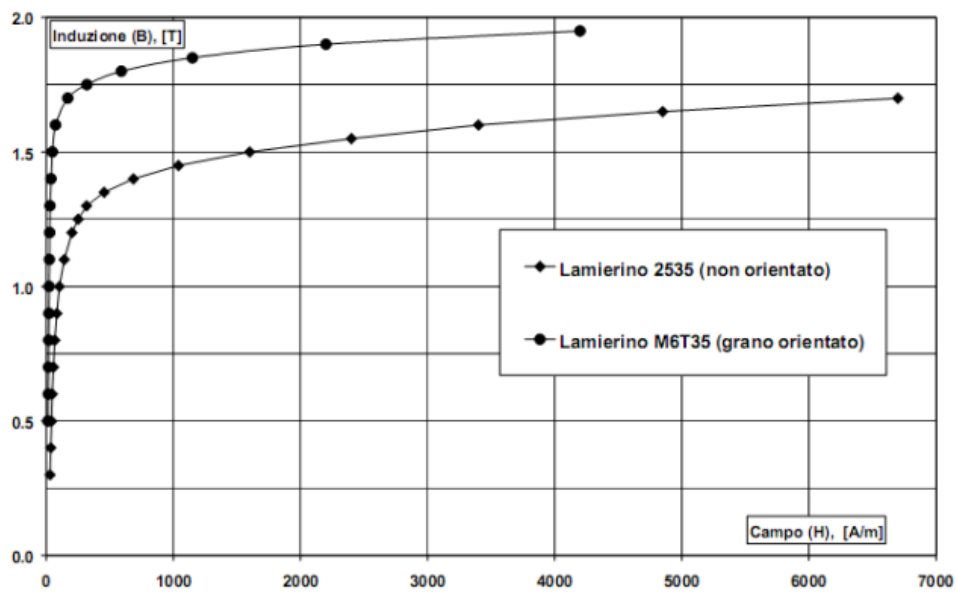


Figura 2.14: Caratteristica B-H a 50 Hz, confronto tra lamierino a grani non orientati e lamierino a grani orientati.

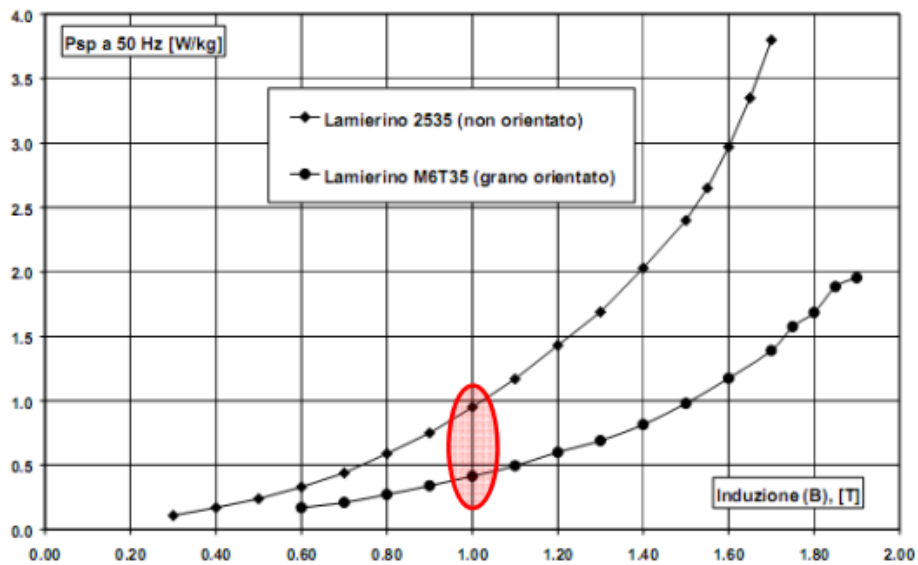


Figura 2.15: Perdite specifiche a 50 Hz, confronto tra lamierino a grani non orientati e lamierino a grani orientati.

Come si può vedere dalla figura 2.15 la cifra di perdita nei lamierini a grani orientati è inferiore, infatti, per $B=1$ T e $f=50$ Hz nel lamierino a grani orientati la cifra di perdita vale circa 1 W/kg mentre in quello a grani orientati vale circa 0.5 W/kg.

Quindi dove possibile si cerca di utilizzare lamierini a cristalli orientati in quanto presentano caratteristiche migliori rispetto agli altri. Al giorno d'oggi nella pratica, nella maggior parte dei casi i lamierini che vengono utilizzati sono:

- in ferro-silicio ordinari nelle macchine rotanti e nei trasformatori di piccola potenza;
- in ferro-silicio a cristalli orientati in quasi tutti i trasformatori.

Polveri sinterizzate

Negli ultimi anni si stanno realizzando nuclei per trasformatori utilizzando le polveri sinterizzate, essi sono detti nuclei a polvere, in quanto costituiti da particelle di polvere magnetica che presentano una dimensione di circa 100 μm e isolate individualmente. Nella produzione di questi tipi di nuclei, le polveri a base di ferro sono isolate con uno strato isolante inorganico e vengono mescolate con una piccola quantità di resina organica che funge da legante. La miscela viene quindi compattata e trattata termicamente. In questo caso, il trattamento termico deve essere eseguito a una temperatura che non distrugga lo strato isolante inorganico o la resina organica.

La scelta adeguata della polvere metallica viene fatta al fine di unire il maggior numero possibile delle seguenti caratteristiche contenendo il loro costo:

- basse perdite per isteresi;
- basse perdite per correnti parassite;
- alta permeabilità con basso campo magnetico;
- valore di saturazione elevato;
- assenza di effetti di invecchiamento;
- caratteristiche magnetiche uniformi.

2.7 TIPOLOGIE NUCLEI MAGNETICI TRASFORMATORI

Oltre a ridurre al minimo le perdite nel ferro, i criteri costruttivi dei nuclei dei trasformatori devono ridurre al minimo la corrente magnetizzante necessaria per ottenere il flusso magnetico desiderato, e per far ciò, data la seguente formula:

$$NI = \mathfrak{R}\Phi \quad (17)$$

occorre che la riluttanza del nucleo magnetico sia il più piccola possibile. Essendo la riluttanza uguale a:

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu S} \quad (18)$$

bisogna far in modo di:

- avere elevata permeabilità magnetica μ e quindi, come già visto nelle pagine precedenti, realizzare il nucleo dei trasformatori con materiali ferromagnetici;
- avere elevata sezione S normale alle linee di flusso;
- avere una ridotta lunghezza l delle linee di flusso
- ridurre al minimo la presenza di traferri (strati d'aria o di materiale isolante che interrompono, per ragioni costruttive, la continuità del nucleo ferromagnetico).

Per ridurre al minimo la presenza di traferri, si agisce attraverso opportune tecniche di assemblaggio dei nuclei magnetici.

Per quanto riguarda i trasformatori monofase, le forme costruttive dei nuclei possono essere a:

- colonne;
- mantello.



Figura 2.16: Trasformatori con nucleo a colonna (sinistra) e a mantello (destra).

Nel caso in cui si abbia un trasformatore monofase con nucleo a colonne (figura 2.17), metà delle spire di alta tensione e metà di quelle a bassa tensione sono avvolte attorno a ciascuna delle due colonne. Il flusso Φ prodotto dagli avvolgimenti percorre tutti i tratti del nucleo. Se i gioghi e le colonne hanno tutti la stessa sezione S , di conseguenza anche l'induzione magnetica $B = \Phi/S$ è uguale in tutti i tratti del nucleo.

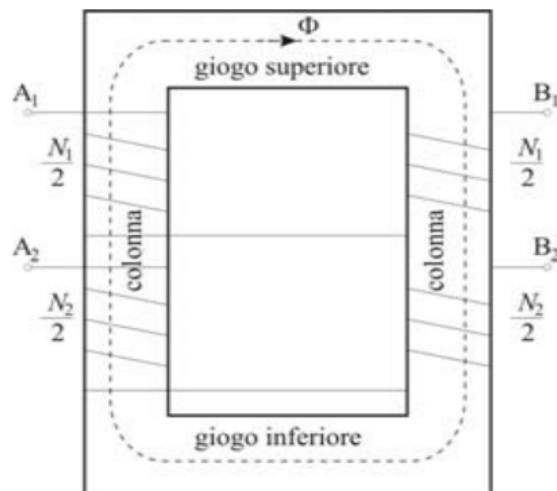


Figura 2.17: Schema trasformatore monofase con nucleo a colonna.

Invece nel trasformatore monofase con nucleo a mantello, si utilizza questo termine quando, in senso generale, il ferro ‘circonda’ il rame e non viceversa (figura 2.18), tutte le spire sono avvolte attorno alla colonna centrale. Il flusso Φ prodotto dagli avvolgimenti percorre la colonna centrale. I gioghi e le fiancate sono percorsi da un flusso pari a $\Phi/2$. Quindi per avere lo stesso valore di induzione magnetica $B=\Phi/S$ in tutti i tratti del nucleo, la sezione dei gioghi e delle fiancate dovrà essere la metà di quella della colonna centrale. In questo modo si riduce l’altezza dei gioghi e quindi l’altezza dell’intero trasformatore.

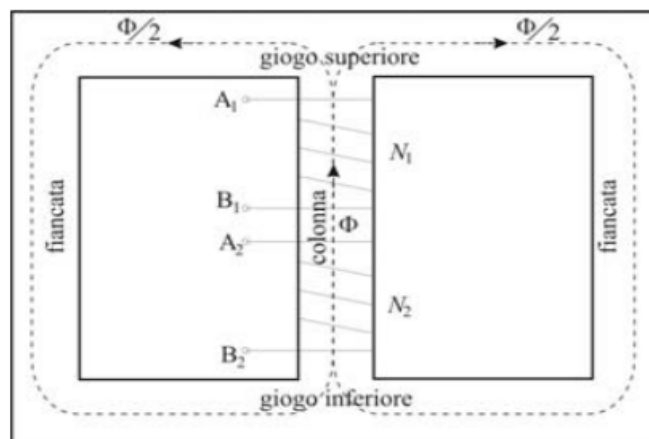


Figura 2.18: Schema trasformatore monofase con nucleo a mantello.

Nel caso in cui si considera un trasformatore trifase (figura 2.19), il nucleo magnetico più comune è a tre colonne: su ogni colonna vengono montati l’avvolgimento di bassa tensione e quello di alta tensione di una fase. Se le tensioni di alimentazione costituiscono una terna simmetrica, anche i flussi magnetici nelle colonne prodotti da ciascuna fase formano una terna simmetrica; sono variabili sinusoidalmente nel tempo, hanno lo stesso valore massimo e sono sfasati tra loro di 120° (la somma vettoriale dei tre flussi è sempre

nulla). Se colonne e gioghi hanno tutti la stessa sezione, l'andamento dell'induzione magnetica $B=\Phi/S$ sarà lo stesso in tutti i tratti del nucleo.

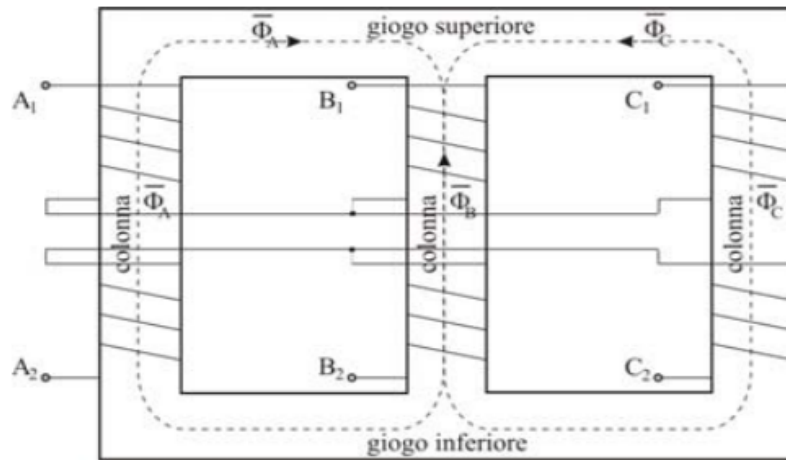


Figura 2.19: Schema trasformatore trifase con nucleo a tre colonne.

Nei trasformatori trifase a tre colonne, i flussi nelle tre colonne devono aver tutti ugual valore massimo. Tuttavia, mentre il percorso magnetico del flusso Φ_B è costituito dalla sola colonna centrale, il percorso magnetico dei flussi Φ_A e Φ_C comprende anche metà di ciascun giogo. Pertanto, la riluttanza del nucleo magnetico percorso dal flusso Φ_B sarà inferiore a quella dei nuclei percorsi dai flussi Φ_A e Φ_C e quindi sarà inferiore la corrente magnetizzante relativa alla colonna centrale. Tuttavia, questo squilibrio di correnti si manifesta solo nel funzionamento a vuoto, poiché nel funzionamento a carico le correnti magnetizzanti risultano trascurabili rispetto alle correnti primarie, e queste risultano equilibrate (o meno) a seconda che sia equilibrato (o squilibrato) il carico sulle tre fasi secondarie.



Figura 2.20: Trasformatori a secco isolati in resina 15 kV/400 V potenze 1,6 MVA e 2 MVA.

Per trasformatori trifase di elevata potenza si possono utilizzare nuclei a cinque colonne (figura 2.21), al fine di ridurre l'altezza dei gioghi e quindi l'altezza dell'intero trasformatore.

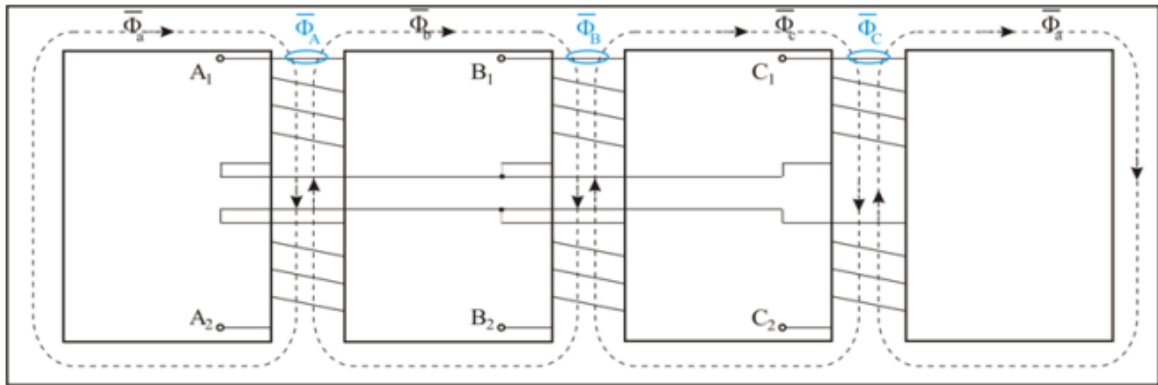


Figura 2.21: Schema trasformatore trifase con nucleo a cinque colonne.

In questo modo, una parte dei flussi prodotti da ciascuna fase si richiude anche attraverso le due colonne laterali. I flussi prodotti da ciascuna fase (Φ_A , Φ_B , Φ_C) possono essere visti come composti dai flussi che percorrono ciascun anello chiuso (Φ_a , Φ_b , Φ_c).

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{\Phi}_A = \bar{\Phi}_b - \bar{\Phi}_a \\ \bar{\Phi}_B = \bar{\Phi}_c - \bar{\Phi}_b \\ \bar{\Phi}_C = \bar{\Phi}_a - \bar{\Phi}_c \end{array} \right.$$

Il nucleo a cinque colonne può essere costruito in modo tale che i flussi Φ_a , Φ_b , Φ_c che percorrono gli anelli chiusi formano una stella simmetrica. Di conseguenza, questi flussi (Φ_a , Φ_b , Φ_c) risultano pari a $1/\sqrt{3}$ volte ($\cong 0,58$) i flussi prodotti da ciascuna fase (Φ_A , Φ_B , Φ_C). Quindi, anche le sezioni dei gioghi saranno pari al 58% della sezione delle colonne.



Figura 2.22: Immagini esemplificative di trasformatori trifase con nucleo a cinque colonne.

2.8 GIUNTI DEL NUCLEO

I nuclei magnetici dei trasformatori, come già detto, possono essere realizzati sovrapponendo vari strati di lamierini. La loro disposizione è diversa a seconda che si utilizzino:

- lamierini ordinari (materiale isotropo);
- lamierini a cristalli orientati (materiale anisotropo).

Nel caso in cui si utilizzino lamierini ordinari (materiale isotropo), si possono avere giunti affacciati e giunti intercalati:

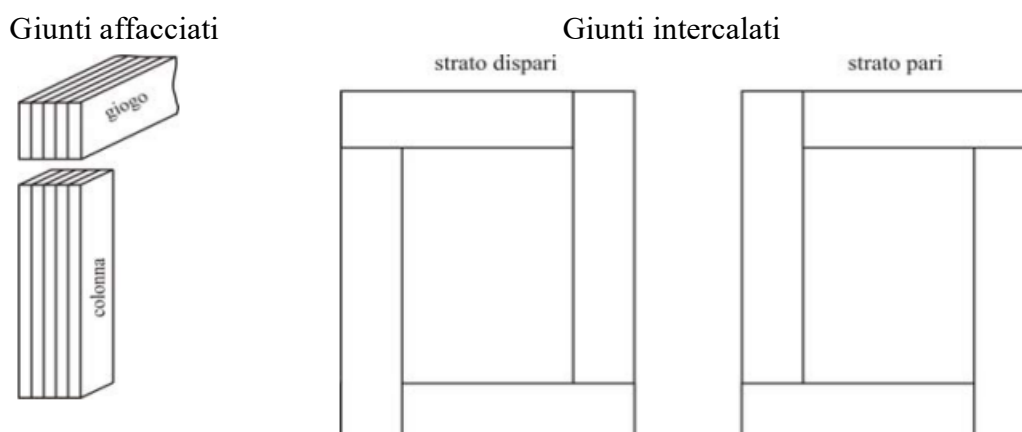


Figura 2.23: Rappresentazione giunti affacciati (sinistra) e giunti intercalati (destra).

I giunti affacciati si ottengono serrando tra loro due pacchi di lamierini distinti separati da uno strato isolante e presentano le seguenti caratteristiche:

- facilità di montaggio;
- serraggio più difficoltoso (necessitano di tiranti e legature);
- maggiore riluttanza;
- traferro equivalente di circa 0,1 mm per ciascun giunto.

I giunti intercalati si ottengono alternando vari strati di lamierini e presentano le seguenti caratteristiche:

- difficoltà e tempi maggiori nel montaggio;
- buona compattezza (attrito tra i lamierini) e quindi struttura meccanicamente robusta;
- minore riluttanza e quindi traferro equivalente di circa 0,03 mm per ciascun giunto;
- riducono la corrente magnetizzante del trasformatore e il ronzio causato dalle forze elettromagnetiche sui lamierini.

Per piccoli trasformatori monofase, si possono ottenere:

- nuclei a colonne a giunti affacciati con lamierini a “C”;
- nuclei a mantello a giunti intercalati con lamierini a “E” e a “I”.

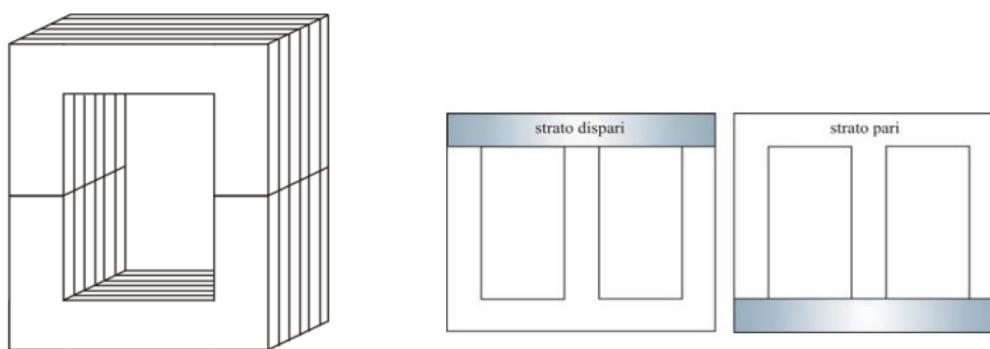


Figura 2.24: Nella figura a sinistra si ha la rappresentazione nucleo a colonne a giunti affacciati con lamierini a “C” mentre nella figura destra si ha la rappresentazione nucleo a mantello a giunti intercalati con lamierini a “E” e a “I”

Nel caso in cui si utilizzino lamierini a cristalli orientati (materiale anisotropo), sono da evitare i gioghi a 90° , perché aumenterebbero le perdite nel ferro, perciò, si possono avere

o giunti affacciati con angoli di 45° oppure giunti intercalati con angoli di 35° e 55° o con angoli di 45° con il metodo step-lap.

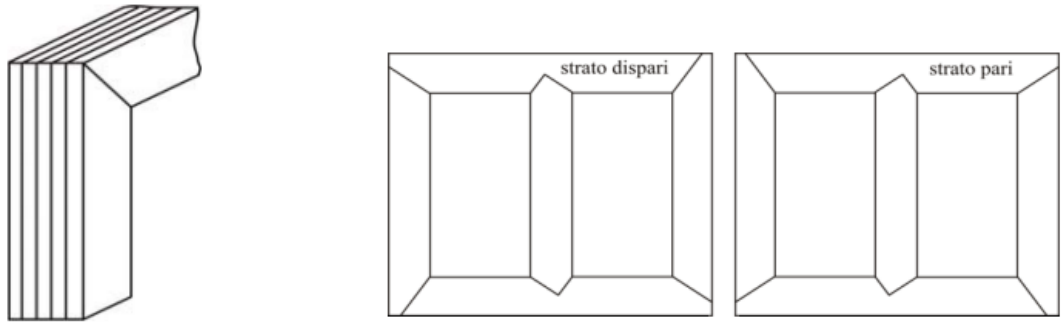


Figura 2.25: Nella figura a sinistra si ha la rappresentazione giunti affacciati con angoli di 45° mentre nella figura destra sono rappresentati giunti intercalati con angoli di 35° e 55° o con angoli di 45° con il metodo step-lap.

2.9 COLONNE DEL NUCLEO

Poiché anche le colonne sono ottenute tramite sovrapposizione di lamierini, si cerca di approssimare una circonferenza attraverso una struttura a gradini.

Per trasformatori di piccola potenza (fino a qualche kVA), la forma delle colonne è quadrata o rettangolare: i conduttori vengono avvolti attorno alle colonne, con l'interposizione di uno strato isolante e le bobine hanno la stessa forma delle colonne del nucleo. In questo modo, a parità di area, la lunghezza di ogni spira è la minima possibile e quindi risulta minima la resistenza ohmica dell'avvolgimento.

Per trasformatori di potenza più elevata, gli avvolgimenti sono di forma circolare:

- assicura una migliore resistenza agli sforzi elettrodinamici;
- riduce i costi di costruzione;
- semplifica i problemi di isolamento.

Perciò, si cerca di ottenere una sezione che approssima quella circolare anche per le sezioni delle colonne dei nuclei:

- sezione a croce per trasformatori di media potenza;
- sezione a gradini per trasformatori di elevata potenza.

Il problema consiste nel massimizzare la sezione della colonna, una volta fissato il numero di gradini e il diametro del cerchio circoscritto. Le dimensioni dei gradini delle colonne sono normalizzate rispetto al diametro D della corrispondente sezione circolare.

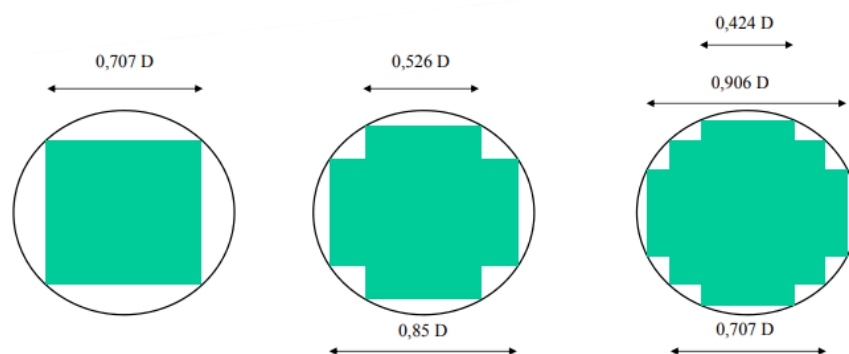


Figura 2.26: Esempi colonne a gradini.

Per elevate dimensioni delle colonne e dei gioghi, la costruzione del nucleo deve prevedere la presenza di canali di raffreddamento per la circolazione del fluido refrigerante, distanziando opportunamente i pacchi di lamierini. Questo provvedimento deve essere adottato quando la potenza del trasformatore supera certi valori (diverse centinaia di kVA per i trasformatori in aria, diverse migliaia di kVA per quelli in olio).

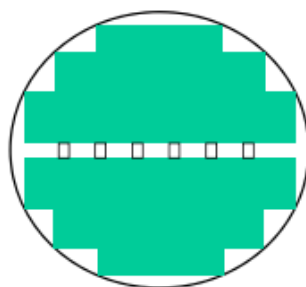


Figura 2.27: Nucleo con canali di raffreddamento.

2.10 SATURAZIONE DEL NUCLEO

Il problema della saturazione del nucleo è uno dei fattori primari che vanno a limitare le prestazioni dei trasformatori. Per trasformatori aventi nucleo ferromagnetico, bisogna essere consapevoli dei limiti di saturazione del nucleo. Si ricorda che i materiali ferromagnetici non supportano infinite densità di flusso magnetico e tendono a "saturare" a un certo livello, dettato dal tipo di materiale utilizzato, dalla struttura e dalle dimensioni del nucleo; il che significa che in condizioni di saturazione, ulteriori aumenti della forza del campo magnetico (f.m.m) non determinano aumenti proporzionali del flusso di campo. Una possibile causa che può portare alla saturazione del nucleo avviene quando l'avvolgimento primario di un trasformatore viene alimentato con una tensione superiore a quella nominale, in queste condizioni, il flusso nel nucleo può raggiungere livelli troppo elevati che portano alla saturazione durante i momenti di picco del ciclo sinusoidale. Un'altra causa di anormale saturazione del nucleo del trasformatore è il funzionamento a frequenze inferiori al normale. Ad esempio, se un trasformatore di potenza progettato per funzionare a 60 Hz è costretto a operare a 50 Hz, il flusso deve raggiungere livelli di picco

maggiori rispetto a prima per produrre la stessa tensione necessaria per bilanciare la tensione di origine.

Un'altra causa della saturazione del trasformatore è la presenza di corrente continua. Qualsiasi quantità di tensione continua calata attraverso l'avvolgimento primario di un trasformatore causerà un ulteriore flusso magnetico nel nucleo. Questo flusso aggiuntivo detto "bias" o "offset" spingerà la forma d'onda del flusso alternato più vicino alla saturazione in un mezzo ciclo rispetto all'altro.

Per la maggior parte dei trasformatori, la saturazione del nucleo è un effetto molto indesiderabile, e può essere evitata attraverso un buon design: ingegnerizzare gli avvolgimenti e l'anima in modo che le densità di flusso magnetico rimangano ben al di sotto dei livelli di saturazione. Ciò assicura che la relazione tra f.m.m. e flusso, sia più lineare durante tutto il ciclo di flusso, il che è buono perché rende meno distorta la forma d'onda della corrente di magnetizzazione.

3. EFFETTI DELLA CORRENTE CONTINUA

3.1 ANALISI DEGLI EFFETTI DELLA COMPONENTE CONTINUA DI CORRENTE NEL TRASFORMATORE

In base al livello e alla durata dell'iniezione di corrente continua nel trasformatore, si possono avere diverse conseguenze ed effetti nel suo circuito magnetico; uno di questi è la saturazione del nucleo ogni mezzo ciclo. Il nucleo sarà saturo durante ogni mezzo ciclo nel quale la corrente continua che attraversa il trasformatore avrà lo stesso verso della corrente magnetizzante, quindi, in uno dei due semi-cicli la componente di flusso aggiuntiva DC andrà a sommarsi alla componente di flusso AC mentre nell'altro semi-ciclo andrà a sottrarsi alla componente di flusso AC.

Quindi questo flusso aggiuntivo DC modificherà la forma d'onda del flusso sinusoidale AC che non sarà più simmetrica ma asimmetrica; di conseguenza nella semionda in cui il valore di picco del flusso è più elevato il trasformatore potrà trovarsi a operare in condizioni di saturazione. Pertanto, si dice che il materiale sperimenti la saturazione ogni mezzo ciclo. Tanto più elevato è il valore della componente continua tanto più facile sarà raggiungere le condizioni di saturazione. Nella figura 3.1 è rappresentato come varia l'andamento del flusso aggiungendo una componente continua DC.

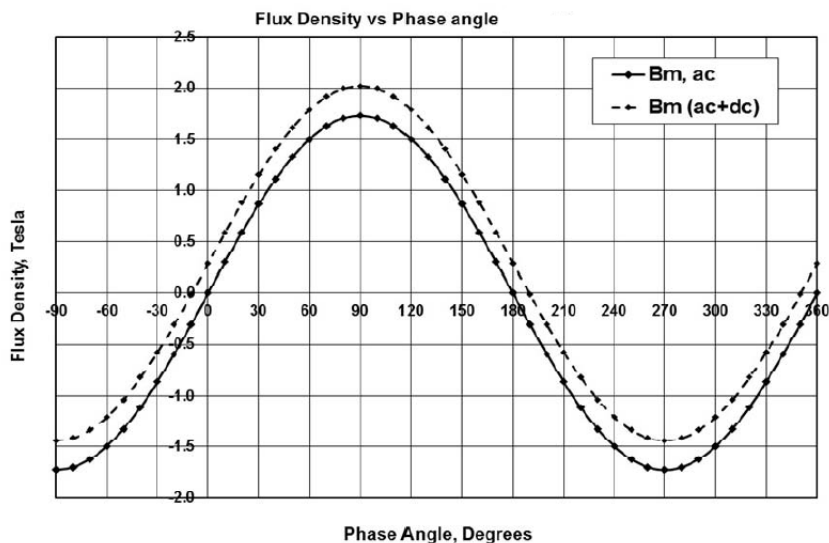


Figura 3.1: Variazione della densità di flusso in seguito all'aggiunta di una componente continua di corrente.

Ora si andrà ad analizzare quanto illustrato nella figura 3.2 che mette in relazione la densità di flusso B con la corrente I (questa curva equivale alla curva che mette in relazione la densità di flusso B con il campo magnetico H , in quanto il campo magnetico e la corrente sono proporzionali tra loro).

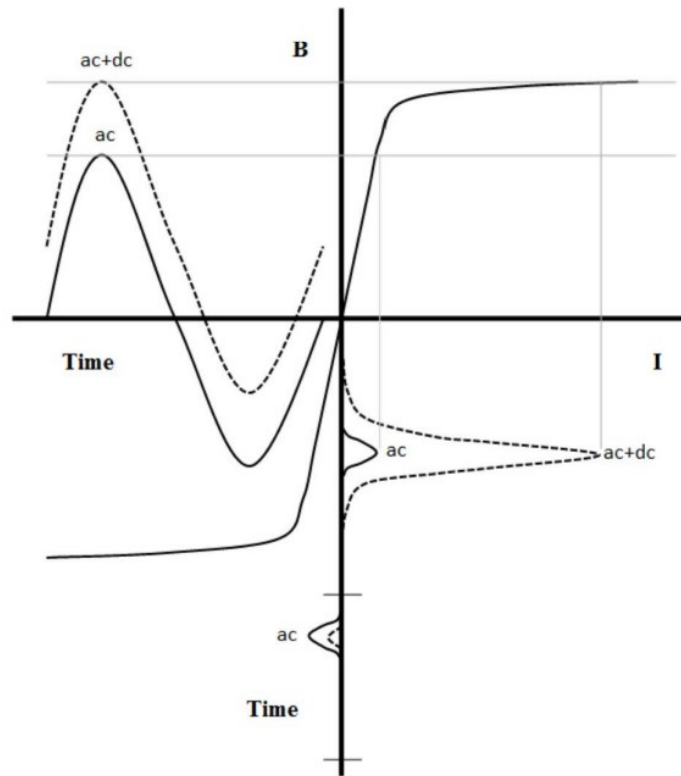


Figura 3.2: Variazione della corrente magnetizzante al variare dell'induzione.

Inizialmente si ipotizza di essere in una situazione in cui nel nucleo del trasformatore sia presente solo un'induzione sinusoidale AC avente un certo valore massimo detto B_{AC} e un certo valore medio detto B_m che in questo caso è pari a zero (induzione simmetrica); successivamente il trasformatore si troverà in una situazione in cui sarà presente la stessa induzione sinusoidale AC alla quale sarà aggiunta una componente continua DC (nel caso in esempio la componente continua è positiva). Con l'aggiunta della componente continua DC, si avrà un cambiamento della curva rispetto alla situazione iniziale, perciò, si otterrà una curva AC+DC che avrà un certo valore massimo B_{AC+DC} che risulterà maggiore al B_{AC} iniziale perché il nuovo valore massimo B_{AC+DC} sarà uguale $B_{AC+DC} = B_{AC} + \Delta B$ e ovviamente si avrà un certo B_m che in questo caso sarà diverso da zero (induzione asimmetrica).

Se ora si va ad analizzare quello che accade nella curva B-I, ipotizzando di lavorare nella zona vicino al ginocchio della curva; si vedrà che nel caso di induzione sinusoidale, al massimo di B_{AC} corrisponderà un certo punto della curva a cui a sua volta corrisponderà un determinato valore di picco della corrente magnetizzante. Nel secondo caso invece, dove si ha un'induzione sinusoidale con l'aggiunta di una componente continua si nota che a causa dell'aumento del picco di B, ci si troverà in un altro punto della curva B-I a cui corrisponderà sia un valore di picco della corrente magnetizzante molto più elevato, sia una maggiore distorsione della sua forma d'onda che comporterà un aumento del contenuto armonico andando quindi a comportare una serie di problemi nel funzionamento del trasformatore. Tutto ciò accade perché, essendo che si lavora vicino al ginocchio della curva, a causa dell'aumento di B ci si è trovati a lavorare nella zona di

saturazione della curva dove nella quale per esempio, ad un incremento del 20% del valore di massimo di B può corrispondere un aumento del 70% del valore di picco della corrente magnetizzante. Nella figura 3.3 sono illustrate tre diverse curve rappresentative un impulso della corrente magnetizzante e si può vedere come all'aumentare della componente DC iniettata aumenti il picco dell'impulso della corrente magnetizzante.

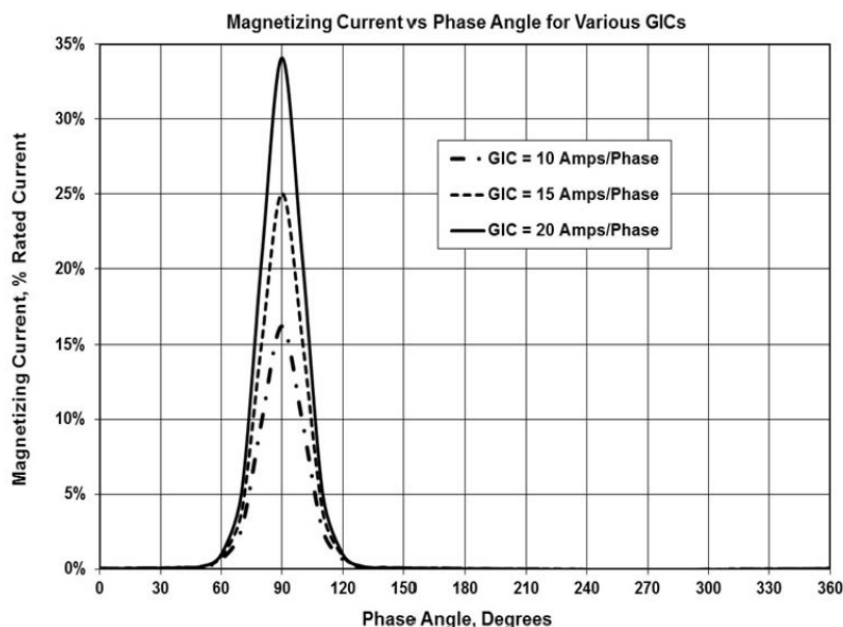


Figura 3.3: Impulso della corrente magnetizzante al variare del valore della corrente continua iniettata.

3.2 CONSEGUENZE DOVUTE ALLA PRESENZA DI UN DC BIAS

Questa componente di corrente continua a seconda del suo valore e della sua durata può provocare una serie di effetti negativi che dipendono, come già detto nelle pagine precedenti anche dalle caratteristiche costruttive del trasformatore. I principali effetti che si possono verificare verranno ora riportati senza però prendere in considerazione le possibili diverse caratteristiche costruttive dei trasformatori e le relative conseguenze che possono essere dovute a ciò.

I principali effetti negativi sono:

- saturazione del nucleo del trasformatore ogni mezzo ciclo con conseguente incremento del contenuto armonico della corrente magnetizzante;
- incremento della corrente magnetizzante e della potenza reattiva assorbita;
- surriscaldamento del trasformatore dovuto alle armoniche di corrente;
- aumento delle vibrazioni e del rumore acustico emesso;
- aumento della corrosione;
- incremento del magnetismo residuo.

Saturazione del nucleo del trasformatore e generazione di armoniche

Uno dei principali effetti che si ha su un trasformatore, quando sottoposto alla presenza di una componente continua, è la tendenza alla saturazione del nucleo ogni mezzo ciclo. Durante l'intervallo di un semi-ciclo saturo ci si aspetta di avere sia un elevato incremento del valore di picco della corrente magnetizzante sia una distorsione della sua forma d'onda che porteranno ad avere una forma d'onda non lineare della corrente e quindi contenente un'elevata quantità di armoniche sia pari che dispari. A causa di questa componente continua i trasformatori diventano una fonte di generazione di armoniche e come noto, la presenza di armoniche influisce negativamente sulla rete diminuendo la power quality e portando quindi ad una diminuzione delle prestazioni dei carichi collegati alla rete stessa.

Incremento della corrente magnetizzante e della potenza reattiva assorbita

Un altro effetto che può derivare dalla saturazione del nucleo è l'incremento della potenza reattiva assorbita, questo è dovuto al fatto che la saturazione del nucleo comporta un aumento della corrente magnetizzante che fondamentalemente è una corrente induttiva e quindi porta ad un incremento della potenza reattiva assorbita. L'aumento di questa corrente induttiva comporterà quindi ad un incremento delle perdite nella reattanza di magnetizzazione. Quindi se la saturazione è elevata si avrà un incremento elevato della potenza reattiva assorbita che porterà ad una diminuzione del fattore di potenza. Questo effetto è molto indesiderato perché porta ad un incremento delle perdite nel trasformatore.

Surriscaldamento degli avvolgimenti del trasformatore

Un altro effetto che deriva dalla presenza di una componente continua di corrente è il surriscaldamento degli avvolgimenti del trasformatore. Il surriscaldamento degli avvolgimenti si manifesta a causa dell'incremento della distorsione armonica della corrente magnetizzante e dell'effetto pelle. Come già detto quando il circuito magnetico del trasformatore lavora in saturazione vengono generate extra-armoniche. Queste armoniche ad alta frequenza trovano una resistenza elevata a causa dell'effetto pelle e vanno quindi ad incrementare le perdite per effetto Joule RI^2 . Un'altra causa che provoca il surriscaldamento del trasformatore è la presenza di correnti parassite. Questo effetto si verifica principalmente nei trasformatori in cui le correnti che circolano negli avvolgimenti sono particolarmente elevate. Ciò è dovuto alla variazione dell'ampiezza e della direzione del flusso di dispersione durante il mezzo ciclo di saturazione. Si dice che questo fenomeno causi un aumento della componente di flusso perpendicolare alla dimensione maggiore dei fili dell'avvolgimento. Quando un trasformatore entra in saturazione, il flusso si racchiude in percorsi esterni al nucleo e questo spesso provoca il surriscaldamento di componenti all'interno del trasformatore come bulloni, staffe e persino il contenitore del trasformatore stesso. Per i trasformatori isolati in olio in caso di surriscaldamento bisogna far attenzione ai livelli dei gas monossido di carbonio e anidride carbonica in quanto se superano un certo valore limite provocano l'intervento dei dispositivi di protezione come, ad esempio, il relè di Buchholz che se attivato, andrebbe a mettere il trasformatore fuori servizio.

Emissione di rumore acustico e vibrazioni

Un trasformatore che lavora in saturazione a causa della presenza di una componente continua di corrente avrà una maggiore emissione di rumori acustici e un aumento delle

sue vibrazioni. L'emissione di questo rumore è causata da diversi motivi. Uno di questi è dovuto alle cosiddette forze di Lorentz che sono forze meccaniche presenti tra i lamierini del nucleo del trasformatore che causano un tintinnio e quindi rumore. Un'altra causa di rumore deriva dalla rotazione dei domini magnetici, questa forma di rumore diventa di un problema quando il circuito magnetico va in saturazione e quindi la magnetostriazione nei lamierini (fenomeno fisico che consiste nella variazione di lunghezza di un materiale) raggiunge valori elevati producendo rumore.

Effetti corrosivi

Un altro effetto che ha la presenza di una componente di corrente continua è l'accelerazione degli effetti corrosivi nel trasformatore, infatti, l'iniezione di una corrente continua può provocare correnti di terra che possono corrodere rapidamente le apparecchiature che costituiscono il trasformatore stesso.

Incremento del magnetismo residuo

Se il trasformatore è sottoposto a una componente di corrente continua, essa può andare ad incrementare il valore della magnetizzazione residua. Questo accade e crea problemi principalmente nei trasformatori contenuti in una cassa perché nel caso in cui la distanza tra la cassa e il nucleo del trasformatore sia piccola è probabile che il magnetismo residuo vada ad influenzare le correnti di magnetizzazione e la caratteristica d'isteresi.

4. SORGENTI DI COMPONENTE CONTINUA DI CORRENTE

I trasformatori sono progettati per funzionare in condizioni in cui la tensione e la corrente in ingresso sono sinusoidali. Al giorno d'oggi però sono presenti una serie di sorgenti che possono provocare l'iniezione di corrente continua all'interno di essi creando una serie di conseguenze appena trattate. Le principali sorgenti che verranno ora elencate e analizzate sono:

- inverter presenti negli impianti fotovoltaici;
- correnti indotte geo magneticamente (GICs);
- carichi non lineari, come ad esempio alimentatori per personal computer e dispositivi per il controllo della velocità dei motori (driver).

4.1 INVERTER PRESENTI NEGLI IMPIANTI FOTOVOLTAICI

Negli ultimi anni si sta facendo sempre più attenzione al problema del riscaldamento globale e all'inquinamento del nostro pianeta; perciò, si stanno cercando varie soluzioni al fine di produrre energia elettrica in modo pulito senza l'impiego di combustibili fossili che come noto, producono alti livelli di anidride carbonica che va a creare una serie di problemi per la nostra salute e la salute del pianeta stesso. Per questo motivo si cerca di produrre energia elettrica attraverso le fonti rinnovabili in particolare utilizzando i pannelli fotovoltaici che producono energia elettrica sfruttando la radiazione solare.

L'oggetto di interesse in questa tesi è il fatto che gli impianti fotovoltaici possono essere anch'essi la causa dell'iniezione di una componente di corrente continua nei trasformatori.

Lo schema generale con il quale viene realizzato un impianto fotovoltaico è riportato nella figura 3.5:

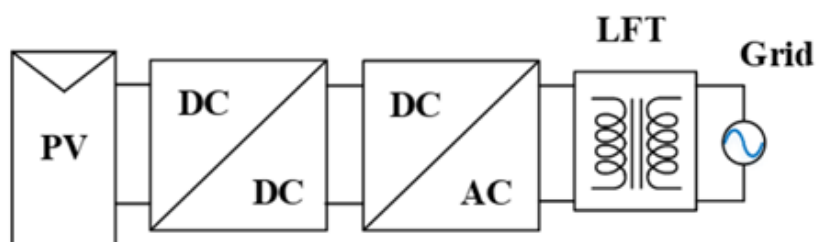


Figura 4.1: Schema impianto fotovoltaico.

come si può vedere nello schema è presente un convertitore DC/DC che serve per stabilizzare e scegliere il valore delle grandezze che devono essere fornite in ingresso ad un inverter, il quale le convertirà in grandezze sinusoidali a 50 Hz che andranno successivamente in ingresso ad un trasformatore, il quale adatterà i loro valori così da poter infine essere immesse in rete. Quindi in questi impianti è necessario utilizzare un convertitore elettronico DC/AC detto inverter dove le varie tipologie ed il tipo di controllo verranno ora brevemente elencate e spiegate.

4.1.1 TIPOLOGIE E TECNICHE DI CONTROLLO DEGLI INVERTER

Come noto un inverter, è un dispositivo elettronico in grado di convertire una corrente continua in ingresso in una corrente alternata in uscita e di variarne i parametri di ampiezza e frequenza. Inizialmente gli inverter venivano utilizzati prevalentemente in sistemi non connessi alla rete elettrica ma con lo sviluppo delle fonti di energia rinnovabile, sempre più inverter vengono connessi alla rete elettrica permettendo così che l'energia prodotta dalle rinnovabili venga immessa nella rete stessa.

Ci sono varie tipologie di inverter, ciascuna delle quali, presenta i propri vantaggi e svantaggi. La scelta del tipo di inverter da utilizzare viene fatta sulla base della potenza richiesta, sull'efficienza di conversione e sul valore limite della distorsione della grandezza di uscita. Se all'ingresso dell'inverter viene applicata una sorgente di tensione continua esso viene definito inverter a tensione impressa VSI (Voltage Source Inverter) se invece, all'ingresso si applica una sorgente di corrente continua esso viene definito inverter a corrente impressa CSI (Current Source Inverter).

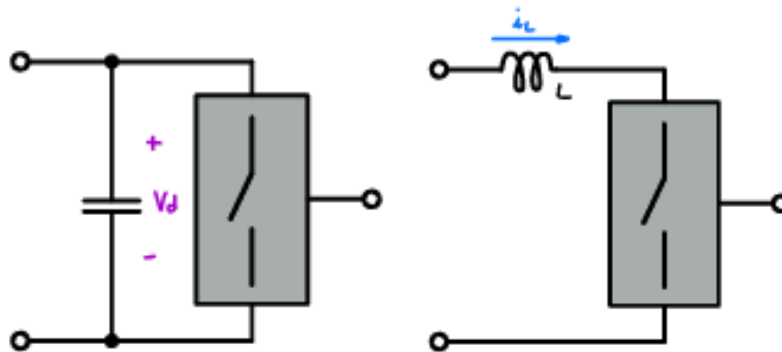


Figura 4.2: Inverter a tensione e a corrente impressa.

Gli inverter a tensione impressa possono essere inoltre suddivisi in tre categorie elencate qui sotto:

1. Inverter con modulazione a larghezza di impulso, in questi inverter, l'ampiezza della tensione continua d'ingresso è essenzialmente costante e l'inverter va a controllare l'ampiezza e la frequenza della tensione d'uscita. Questo è ottenuto mediante una modulazione PWM degli interruttori dell'inverter. Esistono diversi schemi per modulare la larghezza dell'impulso che comanda gli interruttori, tutti con lo scopo di far sì che la forma d'onda della tensione d'uscita alternata sia il più possibile simile ad un'onda sinusoidale.
2. Inverter a onda quadra, qui si controlla la tensione continua d'ingresso per controllare l'ampiezza di quella alternata d'uscita, e quindi l'inverter deve controllare solo la frequenza della tensione d'uscita.
3. Inverter monofase con cancellazione della tensione, in questo caso è possibile controllare sia l'ampiezza che la frequenza della tensione d'uscita, anche se la tensione d'ingresso è continua costante e gli interruttori non vengono comandati con impulsi modulanti (e quindi la forma d'onda d'uscita è simile ad un'onda quadra). Questi inverter pertanto riuniscono le caratteristiche dei due precedenti.

Consideriamo di avere un inverter monofase rappresentato dal seguente circuito:

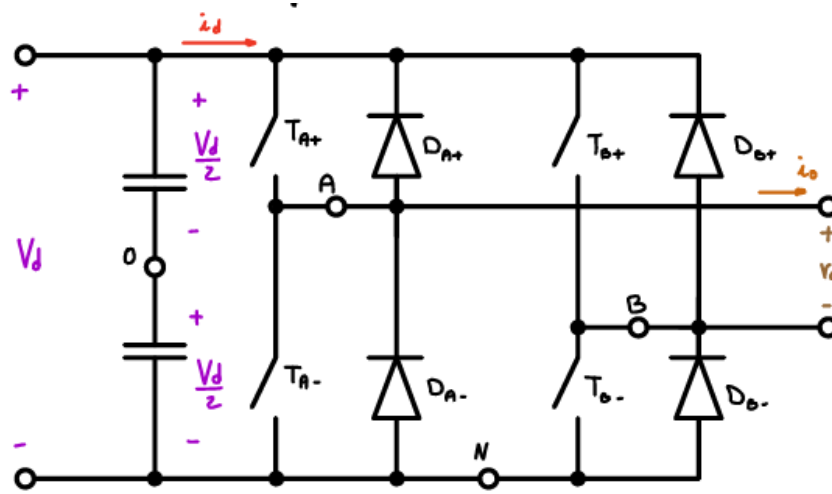


Figura 4.3: Schema circuitale inverter a ponte monofase.

Se si utilizza una strategia di controllo del tipo PWM, abbiamo due possibilità differenti:

- PWM con commutazione bipolare;
- PWM con commutazione unipolare.

PWM con commutazione bipolare

In questa tecnica di controllo, vedi figura 4.4, gli interruptori della gamba A e della gamba B vengono pilotati con la medesima $V_{\text{controllo}}$, quando $V_{\text{controllo}} > V_{\text{tri}}$ gli interruptori chiusi saranno T_{A+} e T_{B-} , la tensione in uscita quindi varrà $+V_d$, viceversa quando $V_{\text{controllo}} < V_{\text{tri}}$ gli interruptori chiusi saranno T_{A-} e T_{B+} , la tensione in uscita varrà $-V_d$. Nel grafico in figura 4.4 sono riportati gli andamenti della $V_{\text{controllo}}$ che viene confrontata con la V_{tri} e della tensione in uscita V_o .

Come si può vedere la tensione in uscita V_o oscilla tra più e meno V_d e la fondamentale V_{o1} ha un andamento sinusoidale con valore di picco uguale al prodotto tra il rapporto di modulazione d'ampiezza e il valore della tensione in ingresso, questo nel caso in cui il rapporto di modulazione d'ampiezza è minore o uguale a 1 mentre nel caso in cui il rapporto di modulazione d'ampiezza sia maggiore di uno, il valore massimo della fondamentale della tensione in uscita V_{o1} può essere un valore compreso tra il valore della tensione d'ingresso e il prodotto della tensione in ingresso moltiplicato al rapporto quattro su π . Come si può vedere dall'andamento della tensione in uscita, il ripple in questo caso ha una frequenza pari alla frequenza dell'onda triangolare f_s e l'oscillazione della tensione in uscita è pari a due volte il valore della tensione in ingresso V_d .

$$\hat{V}_{o1} = m_a \cdot V_d \quad m_a \leq 1$$

$$V_d \leq \hat{V}_{o1} \leq \frac{4}{\pi} V_d \quad m_a > 1 \quad (20)$$

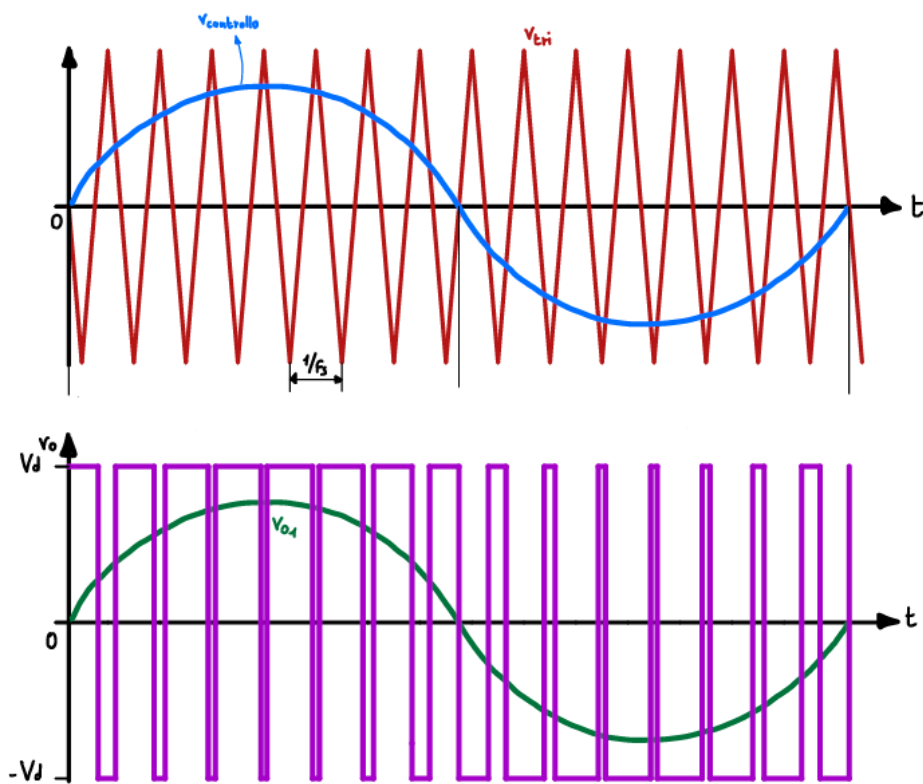


Figura 4.4: Andamento tensioni con tecnica di controllo PWM bipolare.

PWM con commutazione unipolare

In questa tecnica di controllo invece gli interruttori della gamba A e della gamba B vengono pilotati con due $V_{controllo}$ differenti, quando $+V_{controllo} > V_{tri}$ l'interruttore chiuso sarà T_{A+} viceversa quando $+V_{controllo} < V_{tri}$ l'interruttore chiuso sarà T_{A-} , per la gamba B invece viene utilizzato lo stesso principio a differenza che viene applicata $-V_{controllo}$.

Nei grafici in figura 4.5 sono riportati gli andamenti della $V_{controllo}$ che viene confrontata con la V_{tri} e della tensione in uscita V_o .

Come si può vedere, la tensione in uscita V_o è data dalla differenza tra gli impulsi della V_{AN} e della V_{BN} , nel primo semiperiodo gli impulsi della V_{AN} sono più larghi di quelli della V_{BN} e perciò la tensione in uscita V_o oscilla tra zero e $+V_d$; nel secondo periodo invece gli impulsi della V_{BN} sono più larghi della V_{AN} e di conseguenza la tensione in uscita V_o oscilla tra 0 e $-V_d$, per quanto riguarda la fondamentale V_{o1} , ha un andamento sinusoidale con valore di picco uguale al prodotto tra il rapporto di modulazione d'ampiezza e il valore della tensione in ingresso, questo nel caso in cui il rapporto di modulazione d'ampiezza sia minore o uguale a 1 mentre nel caso in cui il rapporto di modulazione d'ampiezza sia maggiore di uno, il valore massimo della fondamentale della tensione in uscita V_{o1} può essere un valore compreso tra il valore della tensione d'ingresso e il prodotto della tensione in ingresso moltiplicato al rapporto quattro su π . A differenza del caso precedente, come si può vedere dall'andamento della tensione in uscita, il ripple

in questo caso ha una frequenza doppia rispetto alla frequenza dell'onda triangolare f_s e l'oscillazione della tensione in uscita è pari al valore della tensione in ingresso V_d e non al suo doppio come nel caso precedente.

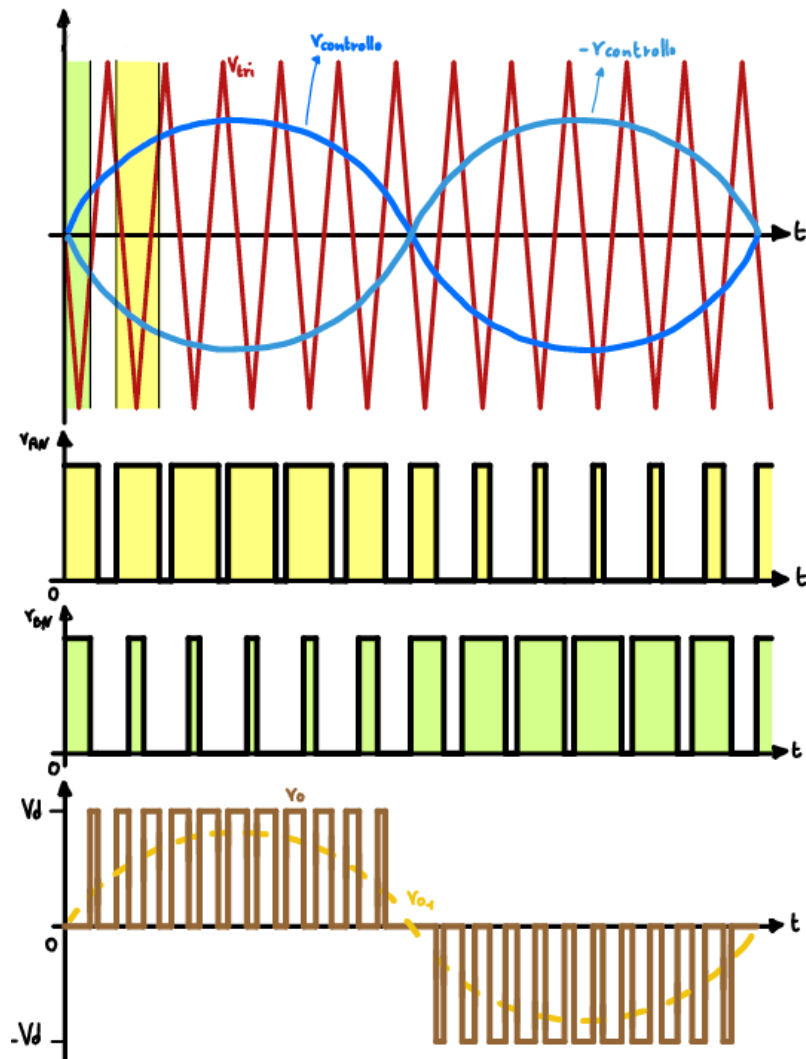


Figura 4.5: Andamento tensioni con tecnica di controllo PWM unipolare.

Se si considera di avere un inverter controllato con la tecnica della modulazione a larghezza di impulso, per prevenire l'avvenire di fenomeni instabili si controlla il livello della tensione di uscita, la sua frequenza e la sua fase attraverso un dispositivo specifico, il quale memorizza questi valori e li va a confrontare con i valori desiderati, calcolando anche un eventuale errore nel caso i valori misurati e quelli desiderati non corrispondano. Queste informazioni vengono poi utilizzate per creare dei segnali con i quali si andrà a cercar di annullare gli errori.

4.1.2 PROBLEMATICHE RELATIVE ALLA CORRENTE IN USCITA DALL'INVERTER

Il compito dell'inverter come detto precedentemente è convertire una grandezza continua in una grandezza alternata. Purtroppo, nella realtà non è sempre così, infatti, a volte capita che la grandezza in uscita oltre che ad essere una grandezza alternata possa contenere una piccola componente continua che come noto va a creare una serie di problemi se posta in ingresso ai trasformatori.

Attraverso diversi studi si è arrivati alla conclusione che questo malfunzionamento che causa l'iniezione di corrente continua può essere dovuto ad una serie di cause che verranno ora elencate e brevemente spiegate.

La maggior parte di questi problemi sono dovuti alle caratteristiche del carico o della sorgente oppure da problemi durante la fase di commutazione dei suoi switch. Andando più nello specifico possono quindi essere dovuti a:

- non linearità e asimmetria nel suo meccanismo di commutazione che va a creare una componente continua di corrente in uscita dall'inverter che a sua volta va a provocare correnti primarie non simmetriche in ingresso al trasformatore con una conseguente distorsione del flusso e la possibile saturazione del nucleo del trasformatore;
- presenza di un carico asimmetrico all'uscita dell'inverter che va a provocare effetti simili a quelli appena elencati.

Il risultato in entrambi i casi porta ad avere un flusso asimmetrico in ingresso al trasformatore che va a provocare una distorsione della forma della corrente con un conseguente aumento del contenuto armonico e un incremento della potenza reattiva richiesta all'inverter.

La distorsione della corrente d'uscita è caratterizzata dalla presenza di armoniche a bassa ed alta frequenza rispetto alla frequenza della grandezza in uscita all'inverter.

Per attenuare e cancellare le armoniche ad alta frequenza vengono utilizzati i filtri passivi oppure un trasformatore connesso in uscita dall'inverter stesso, il quale, grazie alla sua induttanza di dispersione e alla capacità dei suoi avvolgimenti va a fare un lavoro simile a quello del filtro. Tuttavia, per filtrare le armoniche di bassa frequenza non sono sufficienti i filtri passivi utilizzati per le armoniche ad altra frequenza e nemmeno l'induttanza di dispersione e le capacità degli avvolgimenti del trasformatore hanno effetto e perciò bisogna utilizzare dei dispositivi più sofisticati e di conseguenza più costosi. Quindi per ottenere una forma d'onda sinusoidale in uscita dall'inverter bisogna implementare un'adeguata strategia di controllo in modo da far fronte alle possibili cause di distorsione della forma d'onda.

Nello specifico i principali contributi che possono provocare la distorsione della forma d'onda in uscita possono essere dovuti a:

- differenza del valore dell'impedenza tra le gambe dell'inverter a ponte;
- diversi tempi di commutazione degli switch;
- differenza dell'impedenza intrinseca degli switch;
- componente continua introdotta dai sensori di corrente;
- risoluzione della PWM limitata;
- errori di misura delle varie grandezze;
- carichi non lineari connessi all'uscita dell'inverter.

A causa dei potenziali rischi che l'iniezione di questa corrente continua può creare ai trasformatori, alla rete elettrica e agli utenti della rete elettrica stessa, in ogni paese sono state adottate delle specifiche normative e linee guida al fine di limitare la quantità di corrente iniettata da ogni singola unità di inverter. La tabella 3.2 riassume l'iniezione massima di corrente continua consentita nei principali paesi in cui sono sviluppati gli impianti fotovoltaici ovvero Stati Uniti, Giappone, Cina e Australia.

| <i>Country</i> | <i>Max DC current permitted with transformer</i> |
|----------------|--|
| USA | 0.5% rated power inverter |
| Japan | 1% rated power inverter |
| China | 1% rated power inverter |
| Australia | 5 mA |

Tabella 4.1: Limiti iniezione della corrente continua.

4.1.3 METODI PER LA SOPPRESSIONE DELLA CORRENTE CONTINUA

In seguito a questo problema sono stati effettuati molti studi e ricerche al fine di minimizzare e se possibile eliminare l'iniezione di corrente continua generata dagli inverter. Le soluzioni che solitamente vengono adottate possono essere divise in quattro categorie:

- cancellazione passiva;
- calibrazione dei sensori;
- compensazione attiva;
- soluzioni software.

Nella figura 4.6 sono schematizzate le varie tecniche per la soppressione del componente continua prodotta dagli inverter che ora verranno spiegate in breve.

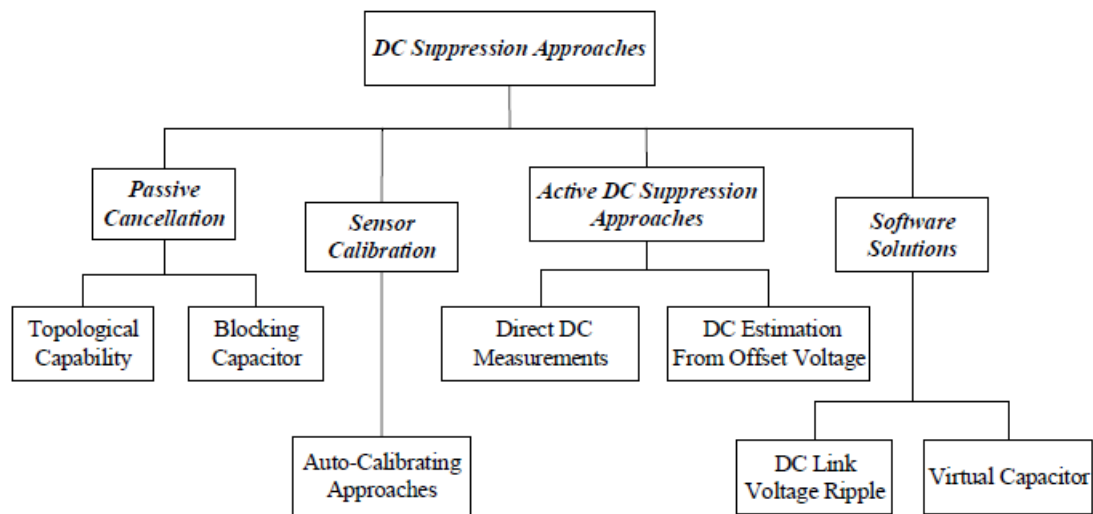


Figura 4.6: Classificazione dei metodi per la soppressione della componente continua.

Per quanto riguarda la tecnica della cancellazione passiva, essa consiste nel mettere un condensatore in serie all'impianto in modo di bloccare la componente continua. Il posizionamento del condensatore in serie viene utilizzato solo per alcune tipologie di inverter come, ad esempio, quello a mezzo ponte che però sono scarsamente utilizzati, questo perché raramente sono la scelta ottimale per la maggior parte degli impianti. Per questo motivo si preferisce posizionare il condensatore in un'altra posizione in modo tale che questa tecnica sia adottabile per diverse tipologie di inverter, in questo caso il condensatore viene posizionato tra l'uscita dell'inverter e il punto di accoppiamento comune. Un altro problema che va a limitare l'uso della tecnica della cancellazione passiva è il fatto che essendo che solitamente si lavora a frequenza di rete 50/60 Hz, i condensatori che devono essere utilizzati sono di dimensioni elevate e perciò risultano molto costosi. Altri studi invece si sono concentrati sullo sfruttare l'auto calibrazione dei sensori di corrente al fine di misurare e annullare la componente continua iniettata. Un altro approccio consiste nel misurare o prevedere i valori di corrente continua iniettata attraverso un hardware aggiuntivo; e attraverso un sistema di controllo a catena chiusa si va a compensare la componente continua in modo da annullarla; questo è il motivo per cui questa modalità prende il nome di compensazione attiva. Infine, esiste un'ultima soluzione attraverso la quale utilizzando opportuni software si può andare a rimuovere l'iniezione di corrente continua senza l'utilizzo di nessun hardware aggiuntivo.

4.2 CORRENTI INDOTTE GEO MAGNETICAMENTE

La norma di riferimento per le correnti geo magneticamente indotte è la IEEE Std C57.163™-2015.

Una corrente indotta geo magneticamente denominata anche GIC è una corrente generata dalle condizioni meteorologiche dello spazio che colpisce la rete elettrica, in particolare, i conduttori elettrici di grande lunghezza (sistemi di trasmissione) ed i trasformatori.

La variazione del campo magnetico terrestre induce una corrente tellurica nella parte conduttiva del terreno (in profondità), creando essa stessa per reazione un campo

magnetico secondo la legge di Faraday-Lenz. Questo campo in superficie, misurato in V/km, induce a sua volta una corrente in prossimità della superficie che può essere indotta nei conduttori elettrici presenti a terra. Il fenomeno si nota solo su conduttori lunghi come linee ad alta tensione o condotte. Queste correnti, sebbene alternate, sono spesso descritte come quasi continue, essendo la loro frequenza molto bassa, compresa tra 0,001 e 1 Hz rispetto ai 50 o 60 Hz della rete elettrica. Nella figura 4.7 è riportato uno schema esemplificativo in cui è mostrato come le correnti indotte ‘colpiscono’ una linea in alta tensione alternata:

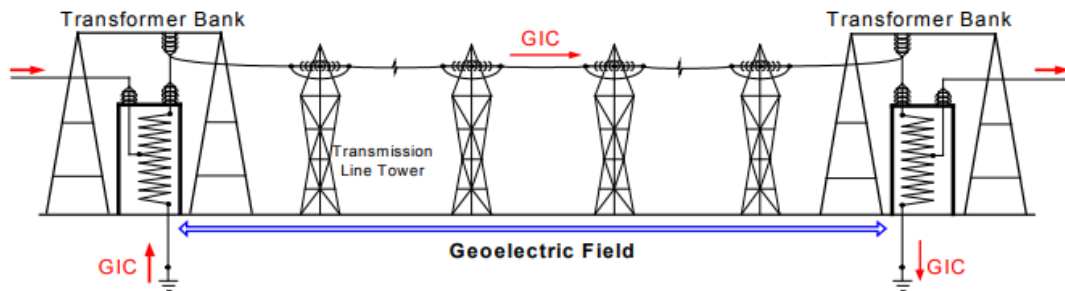


Figura 4.7: Correnti geo magneticamente indotte in una linea ad alta tensione.

I GIC risultano un rischio per i dispositivi elettrici in base alla loro frequenza, durata e ampiezza. I loro valori sono influenzati dalla topologia del conduttore elettrico in cui sono indotti. I fenomeni più forti si verificano durante le più forti variazioni di corrente nella ionosfera e nella magnetosfera, che sono la conseguenza delle tempeste magnetiche. La durata di queste variazioni è tipicamente compresa tra pochi secondi e un'ora. I campi magnetici più forti si osservano alle alte latitudini magnetiche, di conseguenza la presenza di GIC è stata soprattutto monitorata nelle reti elettriche canadesi e scandinave a partire dagli anni 70'. In genere i GIC hanno un valore medio di 10-15 ampere ma possono raggiungere valori di picco fino a 100 ampere. Durante le tempeste magnetiche di elevata ampiezza, i GIC sono stati misurati anche alle medie latitudini e non è da escludere un rischio che avvengano anche nelle regioni a bassa latitudine, ad esempio durante un temporale sul lato soleggiato della Terra, che inizia improvvisamente con un periodo di debole variazione. Nella figura 4.8 viene rappresentato l'andamento di un GIC misurato nel 2012 presso una centrale situata nella parte nord-orientale degli Stati Uniti d'America:

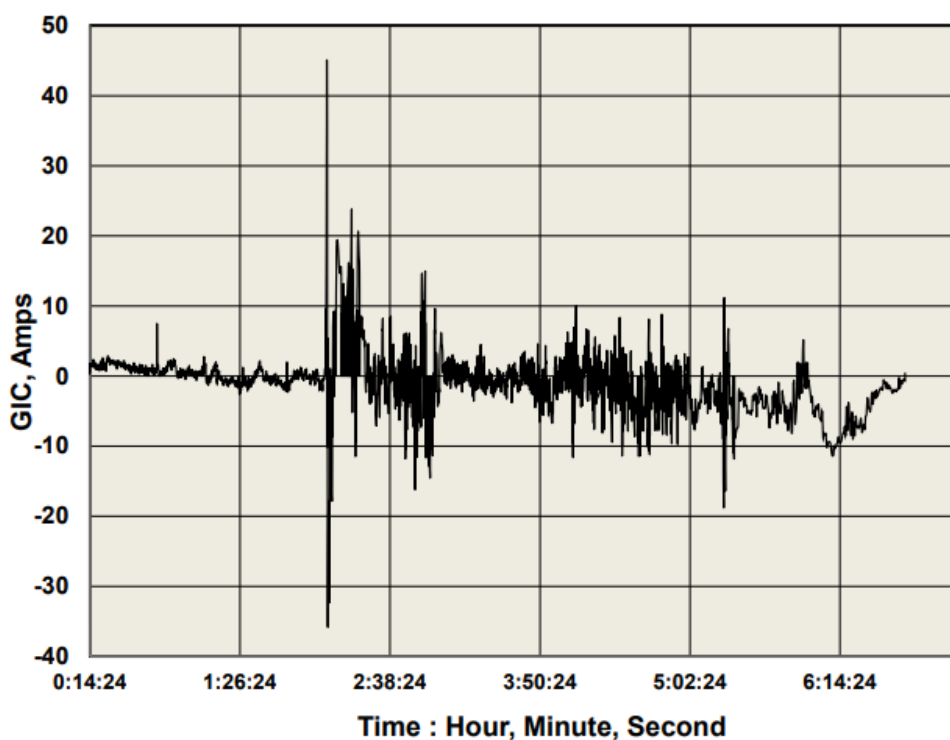


Figura 4.8: Andamento nel tempo di un GIC.

Come si può vedere, il GIC riportato in figura, è caratterizzato da un gran numero di impulsi di ampiezza medio-bassa che durano per ore e da impulsi con ampiezza elevata che durano per pochi secondi o al massimo qualche minuto. Per vedere meglio ciò basta vedere quanto riportato nella figura 4.9 dove viene eseguito uno zoom della figura precedente, dove viene mostrato un picco di 45 ampere che dura per circa 40 secondi.

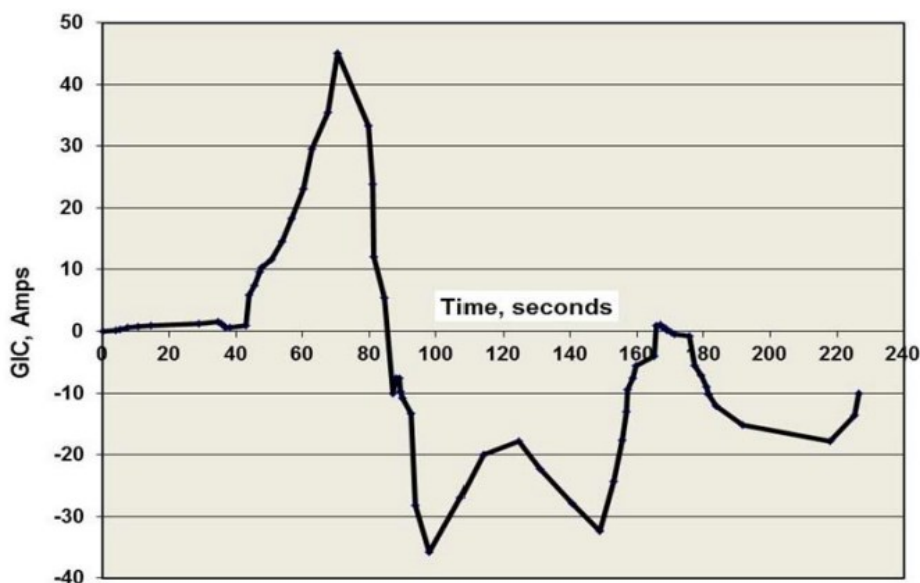


Figura 4.9: Zoom andamento nel tempo di un GIC.

Come detto i GIC sono causa di vari problemi, tra cui i principali sono:

- corrosione sulle tubazioni;
- danneggiamento dei trasformatori;
- interrompere le telecomunicazioni.

Andando più nello specifico nei problemi che si verificano nei trasformatori, si nota che i GIC vanno a causare la saturazione del circuito magnetico provocando a sua volta una distorsione armonica, un incremento della potenza reattiva assorbita, un'instabilità della tensione e un surriscaldamento che spesso in alcune situazioni può portare al guasto del trasformatore. Nella figura 4.10 sono riportati i vari problemi che vanno a creare i GICs nei trasformatori:

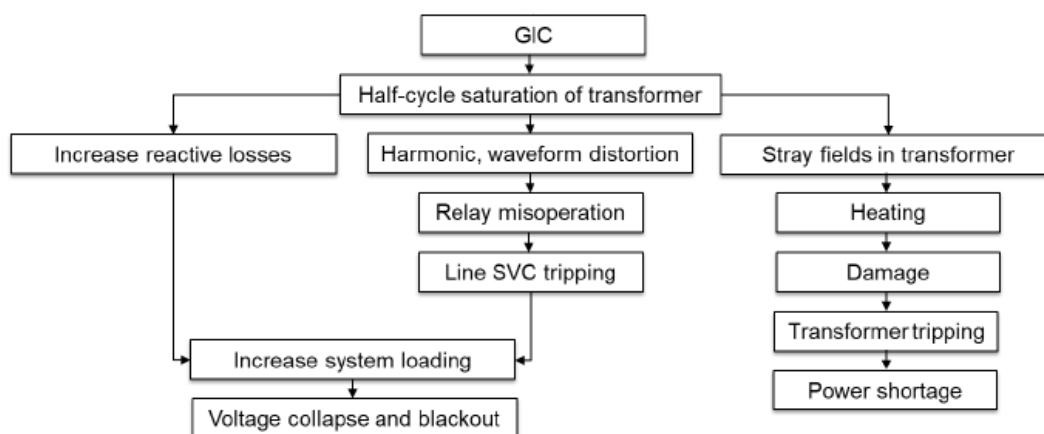


Figura 4.10: Effetti dei GIC nei trasformatori.

I GIC fluiscono all'interno del trasformatore attraverso la sua messa a terra secondo lo schema riportato in figura 4.11:

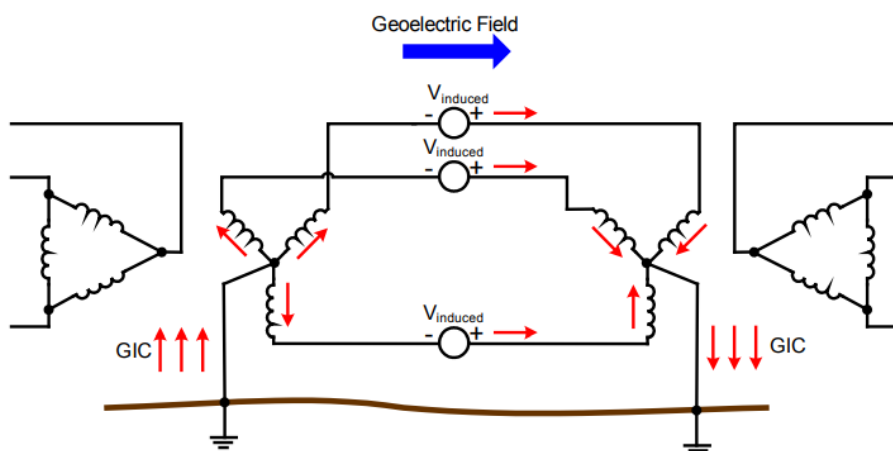


Figura 4.11: Flusso dei GIC attraverso la messa terra dei trasformatori.

Questo fenomeno è noto fin dal 1850, quando si notò che le linee telegrafiche a volte potevano funzionare durante le tempeste magnetiche senza alimentazione o quando il loro collegamento era bloccato dalla presenza dei GICs. Un esempio di tale fenomeno avvenne il 13 marzo 1989 quando un grande brillamento solare causò un'interruzione di corrente nella rete Hydro-Québec. In pochi secondi, i relè di protezione della rete scattarono senza una ragione apparente. Sei milioni di utenti vennero privati dell'elettricità per nove ore. Tale avvenimento rese i gestori della rete consapevoli dell'importanza del problema.

Come noto le linee ad alta tensione sono utilizzate per trasportare l'elettricità dalle centrali elettriche ai consumatori. Per limitare le perdite, le linee vengono alimentate ad alta tensione e si fa in modo che la resistenza delle linee sia più bassa possibile, ma questa bassa resistenza è però favorevole alla creazione di GIC.

Come detto nelle pagine precedenti i trasformatori sono particolarmente sensibili e sono affetti da una serie di problemi se sottoposti ad una corrente continua o quasi continua. Progettando e costruendo il trasformatore con un design adatto esso può resistere a forti correnti continue ma il rischio rimane reale; ad esempio, tra il 2003 e il 2004 diversi trasformatori sud-africani, tra cui alcuni della centrale termica di Lethabo, sono stati dovuti essere messi fuori servizio in quanto sono stati scoperti guasti importanti dovuti proprio alla circolazione di queste correnti continue.

Dopo il blackout del 1989, le società che gestiscono le reti elettriche nordamericane, britanniche e nordeuropee hanno perseguito una politica di valutazione e misurazione del rischio, cercando di minimizzare le conseguenze dei GICs. Vennero fatte diverse prove simulando l'iniezione di un GIC nei trasformatori e proprio attraverso le varie simulazioni e prove eseguite si è potuto capire meglio il comportamento dei vari dispositivi e i problemi causati dalla presenza di queste correnti e si è potuto quindi, trovare varie soluzioni per contrastarle, come ad esempio, l'installazione di un condensatore tra il punto neutro del trasformatore e la terra che consente di filtrare la corrente continua. Rispetto ad una pura e semplice disconnessione del punto neutro del trasformatore da terra, i sistemi di blocco hanno il vantaggio di essere trasparenti alla rete in caso di assenza di corrente continua. Questo sistema ha però l'inconveniente di solo aggirare il problema perché la corrente continua presente in linea tornerà comunque a terra ma attraverso un punto neutro diverso, tipicamente passando attraverso un trasformatore non dotato del sistema di blocco. Tuttavia, la maggior parte di queste soluzioni sono costose o poco pratiche.

Visto la presenza di questo problema, se richiesto dall'acquirente, possono essere forniti i seguenti dati che vengono calcolati in base alle caratteristiche del trasformatore e al valore del GIC applicato:

- picco della corrente magnetizzante;
- potenza reattiva assorbita;
- valore del picco delle armoniche della corrente magnetizzante.

Ora si andrà a mostrare un esempio dei calcoli eseguiti su un trasformatore monofase avente una potenza di 250MVA, con tensioni nominali pari a 500kV/230kV a cui vengono applicati diversi valori di GIC.

Per prima cosa si andrà a vedere l'incremento del picco della corrente magnetizzante assorbita dal trasformatore in funzione del valore del GIC applicato. Nella figura 4.12 si vede che i picchi della corrente magnetizzante aumentano linearmente con il livello di

GIC a cui è sottoposto il trasformatore. Il Picco della corrente magnetizzante è espresso in percentuale rispetto al valore della corrente nominale.

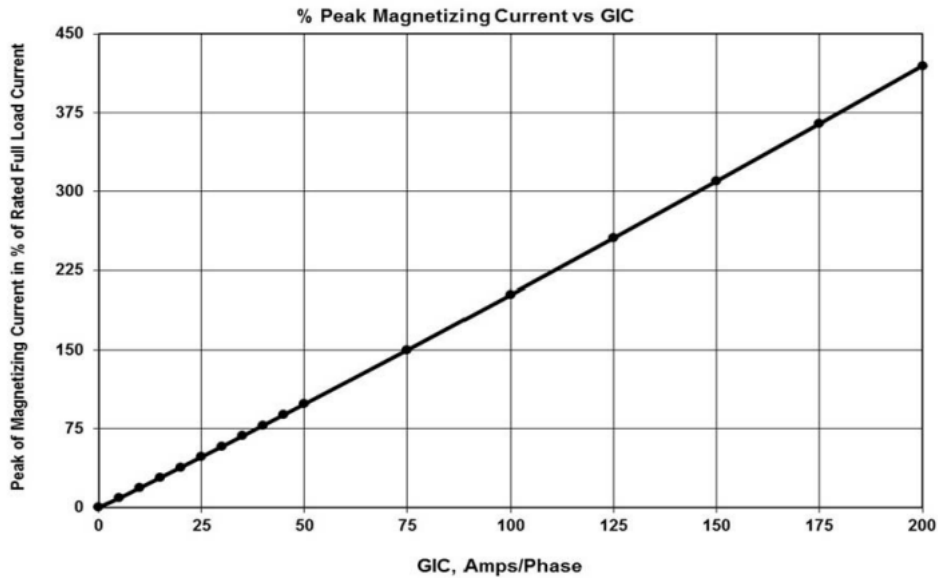


Figura 4.12: Picco della corrente magnetizzante espresso in percentuale rispetto al valore della corrente nominale in funzione al livello di GIC applicato.

In secondo luogo, si va ad analizzare la variazione di potenza assorbita in funzione del valore di GIC applicato (i calcoli vengono eseguiti utilizzando la componente fondamentale dell'impulso della corrente magnetizzante). Come si può vedere nella figura 4.13 c'è anche qui una relazione lineare tra la potenza reattiva assorbita e il valore del GIC applicato.

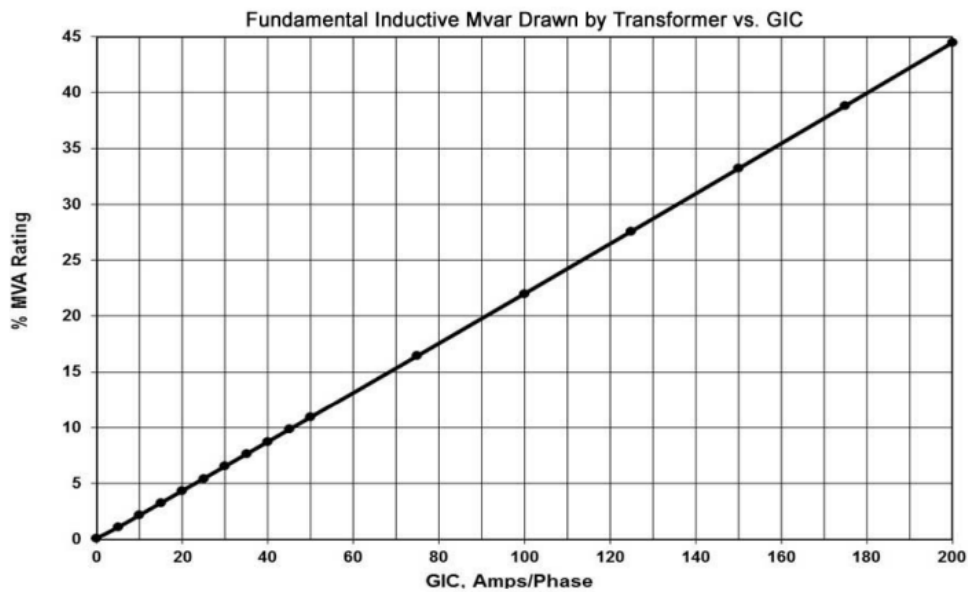


Figura 4.13: Potenza reattiva assorbita in funzione del valore del GIC applicato.

Infine, come detto precedentemente gli impulsi di corrente magnetizzante contengono armoniche e nelle figure 4.14 e 4.15 vengono rappresentati i valori delle armoniche espressi in percentuale rispetto alla corrente nominale ed in funzione del valore del GIC applicato. Come si può vedere, maggiore sarà il valore del GIC applicato, maggiore sarà l'ampiezza delle singole armoniche, questo perché ovviamente all'aumentare del valore del GIC aumenta il valore della corrente magnetizzante e quindi a sua volta aumenterà il valore dell'ampiezza delle sue armoniche.

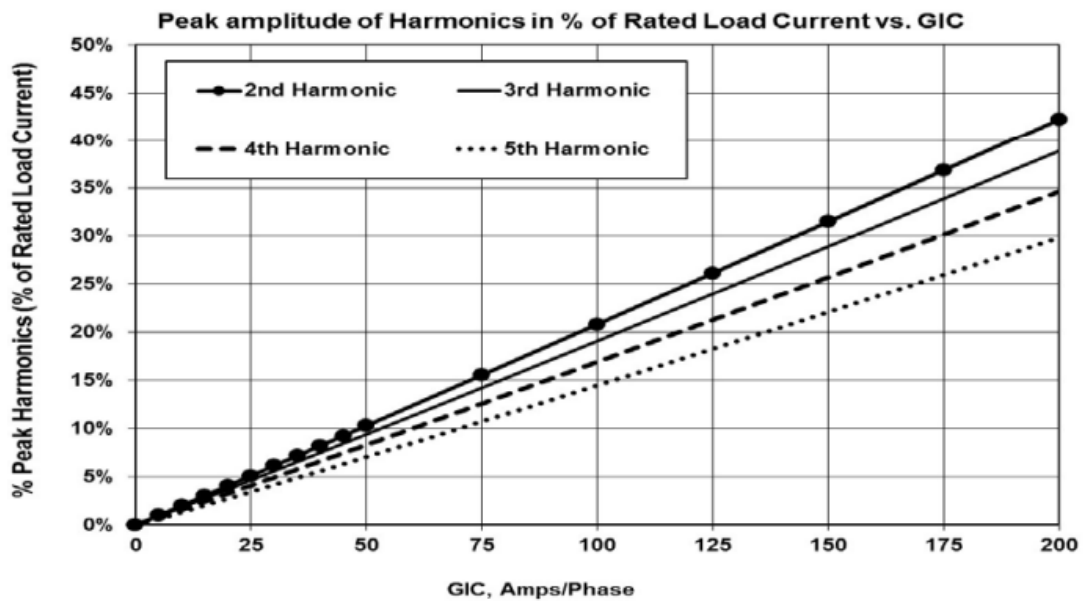


Figura 4.14: Valori della seconda, terza, quarta e quinta armonica della corrente magnetizzante.

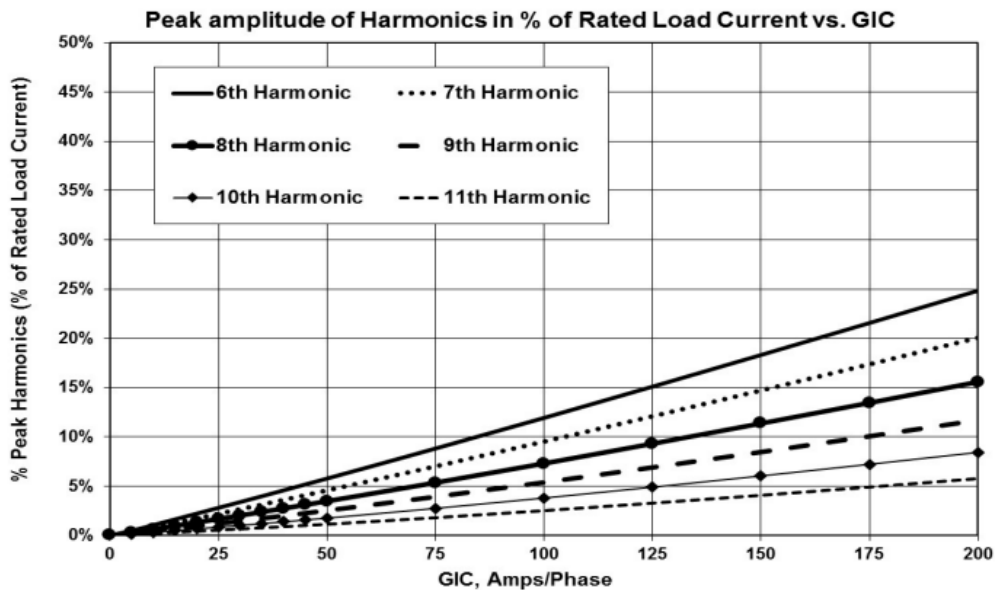


Figura 4.15: Valori della sesta alla undicesima armonica della corrente magnetizzante.

4.3 CARICHI NON LINEARI, COMPUTER E DISPOSITIVI PER IL CONTROLLO DELLA VELOCITÀ DEI MOTORI (DRIVER)

Nelle pagine precedenti si è parlato delle due principali fonti di DC bias, le correnti geomagneticamente indotte e gli inverter. Esistono però altre diverse fonti di DC bias, tra cui i carichi non lineari; infatti, come documentato da molte ricerche connettendo un carico non lineare al secondario di un trasformatore, esso va a provocare una serie di problemi. Un carico non lineare è un carico che assorbe una corrente non sinusoidale, come ad esempio, i forni ad arco, le lampade a scarica, caricabatterie, sistemi UPS e motori elettrici durante la fase di azionamento. Come detto questi carichi generano armoniche di corrente che distorcono la forma d'onda e la rendono asimmetrica creando un DC offset; e fluendo dal carico verso la sorgente seguendo il percorso con minor impedenza entrano nel secondario del trasformatore creando una serie di problemi.

Ora andremo ad analizzare i DC offset causati da due diversi tipi di carichi non lineari:

- personal computer;
- dispositivi per il controllo della velocità dei motori (driver).

4.3.1 PERSONAL COMPUTER

I personal computer possono essere sede di DC offset quando vengono connessi alla rete per caricare le loro batterie. Il problema deriva dal caricabatterie in cui è presente un alimentatore switching che funge da interfaccia tra la tensione di alimentazione richiesta dal computer e la tensione di rete (230V). Questo problema si verifica anche in altri dispositivi in cui sia presente un alimentatore switching come le televisioni e apparecchiature video e audio. Lo scopo primario dell'alimentatore switching è funzionare da convertitore DC-DC. Esso inizialmente raddrizza la tensione alternata facendola diventare continua e successivamente attraverso un chopper converte il valore della corrente continua affinché sia congruente con il valore di tensione richiesto dal computer. Nel caso ideale l'alimentatore switching assorbe una corrente simmetrica senza la presenza di un DC offset ma nella realtà a causa di alcune imperfezioni nei dispositivi di conduzione che lo compongono, esso andrà ad assorbire una corrente asimmetrica e quindi sarà presente un DC bias.

In seguito ad un'analisi condotta su dieci personal computer si andrà a verificare il livello di DC bias creato, ammesso sempre che esista. In tale prova sono stati utilizzati una serie di computer aventi caratteristiche diverse, di case produttive diverse e di età differenti in modo da avere una visione il più ampia e completa possibile.

Il test è stato eseguito settando un multimetro al fine di eseguire misure di corrente continue ed è stato inserito in serie alla linea di alimentazione dei computer. Il multimetro utilizzato è in grado di fornire il valore massimo, minimo e medio della grandezza desiderata. Per far sì che il test eseguito fosse il più veritiero possibile ciascun computer venne fatto funzionare in normali condizioni di funzionamento.

I risultati del test sono rappresentati nella tabella 3.1. In seguito ad una prima analisi svolta sui dati rappresentati si può notare che il livello di DC bias non sia costante nel tempo e che in generale ogni computer provochi un DC offset positivo; andando più nello specifico facendo la media dei DC offset di ciascun computer si ottiene un valore di corrente iniettata pari a 11.3mA per computer.

| DC Injection Tests for Computers | | | |
|---|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| <i>Style and Power Supply Size</i> | <i>Minimum Value (mA)</i> | <i>Maximum Value (mA)</i> | <i>Average Value (mA)</i> |
| Desktop (400 W) | -57 | 56 | 17 |
| Desktop (250 W) | -44 | 43 | 12 |
| Desktop (200 W) | -38 | 30 | 6 |
| Desktop (350 W) | -44 | 43 | 11 |
| Desktop (350 W) | -41 | 51 | 13 |
| Desktop (250 W) | -44 | 44 | 13 |
| Desktop (300 W) | -33 | 34 | 10 |
| Desktop (350 W) | -42 | 49 | 11 |
| Desktop (400 W) | -57 | 74 | 16 |
| Laptop (90 W) | -15 | 26 | 4 |
| Average Minimum Value = -41.5 mA | | | |
| Average Maximum Value = 45 mA | | | |
| PC Average = 11.3 mA | | | |

Tabella 4.2: Risultati della misurazione del DC offset dei dieci computer in esame.

In seguito ai risultati soprariportati possono essere fatte alcune considerazioni. In primo luogo, si può affermare che ogni personal computer è fonte di un DC bias anche se il suo livello può essere relativamente piccolo. In secondo luogo, si può però dire che se un elevato numero di computer è connesso alla stessa linea e il loro DC bias è dello stesso segno, si può creare un effetto cumulativo dove il DC bias totale raggiunge livelli considerevoli.

I risultati di tale test sono di enorme utilità in quanto risulta importante fare attenzione ai luoghi come grosse attività produttive, commerciali e università dove un elevato numero di computer può essere connesso allo stesso bus e quindi allo stesso trasformatore e la conseguente circolazione di corrente continua può andare a creare una serie di problemi come quelli elencati nei paragrafi precedenti.

4.3.2 DISPOSITIVI PER IL CONTROLLO DELLA VELOCITÀ DEI MOTORI (DRIVER AC E DC)

I driver sono dei dispositivi che vengono utilizzati nelle applicazioni dove risulta necessario poter controllare la velocità dei motori elettrici. I driver DC e AC possono essere una delle più gravi potenziali fonti di polarizzazione di corrente continua nel settore industriale. Esistono una serie di diverse tipologie di driver e alcuni più di altri sono favorevoli alla creazione di un DC offset.

In seguito ad un'analisi condotta su diverse tipologie di driver si andrà a verificare il livello di DC bias creato. In tale prova sono stati utilizzati una serie di driver aventi caratteristiche diverse, di case produttive diverse e di età differenti in modo da avere una visione il più ampia e completa possibile. Al fine di avere una visione ancora più generale anche le applicazioni in cui sono stati utilizzati sono il più diverse possibili come, ad

esempio, per il controllo della velocità di un nastro trasportatore oppure di una pompa. Per misurare la corrente continua si è utilizzata una pinza amperometrica ad effetto Hall inserita all'interno della linea di ciascuna unità. Durante ogni misurazione è stato rilevato il valore massimo e minimo del DC bias.

I risultati delle prove sono rappresentati nelle tabelle 3.2 e 3.3 dove per ogni driver è rappresentato il valore massimo e minimo di corrente rilevato.

| AC Drives | | | |
|---------------------------|----------------------|--------------------|-------------------------|
| <i>Manufacturer</i> | <i>Model</i> | <i>Rating (kW)</i> | <i>Level of DC(mA)</i> |
| Allen-Bradley | Powerflex 70 | 7.5 | 2-20 |
| Control Techniques | Unidrive VTC | 5.5 | 8-14 |
| | Commander CDV | 7.5 | 10-30 |
| | Commander CDE | 22 | 13-55 |
| | Unidrive VTC | 22 | 400-1100 |
| | Unidrive VTC | 30 | -500-2300 |
| | Unidrive VTC | 55 | 500-1900 |
| | Unidrive VTC | 160 | 600-1600 |
| Toshiba | VF-A3 | 3.7 | -10-30 |
| | VF-A3 | 7.5 | 30-200 |
| | Tosvert-130G2 | 4 | 10-50 |
| Zener | Zener | 11 | 6-10 |

Tabella 4.3: Risultati della misurazione della componente continua nelle diverse applicazioni e diversi tipi di driver AC.

| DC Drives | | | |
|--|------------------|---------------|------------------------|
| <i>Manufacturer</i> | <i>Model</i> | <i>Rating</i> | <i>Level of DC (A)</i> |
| Control Techniques (Slat Conveyor) | Mentor II | 75 kW | 2.3-4.8 |
| Control Techniques (Rubber Belt) | Mentor II | 75 kW | 0.2-1.6 |
| Control Techniques (Bosco Fugal) | Mentor II | 75 kW | 0.3-1.2 |
| Control Techniques (High Grade Fugal) | Mentor II | 410 A | 0.6-1.7 |

Tabella 4.4: Risultati della misurazione della componente continua nelle diverse applicazioni e diversi tipi di driver DC.

Dai risultati riportati nelle tabelle si può vedere che i valori dei DC offset iniettati da ciascuna unità possono essere di valore considerevole. Inoltre, si può notare che in base al tipo di driver e il tipo di applicazione, la quantità iniettata può assumere valori molto diversi tra loro. Come si può vedere sembra esserci una relazione tra la quantità del DC

offset e la potenza dell'applicazione considerata. Nella maggior parte dei casi i valori dei DC offset sono esclusivamente positivi anche se in alcuni casi isolati la variazione del bias assume valori negativi.

In base ai risultati ottenuti, seppur approssimativi, si può dire che i driver AC e DC sono una fonte significativa di DC offset che può andare a creare una serie di danni al trasformatore a cui essi fanno capo.

5. MISURE ESEGUITE IN LABORATORIO

5.1 CARATTERISTICHE DEL TRASFORMATORE IN PROVA

Per meglio comprendere gli effetti che la corrente continua ha sui circuiti magnetici dei trasformatori, sono state eseguite diverse prove su un trasformatore di corrente monofase (TA). In particolare, in questo capitolo verranno presentati i risultati di alcune prove eseguite su un trasformatore di corrente monofase avente le seguenti caratteristiche:

- corrente nominale primario 2 A;
- corrente nominale secondario 140 A;
- potenza 15 VA;
- classe 3;
- nucleo realizzato con lamierini M0T30;
- diametro interno nucleo di 120mm;
- diametro esterno nucleo 160mm;
- diametro medio nucleo 140mm;
- numero spire primario 69;
- numero spire secondario 3;
- resistenza primario a 22.5°C pari a 0.14 Ω ;
- sezione utile del nucleo 7.68 cm².

Le prime prove eseguite saranno delle prove a vuoto che permetteranno di:

- poter visualizzare l'andamento della corrente magnetizzante e valutarne il suo contenuto armonico;
- determinare la curva d'isteresi;
- valutare la cifra di perdita.

Successivamente si eseguirà sempre la stessa prova però a differenza del caso iniziale, al secondario verrà collegato un generatore di corrente continua così da poter vedere come varia la curva d'isteresi, l'andamento della corrente magnetizzante e il suo contenuto armonico e la cifra di perdita, il tutto al variare del valore di corrente continua applicato.

5.2 PROVA A VUOTO SENZA DC BIAS

Come precedentemente detto, inizialmente si è eseguita una prova a vuoto senza la presenza della componente continua ed il circuito realizzato è il seguente:

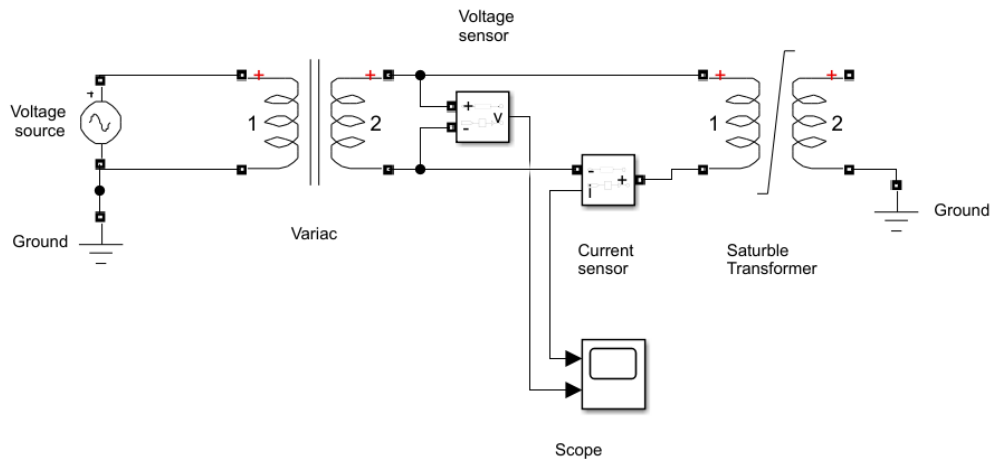


Figura 5.1: Schema circuitale per prova a vuoto senza DC BIAS.

Come si può vedere nella figura 5.1, oltre al trasformatore di corrente in esame, è presente un variac attraverso il quale si ha la possibilità di variare il valore della tensione da fornire in ingresso al trasformatore di corrente, una sonda di corrente avente una sensibilità di 5A/500mv, una sonda di tensione avente un rapporto 1/20, un oscilloscopio al quale sono state collegate le due sonde così da poter vedere l'andamento della forma d'onda della corrente magnetizzante e della tensione di alimentazione del trasformatore.

La prova a vuoto è stata eseguita più volte applicando diversi valori di tensione così da far operare il circuito magnetico in condizioni diverse. Nella tabella 6.1 sono riportati i diversi valori di tensioni alle quali sono stati eseguite le varie prove. Come si può vedere, nelle varie tabelle è presente il valore efficace della tensione misurata, il valore effettivo della tensione ai capi del nostro trasformatore che corrisponde alla differenza tra il valore misurato e la caduta di tensione interna del trasformatore, il valore efficace e massimo della corrente magnetizzante, il campo magnetico efficace e massimo calcolato in relazione al valore efficace e massimo della corrente magnetizzante ed infine il flusso massimo.

Le formule utilizzate per calcolare il valore effettivo della tensione ai capi al trasformatore, il flusso ed il campo magnetico sono le seguenti:

$$V_{effettivo} = V_{mis} - R_{int} \cdot I_m \quad (21)$$

$$B_{max} = \frac{V_{eff}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot N \cdot S_{Fe}} \quad (22)$$

$$H_{max} = \frac{I_{mMAX} \cdot N_2}{2 \cdot \pi \cdot r_{medio}} \quad (23)$$

| Misure in corrente alternata | | | | | | | |
|------------------------------|-------------------------|-------------------------|----------------------------|----------------------------|------------------------------|------------------------------|--------------------------------|
| | V _{mis} (V) | V _{eff} (V) | I _{m,RMS} (mA) | I _{m,MAX} (mA) | H _{eff,AC} (A/m) | H _{max,AC} (A/m) | B _{max,AC} (Tesla) |
| Prova 1 | 2,024 | 2,021 | 22,000 | 32,190 | 3,451 | 5,050 | 0,172 |
| Prova 2 | 4,062 | 4,057 | 36,940 | 55,700 | 5,795 | 8,738 | 0,345 |
| Prova 3 | 6,038 | 6,031 | 52,540 | 73,560 | 8,243 | 11,540 | 0,512 |
| Prova 4 | 8,054 | 8,045 | 65,120 | 90,920 | 10,216 | 14,264 | 0,683 |
| Prova 5 | 10,110 | 10,099 | 77,350 | 106,600 | 12,135 | 16,724 | 0,858 |
| Prova 6 | 12,070 | 12,058 | 89,150 | 120,400 | 13,986 | 18,889 | 1,024 |
| Prova 7 | 16,150 | 16,134 | 114,900 | 143,900 | 18,026 | 22,575 | 1,371 |
| Prova 8 | 18,240 | 18,220 | 139,700 | 188,600 | 21,916 | 29,588 | 1,548 |
| Prova 9 | 20,170 | 20,144 | 188,600 | 330,300 | 29,588 | 51,818 | 1,711 |
| Prova 10 | 21,270 | 21,235 | 248,100 | 466,700 | 38,922 | 73,217 | 1,804 |
| Prova 11 | 22,220 | 22,176 | 315,000 | 653,100 | 49,418 | 102,459 | 1,884 |
| Prova 12 | 23,180 | 23,118 | 441,100 | 966,000 | 69,200 | 151,547 | 1,964 |
| Prova 13 | 24,260 | 24,167 | 664,000 | 1525,000 | 104,169 | 239,244 | 2,053 |
| Prova 14 | 24,970 | 24,848 | 871,000 | 1995,000 | 136,644 | 312,978 | 2,111 |

Tabella 5.1: Prove in alternata da 2 a 25V.

Nella figura 5.2 è stato realizzato un grafico che mette in relazione i valori di B_{max} e H_{max} presenti nella tabella 5.1.

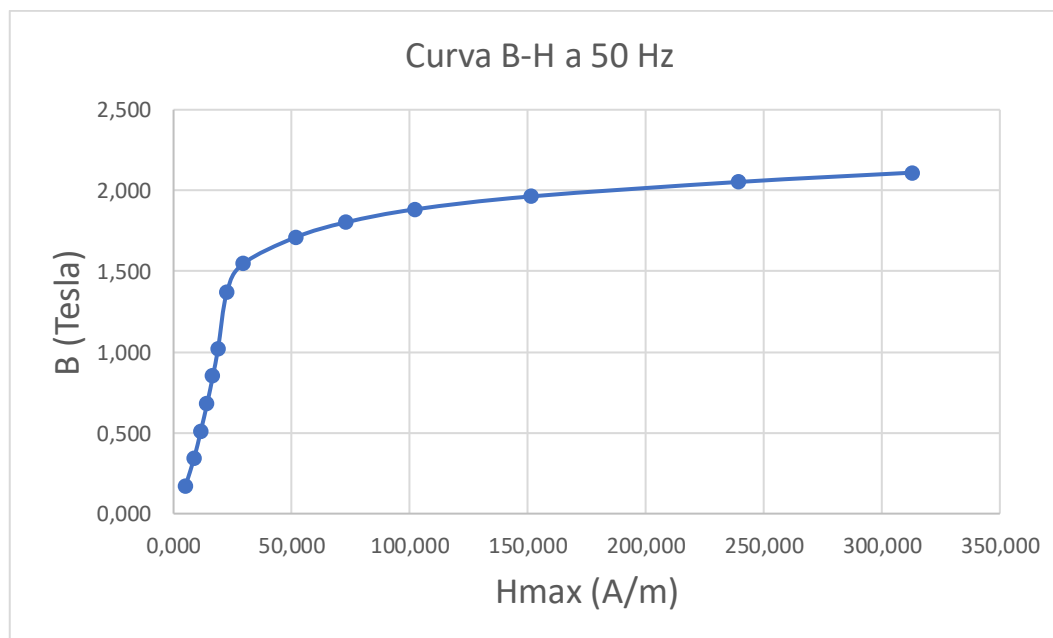


Figura 5.2: Curva B-H a 50 Hz.

Grazie alle misure effettuate e ai dati raccolti dall'oscilloscopio, attraverso il software Matlab, si è realizzato uno script con il quale è stato possibile visualizzare l'andamento della tensione ai capi del trasformatore, l'andamento della corrente magnetizzante con il suo relativo contenuto armonico ed infine come cosa più importante il ciclo d'isteresi a 50Hz. Nella figura 5.3 sono rappresentate le curve d'isteresi a 50 Hz ottenute dalle misure effettuate a 2,4,6,8,10,12,16V.

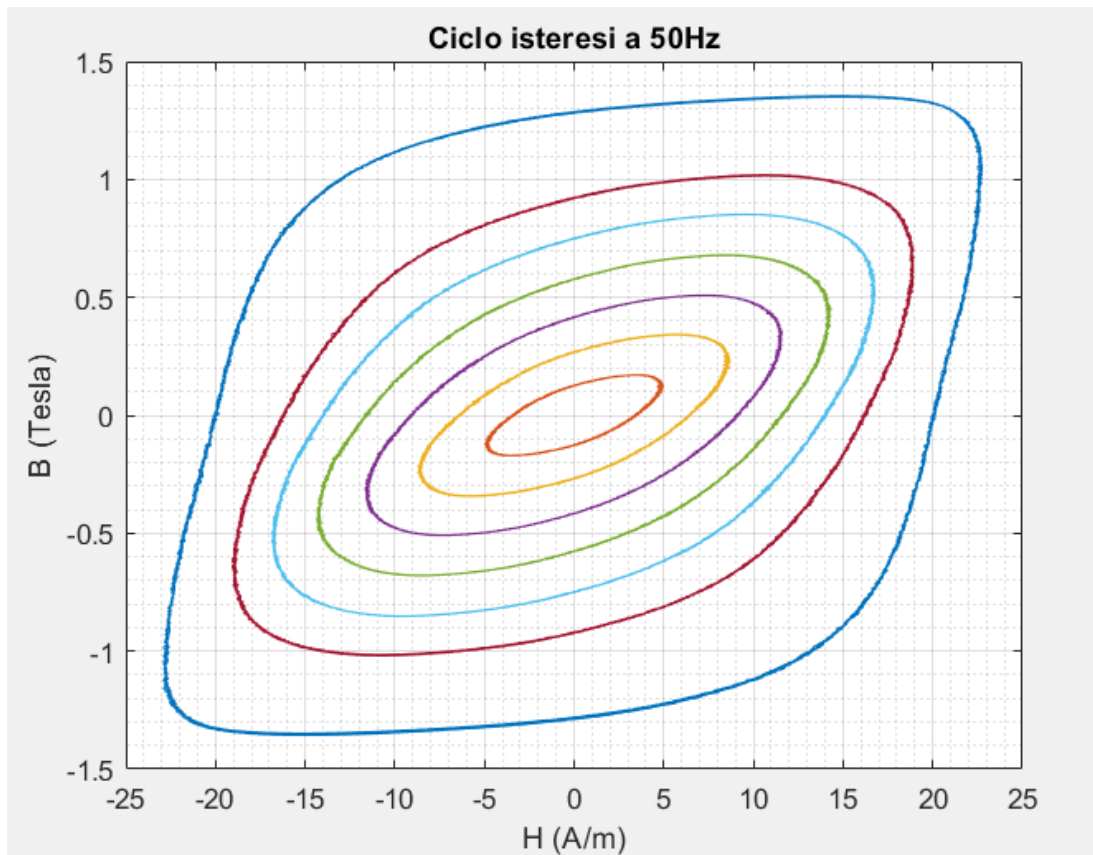


Figura 5.3: Cicli isteresi a 50Hz delle prove eseguite alle tensioni di 2,4,6,8,10,12,16V.

Nella figura 5.4 invece sono rappresentate le curve d'isteresi a 50 Hz delle misure effettuate a 18,20,21,22,23,24,25V. Sono state realizzate due figure diverse per poter visualizzare nel modo migliore possibile i vari cicli d'isteresi. Nella figura 5.5 invece è presente uno zoom della figura 6.4 così da vedere in modo più accurato l'andamento dei vari cicli d'isteresi

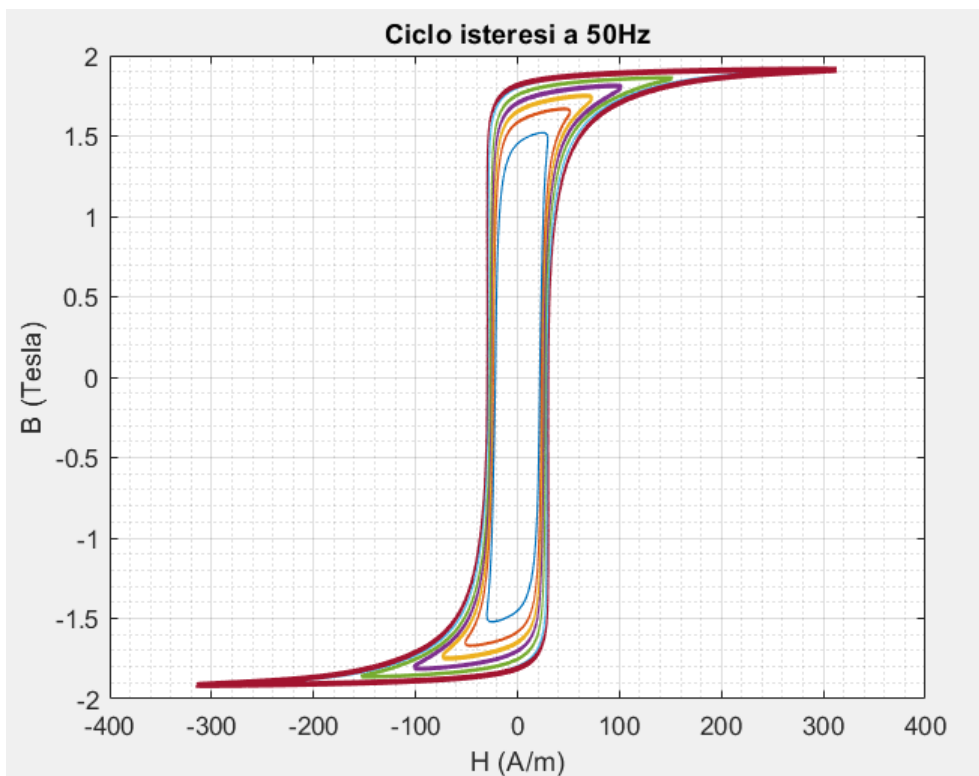


Figura 5.4: Cicli isteresi a 50Hz delle prove eseguite alle tensioni di 18,20,21,22,23,24,25V.

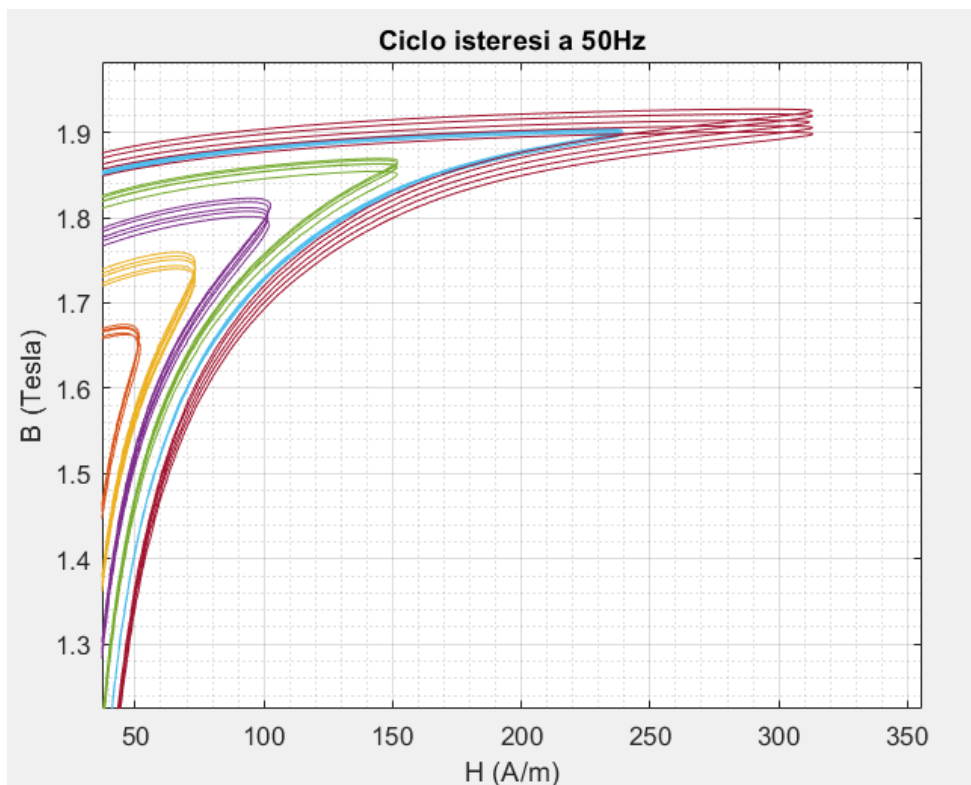


Figura 5.5: Zoom della figura 6.4 così da permettere di vedere in modo più accurato l'andamento dei vari cicli.

Come si può vedere dalle ultime due figure (5.4 e 5.5) c'è un'incongruenza tra il valore massimo di B presente nelle due figure e il valore di B calcolato con la seguente formula:

$$B_{max} = \frac{V_{eff}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot N \cdot S_{Fe}} \quad (24)$$

Questo errore è dovuto al fatto che la formula utilizzata vale solo nel caso in cui la tensione è sinusoidale. Nelle misure fino a 18V la tensione è leggermente distorta quindi può essere considerata sinusoidale e quindi i dati ottenuti dalla formula empirica possono essere considerati accettabili. Il problema invece, sorge dai 20V in su, questo perché qui l'entità della distorsione della tensione aumenta e non può essere trascurata perciò risulta adeguato calcolare il B_{max} integrando il vettore della tensione e dividendolo per il prodotto tra la sezione utile del ferro e il numero di spire:

$$B_{max} = \frac{\int V(t) dt}{N \cdot S_{Fe}} \quad (25)$$

L'aumento della distorsione della tensione è dovuto al fatto che l'impedenza interna del circuito in esame non è trascurabile. Come si può vedere già a 20V, la corrente raggiunge valori di picco elevati ed è fortemente distorta, andando quindi a generare una caduta di tensione che fa sì che la tensione ai capi del trasformatore di corrente sia distorta e quindi non sinusoidale, pertanto, risulta più corretto utilizzare la formula appena descritta.

Nella tabella sottostante si può visualizzare la differenza tra i valori del B_{max} ottenuto con i due diversi metodi di calcolo e come si può vedere i valori calcolati con la seconda formula risultano ora praticamente uguali a quelli ottenuti nei grafici realizzati con Matlab.

| Misure in corrente alternata | | | | |
|------------------------------|----------------------|----------------------|--------------------------------|--------------------------------|
| | V _{mis} (V) | V _{eff} (V) | B _{maxAC} (Tesla) (1) | B _{maxAC} (Tesla) (2) |
| Prova 1 | 16,1500 | 16,1498 | 1,3710 | 1,3543 |
| Prova 2 | 18,2400 | 18,2398 | 1,5480 | 1,5214 |
| Prova 3 | 20,1700 | 20,1698 | 1,7110 | 1,6747 |
| Prova 4 | 21,2700 | 21,2697 | 1,8040 | 1,7594 |
| Prova 5 | 22,2200 | 22,2197 | 1,8840 | 1,8227 |
| Prova 6 | 23,1800 | 23,1797 | 1,9640 | 1,8695 |
| Prova 7 | 24,2600 | 24,2597 | 2,0530 | 1,9038 |
| Prova 8 | 24,9700 | 24,9697 | 2,1110 | 1,9272 |

Tabella 5.2: Confronto del B_{max} calcolato con le due diverse formule.

Sempre grazie al software Matlab è stato possibile calcolare le perdite a vuoto per le varie prove eseguite facendo la media del prodotto della tensione e della corrente nel tempo. Successivamente è stata calcolata la cifra di perdita attraverso la seguente formula $C_p = P_0/m$ dove P_0 sono le perdite a vuoto e m è la massa del nucleo che è pari a 2.692kg. Nella tabella 6.3 sono riportati risultati ottenuti, e come si può vedere, all'aumentare della tensione applicata corrisponde un aumento della cifra di perdita, in particolare, per le tensioni dai 21V volt in su tra una prova e l'altra c'è un maggiore incremento della cifra

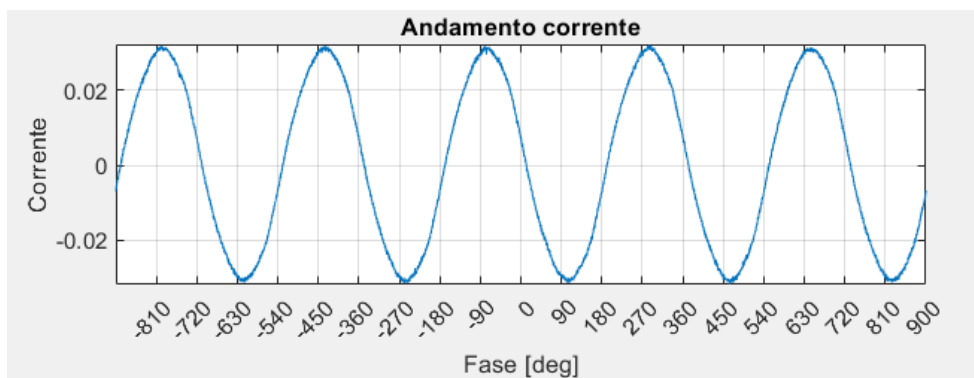
di perdita e questo è dovuto al fatto che il trasformatore sta lavorando in condizioni di saturazione.

| | V _{mis} (V) | Potenza (W) | Cifra di perdita (W/Kg) |
|----------|-------------------------|----------------|----------------------------|
| Prova 1 | 2,0240 | 0,0317 | 0,0118 |
| Prova 2 | 4,0620 | 0,1197 | 0,0445 |
| Prova 3 | 6,0380 | 0,2524 | 0,0938 |
| Prova 4 | 8,0540 | 0,4340 | 0,1612 |
| Prova 5 | 10,1100 | 0,6676 | 0,2480 |
| Prova 6 | 12,0700 | 0,9411 | 0,3496 |
| Prova 7 | 16,150 | 1,6570 | 0,6155 |
| Prova 8 | 18,240 | 2,1355 | 0,7933 |
| Prova 9 | 20,170 | 2,6867 | 0,9980 |
| Prova 10 | 21,270 | 3,0999 | 1,1515 |
| Prova 11 | 22,220 | 3,5229 | 1,3087 |
| Prova 12 | 23,180 | 4,0391 | 1,5004 |
| Prova 13 | 24,260 | 4,6637 | 1,7324 |
| Prova 14 | 24,970 | 5,0749 | 1,8852 |

Tabella 5.3: Cifre di perdita relative alle varie prove.

Per quanto riguarda la corrente magnetizzante, verranno ora riportati gli andamenti di alcune misure effettuate con la relativa analisi del contenuto armonico (non verranno rappresentate le correnti di tutte e 14 le prove eseguite in quanto si risulterebbe troppo ripetitivi e soprattutto in quanto è possibile trarre le relative conclusioni anche analizzando solo una parte delle misure effettuate). Per questo motivo saranno ora riportati l'andamento della corrente magnetizzante con la relativa analisi armonica per le prove eseguite a 2,16,20,25V.

Prova a 2V



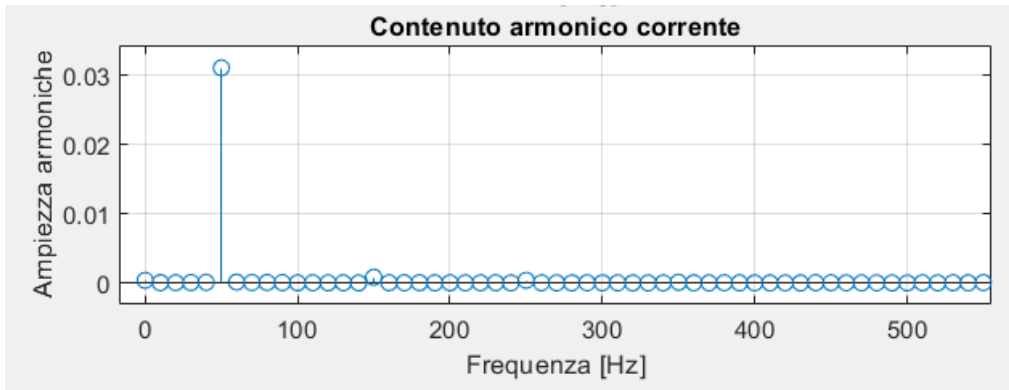


Figura 5.6: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 2V.

Prova a 16V

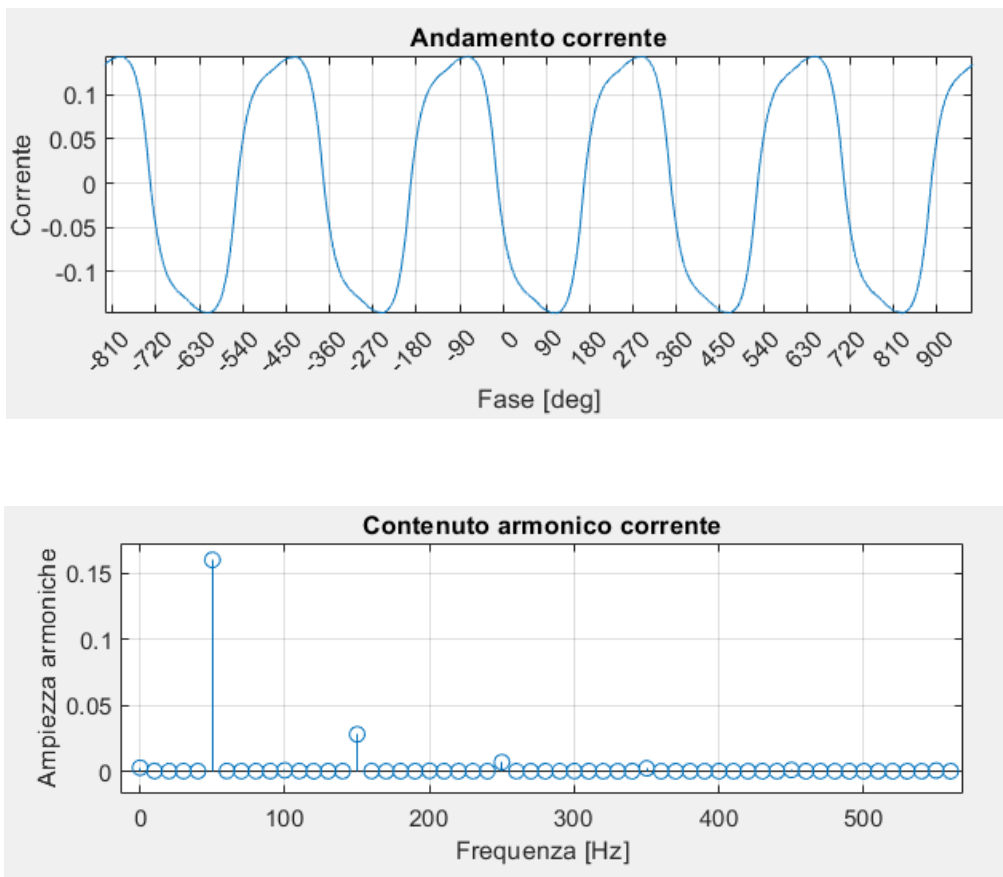


Figura 5.7: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 16V.

Prova a 20V

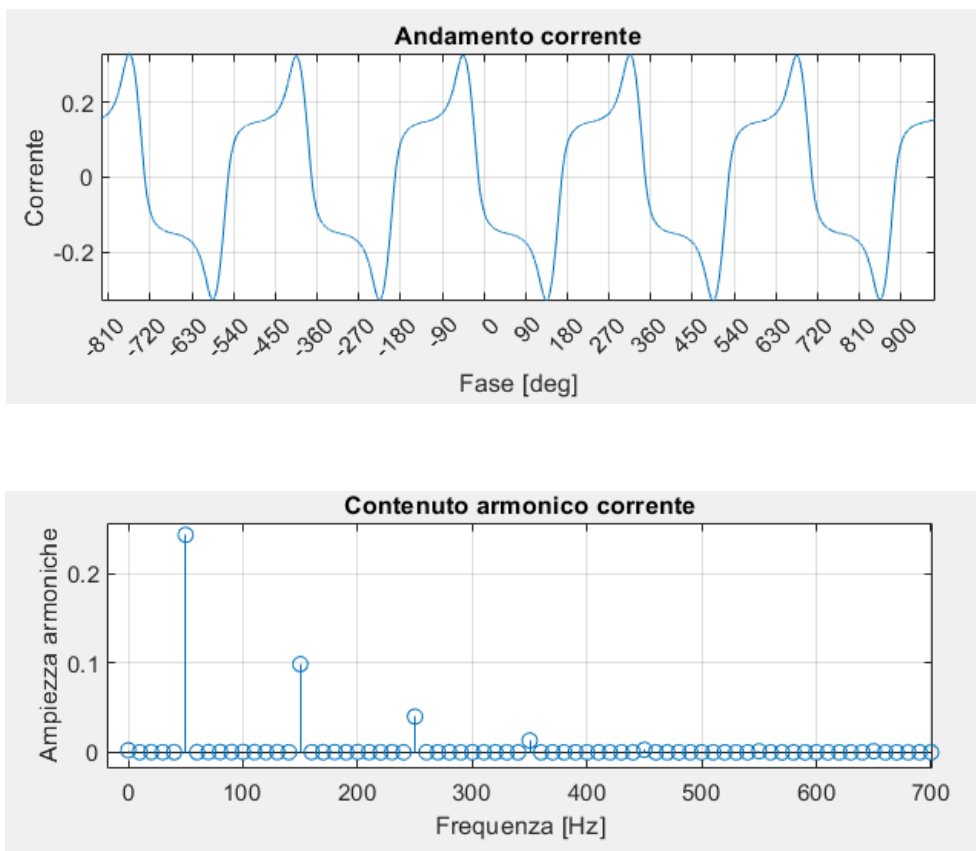
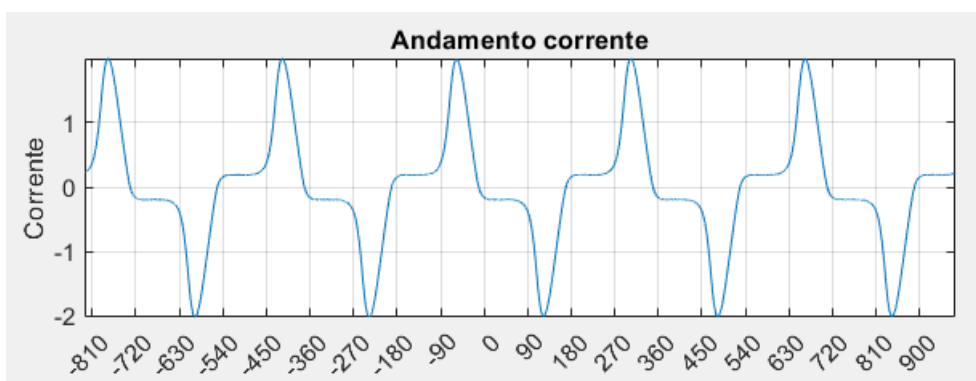


Figura 5.8: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 20V.

Prova a 25V



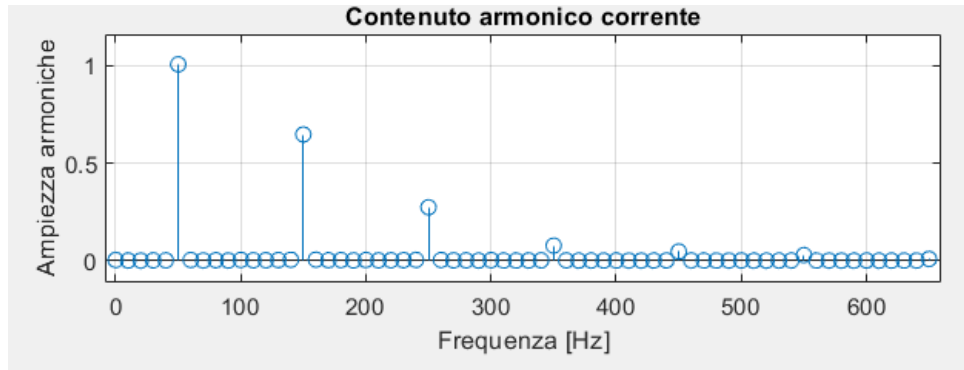


Figura 5.9: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 25V.

Come evidenziato dalle figure appena rappresentate, si può affermare che a mano a mano che si va ad aumentare la tensione applicata, (avvicinandosi quindi sempre più verso la saturazione del circuito magnetico del trasformatore) oltre che all'aumentare del valore massimo della corrente si ha un aumento del valore della distorsione della forma d'onda e quindi anche del suo contenuto armonico mantenendo però la forma d'onda della corrente sempre simmetrica.

5.3 PROVA A VUOTO CON DC BIAS

Dopo aver eseguito la prova a vuoto applicando al trasformatore solo una tensione alternata, è stata eseguita una prova nella quale è stata sempre applicata una tensione alternata al primario aggiungendo però un generatore di corrente continua al secondario come mostrato in figura 5.10:

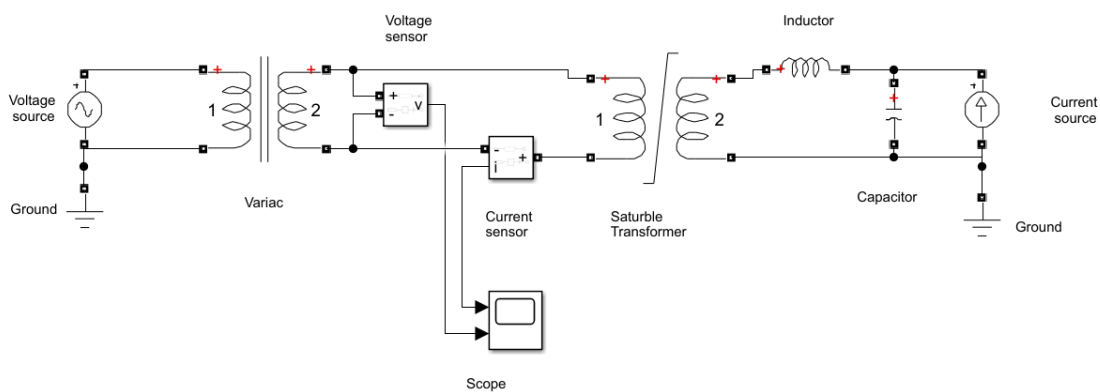


Figura 5.10: Schema circuitale con DC BIAS.

In questo schema, rispetto allo schema delle prove eseguite precedentemente, si può notare quindi l'aggiunta di un generatore di corrente continua e un filtro L-C ($L=33\text{mH}$ e

C=1.4mF) connessi entrambi al secondario del trasformatore di corrente. Il filtro L-C è stato inserito con lo scopo sia di proteggere l'alimentatore di corrente continua sia di non permettere la circolazione di una corrente alternata al secondario, in quanto, una sua eventuale presenza comporterebbe una corrente di carico con la conseguenza che, la corrente misurata dall'ampmetro non sia più esclusivamente la corrente magnetizzante ma la somma tra la corrente di carico riportata al primario e la corrente magnetizzante. La prova è stata eseguita sia per diversi valori di tensione applicata al primario, sia per diversi valori di corrente continua applicata al secondario così da poter far lavorare il circuito magnetico in condizioni diverse. Le correnti continue applicate nelle varie prove eseguite sono di 2,4,6A.

Nella tabella 5.4 sono riportati il valore efficace della tensione misurata, il valore effettivo della tensione ai capi del nostro trasformatore che corrisponde alla differenza tra il valore misurato e la caduta di tensione interna del trasformatore, il valore efficace e massimo della corrente magnetizzante, il campo magnetico efficace e massimo calcolato in relazione al valore efficace e massimo della corrente magnetizzante ed infine il flusso massimo, applicando una corrente continua del valore di 2.06 A.

Le formule utilizzate per calcolare il flusso ed il campo magnetico sono le seguenti:

$$V_{effettivo} = V_{mis} - R_{int} \cdot I_m \quad (26)$$

$$B_{Max} = \frac{V}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot N \cdot S_{Fe}} \quad (27)$$

$$H_{max} = \frac{I_{mMax} \cdot N_2}{2 \cdot \pi \cdot r_{medio}} + \frac{I_{DC} \cdot N_1}{2 \cdot \pi \cdot r_{medio}} \quad (28)$$

PROVA CON 2.06A DC

| Misure in corrente alterna con aggiunta corrente continua=2,06A | | | | | | | |
|---|-------------------------|-------------------------|---------------------------|---------------------------|--------------------------------|--------------------------------|-------------------------------|
| | V _{mis} (V) | V _{eff} (V) | I _{mRMS} (mA) | I _{mMAX} (mA) | H _{effAC+DC} (A/m) | H _{maxAC+DC} (A/m) | B _{maxAC} (Tesla) |
| Prova 1 | 2,047 | 2,033 | 102,700 | 182,800 | 25,760 | 42,729 | 0,173 |
| Prova 2 | 4,050 | 4,030 | 142,700 | 289,900 | 36,438 | 59,531 | 0,344 |
| Prova 3 | 6,068 | 6,044 | 170,100 | 383,100 | 40,737 | 74,152 | 0,515 |
| Prova 4 | 8,063 | 8,036 | 192,000 | 471,300 | 44,172 | 87,989 | 0,685 |
| Prova 5 | 10,030 | 10,000 | 212,500 | 560,600 | 47,388 | 101,999 | 0,852 |
| Prova 6 | 12,180 | 12,147 | 233,300 | 660,200 | 50,652 | 117,624 | 1,035 |

Tabella 5.4: Prove con corrente continua di 2.06A e tensione alternata variabile da 2 a 12V.

Nella figura 5.12 è stato realizzato un grafico che mette in relazione i valori di B_{max} e H_{max} presenti nella tabella 5.4.

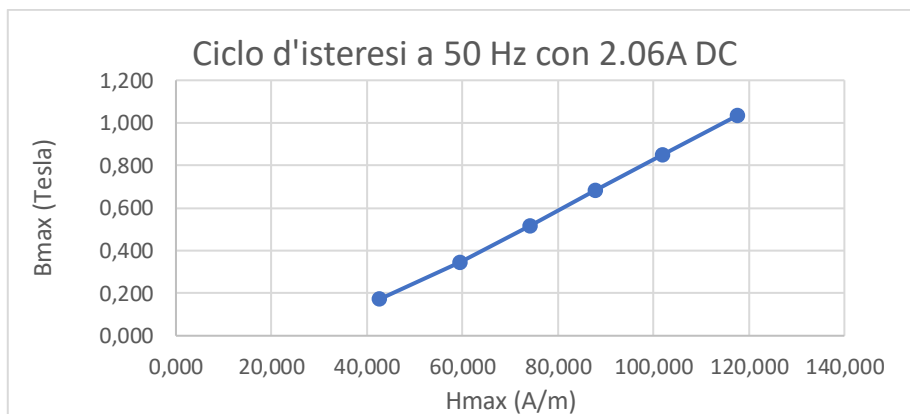


Figura 5.12: Curva B-H a 50 Hz con 2.06A DC.

Grazie alle misure effettuate e ai dati raccolti dall'oscilloscopio, attraverso il software Matlab, è stato realizzato uno script con il quale è stato possibile visualizzare l'andamento della tensione ai capi del trasformatore, l'andamento della corrente magnetizzante con il suo relativo contenuto armonico ed infine come cosa più importante il ciclo d'isteresi ottenuto applicando una corrente continua di 2.06A. Nella figura 5.13 sono rappresentate la curva di isteresi ottenuta applicando solamente 12V in alternata insieme alle curve d'isteresi ottenute applicando valori di tensione da 2 a 12V in alternata con una corrente continua costante di 2.06A. Risulta importante evidenziare che il B presente in tutte le figure presenti in questo capitolo è il B generato dalla componente alternata di tensione (B_{ac}) mentre il B generato dalla componente continua (B_{dc}) non è stato possibile misurarlo e quindi andarlo a rappresentare nelle varie figure.

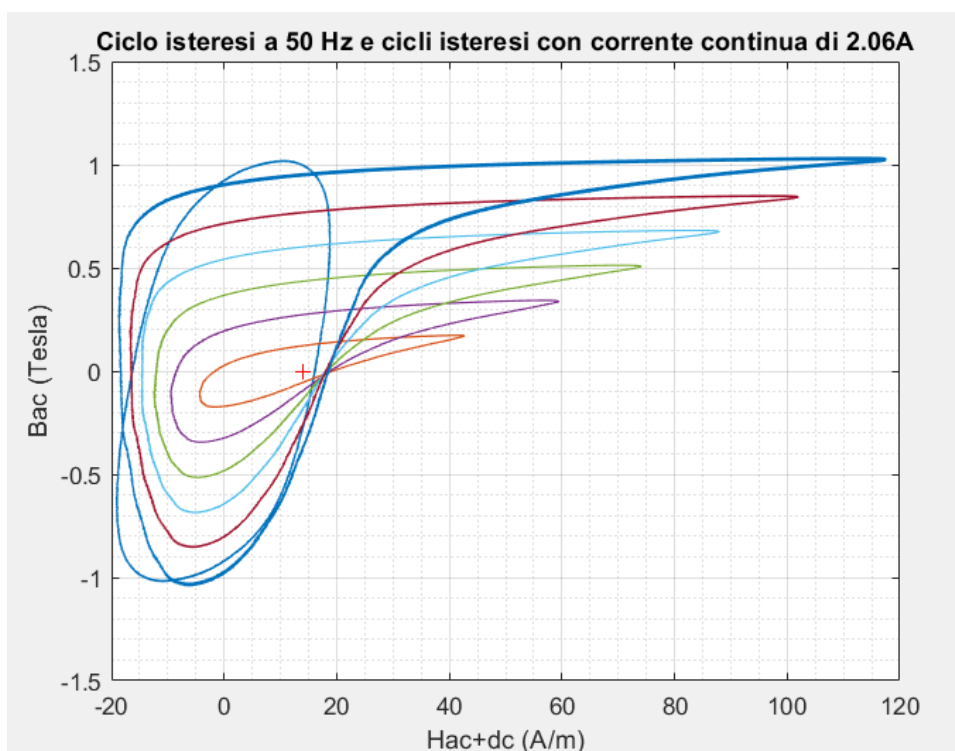


Figura 5.13: Ciclo d'isteresi a 12V applicando solo alternata e ciclo isteresi con diverse tensioni e con 2.06A di corrente continua.

Sempre grazie al software Matlab è stato possibile calcolare le perdite a vuoto per i vari valori di tensione applicati facendo la media del prodotto della tensione e corrente nel tempo. Successivamente è stata calcolata la cifra di perdita attraverso la seguente formula $C_p = P_0/m$ dove P_0 sono le perdite a vuoto e m è la massa del nucleo che è pari a 2.692kg. Nella tabella 5.5 sono riportati risultati ottenuti, e come si può vedere, all'aumentare della tensione corrisponde un incremento della cifra di perdita.

| | V _{mis} (V) | Potenza (W) | Cifra di perdita (W/Kg) |
|---------|----------------------|-------------|-------------------------|
| Prova 1 | 2,047 | 0,1014 | 0,0377 |
| Prova 2 | 4,050 | 0,2854 | 0,1060 |
| Prova 3 | 6,068 | 0,5046 | 0,1874 |
| Prova 4 | 8,063 | 0,7469 | 0,2775 |
| Prova 5 | 10,030 | 1,0057 | 0,3736 |
| Prova 6 | 12,180 | 1,3136 | 0,4880 |

Tabella 5.5: Cifre di perdita relative alle varie prove applicando una corrente continua di 2.06A.

Per quanto riguarda la corrente magnetizzante, verranno ora riportati gli andamenti di alcune misure effettuate con la relativa analisi del contenuto armonico (non verranno rappresentate le correnti e il relativo contenuto armonico di tutte le misure effettuate in quanto si risulterebbe troppo ripetitivi ed in quanto è possibile trarre le relative conclusioni anche analizzando solo una parte delle misure effettuate).

Prova a 2V con continua 2.06A.

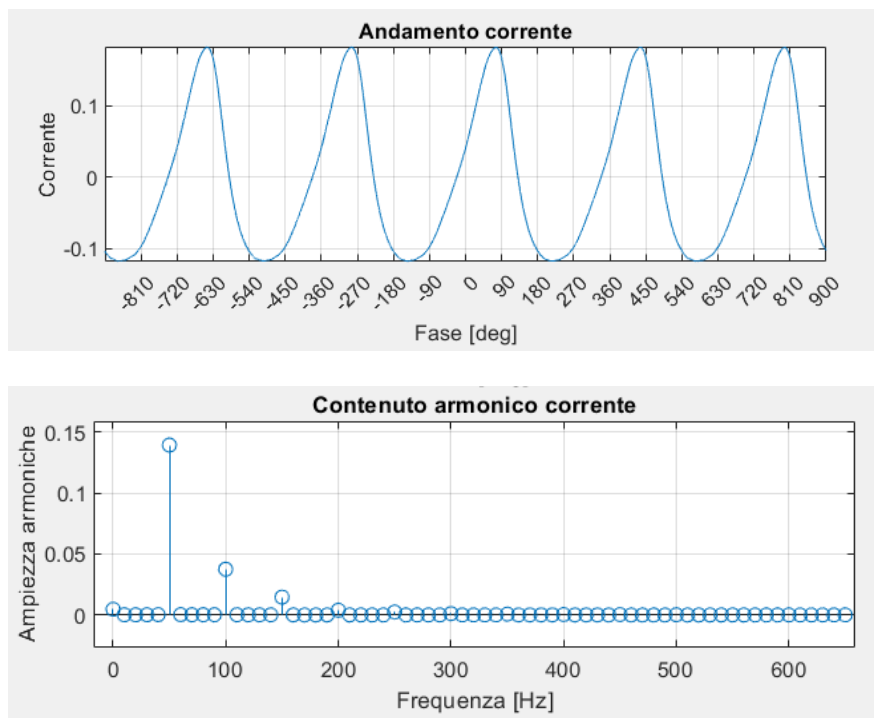


Figura 5.14: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 2V e una corrente continua di 2.06A.

Prova a 12V con continua 2.06A.

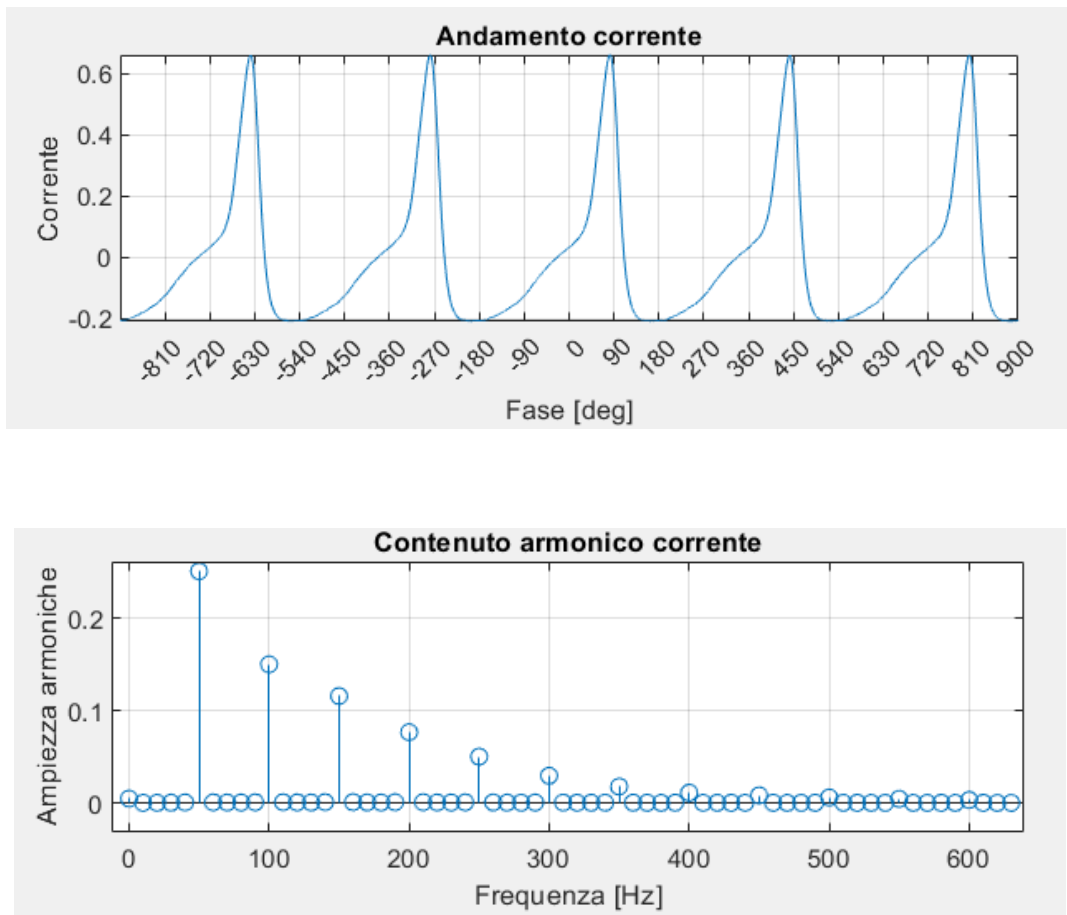


Figura 5.15: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 12V e una corrente continua di 2.06A.

Come evidenziato dalle figure appena illustrate, si può affermare che con la presenza di una corrente continua di 2.06A rispetto al caso in cui si applicava solamente una tensione alternata si ha un aumento del valore massimo e della distorsione della corrente con un conseguente incremento del suo contenuto armonico. Risulta inoltre, importante sottolineare che la corrente in questo caso non è più simmetrica il che comporta ad avere oltre alla presenza di armoniche dispari anche la presenza di armoniche pari.

Nelle pagine successive verranno riportati gli stessi procedimenti appena eseguiti per le prove con 2.06A applicando gli stessi valori di tensione alternata ma applicando una corrente continua di 4.05A e di 6.04A.

PROVA CON 4.05A DC.

| Misure in corrente alterna con aggiunta corrente continua=4.05A | | | | | | | |
|---|-------------------------|-------------------------|---------------------------|---------------------------|--------------------------------|--------------------------------|-------------------------------|
| | V _{mis} (V) | V _{eff} (V) | I _{mRMS} (mA) | I _{mMAX} (mA) | H _{effAC+DC} (A/m) | H _{maxAC+DC} (A/m) | B _{maxAC} (Tesla) |
| Prova 1 | 2,033 | 2,011 | 160,200 | 328,900 | 52,757 | 79,223 | 0,173 |
| Prova 2 | 4,038 | 4,002 | 259,300 | 587,200 | 68,304 | 119,745 | 0,343 |
| Prova 3 | 6,018 | 5,974 | 317,400 | 844,100 | 77,419 | 160,048 | 0,511 |
| Prova 4 | 8,061 | 8,010 | 367,000 | 1107,000 | 85,200 | 201,292 | 0,685 |
| Prova 5 | 10,030 | 9,973 | 405,700 | 1339,000 | 91,271 | 237,689 | 0,852 |
| Prova 6 | 12,070 | 12,008 | 441,700 | 1562,000 | 96,919 | 272,673 | 1,025 |

Tabella 5.6: Prove con corrente continua di 4.05A e tensione alternata da 2 a 12V.

Nella figura 5.16 è stato realizzato un grafico che mette in relazione i valori di B_{max} e H_{max} presenti nella tabella 5.6.

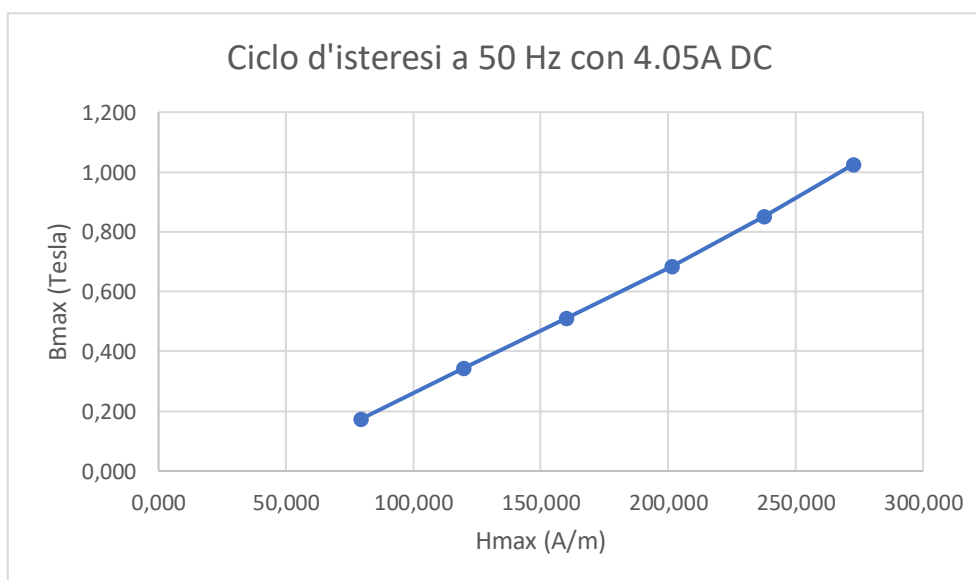


Figura 5.16: Curva B-H a 50 Hz con 4.05A DC.

Nelle figure 5.17 è invece rappresentata la curva d'isteresi ottenuta applicando una tensione di 12V insieme alle curve d'isteresi ottenute applicando valori di tensione da 2 a 12V con una corrente continua costante di 4.05A.

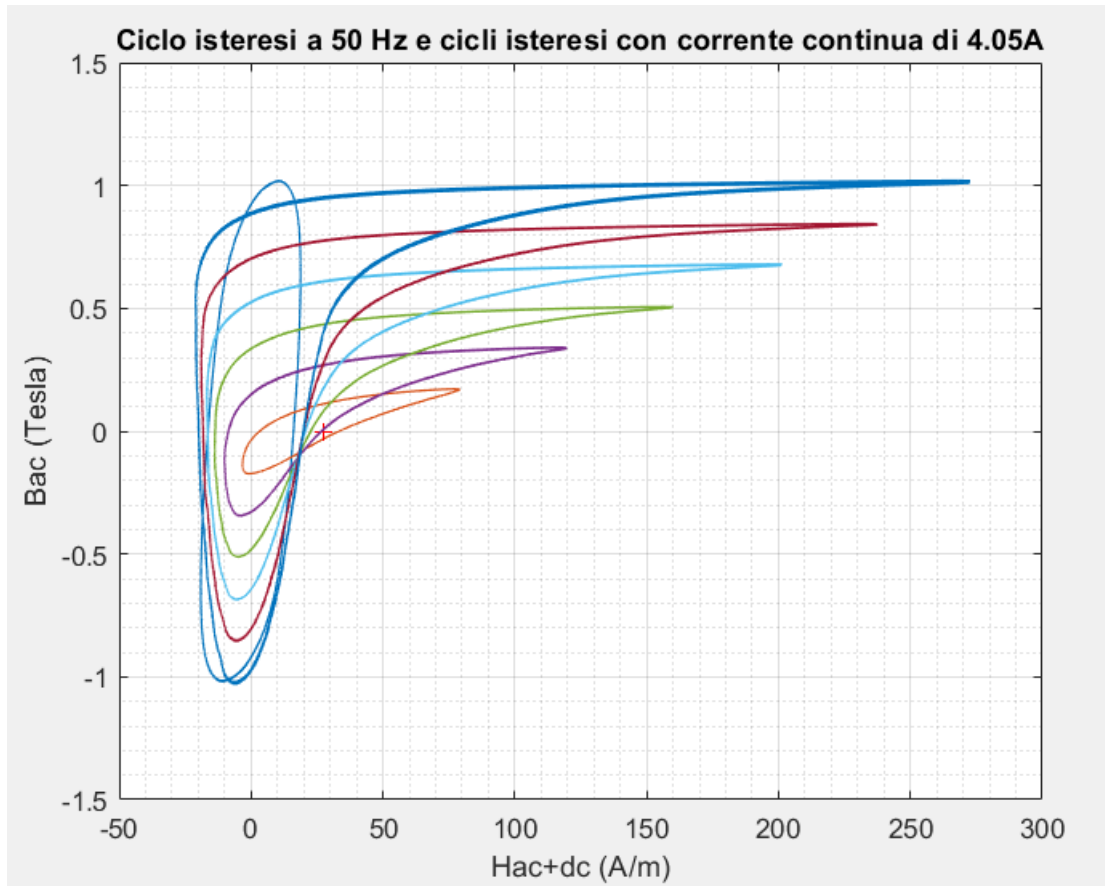


Figura 5.17: Ciclo d'isteresi a 12V applicando solo alternata e ciclo isteresi con tensioni alternate da 2 a 12V e con 4.05A di corrente continua.

Nella tabella 5.7 sono rappresentate le cifre di perdita ottenute applicando una corrente continua di 4.05A.

| | Vmis (V) | Potenza (W) | Cifra di perdita (W/kg) |
|---------|----------|-------------|-------------------------|
| Prova 1 | 2,033 | 0,1466 | 0,0545 |
| Prova 2 | 4,038 | 0,4009 | 0,1489 |
| Prova 3 | 6,018 | 0,6737 | 0,2503 |
| Prova 4 | 8,061 | 0,9637 | 0,3580 |
| Prova 5 | 10,030 | 1,2474 | 0,4634 |
| Prova 6 | 12,070 | 1,5573 | 0,5785 |

Tabella 5.7: Cifre di perdita relative alle varie prove eseguite applicando una corrente continua di 4.05A.

Per quanto riguarda la corrente magnetizzante ed il suo relativo contenuto armonico, verrà ora riportato l'andamento della misura effettuata applicando 12V in alternata e 4.05A di corrente continua (non verranno rappresentate le correnti di tutte le misure in quanto si

risulterebbe troppo ripetitivi ed in quanto è possibile trarre le relative conclusioni anche analizzando solo una parte delle misure effettuate).

Prova a 12V con continua 4.05A.

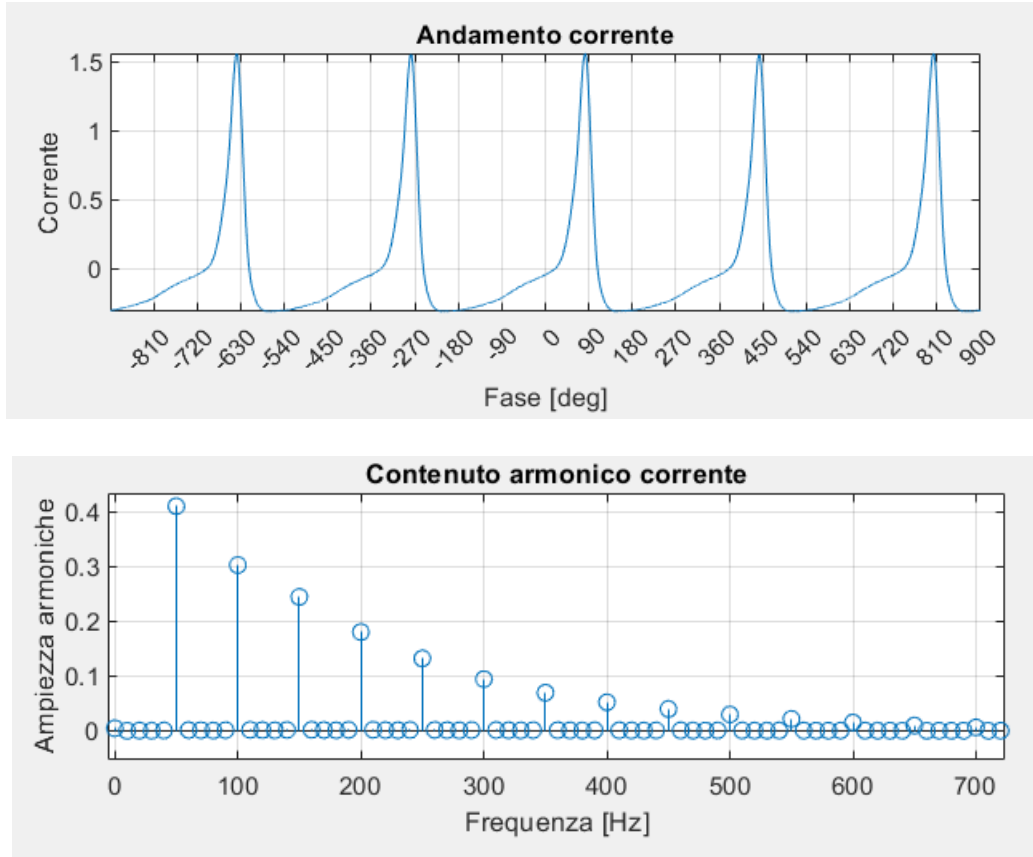


Figura 5.18: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 12V e una corrente continua di 4.05A.

PROVA CON 6.04A DC.

| Misure in corrente alterna con aggiunta corrente continua=6,04A | | | | | | | |
|---|-------------------------|-------------------------|---------------------------|---------------------------|--------------------------------|--------------------------------|-------------------------------|
| | V _{mis} (V) | V _{eff} (V) | I _{mRMS} (mA) | I _{mMAX} (mA) | H _{effAC+DC} (A/m) | H _{maxAC+DC} (A/m) | B _{maxAC} (Tesla) |
| Prova 1 | 2,011 | 1,973 | 269,900 | 533,500 | 83,541 | 124,895 | 0,171 |
| Prova 2 | 4,010 | 3,953 | 405,300 | 1044,000 | 104,782 | 204,982 | 0,341 |
| Prova 3 | 6,036 | 5,966 | 497,000 | 1493,000 | 119,168 | 275,422 | 0,513 |
| Prova 4 | 8,047 | 7,967 | 568,100 | 1890,000 | 130,323 | 337,704 | 0,684 |
| Prova 5 | 10,000 | 9,913 | 622,300 | 2226,000 | 138,826 | 390,416 | 0,849 |
| Prova 6 | 12,100 | 12,006 | 673,500 | 2545,000 | 146,858 | 440,461 | 1,028 |

Tabella 5.8: Prove con corrente continua di 6.04A e tensione alternata da 2 a 12V.

Nella figura 5.19 è stato realizzato un grafico che mette in relazione i valori di B_{\max} e H_{\max} presenti nella tabella 5.8.

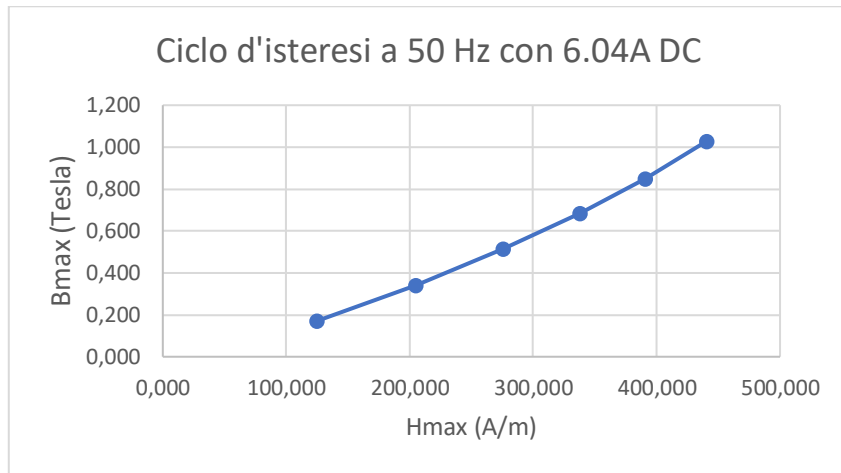


Figura 5.19: Curva B-H a 50 Hz con 6.04 A DC.

Nelle figure 5.20 è invece rappresentata la curva d'isteresi ottenuta applicando una tensione di 12V insieme alle curve d'isteresi ottenute applicando valori di tensione da 2 a 12V con una corrente continua costante di 6.04A.

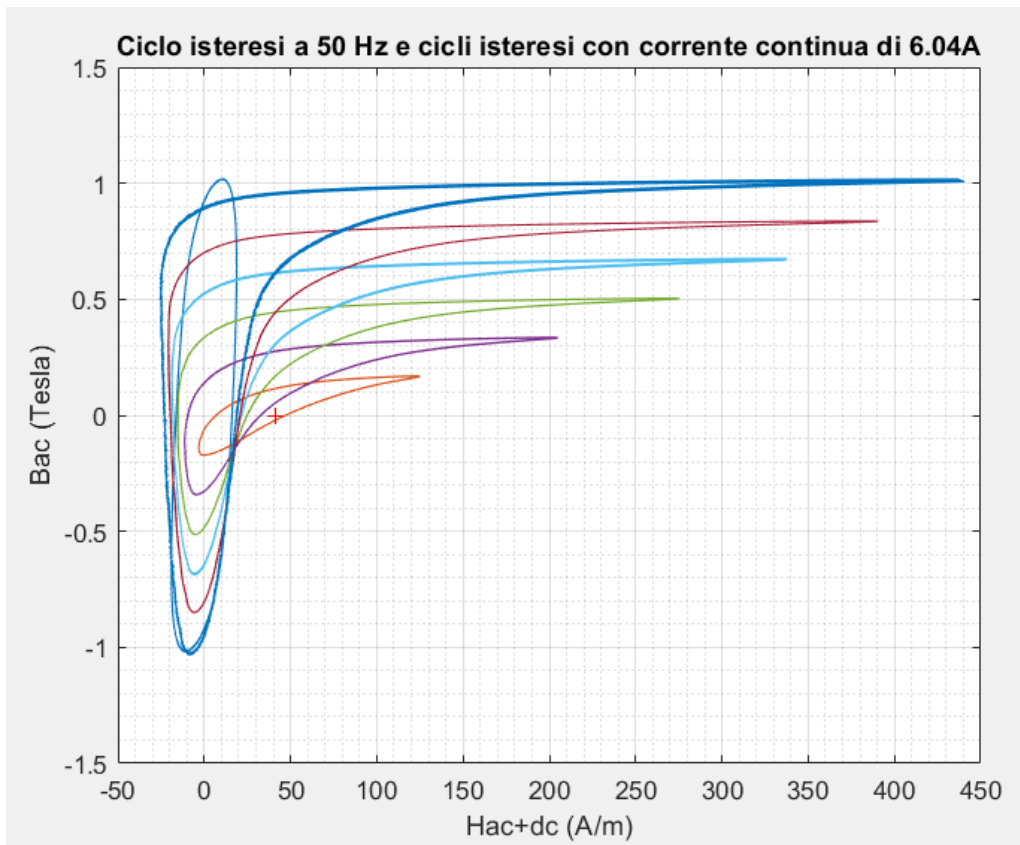


Figura 5.20: Ciclo d'isteresi a 12V applicando solo alternata e cicli d'isteresi ottenuti applicando tensioni alternate da 2 a 12V e con 6.04A di corrente continua.

Nella tabella 5.9 sono rappresentate le cifre di perdita ottenute applicando una corrente continua di 6.04A.

| | V _{mis} (V) | Potenza (W) | Cifra di perdita (W/Kg) |
|---------|-------------------------|----------------|----------------------------|
| Prova 1 | 2,011 | 0,2011 | 0,0747 |
| Prova 2 | 4,010 | 0,5074 | 0,1885 |
| Prova 3 | 6,036 | 0,8100 | 0,3009 |
| Prova 4 | 8,047 | 1,1120 | 0,4131 |
| Prova 5 | 10,000 | 1,4094 | 0,5236 |
| Prova 6 | 12,100 | 1,7552 | 0,6520 |

Tabella 5.9: Cifre di perdita relative alle varie prove applicando una corrente continua di 6.04A.

Per quanto riguarda la corrente magnetizzante ed il suo relativo contenuto armonico, verrà ora riportato l'andamento della misura effettuata applicando 12V in alternata e 4.05A di corrente continua (non verranno rappresentate le correnti di tutte le misure in quanto si risulterebbe troppo ripetitivi ed in quanto è possibile trarre le relative conclusioni anche analizzando solo una parte delle misure effettuate).

Prova a 12V con continua 6.04A.

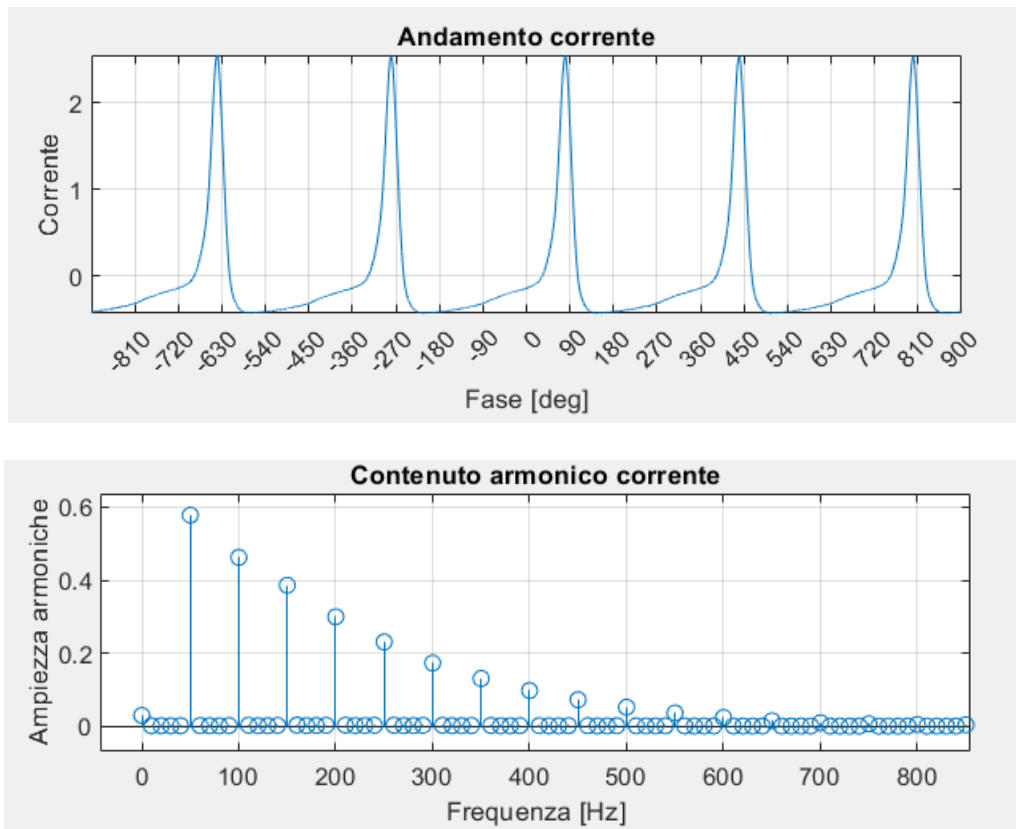


Figura 5.21: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica ottenuta applicando una tensione applicata di 12V e una corrente continua di 6.04A.

Grafico curva 18V alternata e curve a 18V e 20V con 4A DC

Oltre alle prove appena analizzate che sono state eseguite a tensioni fino al massimo di 12V, sono state eseguite altre due prove applicando una tensione di 18 e 20V al primario con una corrente continua costante di 4A al secondario. Nella tabella 5.10 sono riportati il valore efficace della tensione misurata, il valore effettivo della tensione ai capi del nostro trasformatore che corrisponde alla differenza tra il valore misurato e la caduta di tensione interna del trasformatore, il valore efficace e massimo della corrente magnetizzante, il campo magnetico efficace e massimo calcolato in relazione al valore efficace e massimo della corrente magnetizzante ed infine il flusso massimo, applicando una corrente continua del valore di 4 A.

| Misure in corrente alterna con aggiunta corrente continua=4A | | | | | | | |
|--|-------------------------|-------------------------|----------------------------|----------------------------|---------------------------------|---------------------------------|--------------------------------|
| | V _{mis} (V) | V _{eff} (V) | I _{m,RMS} (mA) | I _{m,MAX} (mA) | H _{eff,AC+DC} (A/m) | H _{max,AC+DC} (A/m) | B _{max,AC} (Tesla) |
| Prova 1 | 18,030 | 17,958 | 511,800 | 1959,000 | 107,576 | 334,614 | 1,526 |
| Prova 2 | 20,000 | 19,923 | 552,300 | 2194,000 | 113,929 | 371,481 | 1,692 |

Tabella 5.10: Prove con corrente continua di 4A e tensione alternata di 18e 20V.

Nella figura 5.22 sono rappresentate le curve d'isteresi ottenute applicando inizialmente 18V in alternata e successivamente applicando tensioni di 18 e 20V in alternata con una corrente continua di 4A.

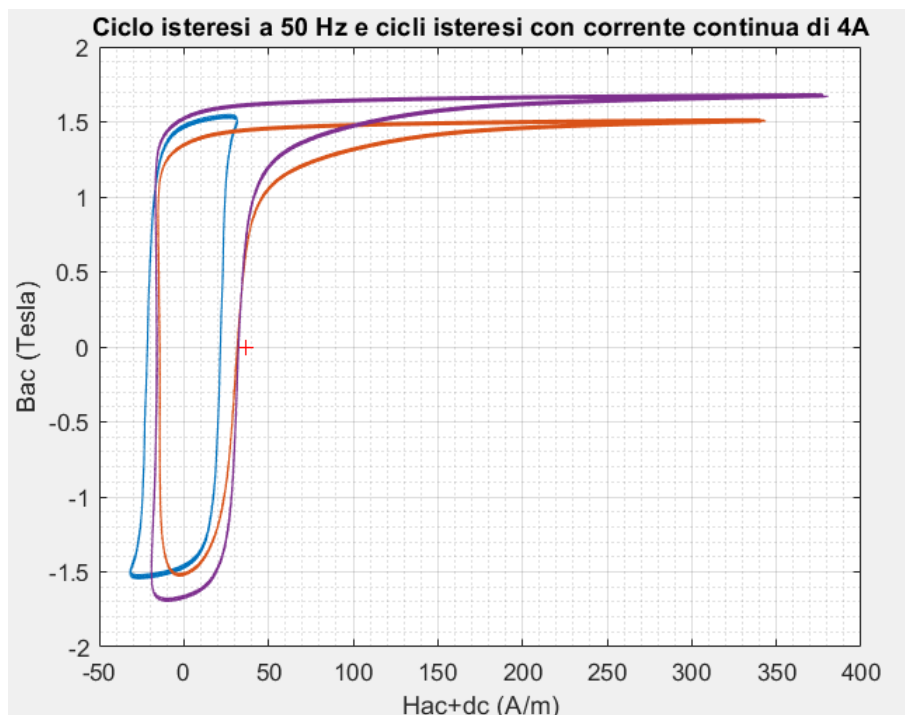


Figura 5.22: Ciclo d'isteresi ottenuto applicando 18V solo in alternata e cicli d'isteresi ottenuti applicando tensioni di 18 e 20V con 4A di corrente continua.

Nella tabella 5.11 sono rappresentate le cifre di perdita ottenute applicando una corrente continua di 4A.

| | V _{mis} (V) | Potenza (W) | Cifra di perdita (W/Kg) |
|---------|-------------------------|----------------|----------------------------|
| Prova 1 | 18,03 | 2,6492 | 0,9841 |
| Prova 2 | 20,00 | 3,1614 | 1,1744 |

Tabella 5.11: Cifre di perdita ottenute applicando una tensione di 18 e 20V in alternata con una corrente continua di 4A.

Per quanto riguarda la corrente magnetizzante ed il suo relativo contenuto armonico, verrà ora riportato l'andamento della misura effettuata applicando 20V in alternata e 4A di corrente continua.

Prova a 20V con continua 4A.

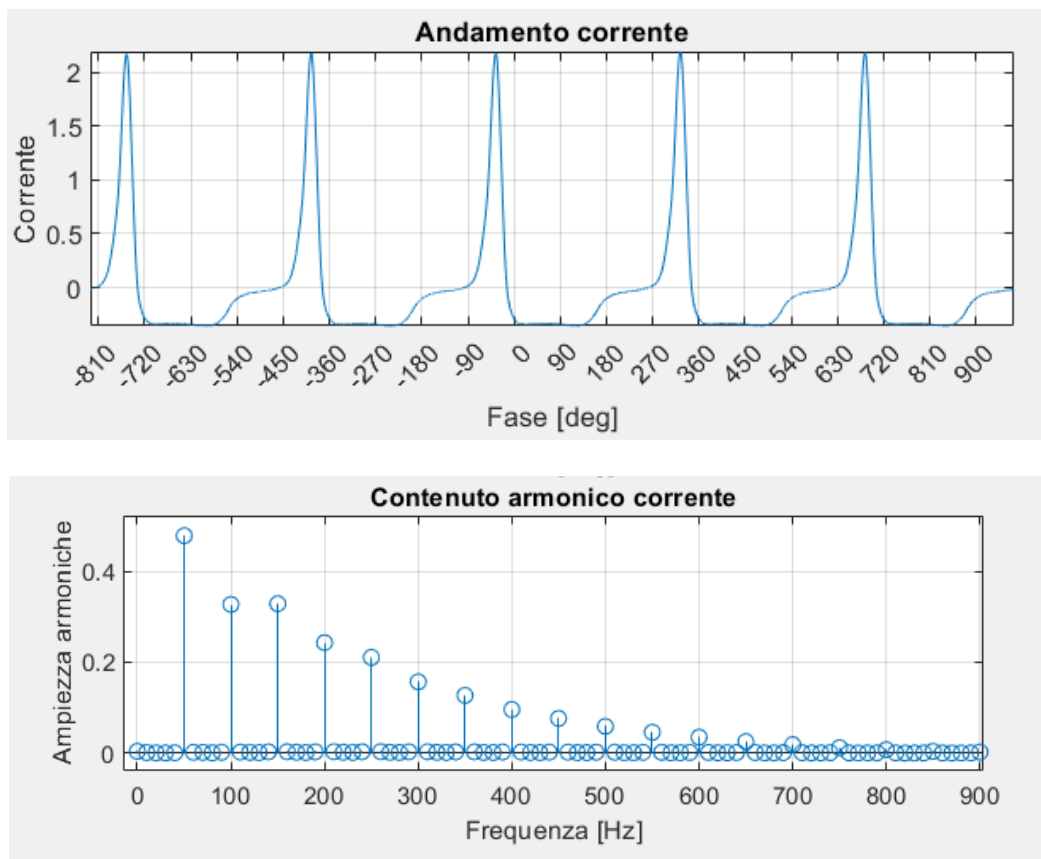


Figura 5.23: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica con una tensione applicata di 20V e una corrente continua di 4A.

Infine, per avere una visione più completa e per comprendere gli effetti che la corrente continua ha sul circuito magnetico del trasformatore sono state eseguite delle misure

applicando una tensione alternata di 20V con una corrente continua al secondario di 0,1,2,3,4,5,6A.

Nella figura 5.24 sono rappresentate le curve d'isteresi ottenute applicando inizialmente 20V in alternata e successivamente applicando tensioni di 20V in alternata con una corrente continua di 1,2,3A.

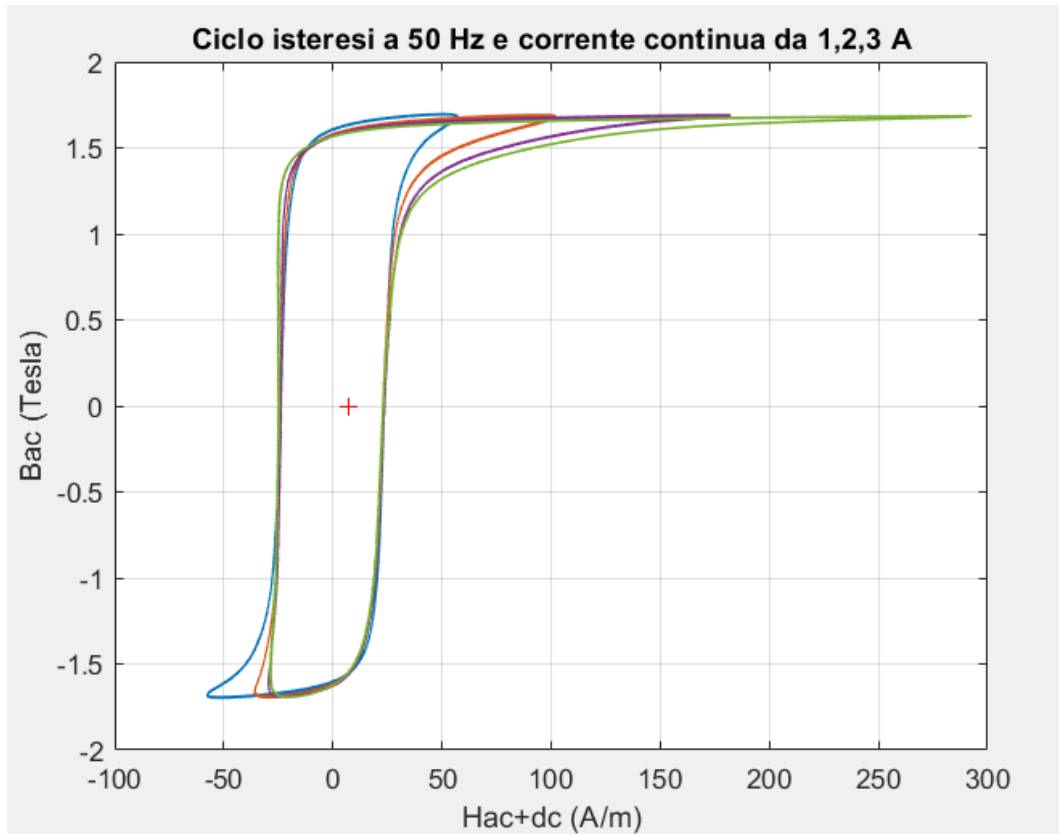


Figura 5.24: Ciclo d'isteresi a 20V applicando solo alternata e cicli d'isteresi con tensioni di 20V applicando 1,2,3A di corrente continua.

Nella figura 5.25 sono invece rappresentate le curve d'isteresi ottenute applicando inizialmente 20V in alternata e successivamente applicando tensioni di 20V in alternata con una corrente continua di 4,5,6A.

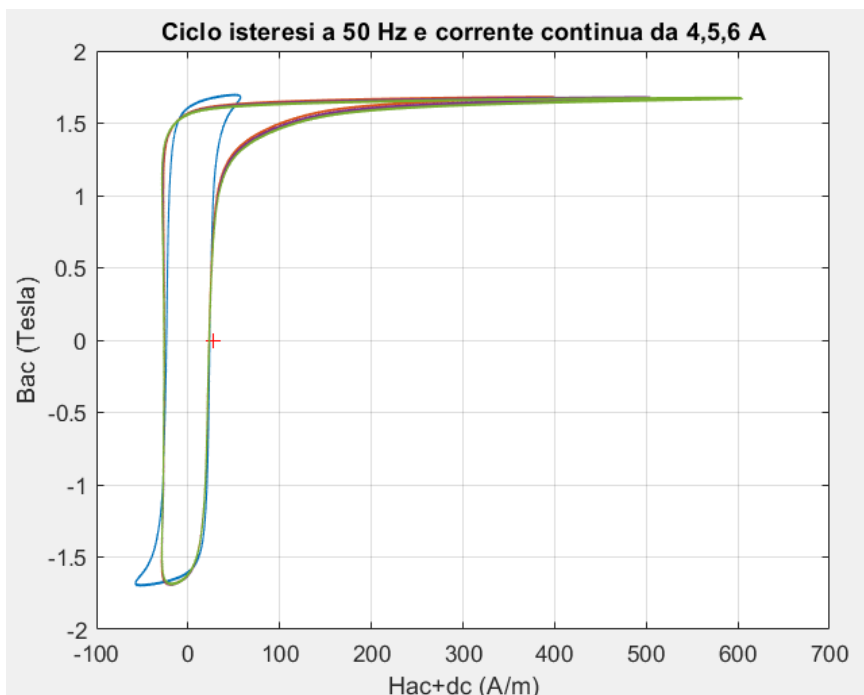


Figura 5.25: Ciclo d'isteresi a 20V applicando solo alternata e ciclo isteresi con tensioni di 20V applicando 4,5,6A di corrente continua.

Infine, nella figura 5.26 sono invece rappresentate le curve d'isteresi ottenute applicando inizialmente 20V in alternata e successivamente applicando tensioni di 20V in alternata con una corrente continua di 1,2,3,4,5,6A.

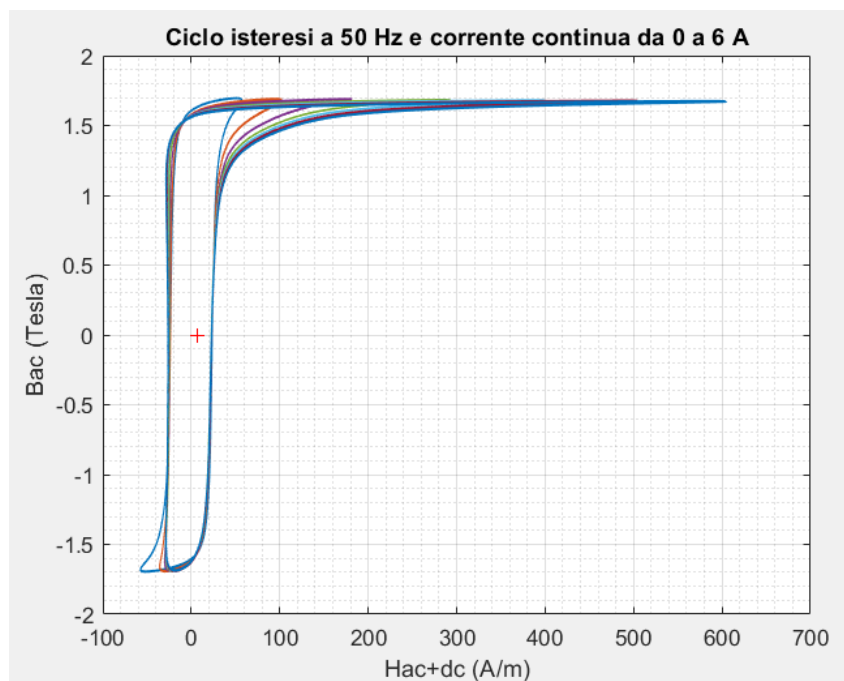


Figura 5.26: Ciclo d'isteresi a 20V applicando solo alternata e ciclo isteresi con tensioni di 20V applicando 1,2,3,4,5,6A di corrente continua.

Nella figura 5.27 e 5.28 invece è presente uno zoom della figura 5.26 così da vedere in modo più accurato l'andamento dei vari cicli d'isteresi.

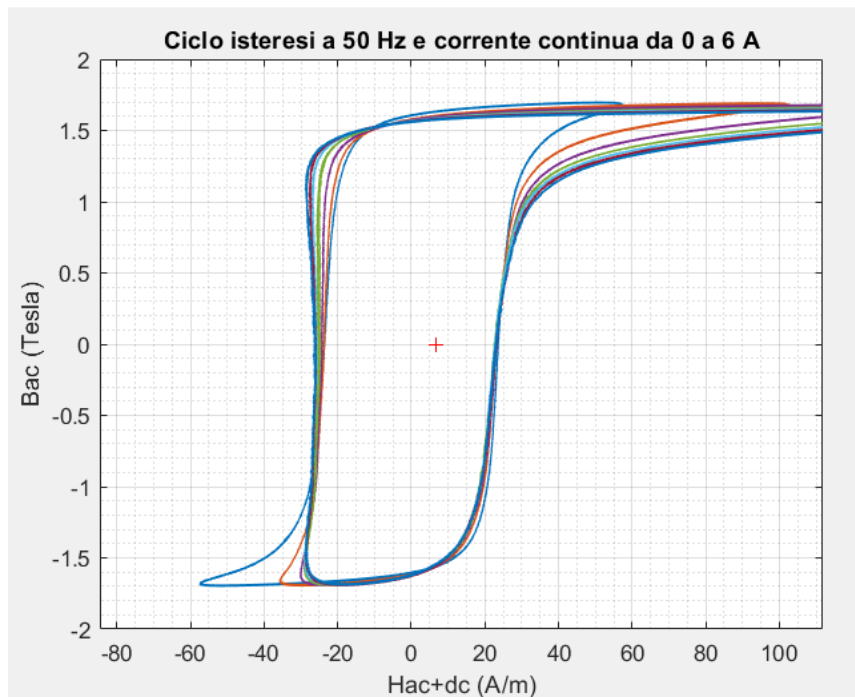


Figura 5.27: Zoom su ciclo d'isteresi a 20V applicando solo alternata e ciclo isteresi con tensioni di 20V applicando 1,2,3,4,5,6A di corrente continua.

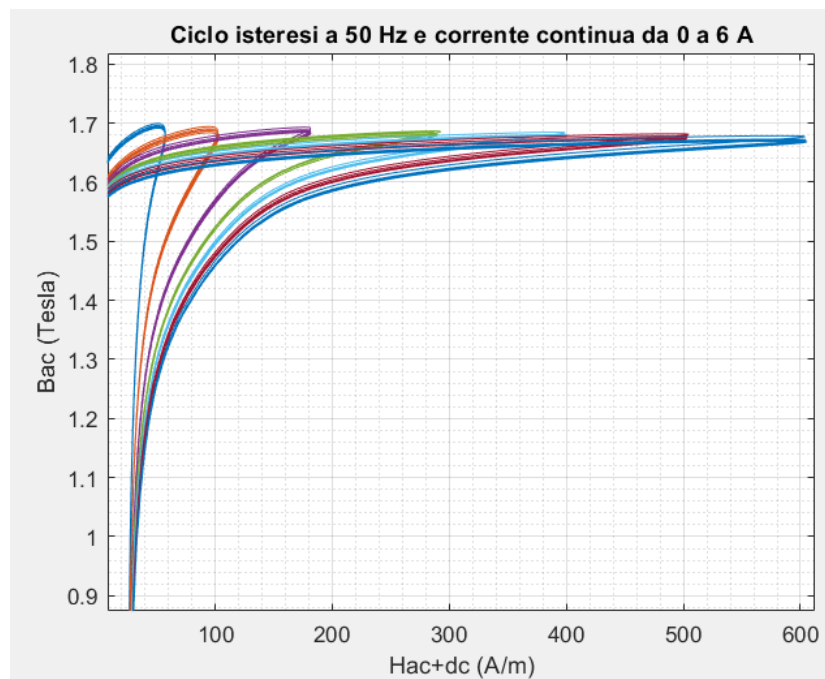


Figura 5.28: Zoom su ciclo d'isteresi a 20V applicando solo alternata e ciclo isteresi con tensioni di 20V applicando 1,2,3,4,5,6A di corrente continua.

Nella tabella 5.12 sono rappresentate le cifre di perdita ottenute applicando una tensione alternata di 20V e una corrente continua di 0,1,2,3,4,5,6A.

| | V _{mis} (V) | I _{dc} (A) | H _{max} _{AC+DC} (A/m) | Potenza (W) | Cifra di perdita a 1.7 T (W/Kg) |
|---------|-------------------------|------------------------|--|----------------|------------------------------------|
| Prova 1 | 20,00 | 0,00 | 57,3087 | 2,7385 | 1,0173 |
| Prova 2 | 20,00 | 1,00 | 102,9578 | 2,7695 | 1,0288 |
| Prova 3 | 20,00 | 2,00 | 357,8394 | 2,9328 | 1,0895 |
| Prova 4 | 20,00 | 3,00 | 364,6604 | 3,0750 | 1,1423 |
| Prova 5 | 20,00 | 4,00 | 371,4813 | 3,2042 | 1,1903 |
| Prova 6 | 20,00 | 5,00 | 378,3022 | 3,3057 | 1,2280 |
| Prova 7 | 20,00 | 6,00 | 385,1231 | 3,3974 | 1,2620 |

Tabella 5.12: Cifre di perdita ottenute applicando una tensione di 20V in alternata con una corrente continua di 0,1,2,3,4,5,6A.

Per quanto riguarda la corrente magnetizzante, verrà riportato solamente l'andamento e il contenuto armonico della corrente per la prova eseguita con una tensione alternata di 20V e una corrente continua di 6A.

Prova a 20V con continua 6A.

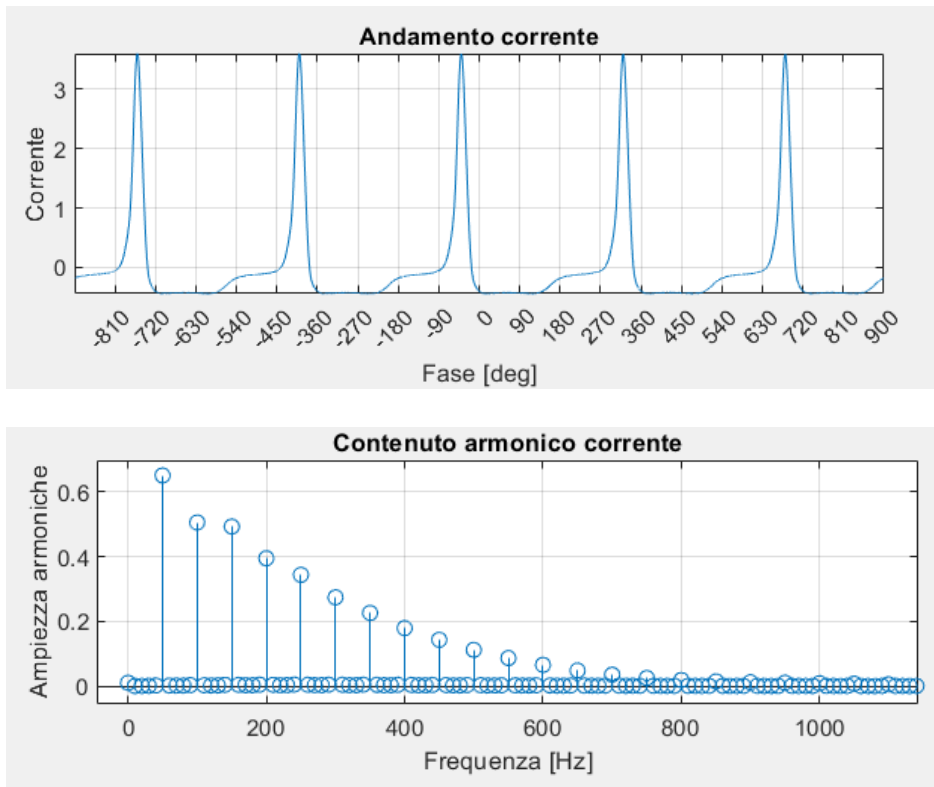


Figura 5.29: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica ottenuta con una tensione applicata di 20V e una corrente continua di 6A.

5.4 PROVA IN TRANSITORIO CON DC BIAS

Dopo aver eseguito le prove dove inizialmente è stata applicata solamente una tensione alternata al primario alla quale successivamente è stata aggiunta una corrente continua al secondario del trasformatore, sono state eseguite altre prove sempre con lo scopo di valutare come si comporta il circuito magnetico sotto l'effetto della corrente continua, ma non come precedentemente nella fase a regime ma durante la fase transitoria. Per far ciò si è realizzato il circuito rappresentato in figura 5.30, il quale è identico al precedente, con la differenza che è stato aggiunto uno switch il cui scopo è di permettere di simulare la fase transitoria in cui si passa da uno stato iniziale in cui l'interruttore è aperto, e quindi il circuito non è alimentato dalla tensione alternata, ad uno stato finale in cui l'interruttore viene chiuso, e viene quindi applicata una tensione al trasformatore.

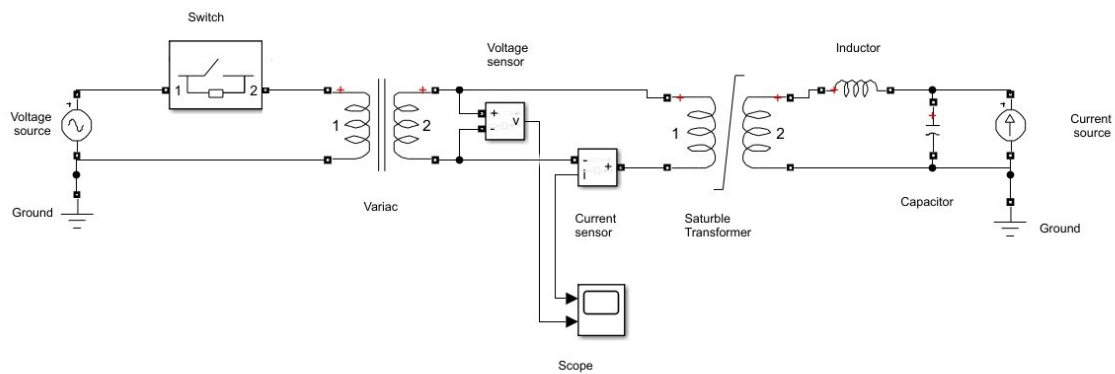


Figura 5.30: Schema circuitale con DC BIAS per transitorio.

La prova in questo caso è stata eseguita applicando al primario una tensione alternta di 20V con diversi valori di corrente continua applicata al secondario così da poter sempre far lavorare il circuito magnetico in condizioni diverse. Le correnti continue applicate al secondario sono di 0.5,1,2,4,6A. Nelle pagine successive verranno rappresentati i cicli d'isteresi ottenuti dalle varie prove eseguite e, solamente per i casi in cui viene applicata una corrente di 0.5 e 6A, verranno rappresentati anche gli andamenti della corrente magnetizzante così da permettere di visualizzare come la corrente si evolve nella sua fase transitoria raggiungendo nella fase finale una condizione di regime.

Prova a 20V con una corrente di 0.5A DC

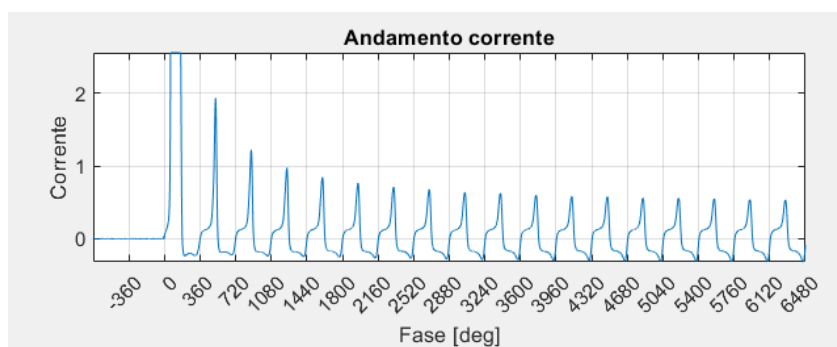
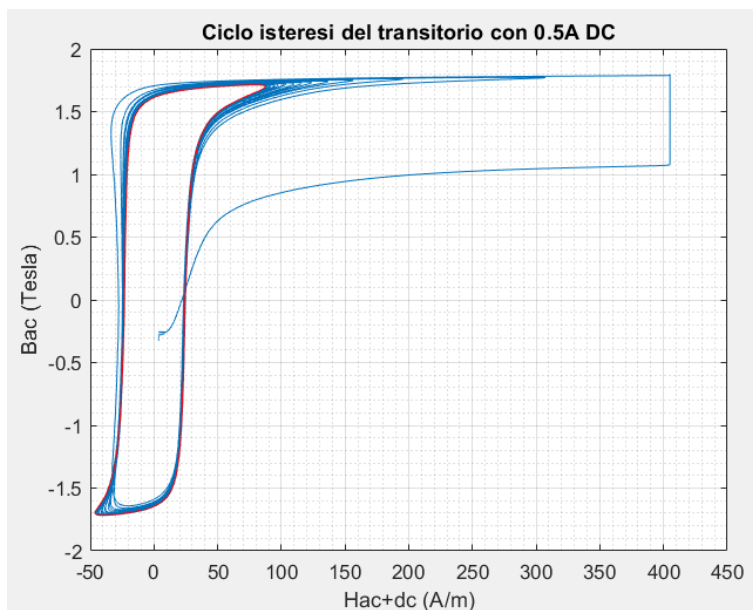
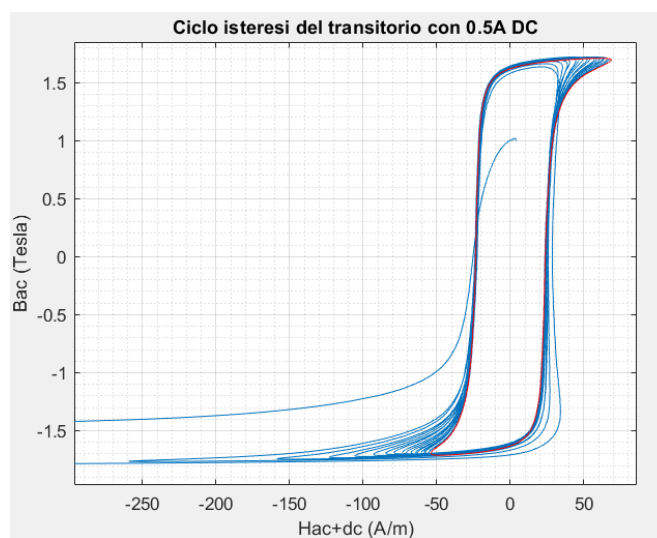


Figura 5.31: Ciclo d'isteresi e andamento della corrente magnetizzante con tensione di 20V applicando 0.5A di corrente continua.



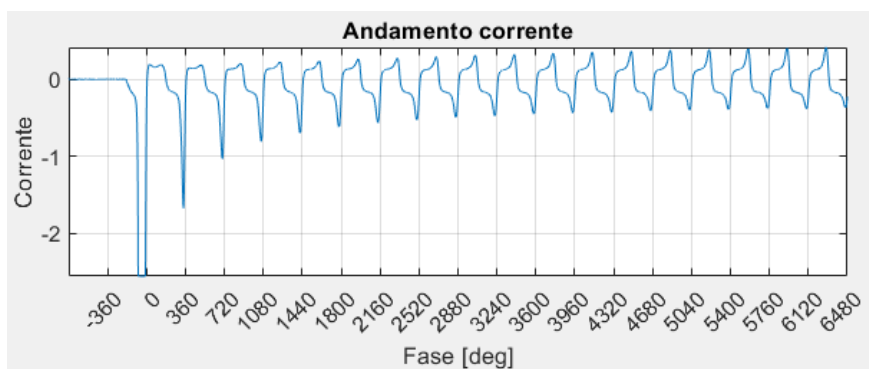


Figura 5.32: Ciclo d'isteresi e andamento della corrente magnetizzante con tensione di 20V applicando 0.5A di corrente continua.

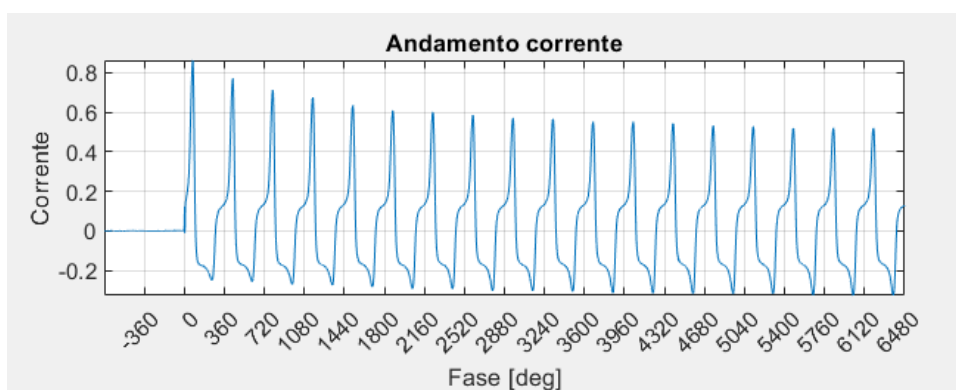
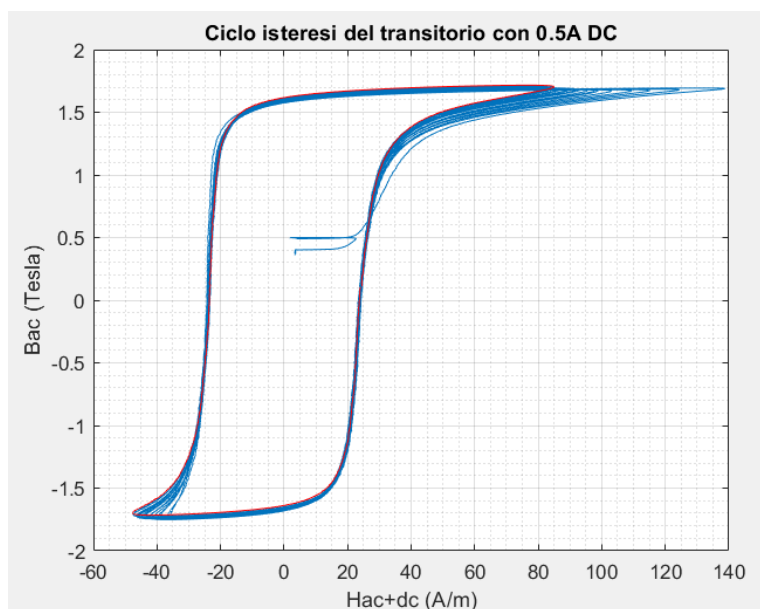


Figura 5.33: Ciclo d'isteresi e andamento della corrente magnetizzante con tensione di 20V applicando 0.5A di corrente continua.

Come si può vedere dalle figure 5.31, 5.32 e 5.33 i cicli d'isteresi presentano diverse forme e la corrente magnetizzante assume diversi andamenti durante la fase transitoria e questo è dovuto al

fatto che, l'interruttore veniva chiuso nel momento in cui ci si trovava ogni volta in punti diversi dell'onda sinusoidale della tensione, per esempio nella figura 5.31 l'interruttore veniva chiuso in un istante in cui la sinusoide assumeva un determinato valore positivo mentre nella figura 5.32 veniva chiuso in un'istante in cui la sinusoide assumeva un certo valore negativo.

Prova a 20V con una corrente di 1A DC

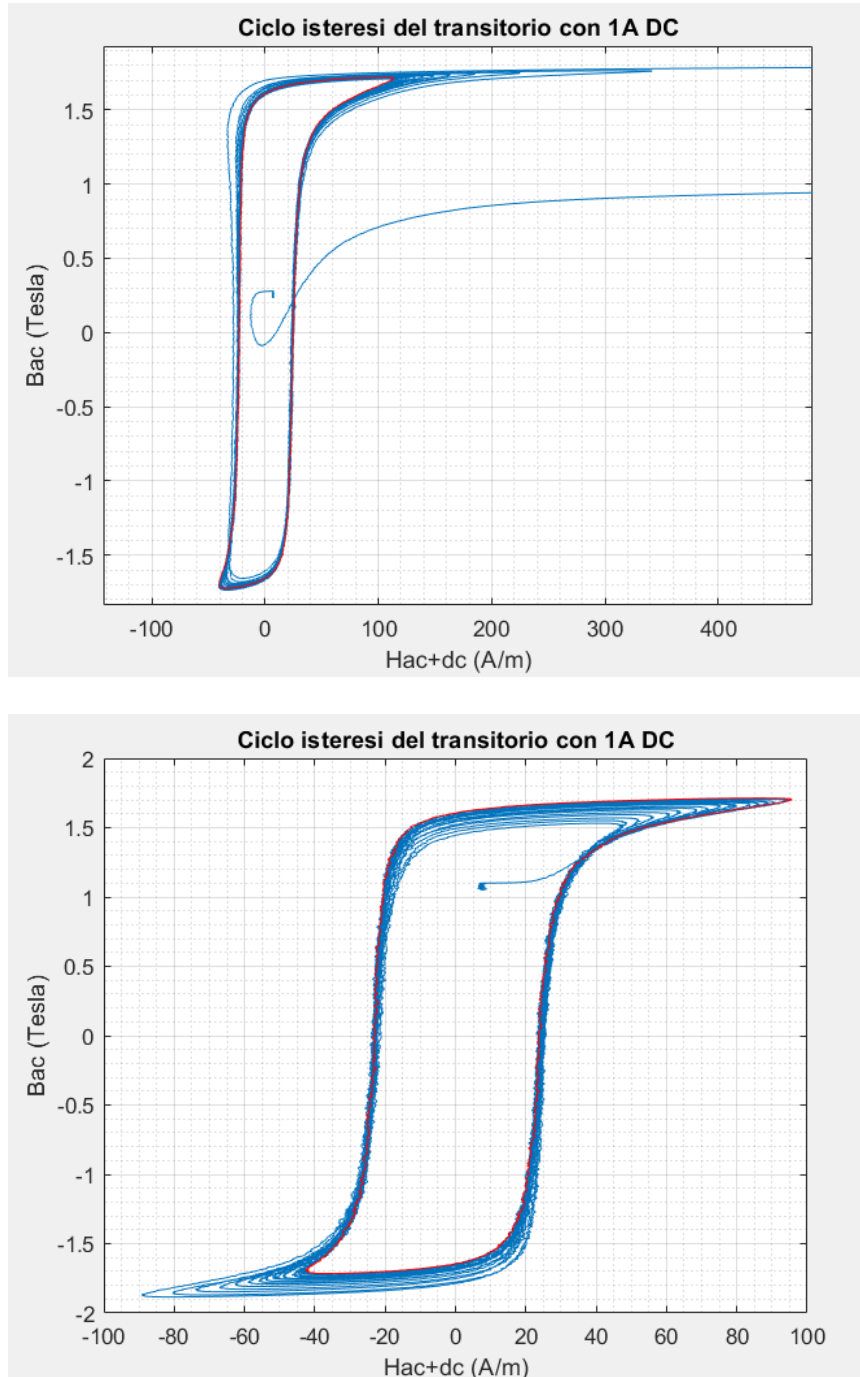


Figura 5.34: Cicli d'isteresi con tensione di 20V applicando 1A di corrente continua.

Prova a 20V con una corrente di 2A DC

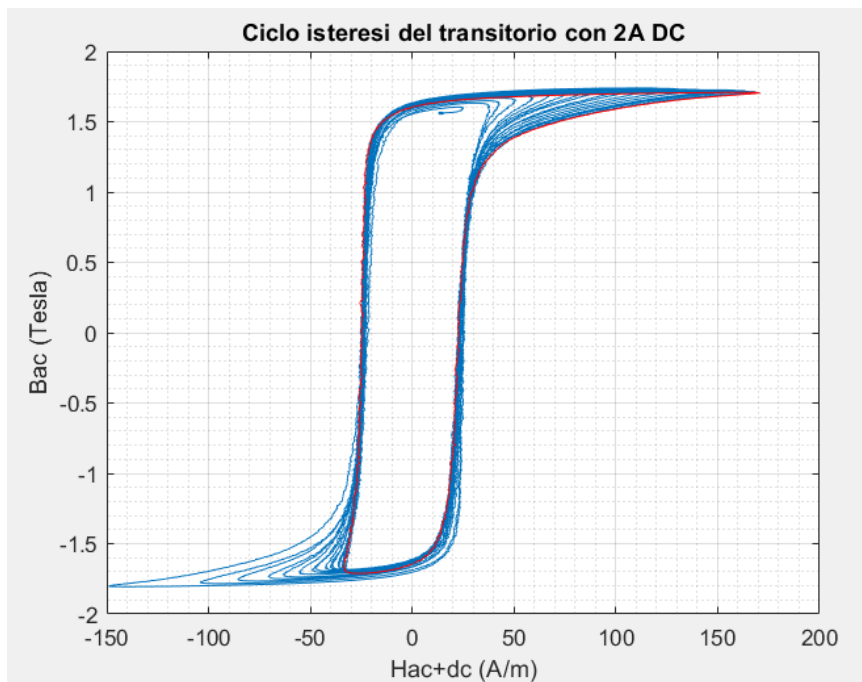
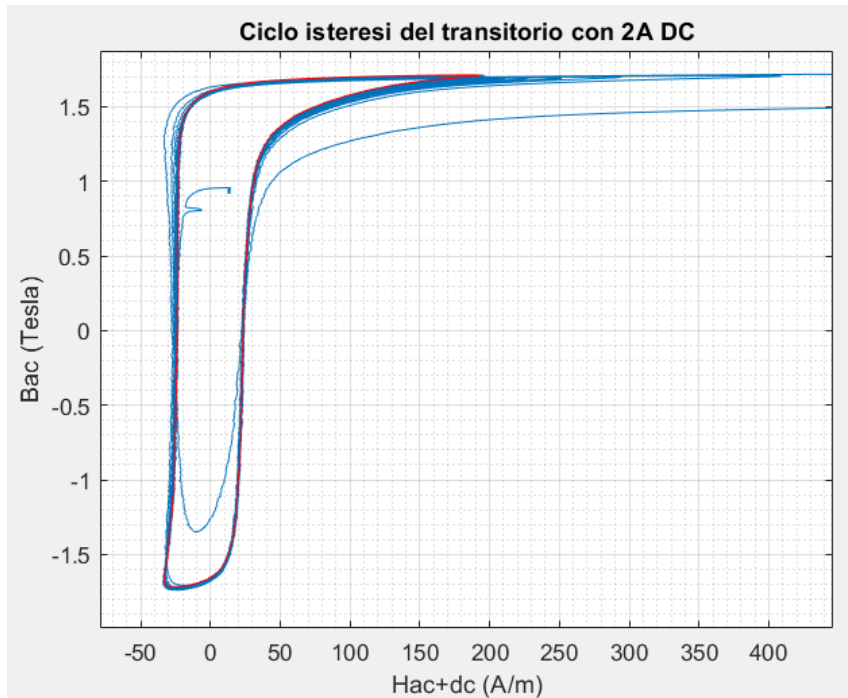


Figura 5.35: Cicli d'isteresi con tensione di 20V applicando 2A di corrente continua.

Prova a 20V con una corrente di 4A DC

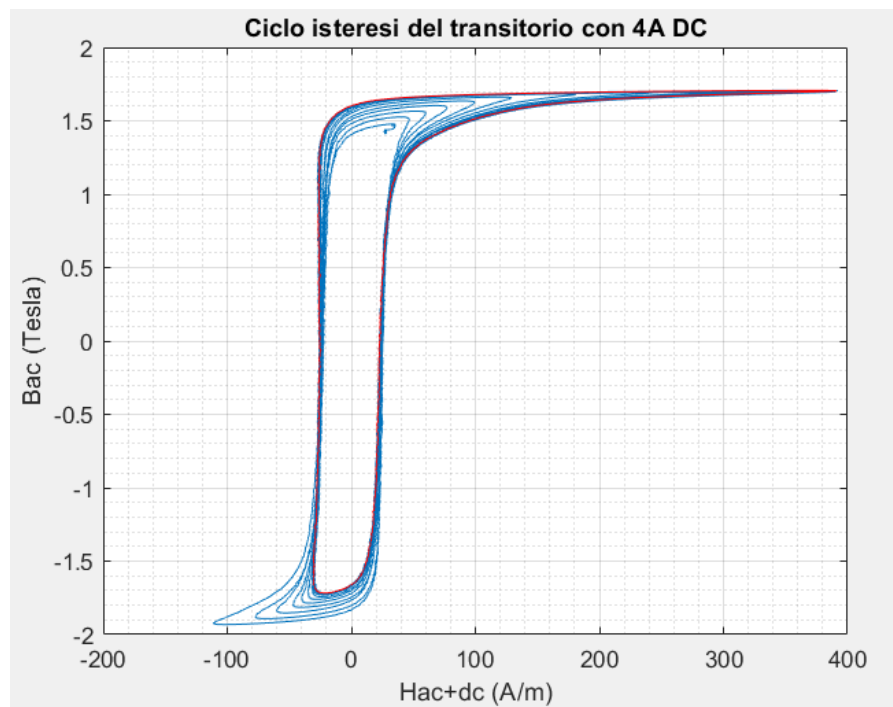
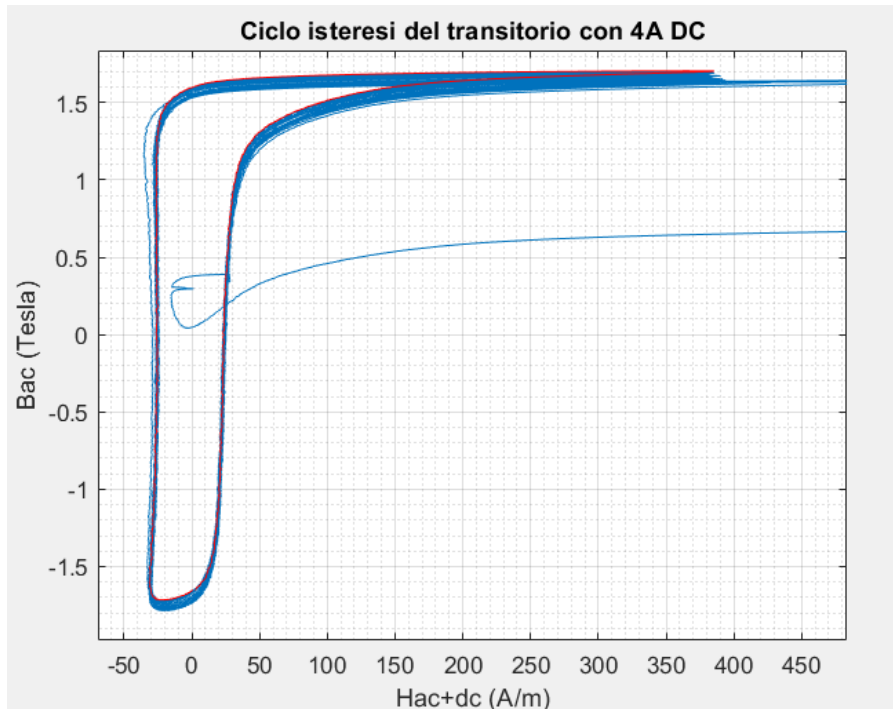
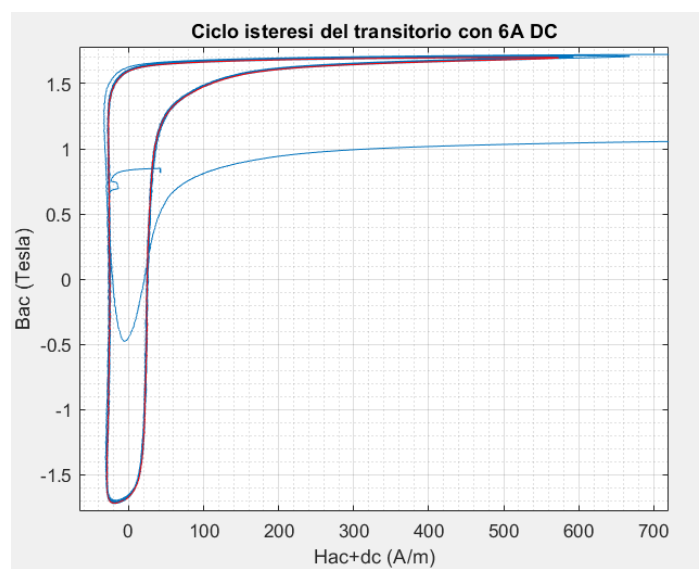
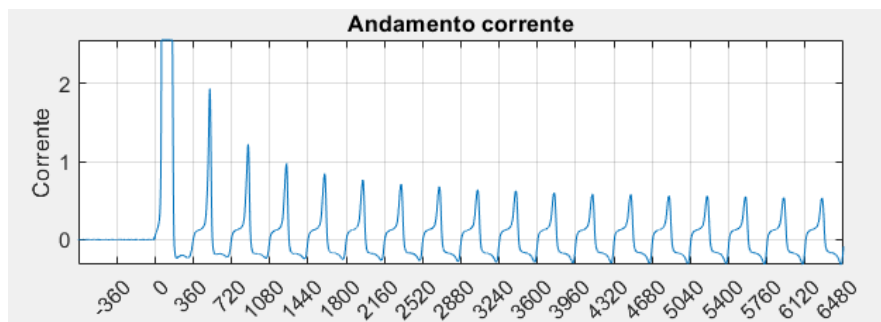
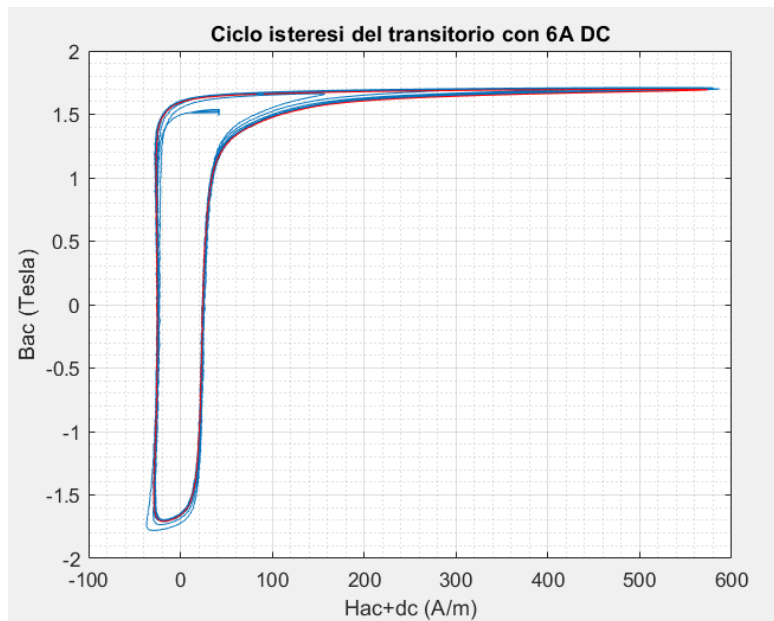


Figura 5.36: Cicli d'isteresi con tensione di 20V applicando 4A di corrente continua.

Prova a 20V con una corrente di 6A DC



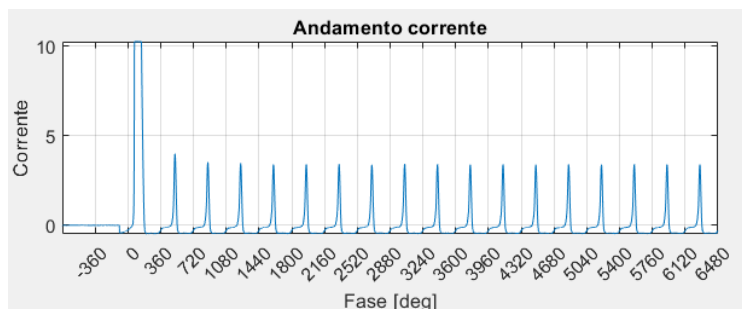


Figura 5.37: Cicli d'isteresi e andamenti della corrente magnetizzante con tensione di 20V applicando 6A di corrente continua.

5.5 CONSIDERAZIONI SULLE PROVE ESEGUITE

Nel capitolo 3 sono stati trattati dal punto di vista teorico gli effetti che la corrente continua ha sul circuito magnetico del trasformatore. I principali effetti che sono stati analizzati sono:

- saturazione del nucleo del trasformatore con conseguente incremento del contenuto armonico della corrente magnetizzante;
- incremento della corrente magnetizzante e della potenza reattiva assorbita;
- surriscaldamento del trasformatore;
- aumento delle vibrazioni e del rumore acustico emesso;
- aumento della corrosione;
- incremento del magnetismo residuo.

Successivamente, in questo elaborato ci si è andati a focalizzare sugli effetti che la corrente continua ha sul ciclo d'isteresi, sulla corrente magnetizzante ed il suo contenuto armonico ed infine sulla cifra di perdita. Attraverso le misure eseguite ed illustrate nei paragrafi precedenti si è arrivati a trarre una serie di considerazioni.

5.5.1 EFFETTI DELLA CORRENTE CONTINUA SUL CICLO D'ISTERESI

Innanzitutto, tramite le prove eseguite applicando esclusivamente una tensione alternata al primario del nostro trasformatore e visualizzando il grafico in figura 5.38 che rappresenta le curve d'isteresi ottenute dalle prove eseguite ad una tensione alternata di 18,20,21,22,23,24,25V si può andare ad affermare che alimentando il trasformatore in corrente alternata e quindi nelle normali condizioni di funzionamento i cicli d'isteresi risultano simmetrici e che per un certo valore di tensione si raggiunge la condizione di saturazione del circuito magnetico.

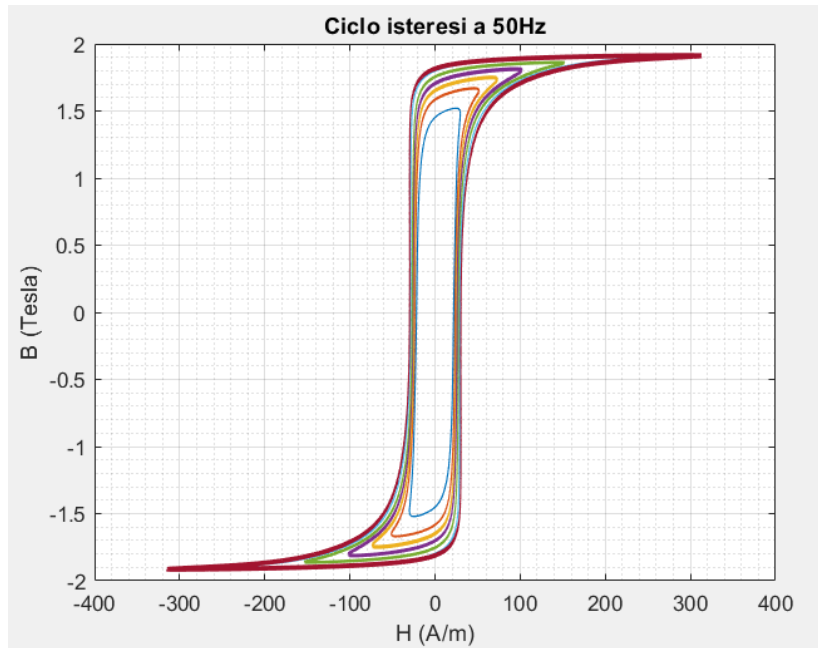


Figura 5.38: Cicli isteresi a 50Hz delle prove eseguite alle tensioni di 18,20,21,22,23,24,25V.

Inoltre, risulta importante sottolineare che arrivati alla situazione in cui i domini magnetici del nucleo abbiano raggiunto la loro massima rotazione e non siano più liberi di muoversi, l'induzione B continuerà sì a crescere ma con una pendenza molto minore rispetto alla pendenza che si aveva nella situazione in cui i lamierini erano ancora liberi di muoversi, questo perché, l'induzione B , crescerà in relazione alla permeabilità del vuoto e non più alla permeabilità del materiale con cui sono realizzati i lamierini del trasformatore. Detto questo, per proseguire il nostro studio risulta necessario trarre l'ipotesi che in base al tipo di materiale con cui è realizzato il nucleo del trasformatore, trascurando la parte di curva che cresce molto lentamente seguendo la permeabilità del vuoto, si assuma che si possa raggiungere un determinato valore massimo di induzione B detto B_{\max} e che questo valore non possa essere superato neanche ipotizzando di poter applicare un valore di campo magnetico H infinito. Analizzando in particolare il caso in esame, si può andare ad affermare che il valore massimo di B che si possa ottenere sia pari a 1,93 T e che questo valore si ottenga applicando una tensione alternata di 25V con un campo magnetico pari a circa 310 A/m (vedi figura 5.38).

Ora prima di andare ad analizzare i casi in cui oltre alla tensione alternata si applichi anche la componente di corrente continua, risulta importante sottolineare che il B presente nei grafici (B_{ac}) è solo quello ottenuto applicando la componente di corrente alternata mentre il B ottenuto applicando la corrente continua non può essere misurato e quindi rappresentato. Detto questo, se ora si va ad analizzare ciò che accade nelle prove eseguite in corrente continua, figura 5.39, in particolare nelle prove dove è stata applicata una corrente continua costante di 4A e una tensione alternata inizialmente di 18V successivamente alzata fino a raggiungere i 20V; si può affermare che come ovvio ed evidente il ciclo d'isteresi non sia più simmetrico ma soprattutto che se vera l'ipotesi che abbiamo fatto ovvero che in base al tipo di materiale con cui è realizzato il circuito magnetico del trasformatore si possa raggiungere un certo valore massimo di induzione

detto B_{max} e che non possa essere superato (nel nostro caso 1,93 T), si può notare che nel caso in cui si applicano 4A di corrente continua con una tensione alternata di 20V si hanno circa 350 A/m di campo magnetico e quindi applicando quel valore di campo magnetico dovrebbe essere sufficiente per raggiungere il valore di B_{max} che come detto è pari a circa pari a 1,93T; guardando il grafico e ricordando ancora che come già detto viene rappresentata solamente la componente alternata di B, si può vedere che essa vale circa 1,71T e non 1,93T come dovrebbe essere previsto per un campo magnetico H pari a 300 A/m, perciò si ricava che il valore di B mancante per raggiungere i 1,93T venga creato dalla componente di corrente continua e che ovviamente non potendo essere misurato non venga rappresentato. Facendo quindi un semplice operazione matematica si ricava che il B creato dalla componente continua sia pari alla differenza del B_{max} che può raggiungere il mio materiale e il B_{ac} creato dalla componente alternata e che quindi B_{dc} sia pari a 0,22T ottenendo quindi un B_{max} nella parte superiore di pari a 1.93T e un B_{min} nella parte inferiore della curva pari a circa 1.49T.

Infine, andando ad analizzare quanto accade nella figura 5.39 si vede che in entrambi i casi (18 e 20V) si raggiunge un campo magnetico superiore a 300 A/m e quindi sufficiente da far raggiungere al nostro materiale il suo B_{max} (1,93T). La cosa che risulta interessante da sottolineare è che nel caso a 18V si abbia un B_{ac} di 1,52T mentre invece, come appena detto, nel caso di 20V si raggiunga un B_{ac} di 1,71T ed essendo che per 300 A/m si dovrebbe avere un B_{max} di circa 1,93 T si ricava che nel primo caso il valore dell'induzione generata dalla componente continua di corrente B_{dc} sia pari a 0,41T mentre nel secondo valga 0,22T, quindi, si può andare ad affermare che pur applicando una corrente continua costante il valore del B continuo varia al variare del valore della tensione alternata applicata.

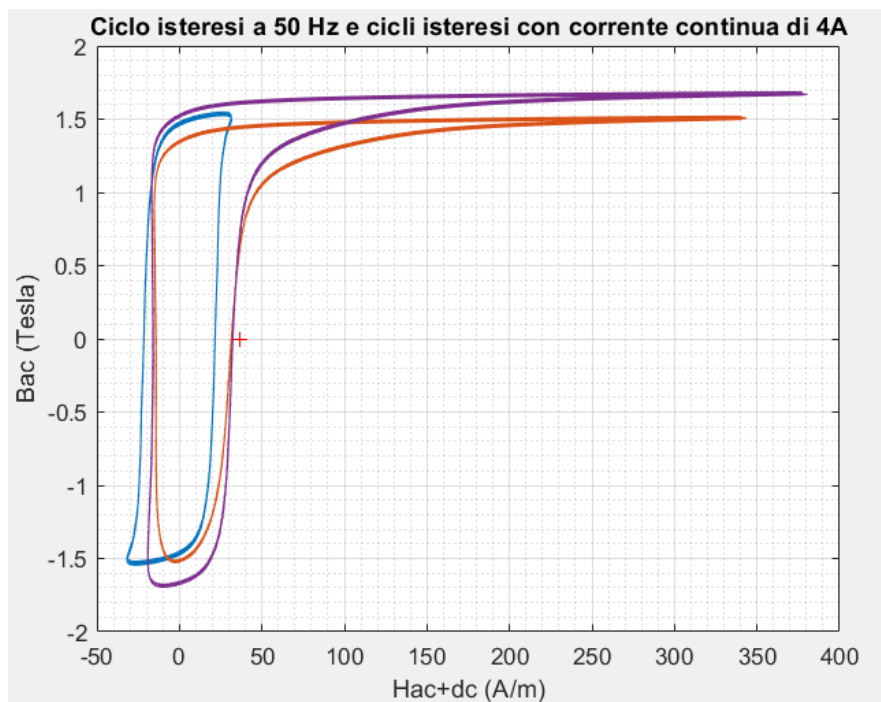


Figura 5.39: Ciclo d'isteresi ottenuto applicando 18V solo in alternata e cicli d'isteresi ottenuti applicando tensioni di 18 e 20V con 4A di corrente continua.

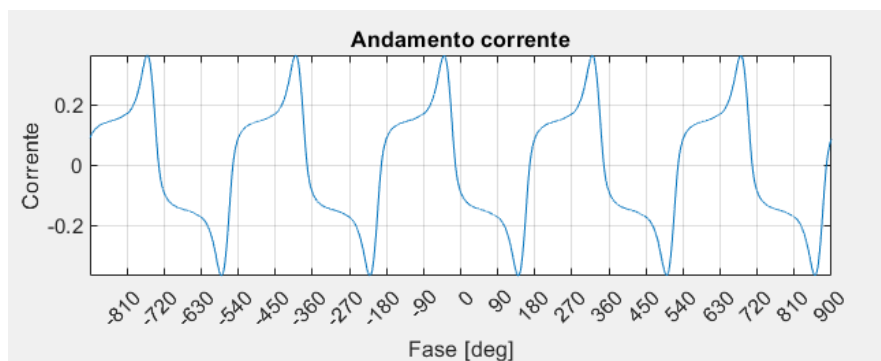
Infine, per concludere l'analisi sull'effetto che la corrente continua ha sui cicli d'isteresi durante la fase transitoria, si può affermare che in base ai risultati illustrati nelle pagine precedenti, in particolare analizzando le figure che vanno dalla 5.31 alla 5.37, più alto è il valore della corrente continua iniettata più rapidamente si raggiunge una situazione di regime e quindi la fase transitoria abbia una durata più breve, infatti come si può vedere nelle figure nelle pagine precedenti nei casi in cui veniva iniettata una corrente continua fino ai 2A si può notare che nell'arco di tempo in cui durava l'acquisizione dei dati non si era ancora raggiunta una condizione di regime mentre dai 4A in poi l'arco di tempo in cui veniva analizzato il comportamento del trasformatore era sufficiente per raggiungere una condizione di regime. Per concludere, come ultima nozione risulta importante sottolineare che nei casi in cui la condizione di regime veniva raggiunta, indipendentemente dall'istante in cui l'interruttore veniva chiuso e quindi veniva fornita tensione al trasformatore, la condizione di regime raggiunta era sempre la medesima; quindi, l'istante di chiusura dell'interruttore non va ad influire sul funzionamento a regime del trasformatore.

5.5.2 EFFETTI DELLA CORRENTE CONTINUA SULLA CORRENTE MAGNETIZZANTE

Per quanto riguarda la corrente magnetizzante, andando a confrontare i grafici in figura 6.40, ottenuti eseguendo una prova applicando una tensione di 20V al primario (quindi già in condizioni di saturazione) e una prova eseguita applicando una tensione di 20V al primario e una corrente continua di 6A al secondario. Si possono trarre le conclusioni che con la presenza di una componente continua si va ad:

- aumentare il valore di picco della corrente magnetizzante;
- rendere la corrente dissimmetrica e quindi aumentare il suo contenuto armonico avendo armoniche pari;
- aumento della potenza reattiva assorbita come conseguenza dell'incremento della corrente magnetizzante;

Prova a 20V senza corrente continua



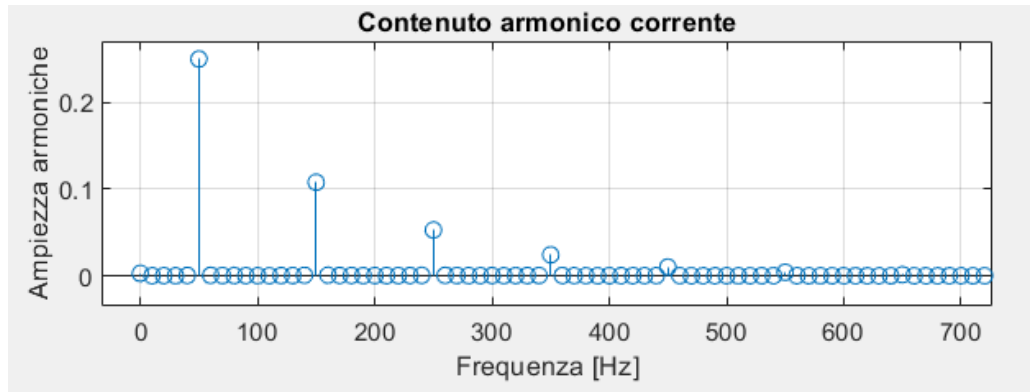


Figura 5.40: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica ottenuta con una tensione applicata di 20V.

Prova a 20V con corrente continua di 6A

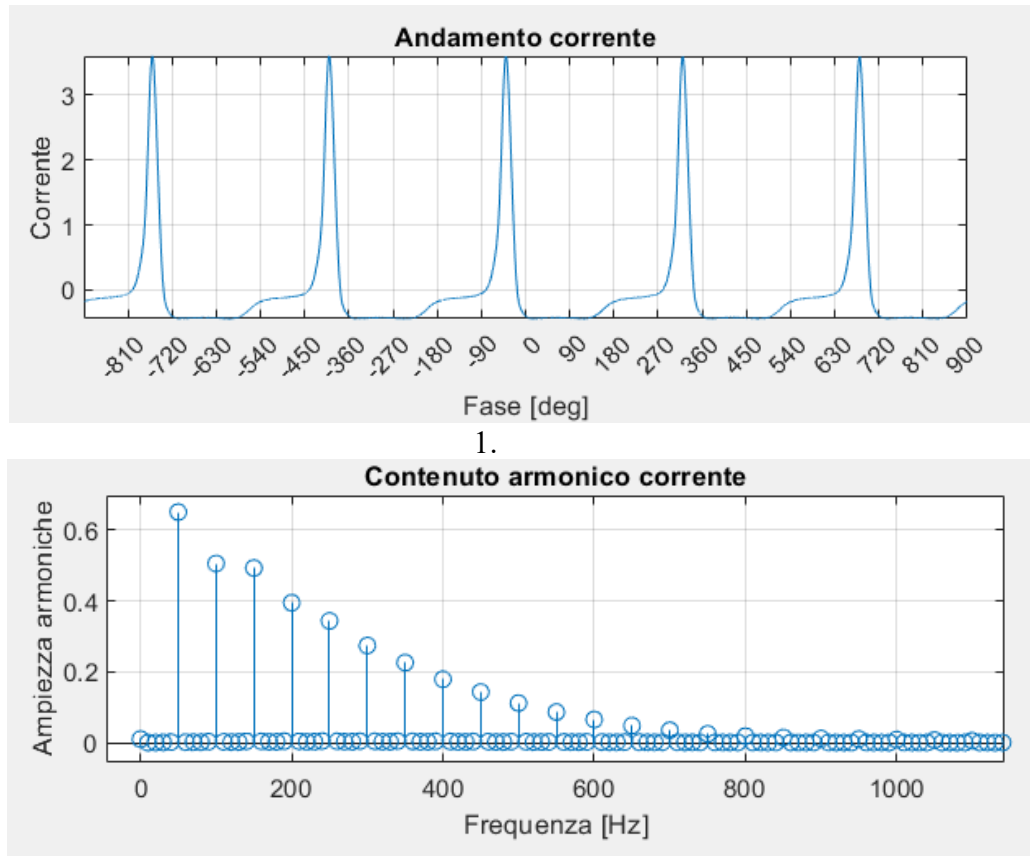


Figura 5.41: Andamento della corrente magnetizzante con relativa analisi armonica ottenuta con una tensione applicata di 20V e una corrente continua di 6A.

5.4.3 EFFETTI DELLA CORRENTE CONTINUA SULLE PERDITE DEL TRASFORMATORE

Per quanto riguarda la cifra di perdita, confrontando i dati riportati nella tabella 5.13, ottenuti dalle misure eseguite applicando una tensione alternata di 20V con una corrente continua di 0,1,2,3,4,5,6A. Si può affermare che con la presenza della corrente continua si ha un piccolo incremento del valore della cifra di perdita ma non è un incremento di entità così elevata quindi si può andare ad affermare che la corrente continua va a provocare sì un incremento della cifra di perdita ma non in quantità così elevata da andar a compromettere la quantità di perdite totali del trasformatore.

| | V _{mis} (V) | I _{dc} (A) | H _{max} _{AC+DC} (A/m) | Potenza (W) | Cifra di perdita a 1.7 T (W/Kg) |
|---------|-------------------------|------------------------|--|----------------|------------------------------------|
| Prova 1 | 20,00 | 0,00 | 57,3087 | 2,7385 | 1,0173 |
| Prova 2 | 20,00 | 1,00 | 102,9578 | 2,7695 | 1,0288 |
| Prova 3 | 20,00 | 2,00 | 357,8394 | 2,9328 | 1,0895 |
| Prova 4 | 20,00 | 3,00 | 364,6604 | 3,0750 | 1,1423 |
| Prova 5 | 20,00 | 4,00 | 371,4813 | 3,2042 | 1,1903 |
| Prova 6 | 20,00 | 5,00 | 378,3022 | 3,3057 | 1,2280 |
| Prova 7 | 20,00 | 6,00 | 385,1231 | 3,3974 | 1,2620 |

Tabella 5.13: Cifre di perdita ottenute applicando una tensione di 20V in alternata con una corrente continua di 0,1,2,3,4,5,6A.

6. CONCLUSIONI

Grazie al lavoro svolto si è arrivati ad avere una maggiore conoscenza degli effetti che la corrente continua ha sul circuito magnetico del trasformatore. In particolare, grazie alla prima parte dell'elaborato, si è arrivati ad avere una maggior consapevolezza di come il circuito magnetico opera sia nel suo normale funzionamento sia sotto gli effetti della presenza di una componente continua di corrente; andando nello specifico a studiare gli effetti che essa va a provocare nel funzionamento del trasformatore, come ad esempio, la saturazione del circuito magnetico, l'incremento della corrente magnetizzante con conseguente incremento della potenza reattiva assorbita, il surriscaldamento del trasformatore stesso, l'aumento delle vibrazioni e la presenza di un magnetismo residuo. Oltre agli effetti provocati, si è andati ad investigare sulle principali cause che vanno a provocare l'iniezione di questa corrente continua all'interno del trasformatore, arrivando alla conclusione che, le principali sorgenti di questa corrente sono dovute al malfunzionamento degli inverter collegati ai trasformatori stessi e al fenomeno delle correnti ge magneticamente indotte (GICs). Oltre alla parte iniziale focalizzata sulla ricerca degli effetti provocati dalla corrente continua, per meglio comprendere e per avere un riscontro pratico degli effetti causati da essa è stata svolta una attività di sperimentazione in laboratorio concentratosi nello specifico sugli effetti che la corrente continua ha sul ciclo d'isteresi, sulla corrente magnetizzante e sulla cifra di perdita. Dopo aver eseguito una serie di misure su un trasformatore di corrente monofase, si è arrivati alla conclusione che le conseguenze causate dalla presenza di questa corrente sono un incremento della corrente magnetizzante e del suo contenuto armonico; un piccolo incremento della cifra di perdita che però, rispetto alle perdite totali del trasformatore può essere trascurabile ed infine come cosa più interessante, gli effetti che sono stati riscontrati sul ciclo d'isteresi sono che:

- applicando una corrente continua costante e a parità di campo magnetico totale applicato (H_{AC+DC}), il valore dell'induzione continua B_{DC} varia al variare del valore della tensione alternata applicata;
- più alto è il valore della corrente continua iniettata, quindi maggiore è il livello di saturazione raggiunto, più rapidamente si raggiunge una situazione di regime;
- indipendentemente dall'istante di tempo in cui si chiuda l'interruttore per fornire l'alimentazione al trasformatore, la condizione di regime che si raggiunge alla fine è sempre la medesima.

Si può dunque concludere che, l'attività di ricerca svolta riguardo questo tipo di problematica sia stata molto utile per meglio comprendere gli effetti causati dalla presenza della corrente continua e che, quanto fatto sia solo l'inizio di un percorso di ricerca nel quale in futuro sarebbe opportuno sia eseguire ulteriori prove così da andare anche ad analizzare l'incremento delle vibrazioni e del rumore acustico emesso dal trasformatore, sia eseguire ulteriori prove e misure con lo scopo di, partendo dalla caratteristica di magnetizzazione, permettere di essere in grado di prevedere il punto di funzionamento che si ottiene applicando un determinato campo magnetico continuo. Infine, per concludere sarebbe opportuno estendere lo studio oltre a che sui trasformatori monofase anche a quelli trifase dove come noto, nel funzionamento a vuoto si ha uno

squilibrio tra le correnti magnetizzanti rendendo così lo studio ancora più difficile e complesso.

RINGRAZIAMENTI

Vorrei ringraziare innanzitutto mia mamma per avermi dato la possibilità di intraprendere questo percorso di studi ed essermi sempre stata vicina. Volevo ringraziare mio nonno, purtroppo mancato due anni fa, il quale è stato un inventore e un gran appassionato della produzione di energia elettrica che nel corso della sua vita ha realizzato una serie di brevetti al fine di produrre energia elettrica attraverso l'utilizzo di fonti rinnovabili. Volevo quindi ringraziarlo per avermi dato l'ispirazione di intraprendere questo percorso di studi e dedicargli il lavoro eseguito sperando sia orgoglioso del traguardo raggiunto. Volevo ringraziare inoltre la mia fidanzata per essermi sempre stata vicino e avermi dato la forza di andare avanti nei momenti più difficili. Infine, volevo ringraziare il Professor Renato Gobbo per la disponibilità, l'assistenza e il contributo datomi per poter portare a termine questa tesi.

BIBLIOGRAFIA

LIBRI

- [1] M.Andriollo, G.Martinelli, A.Morini, A.Tortella. '*I trasformatori teoria ed esercizi.*' Prima edizione, 2016.
- [2] Massimo Guarnieri. '*Elementi di Elettromagnetismo per l'elettrotecnica.*' Prima edizione, 2019.
- [3] Ned Mohan, Tore M.Undeland, William P.Robbins. '*Elettronica di Potenza.*' Terza edizione, 2005.
- [4] P. Mazzoldi, M. Nigro, C.Voci. '*Elementi di Fisica: elettromagnetismo.*' Città di Castello (PG), EdiSES, 2005, Cap. 7.
- [5] E. Ivers-Tiffée and W.von Münch. '*Werkstoffe der Elektrotechnik,*' Teubner, 2007.
- [6] A. Krings, A. Boglietti, A. Cavagnino e S. Sprague, «Soft Magnetic Material Status and Trends in Electric Machines», IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, n. 3, pp. 2405-2414, Mar. 2017.
- [7] S. Tumanski, «*Magnetic Materials*», in Handbook of Magnetic Measurements, CRC Press, 2011.
- [8] F. Fiorillo, *Characterization and Measurement of Magnetic Materials*, Academic Press, 2005, Cap. 2.
- [9] Fujiwara, Y, Miyawaki, F, Saito, S, Takasu, N & Tetsuo, O 1994, '*An Experimental Analysis of DC Excitation of Transformers by Geomagnetically Induced Currents*', IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 9, April, no. 2, pp. 1173-82.
- [10] Bolduc, L, Dutil, A, Pham, VQ & Picher, P 1997, '*Study of the Acceptable DC Current Limit in Core-Form Power Transformers*', IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 12, January, no. 1, pp. 257-65.
- [11] Price, PR 2002, '*Geomagnetically Induced Current Effects on Transformers*', IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 17, October, no. 4, pp. 1002-08.
- [12] Baranowski, JF, Benna, SJ, Bishop, MT & Heath, D 1996, '*Evaluating Harmonic Induced Transformer Heating*', IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 11, January, no. 1, pp. 305-11.
- [13] De La Ree, J, Liu, Y & Lu, S 1993, '*Harmonics Generated From a DC Biased Transformer*', IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, April, no. 2, pp. 725-31.

- [14] Jewell, WT & Warner, DE 1999, '*An Investigation of Zero Order Harmonics in Power Transformers*', IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 14, July, no. 3, pp. 972-77.
- [15] Cardoso, JR, Delaiba, AC, Nabeta, SY & Oliveira, JC 1998, '*Behaviour of Three Phase Transformers Supplying Non Linear Loads Using Time Domain Representation and Finite Element Analysis*', IEEE Transactions on Magnetics, vol. 34, September, no. 5, pp. 3174-77.
- [16] Ledwich, G & Masseur, K 1999, '*Grid Connection without Mains Frequency Transformers*', Journal of Electrical and Electronics Engineering, vol. 19, June.
- [17] GB/T 19939-2005 Standardization Administration of the People's Republic of China. "*Technical Requirements for Grid-connected PV inverter System*", 2006.
- [18] V. Salas, E. Olias, M. Alonso, and F. Chenlo, "*Overview of the legislation of DC injection in the network for low voltage small grid-connected PV systems in Spain and other countries*" Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 12, no. 2, pp. 575-583, 2008.
- [19] AS3300, Approval and test specification. General requirements for household and similar electrical appliances.
- [20] DIN VDE 0126-1-1 Automatic disconnection device between a generator and the public low-voltage grid, appliances.
- [21] IEC 61727 Ed. 2.0 b: Photovoltaic (PV) Systems. Characteristics of the utility interface, 2004. References 139.
- [22] I. Committee, "*IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems*," New York, NY: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2003.
- [23] Hoke, S. Chakraborty, and T. Basso, "*Testing advanced photovoltaic inverters conforming to IEEE standard 1547-Amendment 1*" in Photovoltaic Specialist Conference (PVSC), 2014 IEEE 40th, 2014, pp. 1014-1021: IEEE.
- [24] M. Armstrong, D. J. Atkinson, C. M. Johnson, and T. D. Abeyasekera, "*Auto-calibrating DC link current sensing technique for transformerless, grid connected, H-bridge inverter systems*," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 5, pp. 1385-1393, 2006.
- [25] R. Sharma, "*Single phase transformerless unipolar switched inverters for utilityconnected photovoltaic applications*", PhD dissertation, University of southern Queensland, 2007.

[26] Y.Y. Tzou and S.L. Jung, “*Full control of PWM DC/AC Converter for AC voltage Regulation*”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume 34, Issue 4, October 1998.

[27] T.J. Liang and J.L. Shyu, “*Improved DSP-Controlled online UPS system with high real output power*”. IEEE Proceedings Electrical Power Application, Volume 151, No 1, January 2004.

[28] L. Mihalache, “*DSP Control Method of Single –Phase Inverter for UPS Applications*”, IEEE APEC Conference on Applied Power Electronics, Volume 1, 07/08/2002.

[29] Ashley Karl Zeimer “The Effect of DC Current on Power Transformers” thesis at University of Southern Queensland, October 2000.

NORME

[1] BSI Standards Publication - BS EN 10106:2015 *Cold rolled non-oriented electrical steel strip and sheet delivered in the fully processed state.*

[2] BSI Standards Publication - BS EN 10107:2014 *Grain-oriented electrical steel strip and sheet delivered in the fully processed state.*

[3] IEEE Std C57.163-2015 IEEE ‘*Guide for Establishing Power Transformer Capability while under Geomagnetic Disturbances*’.

[4] IEEE 929-2000, IEEE Recommended for practice utility interface of photovoltaic (PV) systems, 3rd of April, 2000.

LINK

[1] <https://scienzapertutti.infn.it/chiedi-allesperto/tutte-le-risposte/2217-0455-campo-b-e-campo-h>

[2] <https://it.wikipedia.org/wiki/Trasformatore>

[3] http://www-9.unipv.it/dmae/profilo/materiale_didattico_elettrotecnica/Lez_A3.pdf

[4] http://www-9.unipv.it/dmae/costruzioni/materiale_didattico/Costruzioni_1.pdf

[5] http://www-9.unipv.it/dmae/costruzioni/materiale_didattico/Costruzioni_3.pdf