

Sommario

Le manovre degli interruttori e sezionatori nelle sottostazioni in gas (GIS) generano sovratensioni veloci dette VFTO, Very Fast Transient Overvoltage. Queste sovratensioni, caratterizzate da fronti di salita molto ripidi e frequenze elevate, possono generare oscillazioni interne negli avvolgimenti dei trasformatori di potenza. Le oscillazioni possono avere ampiezza tale da portare al cedimento l'isolamento interno.

Nello svolgimento di questa tesi è stato sviluppato in ambiente MATLAB un codice per la modellazione degli avvolgimenti sottoposti a sovratensioni impulsive. L'avvolgimento di alta tensione dei trasformatori è stato modellato come una linea di trasmissione multiconduttore (approccio MTL - Multiconductor Transmission Line Modeling) per tenere conto della propagazione della tensione lungo le spire e dell'effetto di una spira sull'altra.

Le condizioni al contorno per la soluzione delle equazioni MTL si trovano invece considerando l'avvolgimento come una linea di trasmissione a due conduttori (STL - Standard Transmission Line).

Le equazioni sono state risolte nel dominio della frequenza scomponendo le sovratensioni in ingresso con una Trasformazione in serie di Fourier discreta (FFT - Fast Fourier Transform), questo permette di tenere conto di parametri che dipendono dalla frequenza come la resistenza e l'induttanza interna dei conduttori.

Il simulatore in MATLAB sviluppato in questo lavoro di tesi dialoga in modo automatico con il programma FEMM per il disegno parametrico della geometria dell'avvolgimento e per il calcolo delle matrici che descrivono il sistema.

Il modello è stato poi validato da prove in laboratorio su un avvolgimento in aria e su un trasformatore da distribuzione da 400 kVA.

Indice

Sommario.....	1
Introduzione.....	7
1 I Trasformatori.....	9
1.1 Accorgimenti costruttivi.....	9
1.2 Circuito magnetico.....	10
1.3 Avvolgimento.....	11
1.3.1 Avvolgimenti in lastra di alluminio.....	11
1.3.2 Avvolgimenti in rame.....	12
1.3.3 Schermi elettrostatici e anelli statici.....	16
1.3.4 Considerazioni.....	17
1.4 Isolatori passanti.....	17
1.5 Isolamento interno e Raffreddamento.....	17
1.6 Tipi di trasformatori.....	18
1.6.1 Trasformatori da centrale.....	18
1.6.2 Trasformatori da stazione.....	18
1.6.3 Trasformatori di interconnessione.....	19
1.6.4 Trasformatori di distribuzione.....	19
1.6.5 Trasformatori per fotovoltaico.....	19
1.6.6 Trasformatori per raddrizzatori.....	19
1.6.7 Trasformatori da fornace.....	19
1.6.8 Bobine di compensazione.....	19
2 I transitori veloci di sovratensione.....	21
2.1 Sovratensioni atmosferiche.....	21
2.2 Sovratensioni di manovra.....	22
2.3 VFTO.....	23
2.3.1 Transitori all'interno della GIS.....	24
2.3.2 TEV, Transient Enclosure Voltage.....	25
2.4 BIL.....	25
2.5 Effetto sui trasformatori.....	25
2.6 Considerazioni.....	25
3 Risposta a gradino e distribuzione iniziale.....	27

3.1	Trasformatori con neutro a terra.....	28
3.2	Trasformatori con neutro isolato.....	29
3.3	Costante di distribuzione α	30
3.4	Calcolo della capacità verso terra dell'intero avvolgimento C_G	31
3.5	Calcolo della capacità serie dell'intero avvolgimento C_s	32
3.6	Considerazioni.....	35
4	Approcci per studiare il problema.....	37
4.1	Modellazione basata sulle misure (approccio Black-Box).....	37
4.2	Metodo basato sulle induttanze.....	37
4.3	Metodo basato sull'induttanza di dispersione.....	38
4.4	Metodo basato sul principio della dualità.....	38
4.5	Analisi basata sul campo magnetico.....	39
4.6	Detailed model.....	39
4.7	SUMER.....	40
4.8	Modellazione MTL.....	41
5	Descrizione dell'approccio MTL.....	43
5.1	Dimensione elettrica Λ	43
5.2	Propagazione guidata, modo TEM.....	43
5.2.1	Presenza di perdite.....	46
5.2.2	Considerazioni.....	48
5.3	Equazioni delle linee di trasmissione multiconduttore.....	50
5.3.1	Descrizione delle matrici.....	54
5.3.2	Considerazioni.....	57
5.4	Calcolo delle capacità parassite con formule analitiche.....	58
5.5	Calcolo delle capacità parassite con FEM.....	59
5.5.1	Metodo della media pesata.....	61
5.5.2	Condizioni al contorno.....	62
5.6	Calcolo delle induttanze.....	63
5.6.1	Concetto di induttanza.....	63
5.6.2	Validità di parametri calcolati con correnti e tensioni continue per la soluzione di problemi dove correnti e tensioni sono variabili nel tempo.....	65
5.6.3	Potenziale vettore magnetico e potenziali ritardati.....	68
5.7	Calcolo delle induttanze con le formule analitiche.....	71
5.8	Calcolo delle induttanze con FEM.....	74
5.8.1	Condizioni al contorno.....	76
6	Il programma.....	78

7	Simulazioni.....	93
7.1	Modellazione della matassa di un motore	93
7.2	Modellazione di un trasformatore in resina	97
7.2.1	Validazione del metodo delle capacità pesate	100
7.2.2	Calcolo della matrice delle capacità.....	104
7.2.3	Risultati e considerazioni.....	106
	Conclusioni.....	109
8	Bibliografia.....	111
9	Appendici.....	117
9.1	Studio degli avvolgimenti del trasformatore in resina	117
	Ringraziamenti.....	121

Introduzione

Lo scopo di questo lavoro è lo sviluppo di un codice MATLAB per la simulazione del comportamento dei trasformatori di potenza sottoposti a sovratensioni impulsive. Lo script MATLAB dovrà poi essere interfacciato al programma DIGSILENT, dove il trasformatore verrà connesso al resto della sottostazione, e sarà possibile modellare la rete completa.

Per raggiungere questo obiettivo si è strutturato il lavoro secondo le seguenti tappe:

- studio approfondito delle problematiche e degli approcci di modellazione
- studio dettagliato dell'approccio MTL (Multiconductor Transmission Line)
- sviluppo di un codice MATLAB che implementi l'approccio MTL
- validazione del modello tramite test e misure eseguiti in laboratorio

Questa tesi è stata svolta nell'ambito di uno stage presso l'azienda S.T.E. Energy S.p.A. di Padova, da anni operante nei settori della produzione di energia da fonti rinnovabili e dell'impianistica tradizionale. Le prove per validare il modello sono state eseguite nel laboratorio alte tensioni del dipartimento di ingegneria industriale dell'Università degli Studi di Padova.

Le sottostazioni in gas (GIS - Gas Insulated Substation) offrono ingombri minori rispetto alle tradizionali soluzioni in aria, sono inoltre meno suscettibili all'inquinamento atmosferico e richiedono una manutenzione minore; per questi motivi la loro diffusione sta aumentando di anno in anno.

Le manovre degli interruttori e sezionatori nelle GIS generano sovratensioni critiche per i trasformatori, questi transitori sono detti Very Fast Transient Overvoltage (VFTO). Queste sovratensioni hanno un'ampiezza che può andare da 1.5 a 2.5 volte la tensione di fase. L'andamento dei VFTO dipende dalla geometria del blindato, ma in genere ha una componente impulsiva ed una oscillatoria.

La componente impulsiva ha un fronte di salita molto ripido ($4\div 100$ ns), la componente oscillatoria è ad alta frequenza ($30\text{kHz} \div 50$ MHz).

Le sovratensioni impulsive non si distribuiscono in maniera lineare lungo un avvolgimento: le spire più vicine alla presa di fase sono soggette a uno stress maggiore, mentre quelle più vicine al neutro sono meno sollecitate. Inoltre l'avvolgimento di un trasformatore non ha un comportamento puramente induttivo, sono infatti presenti anche delle capacità parassite; dato che le spire sono affacciate le une alle altre. Ne consegue che ogni avvolgimento ha una o più pulsazioni di risonanza che possono venire sollecitate dalla componente oscillatoria dei VFTO, oppure dalle componenti spettrali delle tensioni impulsive di fulminazione. Quando questo accade si hanno delle oscillazioni interne; nel caso di VFTO queste oscillazioni possono arrivare a quattro per unità, con rischio di cedimento dell'isolamento interno.

In fase di progetto è necessario simulare il comportamento dell'avvolgimento per ottenere la distribuzione delle sovratensioni e dimensionare opportunamente l'isolamento interno. A

trasformatore costruito questa simulazione può comunque essere interessante, nel caso in cui si voglia simulare il comportamento della sottostazione durante i transitori.

L'avvolgimento di alta tensione dei trasformatori è stato modellato come una linea di trasmissione a più conduttori (MTL) per tenere conto della propagazione della sovratensione lungo le spire e l'effetto di una spira sull'altra.

L'avvolgimento viene descritto da quattro matrici: una per le capacità parassite, una per le auto e mutue induttanze, una per le resistenze longitudinali e l'ultima per le conduttanze trasversali. Questi parametri sono stati calcolati con formule analitiche o appoggiandosi a un software di analisi agli elementi finiti (FEA): il programma sviluppato in MATLAB dialoga col FEMM e può disegnare una qualsiasi geometria di avvolgimento in maniera automatica.

Il modello è stato testato sulla matassa dell'avvolgimento di un motore da 1 MW e su un trasformatore in resina da 400 kVA.

1 | Trasformatori

1.1 Accorgimenti costruttivi

In questo capitolo verranno elencati alcuni accorgimenti costruttivi impiegati nella costruzione dei trasformatori, con attenzione per i fattori che incidono sulla distribuzione della tensione negli avvolgimenti.

In genere si parlerà di trasformatori trifase, ma non bisogna dimenticare le soluzioni a tre trasformatori monofase che possono venire impiegate in caso di grosse potenze o luogo di installazione particolare.

Un'unica unità trifase costa il 20÷25% in meno rispetto a tre unità monofase; ma nel caso l'attenzione sia posta sulla continuità di servizio la seconda soluzione diventa interessante, dato che è possibile comprare una quarta unità monofase e tenerla come scorta.

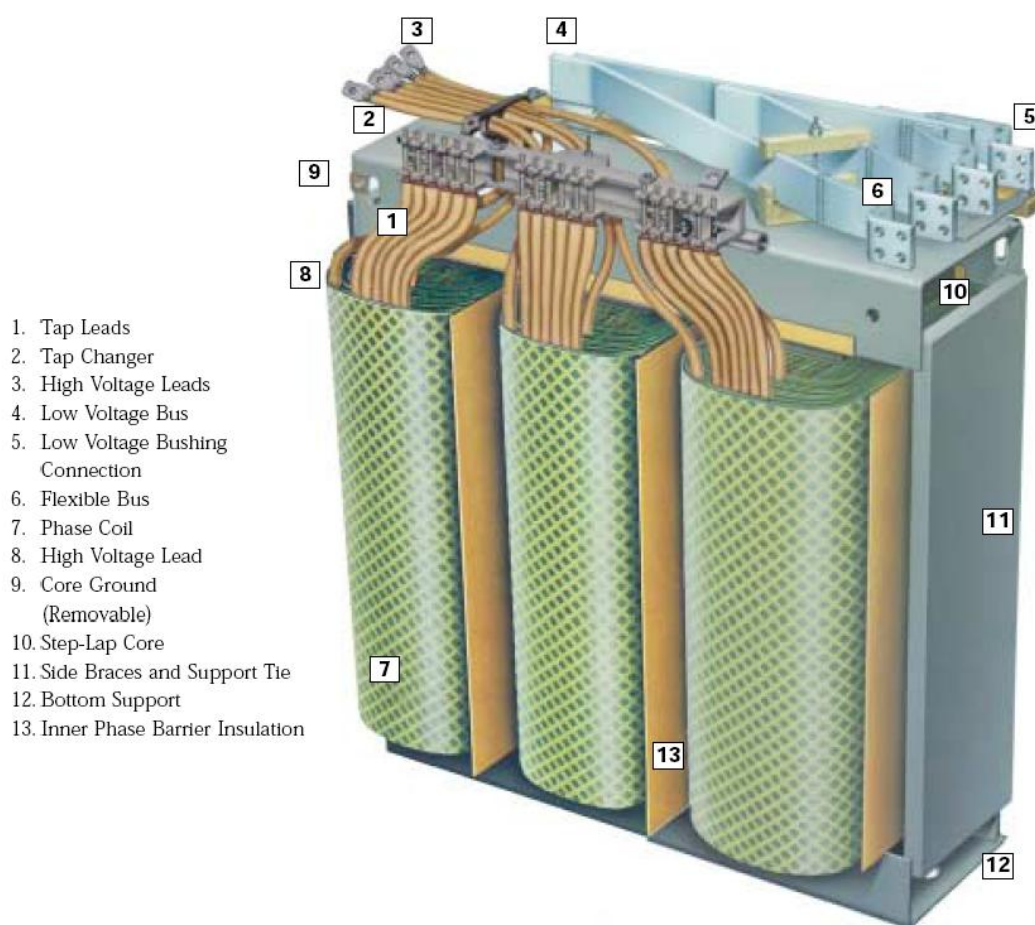


Figura 1.1 Trasformatore a nucleo rettangolare

1.2 Circuito magnetico

Per il nucleo dei trasformatori si usa sempre acciaio al silicio con cristalli orientati a freddo, cold rolled grain oriented (CRGO) silicon steel. Per orientare i grani a freddo si usano tecniche laser oppure meccaniche. L'acciaio amorfo (a cristalli amorfi) è soggetto a perdite nel ferro minori dell'acciaio CRGO, ma è fragile e quindi di lavorazione più difficile, per questa ragione il suo impiego è abbastanza limitato.

Il nucleo può essere a colonne (core type) o a mantello (shell type):

- Il nucleo a tre colonne è il più diffuso, dato che richiede meno ferro ed è quindi più economico e meno ingombrante. Quando sono in gioco potenze più elevate e si vuole limitare l'altezza della macchina è possibile usare nuclei a cinque colonne [1].

In genere i trasformatori con nucleo a colonne hanno un avvolgimento concentrico, con lato bassa interno e avvolgimento di alta esterno, questa disposizione consente di ottimizzare l'isolamento e ridurre gli ingombri.

- Il nucleo a mantello è più resistente alle sollecitazioni elettrodinamiche dato che i dischi sono tenuti fermi dal nucleo per tre lati su quattro.

Offre una migliore distribuzione del flusso, dato che le riluttanze delle tre fasi sono uguali tra loro.

Nei trasformatori con nucleo corazzato l'avvolgimento di alta è al centro, mentre la bassa si trova sopra e sotto, come si vede in Figura 1.2; questo sempre per ottimizzare isolamento e ingombri.

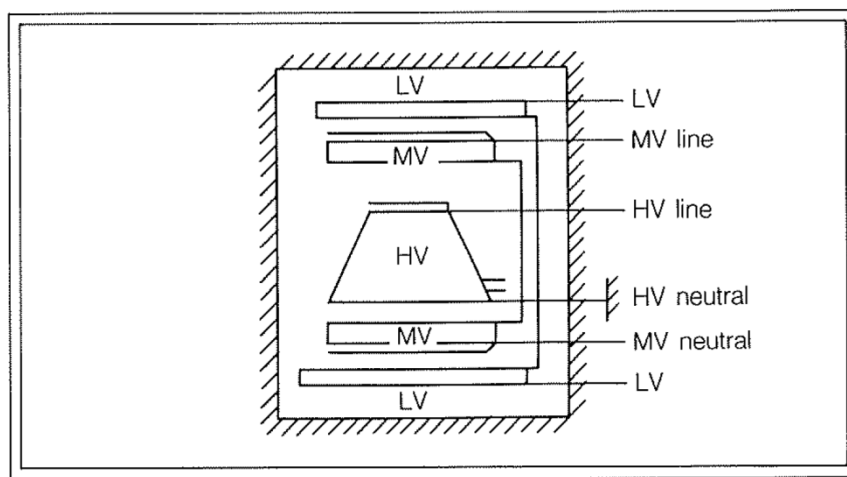


Figura 1.2 Disposizione degli avvolgimenti in un trasformatore con nucleo a mantello

Il nucleo corazzato è il più adatto ai trasformatori di grossa potenza (>150 MVA) perché consente di progettare avvolgimenti con minor numero di dischi e di sezione più larga, questo aumenta la capacità serie C_s , si vedrà in seguito come questo migliori la distribuzione iniziale delle sovratensioni e si traduca in un minore stress per l'isolamento delle spire più vicine al terminale di fase [2].

Ci sono inoltre meno difficoltà nel caso sia necessario progettare avvolgimenti con molte vie in parallelo per macchine ad amperaggio elevato.

Per i trasformatori corazzati il nucleo è di sezione rettangolare, vista la complessità costruttiva del nucleo a mantello; mentre nel caso di nucleo a tre colonne la sezione è quasi sempre circolare.

Esiste comunque un interesse nel costruire trasformatori con avvolgimento in lastra di alluminio e nucleo a colonne di sezione rettangolare per la riduzione degli ingombri ma soprattutto dei costi [3]. questo tipo di costruzione non è adatto ai trasformatori di potenza perché il blocco costituito da nucleo e avvolgimenti è molto compatto, di conseguenza il canale di olio tra fase e fase è molto stretto; smaltire il calore diventa quindi problematico.

Il nucleo rettangolare viene perciò usato solo nei trasformatori da distribuzione e molto di rado [4]. In Figura 1.1 è illustrato un trasformatore a nucleo di sezione rettangolare.

1.3 Avvolgimento

1.3.1 Avvolgimenti in lastra di alluminio

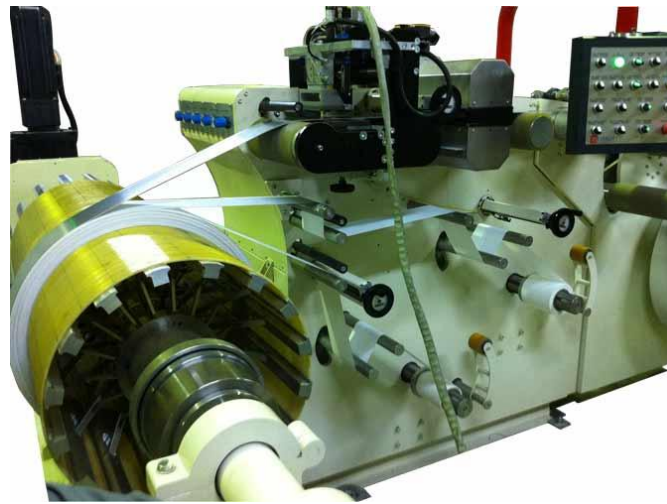


Figura 1.3 Macchina avvolgitrice per trasformatori in lastra di alluminio

La maggior parte dei trasformatori da distribuzione di potenza media bassa ha avvolgimenti fatti da nastro di alluminio. L'isolamento tra spira e spira è assicurato da un nastro di carta, mentre l'isolamento verso terra e tra avvolgimento di alta e quello di bassa è fatto in resina.

Questo tipo di avvolgimento è molto diffuso perché l'alluminio è più economico del rame, lavorare l'alluminio in lastra al posto di piattina o filo rende l'isolamento spira-spira molto economico, la carta e il nastro di alluminio vengono sovrapposti e uniti direttamente in avvolgitrice, Figura 1.3. Inoltre gli sforzi assiali durante il cortocircuito vengono ridotti perché la distribuzione di corrente nell'avvolgimento di bassa compensa spontaneamente le asimmetrie nell'avvolgimento di alta [5].

Il difetto dell'avvolgimento in lastra è la distribuzione di corrente: lo spessore di penetrazione è spesso superiore allo spessore dei nastri di alluminio stessi, la distribuzione di corrente è pressoché costante in senso radiale, ma non in senso assiale e la corrente tende a concentrarsi ai bordi (superiore e inferiore) [6][7].

La Figura 1.4 mostra la distribuzione di corrente su un avvolgimento di bassa in lastra, nello specifico le componenti in fase (a) e in quadratura (b) rispetto alla corrente nell'avvolgimento di alta.

Questo provoca surriscaldamento locale e deterioramento dell'isolante. Ne consegue che un avvolgimento di questo tipo è poco adatto a macchine di potenza elevata.

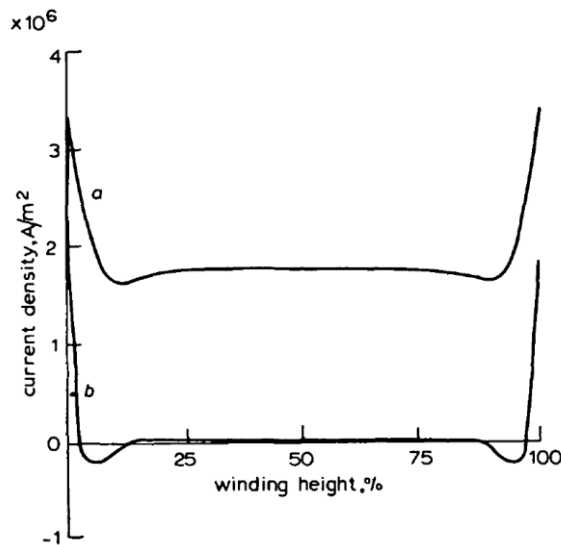


Figura 1.4 Distribuzione di corrente su avvolgimento in lastra, componente in fase (a) e in quadratura (b)

1.3.2 Avvolgimenti in rame

Le macchine di potenza più elevata solitamente sono costruite con avvolgimenti in piattina di rame isolata in carta e olio. Il rame ha caratteristiche meccaniche superiori a quelle dell'alluminio e per questo tipo di applicazioni viene ancora preferito nonostante il suo costo sia superiore di 3-4 volte rispetto quello dell'alluminio, Tabella 1.

Tabella 1 Prezzo di alluminio e rame al 25 Novembre 2013

	Prezzo [€/t]
Alluminio	1281
Rame	5220

L'avvolgimento può essere fatto con un'unica piattina di rame, più conduttori in paralleli isolati assieme oppure da cavo trasposto (CTC - Continuously Transposed Cables). Nel caso di CTC si parla anche di avvolgimento con trasposizione.

In tutti e tre i casi il rame viene generalmente indurito per avere una miglior resistenza meccanica.

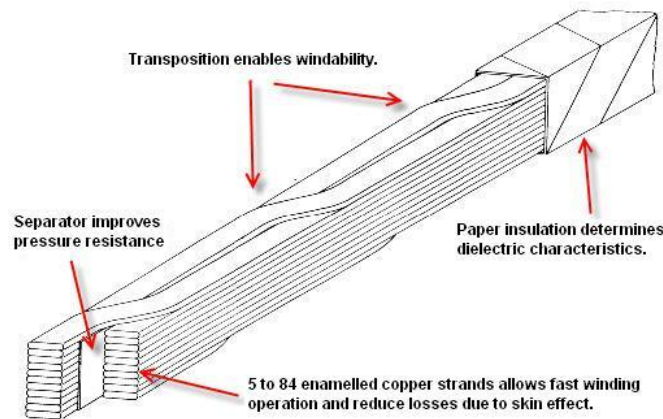


Figura 1.5 Cavo CTC

la scelta di piattine in parallelo, semplice o CTC, assicura minori perdite a parità di sezione rispetto ad un'unica piattina massiccia.

I cavi CTC sono i più usati negli avvolgimenti che devono portare una corrente elevata, dato che offrono un fill factor migliore e minori perdite per correnti parassite (eddy current).

Nei cavi CTC le piattine di rame vengono trasposte continuamente; l'isolamento può essere in carta o resina ma solitamente si preferisce la resina dato che garantisce una miglior resistenza meccanica agli stress da cortocircuito. Le piattine sono isolate tra loro da smalto e la trasposizione migliora la flessibilità del cavo, Figura 1.5.

Per gli avvolgimenti di alta le spire sono spesso una piattina singola, l'isolante più usato è la carta Kraft con adesivo in resina (epoxy diamond dot paper). Questo isolante può lavorare fino a 110 °C e vetrifica indurendo ulteriormente l'avvolgimento (curing).

I tre tipi principali di avvolgimento in rame sono:

- elicoidale (helical) - singolo o a più strati
- a disco (disc) - con conduttori continui o interlacciati
- a strati (layer).

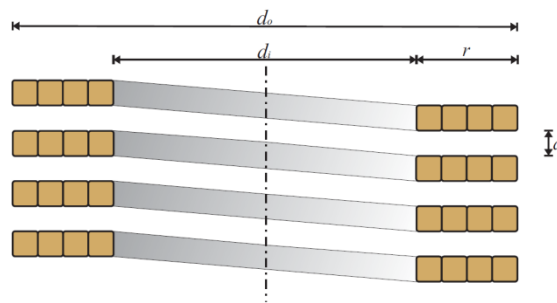


Figura 1.6 Avvolgimento a elica, sezione

L'avvolgimento a elica è rappresentato in Figura 1.6.

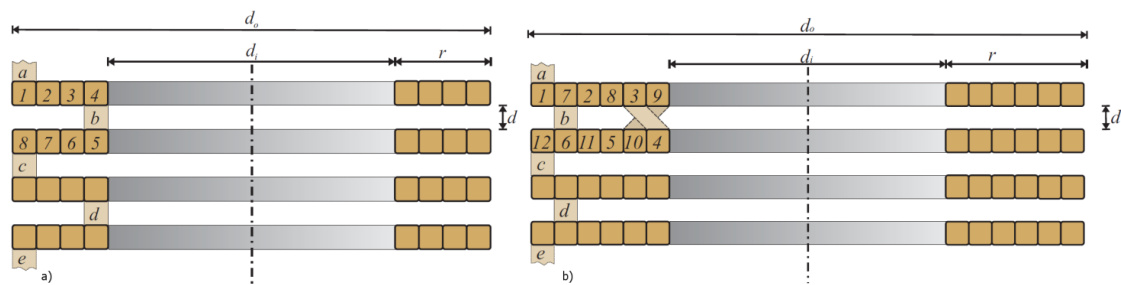


Figura 1.7 Avvolgimento a disco a) continuo b) interlacciato

L'avvolgimento a disco continuo è rappresentato in Figura 1.7a.

I dischi vengono avvolti singolarmente, saldati tra loro e poi sovrapposti. La separazione è garantita da distanziatori, generalmente in cartone pressato (pressboard), legno compensato, oppure gomma.

Prima di venire inseriti sul nucleo gli avvolgimenti vengono pressati per migliorare ulteriormente la tenuta meccanica agli stress di cortocircuito. Il rapporto tra le altezze dopo e prima del passaggio in

pressa si chiama *compression factor*; il valore del compression factor per i due materiali più usati è riportato in Tabella 2.

Tabella 2 Fattore di compressione per alcuni isolanti

	Compression factor
carta	0.8÷0.85
pressboard	0.9÷0.99

Gli avvolgimenti interlacciati sono stati introdotti negli anni '50 da Stearn [8][9][10][11] per migliorare la distribuzione delle sovratensioni impulsive.

Come verrà dimostrato in seguito la distribuzione delle sovratensioni migliora al diminuire di un rapporto α detto *costante di distribuzione*

$$\alpha = \sqrt{\frac{C_G}{C_S}} \quad (1)$$

dove

- C_G capacità verso terra
- C_S capacità serie, data da capacità spira e spira e capacità tra disco e disco

Questo si traduce nel minimizzare la capacità serie C_S .

In un avvolgimento tradizionale di tipo continuo le capacità parassite tra spira e spira sono tutte in serie, lo stesso vale anche per le capacità tra disco e disco, ne risulta una C_S totale di un disco molto bassa rispetto alla singola capacità parassita tra due spire adiacenti.

In Figura 1.7b viene mostrato un esempio di avvolgimento interlacciato, con questo accorgimento si migliora di molto la distribuzione di tensione dato che le capacità parassite non sono più tutte in serie e quindi C_S aumenta.

È inoltre possibile ridurre l'isolamento in direzione assiale dato che la distribuzione di tensione a regime è più uniforme; oppure mantenere lo stesso spessore di isolante e avvicinare i dischi tra loro, riducendo l'altezza totale dell'avvolgimento. Questo diminuisce la capacità verso terra C_G^1 , quindi migliora α .

Nei trasformatori di alta tensione per l'avvolgimento di alta è generalmente a dischi, vista la possibilità di usare dischi interlacciati.

Lo svantaggio principale degli avvolgimenti interlacciati è il costo, dato che sono necessarie lavorazioni aggiuntive e molte saldature. Inoltre la alta capacità serie degli avvolgimenti interlacciati ne causa l'abbassamento della pulsazione naturale, che può cadere su componenti significative dello spettro delle sovratensioni, si possono quindi avere oscillazioni interne fino a 6 p.u. a seguito di fulminazione o di manovra. Le spire più sollecitate sono quelle al centro del disco collegato alla tensione di fase [12]. In si vede un esempio di risposta in frequenza per due tipi di avvolgimento interlacciato, per l'esattezza sono rappresentati l'avvolgimento di Stearn originale, e la versione migliorata introdotta da Stein alla fine degli anni '70.

¹ Come si vede dalle formule (16)(17)e(18)

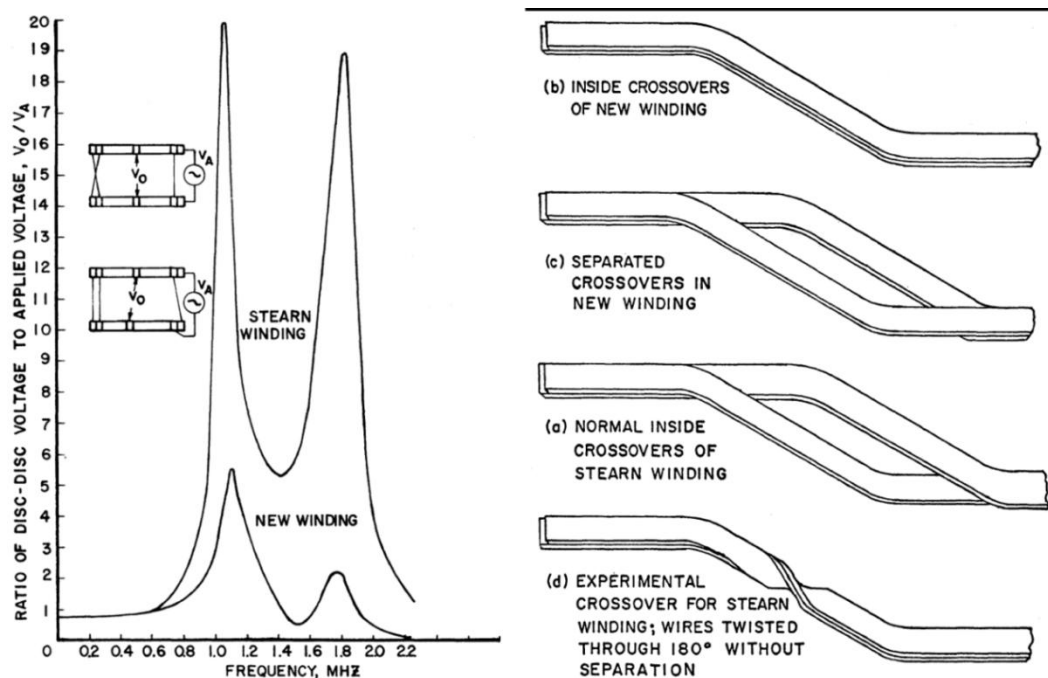


Figura 1.8 esempio di risposta in frequenza di un avvolgimento interlacciato

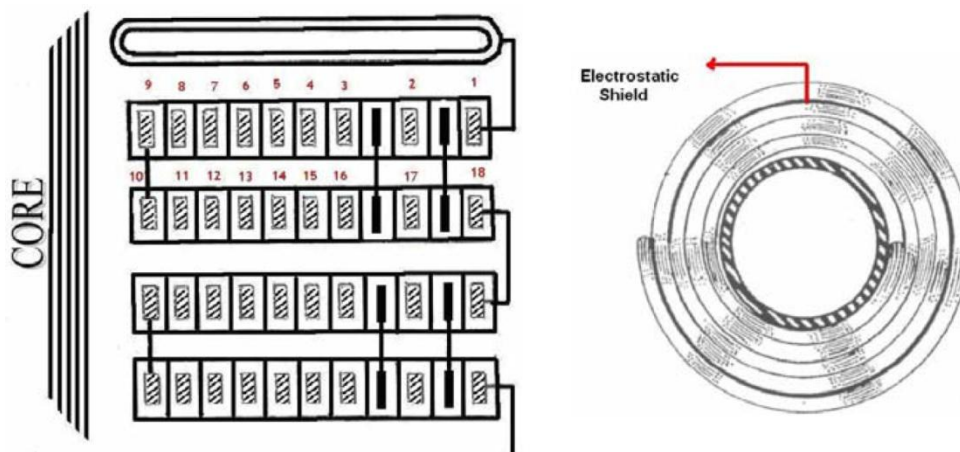


Figura 1.9 Avvolgimento schermato con SER, sezione e vista dall'alto

È possibile usare schermi elettrostatici come alternativa più economica all'uso dei dischi interlacciati. Vengono inseriti uno o più schermi direttamente all'interno dei dischi (wound-in-shields, intershielded disc windings), in Figura 1.9 si vede un avvolgimento con static ring e due schermi per coppia di dischi. Anche se in figura gli schermi sono tutti colorati dello stesso colore, essi non sono collegati tra loro e soprattutto non sono collegati al morsetto di alta: il principio di funzionamento è quindi diverso da quello degli schermi elettrostatici usati in passato.

In questo caso lo scopo degli schermi è solo quello di aumentare la capacità serie C_s , questo tipo di soluzione è economica e consente di ottenere distribuzioni di tensioni più lineari di quelle di un avvolgimento interlacciato se si usa sei schermi per disco o più [13][12].

Nel caso di dischi di cavo CTC è possibile lasciare scollegata una delle piattine e ottenere così uno schermo senza lavorazioni e aggiunta di materiale.

Tuttavia i wound-in-shields incidono sul rapporto di trasformazione e quindi necessario aggiungere spire alla bassa, inoltre sono sede di correnti parassite e peggiorano il rendimento della macchina.

1.3.3 Schermi elettrostatici e anelli statici

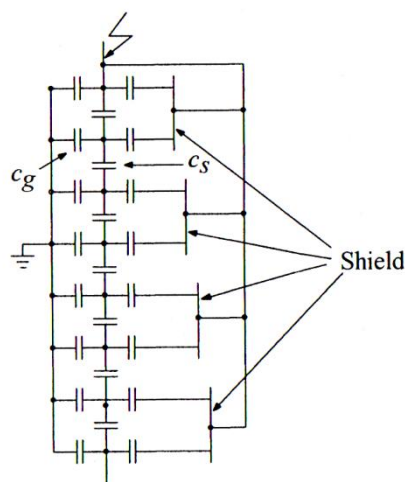


Figura 1.10 Disposizione degli schermi elettrostatici lungo un avvolgimento

Gli schermi elettrostatici, storicamente, sono stati il primo approccio adottato per migliorare la distribuzione delle sovratensioni impulsive.

Lo schermo viene collegato al terminale di fase come mostrato in Figura 1.10. Lo schermo annulla l'effetto di ogni capacità verso terra con una corrispondente capacità verso la tensione di fase, in questo modo le correnti verso terra vengono fornite direttamente dallo schermo e non devono passare per le C_s tra le spire. Se le C_s sono tutte uguali tra loro la distribuzione di tensione sulle spire sarà di conseguenza lineare.

Come si vede, sempre in Figura 1.10, lo schermo si trova al potenziale di linea e va quindi isolato sia dal cassone che dall'avvolgimento, lungo la sua lunghezza. Questo causa ingombri e soprattutto costi maggiori.

Questo tipo di soluzione è stata in gran parte soppiantata dall'avvento degli avvolgimenti interlacciati negli anni '50, ma il principio di funzionamento è ancora impiegato negli anelli statici che vengono messi al terminale di linea (SER, static end rings) o all'interno dell'avvolgimento (SR static rings).

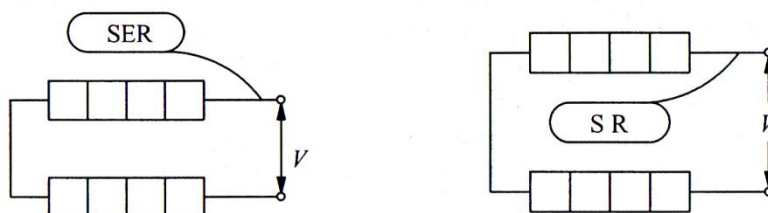


Figura 1.11 Static end ring (SER) e static ring (SR)

Guardando la Figura 1.11 si intuisce come l'anello statico aumenti la capacità serie: considerando come ingresso il morsetto di fase si vede che per ogni spira del disco superiore compare una capacità verso il SER che va in parallelo alla capacità totale delle spire precedenti.

Gli anelli statici vengono comunque installati solo in macchine per tensioni elevate (AAT).

1.3.4 Considerazioni

Come detto per i trasformatori di potenza l'avvolgimento di alta è spesso a dischi. Per abbassare i costi sovente si usa dischi interlacciati solo per la prima parte dell'avvolgimento, che viene stressata maggiormente dalle sovratensioni impulsive, mentre la rimanente parte dell'avvolgimento è in dischi continui.

Se si vede l'avvolgimento come una lunga linea di trasmissione in cui si propaga l'impulso di sovratensione e si ricorda la teoria delle telecomunicazioni, la disuniformità del mezzo nel passaggio tra dischi interlacciati e dischi continui provoca una discontinuità in cui la tensione può moltiplicarsi a causa di sovrapposizione di onde riflesse [14].

1.4 Isolatori passanti

Nei trasformatori in olio gli isolatori sono in carta impregnata in resina lato olio e porcellana o gomma siliconica lato aria, il secondo tipo offre una maggiore resistenza agli stress meccanici.

Per gli isolatori passanti da olio a SF₆ non si può usare la porcellana. I passanti sono generalmente realizzati in carta impregnata in olio o in carta impregnata in resina entrambi i lati e hanno tenute multiple per evitare l'ingresso del gas all'interno del cassone.

1.5 Isolamento interno e Raffreddamento

Nei trasformatori in olio i due avvolgimenti sono separati da distanziatori (spacers) o anelli (angle rings) in cartone pressato (pressboard), in questo modo l'olio può circolare e si forma un canale per lo smaltimento del calore. Lo stesso vale anche per i trasformatori in SF₆.

L'olio più usato è l'olio minerale, che si comporta bene a tutti i livelli di tensione; anche sopra i 1000 kV.

A volte al posto dell'olio si usa un fluido a base di silicone (STL Silicone Transformer Fluid) per le sue proprietà autoestinguenti e non tossiche, l'impiego però è molto limitato dato che si tratta di un materiale molto costoso.

Sempre nel caso di installazione in aree dove vi sia molta attenzione per il rischio ambientale; è possibile costruire trasformatori isolati in oli vegetali, vista la loro alta biodegradabilità.

L'esafioruro di zolfo ha proprietà di raffreddamento peggiori di quelle dell'olio; i trasformatori isolati in SF₆ sono rari e possono essere sovraccaricati di meno, però sono più piccoli e leggeri e vengono installati in condizioni particolari. Inoltre l'SF₆ non è infiammabile.

L'isolamento in resina è più costoso e offre capacità di raffreddamento peggiori dell'olio. Il costo iniziale può essere superiore anche del 60% rispetto a un trasformatore in olio, ma la manutenzione necessaria è quasi nulla: per le piccole potenze i costi vita dei due tipi di isolamento sono comparabili.

Dato che il rischio in caso di incendio è minimo i trasformatori in resina sono preferiti per le piccole potenze e le installazioni al chiuso.

1.6 Tipi di trasformatori

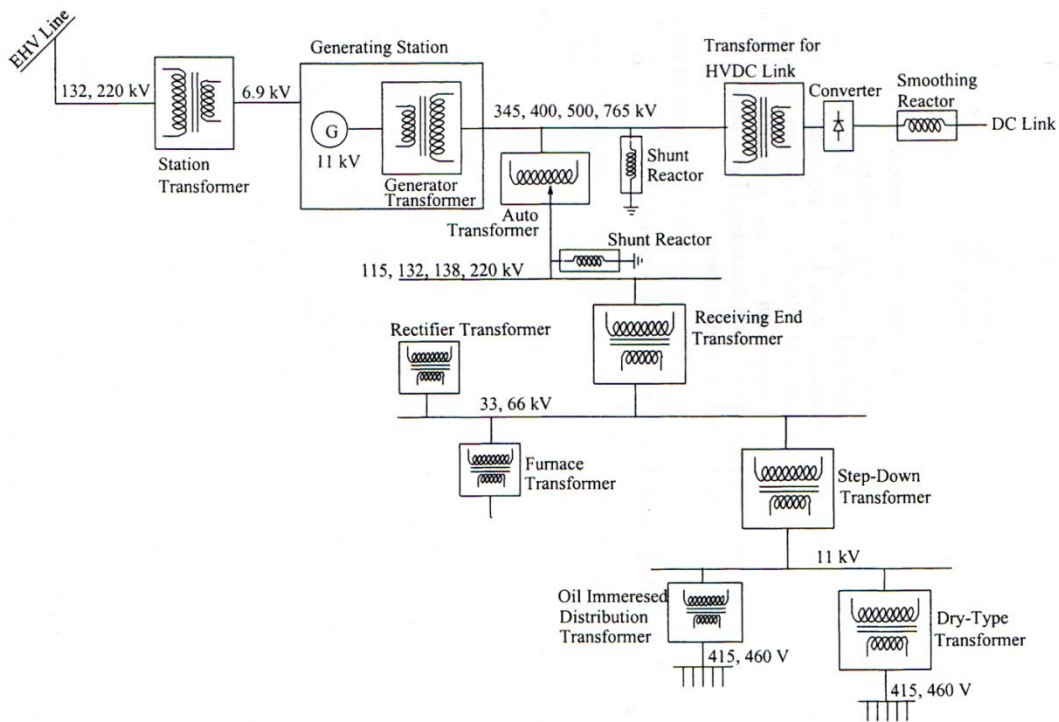


Figura 1.12 Trasformatori di tipo diverso in una rete classica

I trasformatori vengono costruiti in maniera diversa a seconda del loro impiego, in Figura 1.12 è rappresentata schematicamente la posizione dei trasformatori in una rete tipo.

1.6.1 Trasformatori da centrale

Gli alternatori in genere lavorano ad una tensione che va dagli 11 kV ai 25 kV, il trasformatore porta poi questa tensione a $220 \div 765$ kV per la trasmissione. Non è necessario un variatore sotto carico dato che è possibile regolare la tensione direttamente controllando il campo del generatore agendo sull'eccitatrice; per la stessa ragione il range di tensioni offerte dal variatore è di solito abbastanza limitato (ad esempio 5 step $\pm 5\%$).

Quando il variatore è così limitato gli sforzi assiali sono limitati ed è possibile inserire il tap changer direttamente tra i dischi dell'avvolgimento di alta, senza bisogno di costruire un avvolgimento separato e riducendo così i costi.

1.6.2 Trasformatori da stazione

Nelle centrali i trasformatori da stazione forniscono l'alimentazione agli ausiliari abbassando l'alta tensione della linea di trasmissione.

Dato che la potenza richiesta è limitata la sezione dell'avvolgimento di alta è molto piccola ed è necessario adottare accorgimenti particolari per aumentarne la resistenza meccanica agli sforzi da corto-circuito.

1.6.3 Trasformatori di interconnessione

Questi trasformatori in genere hanno una taglia molto grossa. Normalmente sono autotrasformatori e servono a connettere due reti o due sistemi a livello di tensione diverso. Il progetto di un autotrasformatore è tanto più economico quanto più il rapporto di trasformazione si avvicina all'unità. Il variatore deve essere sotto carico e deve offrire un ampio range di regolazione, per un voltage compounding efficace. Spesso c'è un terzo avvolgimento per la compensazione di potenza o per la circolazione della terza armonica. Nel caso che questo terzo avvolgimento venga usato per la terza armonica i conduttori devono avere una sezione maggiorata per resistere agli stress da corto circuito asimmetrici.

1.6.4 Trasformatori di distribuzione

È importante che questi trasformatori abbiano perdite basse, dato che si trovano a grande distanza dalle centrali e quindi il costo delle perdite è più alto. I costi di manutenzione devono inoltre essere bassi.

1.6.5 Trasformatori per fotovoltaico

Vengono realizzati per la separazione galvanica degli impianti fotovoltaici dalla rete elettrica come previsto dalla normativa. Come per i trasformatori di distribuzione l'attenzione viene posta sulle perdite che devono essere molto basse per raggiungere un rendimento alto.

1.6.6 Trasformatori per raddrizzatori

Data la presenza di armoniche di corrente questi trasformatori lavorano a flusso minore (attorno a 1.6 tesla) e la sezione dei conduttori è ridotta. Bisogna notare inoltre che gli isolamenti devono resistere sia a stress in alternata che in continua.

1.6.7 Trasformatori da fornace

I forni ad arco lavorano a bassa tensione (800÷1000 V) e alta corrente (10÷60 kA). I conduttori del secondario sono dei tubi di rame raffreddati da circolazione di acqua all'interno e l'avvolgimento è spesso interlacciato per ridurre l'induttanza di dispersione.

L'avvolgimento di bassa ha molte vie in parallelo (e di conseguenza molte saldature) e il raffreddamento ad acqua; l'ingombro di conseguenza è maggiorato e c'è la necessità di costruire l'alta all'interno e la bassa all'esterno, a differenza dei trasformatori costruiti per altri impieghi.

1.6.8 Bobine di compensazione

Vengono usati per compensare le capacità parassite delle linee di trasmissione AAT durante i periodi di carico basso e le manovre. Vengono collegati al terziario dei trasformatori di interconnessione, oppure direttamente alla linea. Il nucleo è in aria oppure in ferro con colonna tuffante, per la regolazione del traferro (e quindi del valore della riluttanza) come per le bobine Petersen.

2 I transitori veloci di sovratensione

Nella definizione IEC:

"Un transitorio veloce è un disturbo di durata breve, minore di un ciclo (20 ms). A seguito del transitorio il sistema ritorna alla condizione iniziale, ammesso che il transitorio non abbia danneggiato il circuito."

Con sovratensione si intende ovviamente un disturbo il cui valore di picco è maggiore del valore di picco della tensione nominale.

Questa tesi tratta in particolare le sovratensioni a fronte veloce, ossia sovratensioni di fulminazione, di manovra e VFTO (Very Fast Transient Overvoltage).

Sia la fulminazione che le manovre di interruttori generano sovratensioni unidirezionali di durata inferiore al millisecondo (< 1 ms).

2.1 Sovratensioni atmosferiche

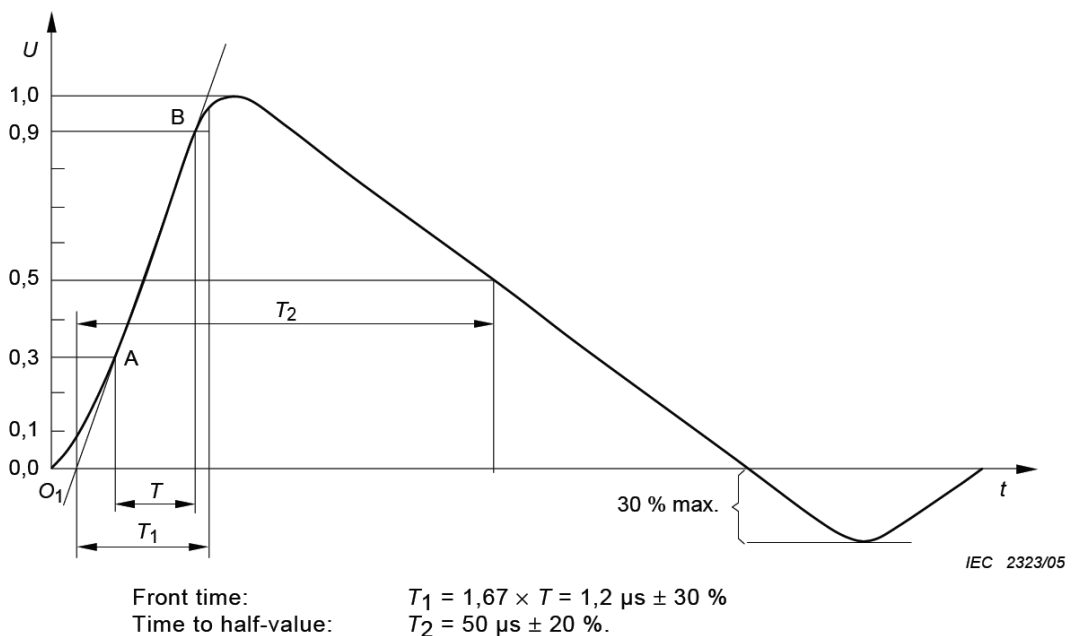


Figura 2.1 Impulso di test per la fulminazione

Le sovratensioni di origine atmosferica sono causate dalla caduta di un fulmine su una linea aerea, un dispositivo, direttamente o in prossimità di essi.

Ovviamente la fulminazione diretta è quella che causa le sovratensioni più alte; la sovratensione ha andamento impulsivo e un tempo di salita che può andare da 1 μs a 10 μs .

la fulminazione viene vista come un iniezione di corrente che circola attraverso il canale di scarica, la linea aerea e si chiude a terra attraverso gli scaricatori installati a protezione degli impianti. La resistenza del canale di scarica può andare dai 2000 Ω ai 5000 Ω .

Come onda di test si è scelto l'impulso doppio esponenziale raffigurato in Figura 2.1, come indicato in figura il tempo di fronte standard è di $1.2 \mu\text{s}$ mentre l'emivalore si raggiunge in $50 \mu\text{s}$, per questo motivo si parla di "onda 1.2/50" [15].

Esistono poi onde di test troncate sul fronte o sulla coda, l'andamento di questi due ulteriori tipi è confrontato con l'impulso pieno in Figura 2.2.

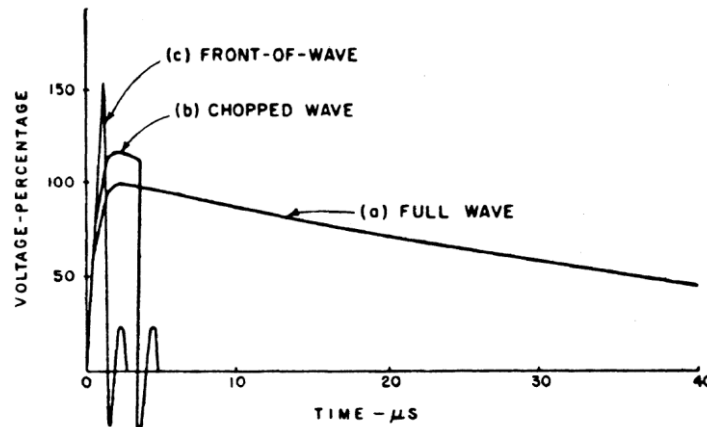


Figura 2.2 Andamento dei tre tipi di onda di test

2.2 Sovratensioni di manovra

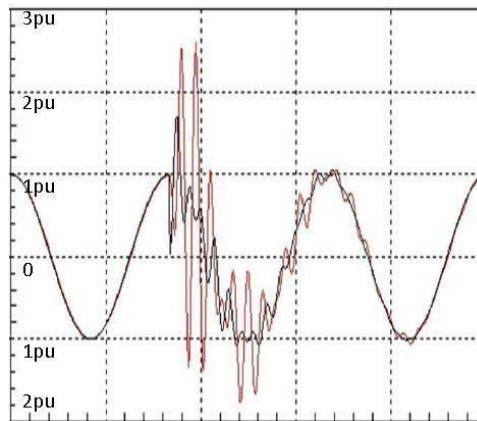


Figura 2.3 Andamento reale di una sovratensione di manovra

Le sovratensioni di manovra hanno tempi di salita che variano dalle centinaia di μs ai millisecondi, la loro banda va dalle centinaia ad alcune migliaia di hertz [16].

Sono causate, come il nome suggerisce, dalle manovre degli interruttori e nella realtà all'andamento impulsivo si sovrappongono delle oscillazioni smorzate, come si vede in Figura 2.3.

Altre cause di sovratensione di manovra possono essere:

- inserzione di linee
- perdita di carico
- guasti a terra

Nel definire un onda di test per questo tipo di sovratensioni si è deciso di ignorare la componente oscillatoria e usare un impulso della stessa forma di quello di fulminazione, tipicamente con 250 μ s come tempo di fronte e 2500 μ s come tempo di emivalore.

2.3 VFTO

I Very Fast Transient Overvoltages sono sovratensioni della durata inferiore ai tre millisecondi (< 3ms), hanno sia una componente oscillatoria che una unidirezionale. La componente oscillatoria contiene armoniche dai 30 kHz ai 50 MHz. Quando presente la componente unidirezionale ha un fronte di salita molto ripido ($4\div 100$ ns). I VFTO hanno uno spettro che può variare dai 100 kHz ai 50 MHz a seconda delle condizioni al contorno e della geometria della sottostazione e la loro ampiezza può andare da 1.5 a 2.5 volte la tensione di fase, queste oscillazioni si smorzano in qualche decina di microsecondi [17] [18].

Secondo la Definizione CIGRE si parla comunque di VFT solo quando lo spettro è superiore al megahertz (> 1 MHz) [18][19][20].

I VFTO hanno un tempo di fronte molto breve, quindi un $\frac{dV}{dt}$ molto alto; questo può deteriorare l'isolamento dei trasformatori e alla lunga portarli alla rottura.

La componente oscillatoria di questo tipo di transitori può avere componenti spettrali di ampiezza significativa alle frequenze di risonanza degli avvolgimenti del trasformatore, quando questo si verifica si può avere break down immediato dell'isolamento [21][22].

I VFTO sono generati dalle manovre di apertura e chiusura degli interruttori e dei sezionatori in gas SF6 nelle stazioni GIS (Gas Insulated Substation). In rari casi si può anche avere VFTO a seguito di guasti verso terra.

Nel caso di manovra di chiusura, durante l'avvicinamento dei contatti il campo elettrico cresce di intensità fino al raggiungimento della tensione di scarica e si forma l'arco.

Inizia a scorrere una corrente attraverso l'arco e il carico capacitivo viene caricato fino alla tensione dell'altro elettrodo, quando i due elettrodi si trovano alla stesso potenziale l'arco si estingue.

In caso di apertura il processo è inverso.

Nel caso di guasto a terra il collasso di tensione nella sezione di guasto avviene in maniera simile, dato che anche in questo caso si forma l'arco [17].

È stato dimostrato che l'interazione tra interruttore e trasformatore spesso provoca riaccensioni dell'arco [23], questo ovviamente allunga il tempo in cui l'isolamento è sottoposto a stress e ne aumenta il rischio di deterioramento.

La linea vede il trasformatore come un lato aperto, vista la sua alta induttanza. Per il calcolo dei transitori all'interno della linea il trasformatore è rappresentato dalle rete delle sue capacità parassite, che può essere sostituita da una capacità equivalente C_e .

$$C_e = \sqrt{C_G C_S} \quad (2)$$

Dove C_G è la totale capacità verso terra dell'avvolgimento di alta e C_S è la capacità serie, la tecnica per il calcolo di queste capacità verrà trattata in seguito.

2.3.1 Transitori all'interno della GIS

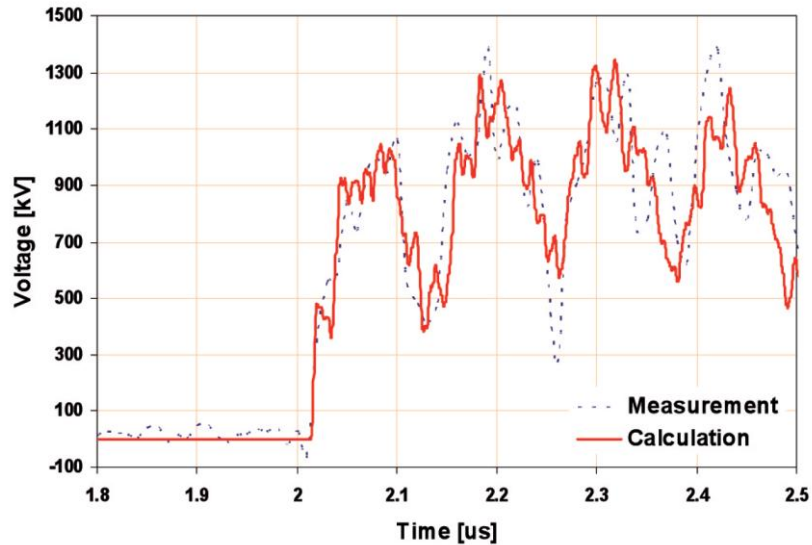


Figura 2.4 Esempio di andamento di un VFTO all'interno di una GIS

L'apertura dell'interruttore in gas da origine a due onde di tensione che si propagano in entrambe le direzioni. La linea blindata è un'ottima linea di trasmissione e queste onde si propagano alla velocità della luce ($300\text{m}/\mu\text{s}$) con poche perdite [24].

L'onda di tensione viaggia all'interno della linea e si riflette ai suoi capi e ad ogni sezione di transizione, ad esempio gli angoli, le giunzioni a T e gli altri interruttori; la sovrapposizione delle varie onde viaggianti genera oscillazioni di frequenza di $1\div 50$ MHz, a seconda della lunghezza della linea. Esiste in oltre una componente a 100 MHz dovuta al tempo di manovra dell'interruttore².

Nel caso semplice di linea blindata senza giunzioni si può usare la seguente formula per una stima della frequenza delle pulsazioni:

$$f = \frac{75}{d} \quad (3)$$

con d lunghezza della linea. Per una linea lunga 12 metri le pulsazioni avranno una fondamentale a 6.25 MHz.

² Assumendo un tempo di apertura di 10 ns.

2.3.2 TEV, Transient Enclosure Voltage

I TEV sono transitori veloci che si formano e fine linea, generalmente sul'isolatore passante SF₆/aria, ma si possono anche generare in corrispondenza dei TA o di un passante SF₆/cavo.

Il passaggio da GIL a linea aerea può essere visto come la serie di tre linee di trasmissione:

- la linea blindata
- la linea di trasmissione formata dal passante più la linea aerea
- la messa a terra dell'involucro

in corrispondenza del passante c'è quindi una discontinuità, una parte dell'onda si trasmette alla linea aerea e una parte va a terra e una parte va a terra; questa seconda parte è il TEV [25].

i TEV hanno due componenti: la prima è un fronte rapido seguito da una componente oscillatoria a 5÷10 MHz, la seconda è oscillatoria a qualche centinaio di kHz ed è dovuta alla scarica delle capacità del sistema di messa a terra.

L'ampiezza di un TEV può andare dal 10% al 30% della tensione di fase.

i TEV sono anche noti come Transient Ground Potential Rise (TGPR).

2.4 BIL

Basic Insulation Level, è la prova di tenuta per cui viene progettato un oggetto.

Per quasi tutti i dispositivi e gli impieghi la fulminazione viene considerata la prova più critica; gli isolamenti vengono dimensionati per la tenuta a impulso di fulminazione 1.2/50 µs.

Nel caso di alte tensioni AAT la dimensione degli isolatori cresce e con essa le distanze in aria. Sulle lunghe distanze il comportamento dell'aria cambia e gli impulsi più critici non sono più quelli di fulminazione; il BIL diventa l'onda di manovra 250/2500 µs.

2.5 Effetto sui trasformatori

La distribuzione di tensione negli avvolgimenti è lineare a frequenza industriale. Per fenomeni più veloci le spire più lontane dal potenziale di terra sono quelle più sollecitate. La distribuzione dovuta ad impulsi di manovra e di fulminazione si può prevedere partendo da R, L e C parassite di ogni spira, calcolate come parametri concentrati.

I VFTO hanno uno spettro ampio, è quindi molto facile che vengano sollecitate le frequenze di risonanza dell'avvolgimento: anche se non si ha break down immediato è facile che avvengano scariche parziali che portano all'invecchiamento precoce dell'isolamento [26][27].

2.6 Considerazioni

Ad oggi non è ancora stata codificata un onda di test standard per i VFTO e le simulazioni della distribuzione di tensione si basano su forme d'onda ricavate da misure o da risultati di modellazione della rete con programmi come EMTP, ATP o DIGSILENT.

Nonostante i VFTO abbiano un fronte molto ripido e la componente oscillatoria abbia un'ampiezza minore, è la seconda a causare le sovratensioni maggiori tra spira e spira [20].

Si è detto che parte della componente oscillatoria è dovuta al tempo di apertura dell'interruttore, se l'apertura dell'interruttore fosse meno veloce il transitorio generato sarebbe meno critico per gli isolamenti. Non si può però pensare di interrompere l'arco in maniera più dolce perché i prodotti dell'arco (Anidride solforosa SO_2) contaminano il gas SF_6 , e quindi necessario far avvenire l'apertura e spegnere l'arco nel tempo più breve possibile [28].

3 Risposta a gradino e distribuzione iniziale

Supponendo di sollecitare uno degli avvolgimenti di un trasformatore con un gradino di tensione, nei primi istanti tutta la corrente circolerà attraverso le capacità parassite dato che la corrente all'interno dei conduttori non può variare in tempo zero a causa della loro induttanza [29].

Nel caso di transitori veloci la distribuzione iniziale della tensione negli avvolgimenti è quindi un problema che in buona approssimazione è solamente elettrostatico.

Negli istanti successivi a quello iniziale la corrente inizia gradualmente a circolare all'interno delle spire ed entrano in gioco anche le induttanze, la pulsazione naturale ω_0 e tutte le altre frequenze di risonanza dell'avvolgimento.

Passato il transitorio la distribuzione della tensione ritorna lineare in un tempo che per la maggior parte dei trasformatori è dell'ordine di $5 \div 10$ microsecondi [29].

Principio di Weed:

"Se in un avvolgimento soggetto a transitorio la tensione iniziale (capacitiva) e la tensione finale (induttiva) hanno andamenti diversi, allora si avranno sicuramente oscillazioni interne!"[30].

Durante il transitorio l'energia passa dal campo elettrico a quello magnetico e la possibilità di oscillazioni di tensione tra spira e spira non è remota, visto il basso valore di resistenza degli avvolgimenti. La Figura 3.1 mostra un esempio di distribuzione di tensione iniziale (a), a regime (b), e la massima tensione verso terra provocata dalle oscillazioni (c).

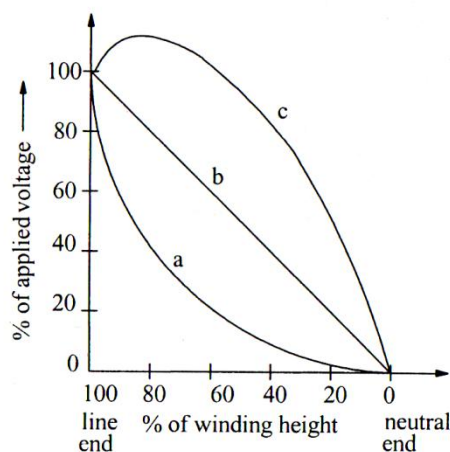


Figura 3.1 distribuzione di tensione su un avvolgimento (a) iniziale (b) finale (c) tensione massima verso terra

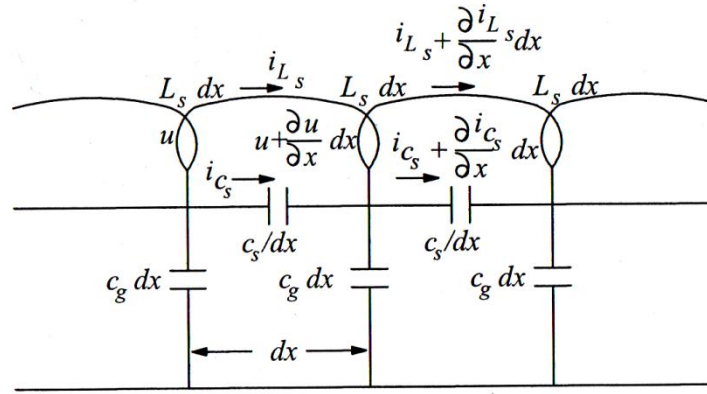


Figura 3.2 Modello di Wagner di un avvolgimento

L'equazione (4) della distribuzione iniziale si ricava dal modello di Wagner [31] per un avvolgimento ignorando gli effetti induttivi. Il modello è rappresentato in Figura 3.2, dove L_s rappresenta l'autoinduttanza, c_g la capacità verso terra e c_s la capacità serie tra spire adiacenti, tutte espresse per unità di lunghezza.

In letteratura le capacità serie c_s vengono chiamate anche K.

Osservando il modello si può scrivere

$$\frac{d^2 u_0}{dx^2} - \frac{c_g}{c_s} u_0 = 0 \quad (4)$$

con $x = 0$ nel punto di neutro e $x = L$ al morsetto di fase, la soluzione di questa è

$$u_0 = A_1 e^{kx} + A_2 e^{-kx} \quad (5)$$

dove

$$k = \sqrt{c_g/c_s} \quad (6)$$

Il valore delle costanti di integrazione A_1 e A_2 dipende dalle condizioni al contorno all'inizio e fine dell'avvolgimento, ovvero da tensione al morsetto di fase e stato del neutro.

3.1 Trasformatori con neutro a terra

Nel caso di neutro francamente a terra si pone la condizione $u_0 = 0$ per $x = 0$ e $u_0 = U$ per $x = L$.

L'equazione che fornisce la distribuzione della tensione è la soluzione della (5) poste queste condizioni al contorno, che è:

$$u_0 = U \frac{e^{kx} - e^{-kx}}{e^{kL} - e^{-kL}} = U \frac{\sinh kx}{\sinh kL} \quad (7)$$

Vogliamo cercare la parte di avvolgimento più sollecitata:

$$\left. \frac{du_0}{dx} \right|_{x=L} = U \left. \frac{k \cosh kx}{\sinh kL} \right|_{x=L} = U \frac{k \cosh kL}{\sinh kL} = k U \coth kL \quad (8)$$

Il gradiente di u_0 è massimo per $x = L$, la spira più vicina al morsetto di fase è quindi quella più sollecitata. Dato che nella pratica $kL > 3$ si può approssimare $\coth kL \cong 1$.

Per un gradino di ampiezza unitaria ($U = 1$) il gradiente nel tratto di avvolgimento più vicino alla fase è quindi

$$\left. \frac{du_0}{dx} \right|_{x=L} = k \quad (9)$$

Si può scrivere

$$\left. \frac{du_0}{dx} \right|_{x=L} = \frac{1}{L} k L = \frac{1}{L} \sqrt{\frac{c_g}{c_s}} L = \frac{1}{L} \sqrt{\frac{c_g L}{c_s}} = \frac{1}{L} \alpha \quad (10)$$

α prende il nome di costante di distribuzione.

$$\alpha = \sqrt{C_g/C_s} \quad (11)$$

A regime il gradiente è uniforme su tutto l'avvolgimento e vale $1/L$, la formula (9) mette in evidenza come nell'istante iniziale il gradiente sia α volte maggiore del gradiente a regime.

Maggiore è α , più gli isolamenti delle spire a potenziale più alto sono sollecitate. Per avvolgimenti di tipo continuo (non interlacciati) α può valere da 5 a 30.

3.2 Trasformatori con neutro isolato

Nel caso di neutro isolato le condizioni al contorno sono $\left. \frac{du_0}{dx} \right|_{x=0} = 0$ e $u_0 = U$ per $x = L$,

la soluzione della (5) è:

$$u_0 = U \frac{\cosh kx}{\cosh kL} \quad (12)$$

Derivando la (12) si ottiene l'espressione del gradiente, che a fine linea (morsetto di fase) vale

$$\left. \frac{du_0}{dx} \right|_{x=L} = k U \tanh kL \quad (13)$$

Per un gradino di ampiezza unitaria ($U = 1$) e dato che nella pratica $kL > 3$ si può approssimare $\tanh kL \cong 1$ si ottiene:

$$\left. \frac{du_0}{dx} \right|_{x=L} = k = \frac{1}{L} \alpha \quad (14)$$

Anche per trasformatori a neutro isolato nell'istante iniziale il gradiente di tensione sull'avvolgimento è α volte maggiore rispetto al suo valore a regime.

La distribuzione di tensione all'istante iniziale al variare di α nei due casi è mostrata in Figura 3.3.

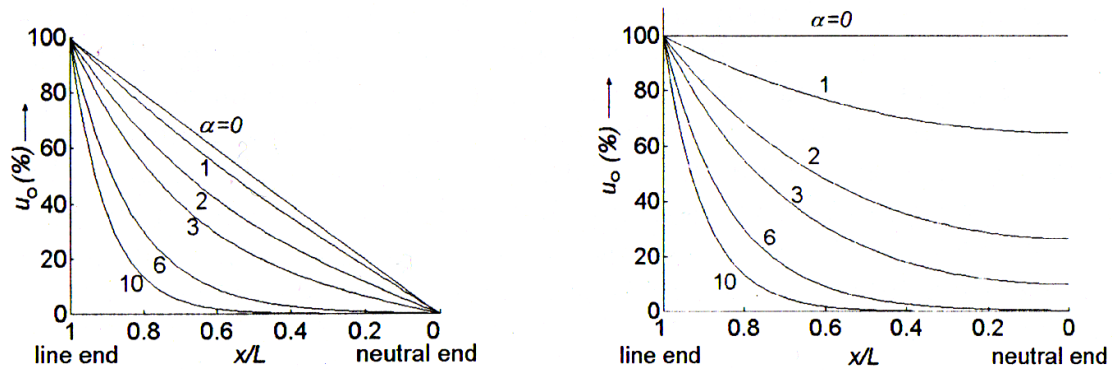


Figura 3.3 Distribuzione iniziale della tensione con neutro a terra (sx) e isolato (dx)

3.3 Costante di distribuzione α

Per ridurre le sollecitazioni sugli isolamenti delle prime spire e bisogna minimizzare il valore di α

$$\alpha = \sqrt{\frac{C_G}{C_S}} \quad (15)$$

Alla capacità serie C_S contribuiscono la capacità tra spira e spira e la capacità tra le diverse parti di avvolgimento, oppure tra disco e disco.

La Capacità C_G è data dalle capacità tra avvolgimento e nucleo, tra avvolgimento e cassone e tra avvolgimento primario e secondario. Queste capacità verso terra dipendono da fattori geometrici, come la distanza tra gli avvolgimenti o tra avvolgimenti e nucleo, che difficilmente possono essere modificate di molto perché sono solitamente fissati da altre considerazioni di progetto.

Il metodo più economico per diminuire α è quindi agire sulla configurazione degli avvolgimenti per aumentare la capacità serie C_S .

3.4 Calcolo della capacità verso terra dell'intero avvolgimento C_G

Come detto per calcolare la distribuzione iniziale della tensione per un avvolgimento sottoposto ad un gradino di tensione è necessario conoscere la totale capacità verso terra e la capacità serie di tutto l'avvolgimento.

La capacità tra primario e secondario di una fase o tra un avvolgimento e il nucleo può essere calcolata con la formula del condensatore cilindrico.

$$C_{gw} = \frac{2\varepsilon_r \varepsilon_0 \pi (H + d)}{\ln\left(\frac{d_i}{d_o}\right)} \quad (16)$$

dove

- t_{oil} e t_{solid} sono gli spessori di olio e isolante solido (solitamente carta)
- d_i è il diametro interno della alta
- d_o è il diametro esterno della bassa
- d è la distanza tra le due armature
- H è l'altezza dell'avvolgimento di alta.

Nel caso di calcolo di capacità tra fase e fase bisogna considerare lo spessore totale della carta sui due avvolgimenti.

L'altezza dell'armatura di alta viene aumentata di d per tenere conto degli effetti di bordo.

Il pedice w sta ad indicare l'avvolgimento (winding).

Per tensioni basse quando il gap tra avvolgimento di alta e avvolgimento di bassa non è molto ampio si può usare anche la formula del condensatore piano.

$$C_{gw} = \frac{\varepsilon_0 \pi D_m H'}{\frac{t_{oil}}{\varepsilon_{oil}} + \frac{t_{solid}}{\varepsilon_{solid}}} \quad (17)$$

Con H' media tra le altezze delle due armature.

La capacità tra avvolgimento e cassone viene vista come capacità tra un conduttore cilindrico e una lastra piana

$$C_{gt} = \frac{2\varepsilon_0 \pi H}{\cosh^{-1}\left(\frac{S}{R}\right)} \cdot \frac{t_{oil} + t_{solid}}{\frac{t_{oil}}{\varepsilon_{oil}} + \frac{t_{solid}}{\varepsilon_{solid}}} \quad (18)$$

Con R e H raggio e altezza dell'avvolgimento e s distanza tra asse del cilindro e lastra.

La capacità tra due avvolgimenti esterni di fasi diverse è pari a metà della capacità data dalla formula (18) se si prende s pari a metà della distanza tra gli assi dei due cilindri.

$$C_{ww} = \frac{\varepsilon_0 \pi H}{\cosh^{-1}\left(\frac{s}{R}\right)} \cdot \frac{t_{oil} + t_{solid}}{\frac{t_{oil}}{\varepsilon_{oil}} + \frac{t_{solid}}{\varepsilon_{solid}}} \quad (19)$$

3.5 Calcolo della capacità serie dell'intero avvolgimento C_s

Per la capacità tra spira e spira K e quella tra due dischi C_{DA} si usa la formula del condensatore piano.

La prima è data da

$$K = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_p \pi D_m (w + t_p)}{t_p} \quad (20)$$

con

- D_m diametro medio dell'avvolgimento
- w altezza del conduttore (lunghezza in direzione assiale)
- t_p spessore dell'isolante
- ε_p permittività relativa dell'isolante.

Il pedice p sta per paper, carta. Nell'espressione della superficie dell'armatura si aggiunge t_p all'altezza del conduttore per tenere conto degli effetti di bordo.

Allo stesso modo la capacità tra due dischi è

$$C_{DA} = \varepsilon_0 \left[\frac{k}{\frac{t_p}{\varepsilon_p} + \frac{t_s}{\varepsilon_{oil}}} + \frac{1-k}{\frac{t_p}{\varepsilon_p} + \frac{t_s}{\varepsilon_s}} \right] \pi D_m (R + t_s) \quad (21)$$

dove

- R è la larghezza dell'avvolgimento (lunghezza in direzione radiale)
- t_s e ε_s spessore e permittività relativa degli spaziatori tra i dischi
- k la frazione di spazio occupata dall'olio
- $1-k$ la frazione di spazio occupata dagli spaziatori.

L'equazione (21) esprime quindi il parallelo tra parte di avvolgimento in cui il dielettrico è lo spaziatore e quella in cui il dielettrico è l'olio.

Nella definizione degli spessori degli isolanti non bisogna dimenticare di moltiplicare tutto per il compression factor.

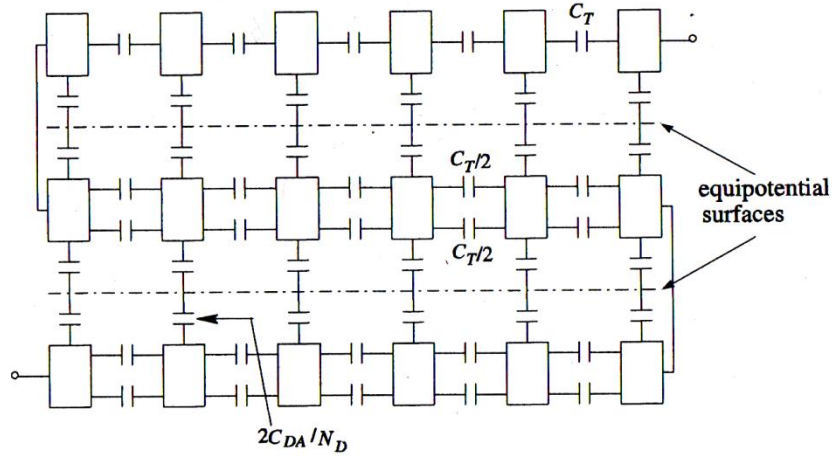


Figura 3.4 Capacità parassite in un avvolgimento a dischi continui

La totale capacità serie C_S di un avvolgimento a dischi continui è una combinazione delle K e delle C_{DA} . In Figura 3.4 viene rappresentato un avvolgimento di tipo continuo, la cui capacità serie è

$$C_S = \frac{\left[\frac{2C_{DA}}{\alpha_d} \tanh 2\alpha_d \right] \left[\frac{\sqrt{2}C_{DA}}{\alpha_d} \tanh \sqrt{2}\alpha_d \right]}{\frac{2C_{DA}}{\alpha_d} \tanh 2\alpha_d + (N_{DW} - 2) \frac{\sqrt{2}C_{DA}}{\alpha_d} \tanh \sqrt{2}\alpha_d} \quad (22)$$

con

- N_D numero di spire per disco
- N_{DW} numero di dischi per avvolgimento
- α_d costante di distribuzione del disco

$$\alpha_d = \sqrt{\frac{C_{DA}}{K/(N_D - 1)}} \quad (23)$$

La formula (22) è risultato di considerazioni puramente geometriche ed è la più adatta allo studio dei transistori. Nel caso di studio a regime è possibile utilizzare un'equazione più semplice che deriva da considerazioni sull'energia immagazzinata nel campo elettrico

$$C_S \cong \frac{1}{N_{DW}} \left[\frac{K}{N_D} + 4C_{DR} \right] \quad (24)$$

dove C_{DR} è la capacità equivalente tra due dischi per unità di lunghezza radiale

$$C_{DR} = \frac{C_{DA}}{3} \quad (25)$$

Si ricorda che nel caso ci siano static end rings (SER) la capacità serie aumenta: osservando la Figura 1.11 si intuisce come la capacità del primo disco aumenti, dato che per ogni spira ci sarà una nuova capacità verso il SER che va in parallelo con la capacità totale delle spire precedenti.

Bisogna quindi sostituire la capacità della prima coppia di dischi con

$$C_{se} = \frac{K}{2N_D^2} (N_D - 1) + \frac{C_{DU}R}{3} + \frac{C_{SU}R}{12} \quad (26)$$

dove

- C_{SU} è la capacità per unità di lunghezza (radiale) tra SER e primo disco calcolata con la formula del condensatore piano
- C_{DU} è la capacità unità di lunghezza (radiale) tra i due dischi.

Nel caso di static ring (SR) all'interno dell'avvolgimento bisogna sostituire la capacità della coppia di dischi con:

$$C_{se} = \frac{K}{2N_D^2} (N_D - 1) + \frac{C_{SU}R}{12} + \frac{7C_{SU}R}{12} \quad (27)$$

Il primo termine rappresenta la capacità totale tra spira e spira, il secondo la capacità tra disco superiore e SR, e il terzo termine rappresenta la capacità tra SR e disco inferiore. Si è supposto che l'SR si trovi esattamente a metà della distanza tra i due dischi.

Nei dischi interlacciati la distribuzione di tensione è più lineare rispetto a quella che si ottiene con l'avvolgimento di tipo continuo perché aumenta la tensione tra spire geometricamente adiacenti, la capacità tra dischi diminuisce e ha poca influenza sulla capacità serie totale.

Dato che la distribuzione di tensione su un avvolgimento interlacciato è lineare si può fare delle considerazioni partendo dall'energia immagazzinata [29].

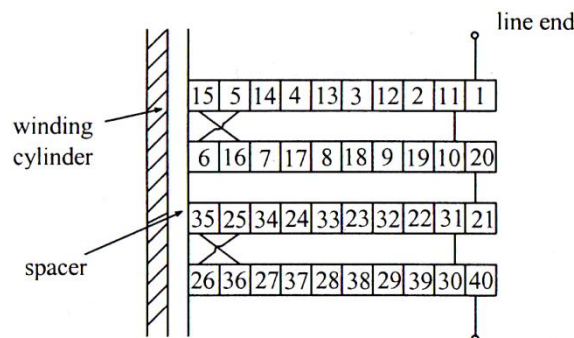


Figura 3.5 Avvolgimento interlacciato

Per una coppia di dischi interlacciati Figura 3.5:

in ogni disco ci sono (N_D-1) capacità tra spira e spira, quindi in una coppia di dischi ci sono $2(N_D-1)$ capacità.

Si vede che tra la prima spira **1** e quella adiacente **11** elettricamente ci sono 10 spire, mentre tra questa **11** e la successiva **2** elettricamente ce ne sono 9 e questo si ripete per tutte le spire.

Se si assume una distribuzione lineare della tensione sulle prime N_D capacità cadrà $V/2$ mentre sulle rimanenti $(N_D - 2)$ cadrà $\left(\frac{N_D-1}{N_D}\right) V$.

Dalla formula $W = \frac{1}{2} CV^2$ si ricava:

$$C_{se} = \frac{K}{4} \left[N_D + \left(\frac{N_D - 1}{N_D} \right)^2 (N_D - 2) \right] \quad (28)$$

Solitamente il numero di spire per disco $N_D \gg 1$, la (28) si può semplificare e diventa

$$C_{se} = \frac{K}{2} [N_D - 1] \quad (29)$$

Sempre assumendo un andamento di tensione lineare e con l'approccio dell'energia per una coppia di dischi di tipo continuo si ottiene:

$$C_{se} = \frac{K}{2N_D^2} (N_D - 1) + \frac{C_D}{6N_D} (N_D - 1)(2N_D - 1) \quad (30)$$

Che è sensibilmente minore, dato che la capacità tra dischi C_D è molto più piccola della capacità tra spira e spira e che i valori tipici di spire per disco N_D vanno dai 15 ai 30.

3.6 Considerazioni

Nella pratica per gli avvolgimenti interlacciati costante di distribuzione α varia da 1 a 3, l'ipotesi di distribuzione iniziale lineare è quindi ragionevole ed è possibile fare considerazioni partendo dall'energia immagazzinata. Nel caso di dischi continui α varia da 10 a 20 e si possono fare solo considerazioni geometriche[32][33].

interessante notare come, se ai due dischi è applicata una tensione V e si assume una caduta di tensione lineare, su ogni K ci sia metà della tensione applicata e non più $\frac{V}{20}$ come nei dischi continui. Questo porterebbe a dire che sia necessario aumentare lo spessore dell'isolamento rispetto ad un avvolgimento continuo, tuttavia visto che la distribuzione di tensione è molto più lineare i margini di sicurezza possono venire abbassati e l'isolamento può rimanere lo stesso [34].

Da considerazioni fatte in regime elettrostatico si è visto che la capacità serie di un avvolgimento interlacciato è 20÷100 volte maggiore di quella di un avvolgimento continuo [33], questo porta ad aspettarsi che α diminuisca fino a 10 volte, ed è verificato per sovratensioni di manovra e di fulminazione, come scritto poche righe sopra.

Tuttavia nel caso di VFTO il tempo di fronte di salita può essere confrontabile con la costante di tempo di carica delle capacità parassite, non si può quindi assumere che la carica delle capacità avvenga istantaneamente (regime quasi-statico).

Pedersen [32] in passato è partito da considerazioni di questo tipo per i transitori di fulminazione su avvolgimenti interlacciati ed ha introdotto il concetto di una capacità serie a impulso, è una definizione fisicamente impropria ma aiuta ad correggere in qualche modo l'assunzione di distribuzione lineare e il calcolo in regime elettrostatico. Si conclude che quando non si può trascurare il tempo di carica per gli avvolgimenti interlacciati si può considerare una capacità serie ad impulso pari a $10\div 20$ volte la capacità di un avvolgimento a disco (calcolata in continua) e quindi minore della C_S a regime.

Nel caso in cui siano presenti, le oscillazioni interne nel avvolgimento di alta si trasferiscono anche al lato bassa; tuttavia l'ampiezza viene smorzata e non è critica per l'isolamento del secondario.

4 Approcci per studiare il problema

È possibile dividere i diversi metodi di studio delle sovratensioni in approcci Gray Box e approcci Black Box.

In un approccio Black Box è impossibile studiare cosa accade all'interno dell'avvolgimento, è quindi un metodo di studio semplice e più adatto al coordinamento degli isolamenti che allo scopo di questa tesi, dato che fornisce solo i valori di corrente e tensione ai morsetti.

Gli approcci Gray Box possono essere adottati sia in fase di progetto che a dispositivo costruito per studiare la distribuzione delle sovratensioni all'interno della macchina.

4.1 Modellazione basata sulle misure (approccio Black-Box)

Le simulazioni vengono fatte a partire da una misura diretta FRA (Frequency Response Analysis) fatta ai terminali della macchina, questa poi viene usata in un'analisi modale [35], rappresentazione poli/zeri [36] o vector fitting [37].

Lo svantaggio principale è ovviamente la necessità di avere l'oggetto già costruito a disposizione, è quindi impossibile fare analisi preventive. Inoltre le simulazioni sono valide solamente per la macchina testata e non è possibile fare delle generalizzazioni se non si ha a disposizione una libreria di simulazioni fatte su un gran numero di trasformatori diversi.

Questo metodo viene comunque usato in alta frequenza, spesso in combinazione con i metodi elencati di seguito.

4.2 Metodo basato sulle induttanze

È un metodo molto usato perché è concettualmente molto semplice: Il trasformatore viene rappresentato come una rete a scaletta (ladder network) di auto e mutue induttanze [38][39]. La rete così costruita viene poi studiata con software tipo EMTP [40].

È un modello usato soprattutto in media frequenza e FRA. In bassa frequenza il flusso entra nel nucleo e i valori di auto e mutue induttanze sono praticamente coincidenti, questo genera equazioni e matrici mal condizionate.

Uno degli svantaggi è la difficoltà ad implementare in maniera diretta parametri variabili con la frequenza come ad esempio la resistenza, che dipende dall'effetto pelle e di prossimità. Questa difficoltà viene superata facendo un'analisi in frequenza (FFT) e ricalcolando il valore delle resistenze ad ogni armonica [41].

Viene anche detto PEEC Model, da Partial Element Equivalent Model, perché le induttanze calcolate sono di fatto induttanze parziali.

4.3 Metodo basato sull'induttanza di dispersione

Noto in letteratura come LI Model (Leaked Inductance Model), questo approccio è una miglioria del precedente per lo studio in bassa frequenza, l'induttanza di dispersione viene calcolata a partire dai dati di targa [42][43]. Il nucleo in ferro non viene però modellato nel dettaglio, questo metodo è pensato per lo studio dei cortocircuiti, ma può essere esteso all'alta frequenza se si modella elementi più piccoli al posto dell'avvolgimento intero.

4.4 Metodo basato sul principio della dualità

In inglese: Duality Model. Il nucleo viene modellato come un circuito elettrico in cui i parametri sono duali alla riluttanza magnetica. I risultati sono accurati in bassa frequenza, ed è possibile simulare il comportamento del trasformatore quando il ferro è saturo [44][45]. Tuttavia l'induttanza di dispersione calcolata con questo metodo non è esatta e i risultati delle simulazioni in alta frequenza non sono accettabili, è necessario integrare questo metodo con il precedente se si vogliono ottenere dei risultati accettabili [46]. In Figura 4.1 è riportato un esempio di modello per un trasformatore trifase con nucleo a mantello. Il trasformatore è collegato ad un alternatore e alla rete, come si può vedere in Figura 4.1 d).

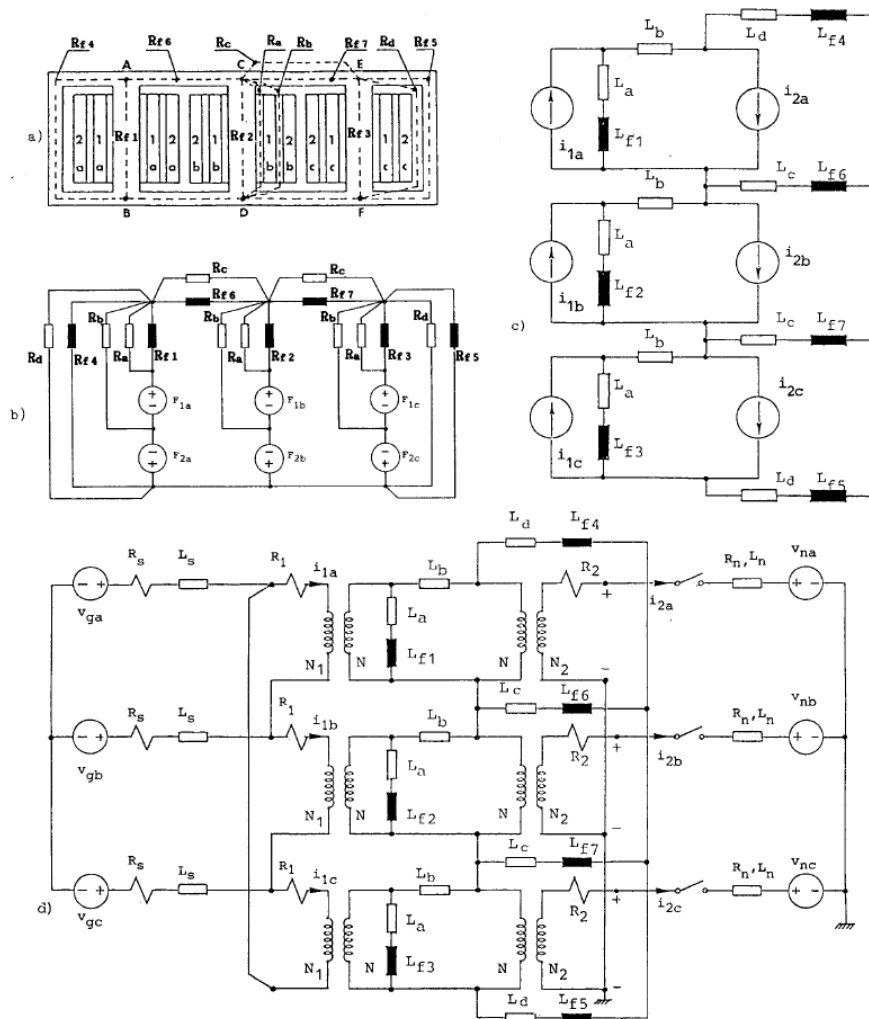


Figura 4.1 Esempio di Duality Model

a) trasformatore b) circuito magnetico c) circuito elettrico d) circuito elettrico trasformatore, alternatore e rete

4.5 Analisi basata sul campo magnetico

È un modello in cui non si fa nessuna semplificazione e si risolvono direttamente le equazioni di Maxwell con un FEM o con le differenze finite (FDTD finite difference time domain), è stato usato per simulare gli stress sulle messe a terra ma ad oggi nessuno si è avventurato in un'analisi di questo tipo per le sovratensioni sui trasformatori.

4.6 Detailed model

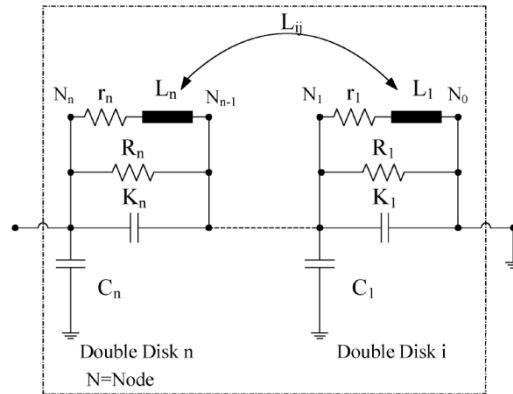


Figura 4.2 Detailed model

Il Detailed model è un modello a parametri concentrati in cui l'avvolgimento viene visto come una scaletta RLC, si tratta quindi di un'estensione dei metodi basati sulle induttanze.

Il circuito equivalente è mostrato in Figura 4.2 dove ogni elemento rappresenta una coppia di dischi.

L'uso dei parametri concentrati limita la validità dei risultati in alta frequenza, Figura 4.3.

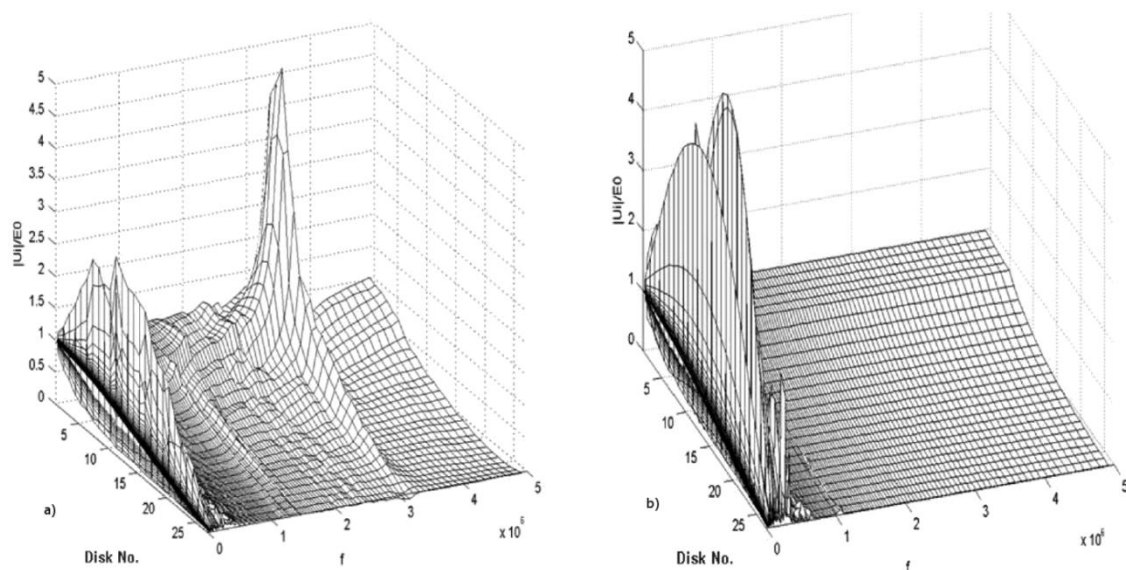


Figura 4.3 Risposta in frequenza a) misurata b) calcolata

La frequenza caratteristica (massima) del modello dipende dalla dimensione degli elementi selezionati: Per un trasformatore di potenza se si modella disco per disco la validità del modello non

va oltre il centinaio di kilohertz, passando a un modello spira per spira si può raggiungere il megahertz.

Questo modello è quindi adatto a simulazioni che non si spingono oltre al megahertz ($10 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$) [47].

4.7 SUMER

SUMER è un software sviluppato da EdF (Électricité de France) per uso interno. SUMER è concepito per lo studio degli stress sui trasformatori e si appoggia a Flux e EMTP per preprocessing e postprocessing.

La geometria e la mesh vengono costruite in Flux, successivamente SUMER calcola la matrice delle ammettenze Y frequenza per frequenza. Da questa viene poi costruito un circuito equivalente che può essere processato in EMTP per il calcolo della funzione di trasferimento.

È possibile modellare usando come elementi i singoli dischi o porzioni di disco e le simulazioni danno risultati accettabili fino a 1 MHz.

Il programma crea un modello completo del trasformatore ed è possibile valutare deformazioni radiali, assiali, funzionamento dopo un cortocircuito spira-spira e corto disco-disco, ha però qualche problema di flessibilità e non è molto preciso nel calcolo delle capacità serie [46].

In Figura 4.5 si vede un esempio di risultati ottenuti con questo approccio, in particolare la funzione di trasferimento tra avvolgimento di alta e quello di bassa di un trasformatore da distribuzione. Le differenze tra la simulazione e le misure sono ben evidenti, soprattutto in bassa frequenza.

La Figura 4.4 riporta un diagramma del approccio con SUMER, che può essere comunque uno spunto per lavori futuri.

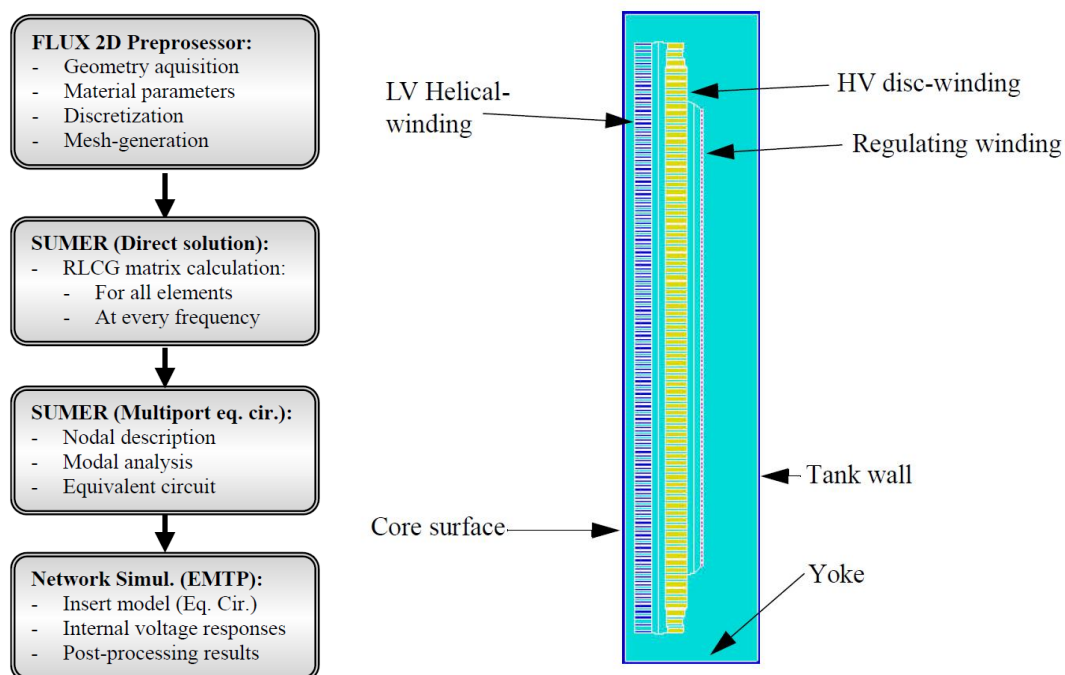


Figura 4.4 Schema a blocchi del funzionamento ed esempio di geometria in SUMER

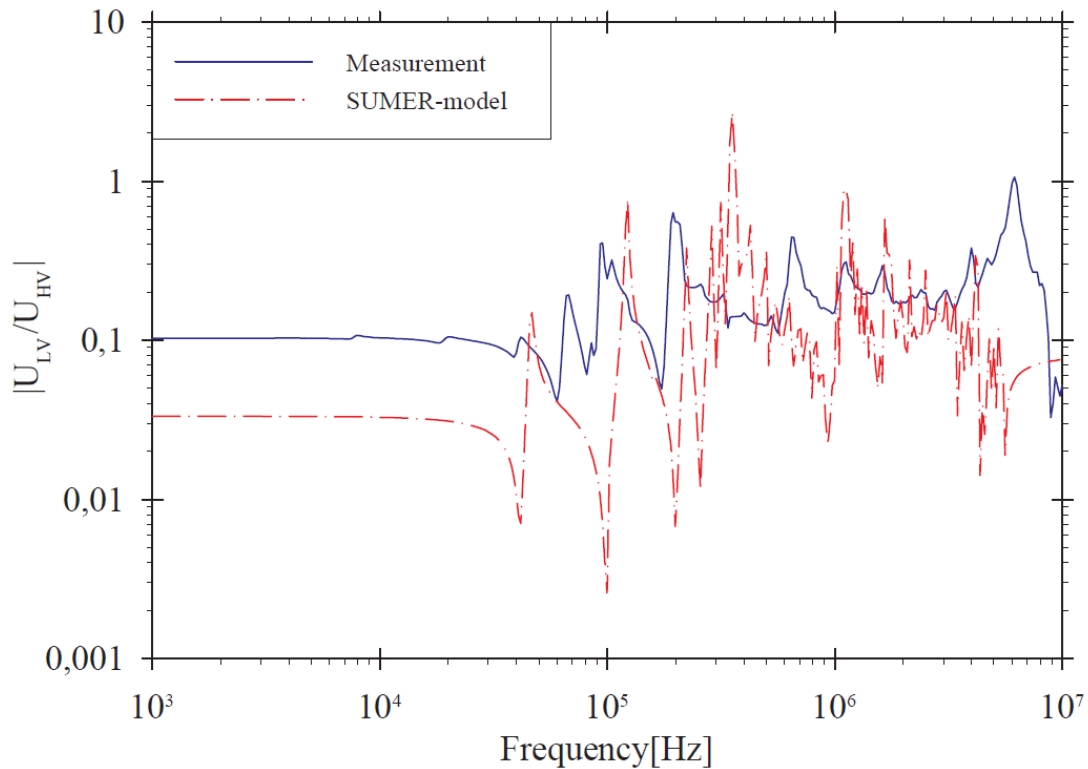


Figura 4.5 Esempio di funzione di trasferimento calcolata con SUMER

4.8 Modellazione MTL

L'avvolgimento viene modellato come una linea di trasmissione a più conduttori (Multiconductor Transmission Line) in cui ogni conduttore rappresenta una sezione dell'avvolgimento.

Il modello è stato inizialmente proposto da Wagner [48] e permetteva di trattare solo avvolgimenti omogenei, Shibuya [21] e Popov [22] hanno poi ampliato il modello ad avvolgimenti fatti da sezioni diverse combinando le equazioni MTL con quelle delle linee di trasmissione a conduttore singolo STL.

Questo metodo è stato usato per simulare gli avvolgimenti dei motori elettrici negli anni '80 [49][50]. In quegli anni sono stati introdotti gli interruttori in vuoto, la velocità di manovra di questi interruttori generava fronti troppo ripidi per l'isolamento delle matasse dei motori e si sono verificati molteplici casi di cedimento dell'isolamento.

A seguito della diffusione delle sottostazioni in gas e dei problemi causati dai VFTO sui trasformatori di potenza si è riacceso l'interesse per la modellazione degli avvolgimenti con l'approccio MTL.

In questa tesi si è scelto l'approccio MTL perché è quello che garantisce i risultati più fedeli in alta frequenza [47], ed è quello usato da ABB [51].

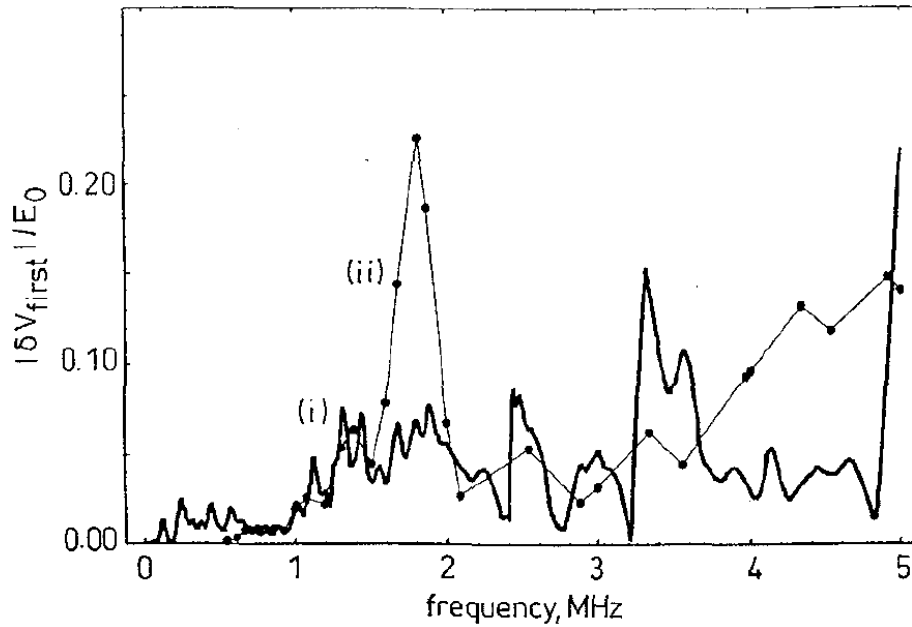


Figura 4.6 Risposta in frequenza di un trasformatore di potenza modesta. (i) calcolata con metodo MTL e (ii) misurata

In Figura 4.6 è riportati un esempio di una simulazione fatta con l'approccio MTL [21]: in questo particolare caso e per la dimensione degli elementi scelti si nota che il modello è molto affidabile da 0.5 a 1.5 MHz, mentre per frequenze più alte si possono vedere errori fino al 200%.

ABB aumenta la precisione di questo modello grazie ad una libreria di simulazioni e misure che si è costruita nel corso degli ultimi 20 anni e arriva ad un incertezza del 30÷40%. Tali librerie sono destinate ad uso interno e non è stato possibile usarle per lo svolgimento di questa tesi.

5 Descrizione dell'approccio MTL

5.1 Dimensione elettrica Λ

Un sistema si dice elettricamente piccolo quando la sua dimensione geometrica massima L è sufficientemente minore della lunghezza d'onda λ del segnale con cui viene sollecitato ($L \ll \lambda$).

$$\Lambda = \frac{L}{\lambda} \quad (31)$$

Ad esempio per un cubo la dimensione geometrica massima L è la diagonale maggiore.

Di regola se $\Lambda < 1/10$ l'oggetto si dice elettricamente piccolo, non irradia e non è suscettibile a radiazioni elettromagnetiche di lunghezza d'onda pari a λ ; si può studiare il dispositivo con le leggi di Kirchhoff e modellarlo con parametri concentrati.

Se Λ è non trascurabile ma comunque minore di 1 si può analizzare il circuito con l'approssimazione di linea di trasmissione a parametri concentrati.

Se Λ è maggiore di 1 allora bisogna usare i parametri distribuiti e risolvere le equazioni di Maxwell, nel nostro caso si fa ricorso alla teoria delle linee di trasmissione a parametri distribuiti [52].

5.2 Propagazione guidata, modo TEM

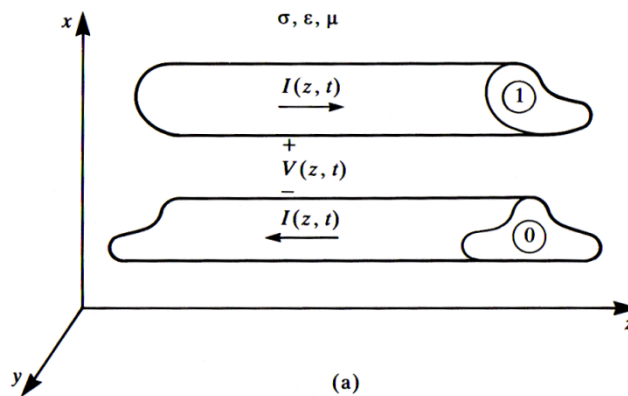


Figura 5.1 Conduttori ideali paralleli

Prendiamo una linea di trasmissione formata da due conduttori ideali ($\sigma = \infty$) paralleli e di sezione costante; supponiamo che i due conduttori siano circondati da un mezzo omogeneo, lineare, isotropo e isolante ideale ($\sigma = 0$). Supponiamo inoltre che nell'isolante non siano presenti né sorgenti di corrente né carica libera ($Q_{\text{free}} = 0$; $\mathbf{J} = 0$).

Sotto queste ipotesi il campo elettrico e magnetico si trovano su un piano ortogonale all'asse del conduttore. I vettori che rappresentano i due campi non hanno componente longitudinale.

Questa condizione viene detta di *campo trasverso elettromagnetico*, Transverse Electro-Magnetic (TEM) field [52].

La linea di trasmissione in esame viene detta linea di trasmissione ideale, *Standard Transmission Line* (STL).

Risolvendo le equazioni di Maxwell si ottiene che i campi si trasmettono come un'onda progressiva che viaggia in un verso e un'onda regressiva che viaggia nel verso opposto.

La velocità di propagazione delle onde nel mezzo isolante è

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \rightarrow v \propto \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (32)$$

È importante notare come la velocità di propagazione dipenda in particolare dalla permittività elettrica dell'isolante, visto che in generale per tutti gli isolanti la permeabilità magnetica è la stessa ed è pari a μ_0 .

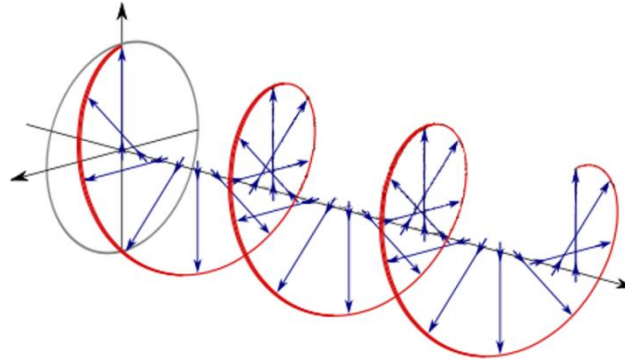


Figura 5.2 Andamento di un campo vettoriale lungo una linea di trasmissione ideale

Per semplicità si suppone che i moduli di \mathbf{E} e di \mathbf{H} varino con andamento sinusoidale

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}^+(x, y)e^{-j\beta z} + \mathbf{E}^-(x, y)e^{j\beta z} \quad (33)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}^+(x, y)e^{-j\beta z} + \mathbf{H}^-(x, y)e^{j\beta z} \quad (34)$$

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\eta} \mathbf{u}_z \times \mathbf{E}^+ e^{-j\beta z} + \frac{1}{\eta} (-\mathbf{u}_z) \times \mathbf{E}^- e^{j\beta z} \quad (35)$$

dove β è la costante di fase, dalle equazioni si vede come i vettori dei campi vengano sfasati durante la propagazione del mezzo, Figura 5.2.

$$\beta = \omega \sqrt{\mu\epsilon} = \frac{\omega}{v} \quad (36)$$

Il rapporto tra i moduli η è detto *impedenza intrinseca* del mezzo:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (37)$$

Dato che l'impedenza intrinseca non dipende dalla pulsazione ω , questi risultati possono poi essere estesi anche a segnali con andamento temporale diverso da quello sinusoidale [52].

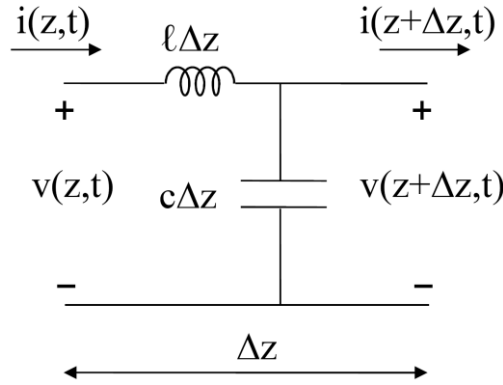


Figura 5.3 Elemento di linea di trasmissione sotto ipotesi TEM

Aggiungendo l'ipotesi, di importanza fondamentale, che la distanza tra i conduttori sia elettricamente piccola rispetto alla frequenza del segnale con cui vengono sollecitati è possibile definire in modo univoco una tensione sui piani ortogonali ai conduttori, e una corrente nei conduttori stessi [53] [54].

Definite queste ultime è possibile definire una capacità per unità di lunghezza c tra i conduttori e un'autoinduttanza per unità di lunghezza ℓ dei conduttori stessi, Figura 5.3.

$$\begin{cases} i(z + \Delta z, t) = i(z, t) - c\Delta z \frac{\partial}{\partial t} u(z + \Delta z, t) \\ u(z + \Delta z, t) = u(z, t) - \ell\Delta z \frac{\partial}{\partial t} i(z, t) \end{cases} \quad (38)$$

Dividendo per Δz e calcolando il limite per $\Delta z \rightarrow 0$ si ottengono le equazioni dei telegrafisti

$$\boxed{\begin{cases} \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -c \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} \\ \frac{\partial u(z, t)}{\partial z} = -\ell \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \end{cases}} \quad (39)$$

Dalle (39) si ottiene

$$\begin{cases} v^2 \frac{\partial^2 u(z, t)}{\partial z^2} = \frac{\partial^2 u(z, t)}{\partial t^2} \\ v^2 \frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial z^2} = \frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial t^2} \end{cases} \quad (40)$$

La costante v ha nuovamente le dimensioni di una velocità

$$v = \frac{1}{\sqrt{\ell c}} \quad (41)$$

Le (40) sono duali alle equazioni ottenute per i campi elettrico e magnetico e risolte danno nuovamente la somma di un onda progressiva e un onda regressiva che viaggiano a velocità v :

$$\begin{cases} u(z, t) = u^+ \left(t - \frac{z}{v} \right) + u^- \left(t + \frac{z}{v} \right) \\ i(z, t) = i^+ \left(t - \frac{z}{v} \right) + i^- \left(t + \frac{z}{v} \right) \end{cases} \quad (42)$$

È possibile definire un *impedenza caratteristica* Z_0 duale all'*impedenza intrinseca*

$$i(z, t) = \frac{1}{Z_0} u^+ \left(t - \frac{z}{v} \right) + \frac{1}{Z_0} i^- \left(t + \frac{z}{v} \right) \quad (43)$$

$$Z_0 = \sqrt{\ell/c} \quad (44)$$

La velocità dei campi e di tensione e corrente deve essere uguale, quindi

$$\boxed{\ell c = \eta \varepsilon} \quad (45)$$

$$\ell = \frac{\eta \varepsilon}{c} \quad (46)$$

Questo è un risultato molto importante, come si vedrà in seguito: note μ ed ε è possibile calcolare l'induttanza ℓ partendo dalla capacità c .

5.2.1 Presenza di perdite

Se il mezzo tra i due conduttori non è più un isolante ideale nel modello di Figura 5.3 compare una conduttanza trasversale; tensione e corrente vengono attenuate lungo la linea ma i campi elettrico e magnetico restano su un piano ortogonale all'asse z dei conduttori e le caratteristiche della propagazione restano quelle di un campo TEM.

Per tenere conto dell'attenuazione si passa dalla costante di fase β puramente immaginaria ad una costante di propagazione γ complessa

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}^+(x, y)e^{-\gamma z} + \mathbf{E}^-(x, y)e^{\gamma z} \quad (47)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (48)$$

Ora

- α viene detta costante di attenuazione
- β prende il nome di costante di fase

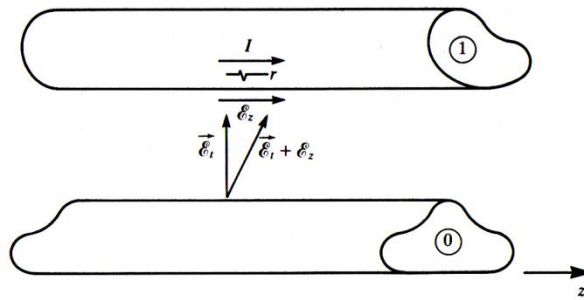


Figura 5.4 Effetto delle perdite nei conduttori

Se i conduttori che formano la linea di trasmissione non sono più conduttori ideali ($\sigma \neq \infty$) compare una resistenza longitudinale.

Come si vede in Figura 5.4 l'ipotesi TEM non è più valida perché compare una componente di campo elettrico longitudinale E_z e i campi non si trovano più su un piano ortogonale all'asse dei conduttori z .

Se i conduttori reali sono comunque dei buoni conduttori (rame, alluminio,...) la componente longitudinale del campo elettrico non è significativa, \mathbf{E} può ancora essere considerato trasverso. Si considera comunque l'attenuazione aggiungendo al modello di Figura 5.3 una resistenza longitudinale r , e si parla di condizione *Quasi-TEM*.

Nel caso di perdite la costante di propagazione diventa quindi

$$\gamma = \frac{\omega \tan \delta}{2v} + \frac{1}{vd} \sqrt{\frac{\omega}{2\sigma\mu_c}} + j \frac{\omega}{v} \quad (49)$$

con

- $\tan\delta$ fattore di perdita del dielettrico
- d distanza tra i conduttori
- σ conducibilità conduttori
- μ_c permeabilità conduttori

Nella (49) il primo termine rappresenta le perdite nel dielettrico, il secondo le perdite nel conduttore tenendo conto dell'effetto di prossimità, mentre il terzo termine è la costante di fase già introdotta con la (36) [21].

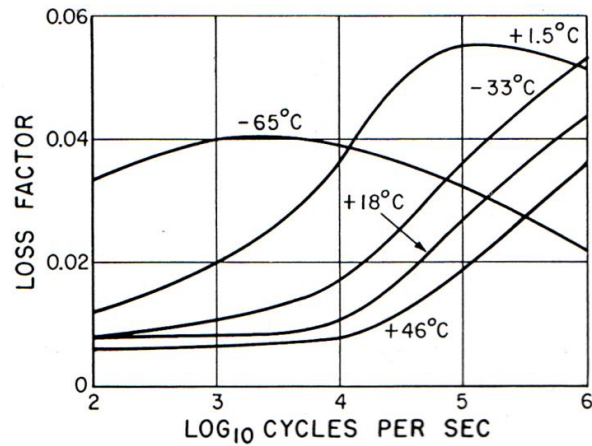


Figura 5.5 fattore di perdita della carta impregnata in olio in funzione di frequenza e temperatura

Quando si calcola la costante di propagazione con la (49) bisogna tenere in considerazione che il loss factor varia al variare della frequenza e della temperatura, ad esempio a 10kHz il $\tan\delta$ della carta impregnata è pari a 0.01, ad 1MHz il $\tan\delta$ è quattro volte maggiore, Figura 5.5.

5.2.2 Considerazioni

Se si vuole considerare un trasformatore come una linea di trasmissione l'ipotesi di mezzo omogeneo non è mai verificata:

- l'isolamento dei trasformatori di potenza è solitamente in carta e olio, tra spira e spira c'è solo carta ma tra dischi oltre alla carta c'è anche l'olio. Per i trasformatori da distribuzione l'isolamento è spesso in carta e resina epossidica ma il problema è lo stesso: siamo comunque in presenza di due isolanti e non di un unico mezzo.
- l'avvolgimento avrà una parte dentro la finestra del nucleo e una parte fuori, e in qualsiasi caso le spire sono generalmente circolari, mentre il cassone visto dall'alto ha sezione rettangolare. Ogni tratto infinitesimo di spira di lunghezza dz si troverà a distanza diversa dal cassone e dagli avvolgimenti delle altre fasi.

Al primo problema si può ovviare considerando i due isolanti (ϵ_1 e ϵ_2) come un unico isolante di permittività ϵ' tale che la velocità di propagazione nell'isolante equivalente sia la stessa che si avrebbe nel caso reale di due isolanti, ϵ' viene anche detta costante dielettrica effettiva. Anche in questo caso si parla di ipotesi Quasi-TEM [55][56].

L'ipotesi di mezzo omogeneo è quindi accettabile solo quando le capacità e le mutue induttanze verso cassone, nucleo, e altri avvolgimenti sono trascurabili.

Se l'influenza del cassone e degli avvolgimenti delle altre fasi è trascurabile si può dividere ogni spira in due soli elementi: la parte sotto i gioghi e la parte fuori, bisogna poi mettere i risultati ottenuti in cascata [57]. Questo però genera un modello con un numero di elementi molto alto, ad esempio per un avvolgimento da 1000 spire bisognerà considerare 2000 elementi.

Con qualche approssimazione è possibile ridurre il numero di elementi del modello pur tenendo conto dell'influenza del nucleo facendo una media pesata durante il calcolo delle capacità verso terra [58].

Il problema più grande della modellazione di un avvolgimento come una STL è che l'avvolgimento di un trasformatore ha una mutua induttanza con se stesso (tra una spira e l'altra e tra un disco e l'altro), questo non viene considerato nel modello STL.

Si noti che l'ipotesi fatta per definire la capacità per unità di lunghezza c e l'induttanza per unità di lunghezza ℓ non pone alcun limite alla lunghezza della linea e quindi alla lunghezza delle spire; il limite dell'ipotesi TEM è nella distanza tra i conduttori, bisogna quindi confrontare l'altezza dell'avvolgimento, ossia la distanza tra il primo e l'ultimo disco, con la lunghezza d'onda del segnale.

Ad esempio considerando una velocità di propagazione di $160 \text{ m}/\mu\text{s}$ e per un avvolgimento di altezza $d = 1 \text{ m}$, se si considera la distanza tra i conduttori elettricamente piccola fintanto che $d < \lambda/10$, l'ipotesi TEM sarà valida per segnali fino a 16 MHz .

$$\boxed{f_{max} = \frac{v}{10d}} \quad (50)$$

La formula (50) va vista come una regola generale per stimare la validità del modello, i risultati delle simulazioni iniziano a discostarsi dalle misure già per $d = \lambda/40$ [53].

5.3 Equazioni delle linee di trasmissione multiconduttore

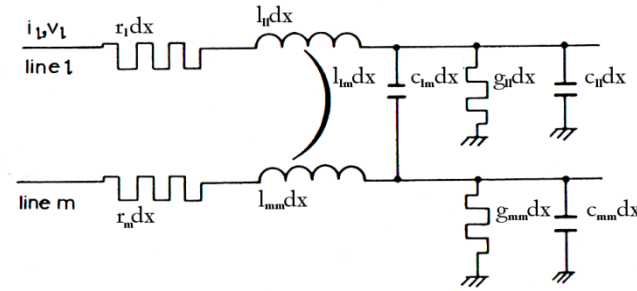


Figura 5.6 Elemento di una linea di trasmissione a due conduttori con ritorno a terra

Prendiamo una linea di trasmissione composta da n conduttori e ritorno a terra. Consideriamo le perdite.

Le equazioni che descrivono tale sistema saranno un'estensione a più conduttori delle equazioni ricavate per la linea di trasmissione a due conduttori nel paragrafo precedente [59].

Ogni conduttore l -esimo sarà caratterizzato da una resistenza e una autoinduttanza longitudinali, da una capacità e una conduttanza verso terra, trasversali, e da una mutua induttanza e una capacità verso gli altri conduttori.

In Figura 5.6 queste sono indicate con:

- r_l resistenza per unità di lunghezza del conduttore l -esimo
- ℓ_{ll} autoinduttanza per unità di lunghezza del conduttore l -esimo
- c_{ll} capacità verso terra per unità di lunghezza del conduttore l -esimo
- g_{ll} conduttanza verso terra per unità di lunghezza del conduttore l -esimo
- c_{lm} capacità per unità di lunghezza tra il conduttore l -esimo e il conduttore m -esimo
- ℓ_{lm} mutua induttanza per unità di lunghezza tra il conduttore l -esimo e il conduttore m -esimo

Si può scrivere

$$\frac{\partial u_l}{\partial x} = - \sum_{m=1}^n \ell_{lm} \frac{\partial i_m}{\partial t} - r_l i_l \quad (51)$$

$$\frac{\partial i_l}{\partial x} = - \sum_{m=1}^n c_{lm} \frac{\partial}{\partial t} (u_l - u_m) - c_{ll} \frac{\partial u_l}{\partial t} - g_l u_l \quad (52)$$

Oppure, in forma matriciale

$$\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial x} = -\mathbf{R}\mathbf{i} - \mathbf{L} \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial t} \quad (53)$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial x} = -\mathbf{G}\mathbf{u} - \mathbf{C} \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} \quad (54)$$

Ponendo

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} + \mathbf{L} \frac{\partial}{\partial t} \quad (55)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G} + \mathbf{C} \frac{\partial}{\partial t} \quad (56)$$

si ottiene

$$\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial x} = -\mathbf{Z} \mathbf{i} \quad (57)$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial x} = -\mathbf{Y} \mathbf{u} \quad (58)$$

Dove \mathbf{u} e \mathbf{i} sono ora vettori e $\mathbf{R}, \mathbf{L}, \mathbf{G}, \mathbf{C}, \mathbf{Z}$ e \mathbf{Y} sono matrici quadrate di ordine n , che verranno descritte in maggior dettaglio nel paragrafo successivo.

La (57) e (58) combinate danno

$$\boxed{\frac{\partial^2 \mathbf{u}}{\partial x^2} = \mathbf{Z} \mathbf{Y} \mathbf{u} = \mathbf{P} \mathbf{u}} \quad (59)$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{i}}{\partial x^2} = \mathbf{Y} \mathbf{Z} \mathbf{i} = \tilde{\mathbf{P}} \mathbf{i} \quad (60)$$

con

$$\mathbf{P} = \mathbf{Z} \mathbf{Y} \quad (61)$$

Nel nostro caso le matrici \mathbf{Y} e \mathbf{Z} sono simmetriche[60], quindi

$$\tilde{\mathbf{P}} = \mathbf{Y} \mathbf{Z} = \mathbf{Y}^T \mathbf{Z}^T = [\mathbf{Z} \mathbf{Y}]^T = \mathbf{P}^T \quad (62)$$

Risolvere l'equazione (59) equivale a trovare la distribuzione della tensione sulla MTL, o nel nostro caso sull'avvolgimento del trasformatore.

Se nella (59) \mathbf{P} fosse diagonale, le equazioni di ogni tensione sarebbero disaccoppiate e la soluzione per ogni conduttore sarebbe quella già vista per le STL:

Prendiamo

$$\boldsymbol{\gamma}^2 = \begin{bmatrix} \gamma_1^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \gamma_2^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \gamma_n^2 \end{bmatrix} \quad (63)$$

Scrivere

$$\frac{\partial^2 \mathbf{u}}{\partial x^2} = \boldsymbol{\gamma}^2 \mathbf{u} \quad (64)$$

equivale a

$$\frac{\partial^2 u_i}{\partial x^2} = \gamma_i^2 u_i \quad \forall i=1,2,\dots,n \quad (65)$$

che risolta dà

$$u_i = u_i^+ e^{-\gamma_i z} + u_i^- e^{\gamma_i z} \quad (66)$$

La scelta del simbolo $\boldsymbol{\gamma}$ per gli elementi della diagonale non è quindi stata casuale, essi hanno il significato di una costante di propagazione.

Il valore degli scalari u_i^+ e u_i^- dipende dalle condizioni al contorno.

Nella realtà \mathbf{P} non può essere diagonale, ma esiste uno spazio vettoriale in cui lo diventa

$$\mathbf{S}^{-1} \mathbf{P} \mathbf{S} = \boldsymbol{\gamma}^2 \quad (67)$$

\mathbf{S} è una matrice scelta in modo che $\mathbf{S}^{-1} \mathbf{P} \mathbf{S}$ sia diagonale, \mathbf{S} è quindi la base in cui \mathbf{P} è diagonale. Anche il vettore delle tensioni va trasformato

$$\mathbf{u}^c = \mathbf{S}^{-1} \mathbf{u} \quad (68)$$

l'apice c sta per "componente", ora la (59) è risolvibile e diventa

$$\boxed{\frac{\partial^2 \mathbf{u}^c}{\partial x^2} = \mathbf{S}^{-1} \mathbf{P} \mathbf{S} \mathbf{u}^c = \boldsymbol{\gamma}^2 \mathbf{u}^c} \quad (69)$$

e la soluzione è sempre la somma di due onde viaggianti

$$u_i^c = u_i^{c+} e^{-\gamma_i z} + u_i^{c-} e^{\gamma_i z} \quad (70)$$

che vanno poi riportate allo spazio vettoriale iniziale con la (68).

La correlazione tra $\boldsymbol{\gamma}$, \mathbf{P} ed \mathbf{S} si intuisce dalla (83)

$$\mathbf{P} \mathbf{S} = \mathbf{S} \boldsymbol{\gamma}^2 \quad (71)$$

si vede che è verificata in due casi : la prima soluzione è sempre verificata ed è banale, è il caso in cui la matrice \mathbf{S} è una matrice di tutti zeri, la seconda è

$$\det(\mathbf{P} - \boldsymbol{\gamma}^2) = 0 \quad (72)$$

che è l'espressione del polinomio caratteristico di \mathbf{P} , i $\boldsymbol{\gamma}$ sono quindi gli autovalori di \mathbf{P} e \mathbf{S} è la matrice degli autovettori.

I vettori della matrice \mathbf{S} si calcolano con

$$(\mathbf{P} - \boldsymbol{\gamma}_i^2)\mathbf{S}_i = 0 \quad (73)$$

le equazioni sono linearmente dipendenti e uno degli elementi di \mathbf{S} va fissato arbitrariamente.

Allo stesso modo per le correnti esisterà una matrice \mathbf{Q} che diagonalizza \mathbf{P}^T

$$\frac{\partial^2 \mathbf{i}^c}{\partial x^2} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}^T \mathbf{Q} \mathbf{i}^c = \boldsymbol{\gamma}'^2 \mathbf{i}^c \quad (74)$$

le cui colonne vengono ricavate da

$$(\mathbf{P}^T - \boldsymbol{\gamma}_i'^2)\mathbf{Q}_i = 0 \quad (75)$$

e la soluzione sarà

$$\mathbf{i}_i^c = \mathbf{i}_i^{c+} e^{-\boldsymbol{\gamma}_i'^z} + \mathbf{i}_i^{c-} e^{\boldsymbol{\gamma}_i'^z} \quad (76)$$

con le \mathbf{i}^c che si ricavano da

$$\mathbf{u}^c = \mathbf{Z}^c \mathbf{i}^c \quad (77)$$

e

$$\mathbf{Z}^c = \boldsymbol{\gamma}^{-1} \mathbf{S}^{-1} \mathbf{Z}^c \mathbf{Q} \quad (78)$$

Dalla (69) si nota che nel sistema di riferimento in cui \mathbf{P} è diagonale i conduttori non hanno effetto l'uno sull'altro.

Nella (85) è quindi giusto considerare solo la matrice delle impedenze longitudinali \mathbf{Z} e non l'impedenza caratteristica Z_0 che in qualche modo tiene conto anche dei parametri trasversali.

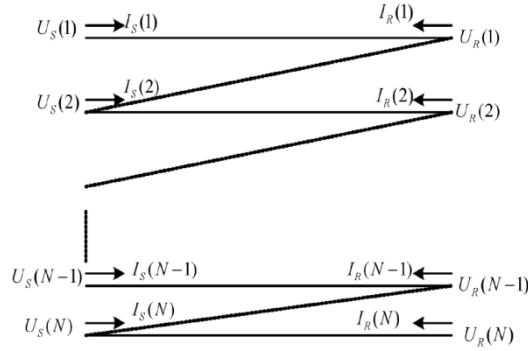


Figura 5.7 Modello MTL di un avvolgimento

Come detto gli elementi della (70) si calcolano trasformando la (66) e i coefficienti u^+ e u^- si ricavano dalle condizioni al contorno.

Nel caso dell'avvolgimento di alta di un trasformatore se si decide di modellare ogni spira con una linea di trasmissione, come rappresentato in Figura 5.7.

Nell'avvolgimento la fine di una spira è l'inizio di un'altra, mentre nel modello tutti i conduttori sono separati e paralleli, bisogna quindi imporre le forzanti

$$U_S(i + 1) = U_R(i) \quad \forall i=1,2,\dots,n \quad (79)$$

$$I_S(i + 1) = -I_R(i) \quad \forall i=1,2,\dots,n \quad (80)$$

che equivalgono a dei collegamenti ideali rappresentati con i puntini in Figura 5.7.

5.3.1 Descrizione delle matrici

Come già anticipato $\mathbf{R}, \mathbf{L}, \mathbf{G}, \mathbf{C}, \mathbf{Z}$ e \mathbf{Y} sono matrici quadrate di ordine n .

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} (r_1 + r_0) & r_0 & \cdots & r_0 \\ r_0 & (r_2 + r_0) & \cdots & r_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_0 & r_0 & \cdots & (r_n + r_0) \end{bmatrix} \quad (81)$$

Dove con r_0 si intende la resistenza per unità di lunghezza del conduttore di ritorno, nel nostro caso $r_0 = 0$ e la matrice \mathbf{R} è una matrice diagonale.

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \ell_{11} & \ell_{12} & \cdots & \ell_{1n} \\ \ell_{12} & \ell_{22} & \cdots & \ell_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \ell_{1n} & \ell_{2n} & \cdots & \ell_{nn} \end{bmatrix} \quad (82)$$

Vista la proprietà delle mutue induttanze $\ell_{12} = \ell_{21}$, \mathbf{L} è una matrice simmetrica, inoltre si può dimostrare che è anche definita positiva.

Come già detto \mathbf{R} e \mathbf{L} combinate formano la *matrice delle impedenze longitudinali* \mathbf{Z}

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} + \mathbf{L} \frac{\partial}{\partial t}$$

Per quanto riguarda i parametri trasversali

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n c_{1k} & -c_{12} & \cdots & -c_{1n} \\ -c_{21} & \sum_{k=1}^n c_{2k} & \cdots & -c_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -c_{n1} & -c_{n2} & \cdots & \sum_{k=1}^n c_{nk} \end{bmatrix} \quad (83)$$

Anche \mathbf{C} è una matrice simmetrica e definita positiva. Come già detto la distribuzione iniziale della tensione dipende dalla costante di distribuzione α e quindi dal rapporto tra la capacità verso terra e quella tra spira e spira.

Gli elementi fuori dalla diagonale sono capacità tra elemento e elemento, e vengono anche indicati con K_{ij} nel caso si scelgano le singole spire come elementi elementari del modello.

La sommatoria negli elementi sulla diagonale deriva dalla (52), tutte le capacità che afferiscono al conduttore k-esimo vanno sommate; gli elementi sulla diagonale saranno quindi dati dalla somma della capacità verso terra di un elemento più le capacità verso gli altri elementi.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n g_{1k} & -g_{12} & \cdots & -g_{1n} \\ -g_{21} & \sum_{k=1}^n g_{2k} & \cdots & -g_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -g_{n1} & -g_{n2} & \cdots & \sum_{k=1}^n g_{nk} \end{bmatrix} \quad (84)$$

Ancora una volta \mathbf{G} è una matrice simmetrica e definita positiva. Nel caso di modellazione di avvolgimenti le conduttanze trasversali vengono solitamente trascurate e viene posto $\mathbf{G} = 0$ [21] [22][49], nel caso di modellazione di messe a terra in regime transitorio \mathbf{G} assume un significato più importante [61].

\mathbf{G} e \mathbf{C} combinate formano la *matrice delle ammettenze trasversali* \mathbf{Y}

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G} + \mathbf{C} \frac{\partial}{\partial t}$$

È importante sottolineare che la matrice \mathbf{Y} non è l'inversa della matrice \mathbf{Z} , come i simboli suggerirebbero.

Nelle linee di trasmissione ideali a due conduttori sotto alcune ipotesi l'induttanza ℓ e la capacità c erano legate dalla relazione (45); allo stesso modo e sotto le stesse ipotesi anche in questo caso induttanze e capacità sono legate tra loro dalle costanti del mezzo isolante che separa i conduttori.

$$\mathbf{LC} = \mathbf{CL} = \eta\epsilon\mathbf{1}_n \quad (85)$$

$$\mathbf{LG} = \mathbf{GL} = \eta\sigma\mathbf{1}_n \quad (86)$$

Dove $\mathbf{1}_n$ è la matrice identità di ordine n .

Dalla (85)

$$\boxed{\mathbf{L} = \eta\epsilon\mathbf{C}^{-1}} \quad (87)$$

La (87) consente di calcolare la matrice delle induttanze dai valori delle capacità nel caso di mezzo isolante lineare omogeneo isotropo e nel caso di assenza di perdite, $\mathbf{R} = 0$.

Quando possibile questo semplifica i calcoli enormemente: il numero di calcoli da fare si dimezza visto che bisogna calcolare gli elementi di una sola matrice al posto di due.

In più l'espressione analitica dell'induttanza di un conduttore massiccio di sezione rettangolare non è unica, ma va scelta a seconda del rapporto tra sezione e raggio nei tabulati di Grover [62][63][64][65], oppure bisogna usare il metodo di Lyle. In qualsiasi caso le formule per il calcolo dell'induttanza sono di scrittura molto più lunga rispetto ad esempio alla formula della capacità per un condensatore piano.

$$\mathbf{L} = \eta_0\epsilon_0\mathbf{C}_0^{-1} \quad (88)$$

Dove \mathbf{C}_0 è la matrice calcolata togliendo il mezzo isolante e sostituendolo con il vuoto.

La (88) è un'estensione interessante della (87): dato che la permeabilità di tutti gli isolanti è pari a μ_0 l'induttanza calcolata è la stessa anche se l'isolamento prima di venire sostituito col vuoto non era omogeneo. Oppure se i materiali isolanti erano due o più, ad esempio in un trasformatore in resina ci sono la carta tra spira e spira, la resina tra i dischi e l'aria tra l'alta e la bassa.

Ovviamente questa formula non va bene se l'avvolgimento è inserito sul nucleo in ferro, ma può essere usata nella modellazione degli avvolgimenti in aria.

Risolvere le equazioni (53) e (54) aiuta a comprendere la costruzione della matrice **P**. Le equazioni sono:

$$\begin{aligned}\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial x} &= -\mathbf{R}\mathbf{i} - \mathbf{L}\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial t} \\ \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial x} &= -\mathbf{G}\mathbf{u} - \mathbf{C}\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t}\end{aligned}$$

Derivando rispetto la prima rispetto allo spazio e la seconda rispetto al tempo

$$\frac{\partial^2 \mathbf{u}}{\partial x^2} = -\mathbf{R}\frac{\partial}{\partial x}\mathbf{i} - \mathbf{L}\frac{\partial^2}{\partial x\partial t}\mathbf{i} \quad (89)$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{i}}{\partial x\partial t} = -\mathbf{G}\frac{\partial}{\partial t}\mathbf{u} - \mathbf{C}\frac{\partial^2}{\partial t^2}\mathbf{u} \quad (90)$$

Sostituendo la (90) nella (89) si ottiene la (91), con il processo inverso si ottiene la (92)

$$\frac{\partial^2 \mathbf{u}}{\partial x^2} = (\mathbf{R}\mathbf{G})\mathbf{u} + (\mathbf{R}\mathbf{C} + \mathbf{L}\mathbf{G})\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} + \mathbf{L}\mathbf{C}\frac{\partial^2 \mathbf{u}}{\partial t^2} \quad (91)$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{i}}{\partial x^2} = (\mathbf{G}\mathbf{R})\mathbf{i} + (\mathbf{G}\mathbf{L} + \mathbf{C}\mathbf{R})\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial t} + \mathbf{C}\mathbf{L}\frac{\partial^2 \mathbf{i}}{\partial t^2} \quad (92)$$

L'ordine di questi prodotti non può essere invertito [53].

P è l'espressione matriciale della (91), la espressione della (92) è la trasposta **P^T**.

5.3.2 Considerazioni

Dato che l'avvolgimento è spesso costruito con dischi tutti uguali, e vista la semplicità della geometria dei dischi stessi, le matrici con cui si lavora sono sempre vicine all'essere singolari:

R è sempre un multiplo della matrice identità; la resistenza per unità di lunghezza è uguale e costante per tutte le spire, visto che hanno la stessa sezione e la stessa resistività su tutta la lunghezza dell'avvolgimento.

Se si pensa a come sono state incluse le *r* all'interno del ipotesi quasi-TEM questo non stupisce: si è detto che la resistenza interna del conduttore dà solo un'attenuazione dei moduli e non deve cambiare l'andamento del campo. Allo stesso modo nella modellazione MTL considerare le perdite longitudinali deve soltanto attenuare la funzione di trasferimento e non cambiarne i poli e gli zeri. In termini di trasformazioni matriciali questo si traduce nella moltiplicazione per una costante, oppure per una costante e una matrice identità.

C, **L** sono spesso matrici singolari per gli stessi motivi.

L'equazione (88) è utile nello studio di un avvolgimento isolato in carta o nastro micato e messo in aria come la matassa di motore provata, oppure per la modellazione di un reattore in aria in esercizio, ma non aiuta molto nel caso di un trasformatore, può comunque venire usata durante la fase di validazione del modello su oggetti più semplici.

\mathbf{P} è una matrice complessa (i suoi elementi appartengono al campo dei numeri complessi), si ricorda che una matrice complessa è diagonalizzabile solo se i suoi autovalori sono tutti distinti.

5.4 Calcolo delle capacità parassite con formule analitiche

Per calcolare le matrici \mathbf{R}, \mathbf{C} ed \mathbf{L} descritte nel paragrafo precedente si parte dalla geometria dell'avvolgimento, nel modello a parametri distribuiti resistenze, capacità e induttanze vanno espresse in per unità di lunghezza.

Per le resistenze degli elementi bisogna conoscere la distribuzione della corrente nella sezione delle spire. La distribuzione dipende dall'effetto di prossimità e varia con la frequenza.

Le capacità tra spira e spira o tra disco e disco si calcolano con la formula del condensatore piano; sono già state introdotte per il calcolo della costante di distribuzione α ma vengono comunque richiamate.

La capacità per unità di lunghezza tra spira e spira è

$$K = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_p (w + t_p)}{t_p} \quad (93)$$

con

- w altezza del conduttore (lunghezza in direzione assiale)
- t_p spessore dell'isolante
- ε_p permittività relativa dell'isolante.

La capacità per unità di lunghezza tra disco e disco è

$$C_{DA} = \varepsilon_0 \left[\frac{k}{\frac{t_p}{\varepsilon_p} + \frac{t_s}{\varepsilon_{oil}}} + \frac{1-k}{\frac{t_p}{\varepsilon_p} + \frac{t_s}{\varepsilon_s}} \right] \frac{(R + t_s)}{N_D} \quad (94)$$

dove

- R è la larghezza dell'avvolgimento (lunghezza in direzione radiale)
- t_s e ε_s spessore e permittività relativa degli spaziatori tra i dischi
- k la frazione di spazio occupata dall'olio
- $1-k$ la frazione di spazio occupata dagli spaziatori.

Queste due formule tengono conto degli effetti di bordo

Per le capacità verso terra non c'è una formula generale, bisogna valutare volta per volta se è più adatta la formula del condensatore cilindrico, quella del condensatore piano, o altre formule ancora a seconda della configurazione.

I vantaggi nell'uso delle formule analitiche sono la semplicità di implementazione in MATLAB, la velocità di calcolo, e la possibilità di avere risultati con un alto numero di cifre significative, dato che la matrice delle capacità può venire invertita per calcolare le induttanze.

Lo svantaggio principale è l'impossibilità di calcolare la capacità agevolmente in caso di configurazione di elettrodi complessa.

5.5 Calcolo delle capacità parassite con FEM

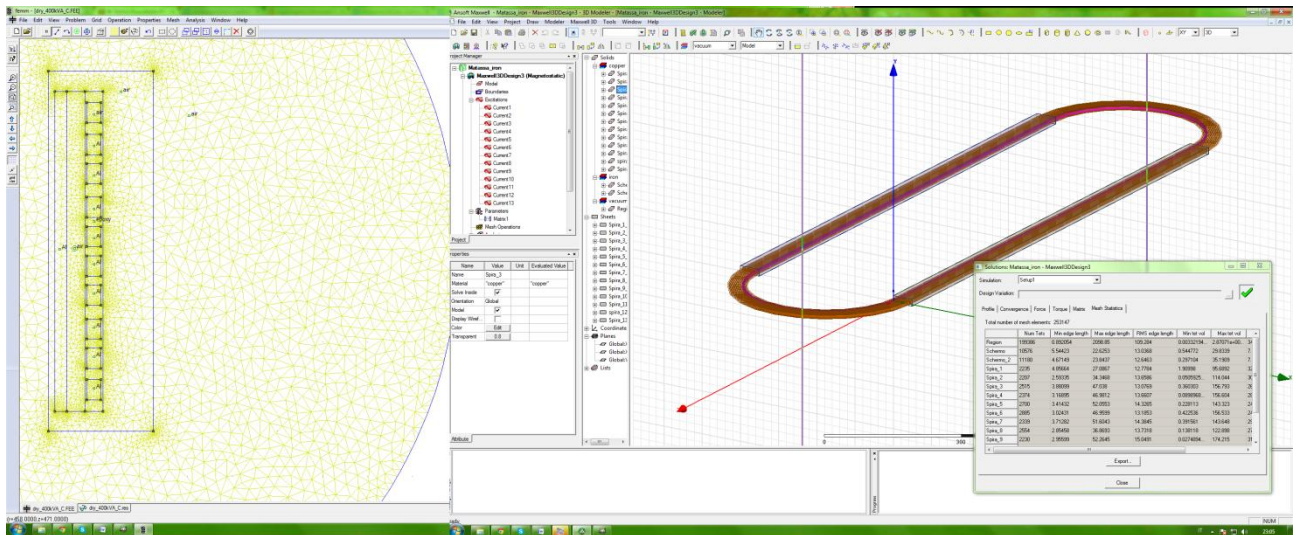


Figura 5.8 Schermata di FEMM 4.2 (a sinistra) e Ansoft Maxwell 14 (a destra)

Nel caso di trasformatori con geometria complicata può essere difficile trovare formule analitiche adatte, inoltre come si vedrà in seguito è spesso necessario creare un modello in FEM per il calcolo delle induttanze, in tal caso il calcolo delle capacità direttamente in FEM diventa interessante.

Il calcolo di una capacità fra due elettrodi in un programma di FEA è immediato e si basa sull'energia immagazzinata nel campo elettrico, in elettrostatica:

$$W = \frac{1}{2} CV^2 \quad (95)$$

Da cui

$$C = \frac{2W}{V^2} \quad (96)$$

Una volta disegnata la geometria basta quindi applicare un potenziale ai due elettrodi in interesse e far calcolare al programma l'energia immagazzinata nel campo. Il calcolo della capacità risulta particolarmente veloce se si sceglie 1 V o $\sqrt{2}$ V come differenza di potenziale.

Per lo svolgimento di questa tesi si è scelto di usare i programmi FEMM (Finite Element Method Magnetics) e Ansys Maxwell, Figura 5.8.

Maxwell consente di fare analisi 3D e calcola in maniera diretta la matrice delle capacità e delle induttanze.

Vantaggi:

- analisi 3D
- calcolo diretto matrici L e C

- risultati a 16 cifre significative
- consente di controllare la mesh in maniera dettagliata
- possibilità di importare quasi tutti i formati CAD, è possibile disegnare la geometria in AutoDesk Inventor, AutoCAD o Ansys DesignModeler in maniera veloce e con più tool dedicati e poi importare tutto in Maxwell
- buona gestione delle condizioni al contorno.

Svantaggi:

- tempo di calcolo
- il metodo di disegno della geometria si presta poco ad un automatizzazione con MATLAB per il disegno parametrico.

FEMM consente di fare analisi di verifica in maniera più veloce, e dialoga con MATLAB in maniera semplice.

Vantaggi:

- librerie .lua, facile integrazione con MATLAB per il disegno parametrico
- è gratuito
- velocità nel disegno e nell'impostazione di problemi semplici

Svantaggi:

- risultati a sole 6÷7 cifre significative
- sola analisi 2D
- mesh a soli elementi triangolari, controllo grossolano della mesh.

Per calcolare la capacità col FEMM bisogna usare la formula (96).

Uno dei colli di bottiglia del FEMM è la lentezza dell'interfaccia grafica nel postprocessing, in particolare nella selezione delle aree quando si deve calcolare un integrale di volume per il calcolo dell'energia immagazzinata. Questo può sembrare ininfluenza, ma quando il numero di spire è alto e la geometria è complicata il peso sul tempo di calcolo è sensibile. Può quindi essere interessante usare direttamente la formula $C = Q/V$, dato che FEMM fornisce la carica sugli elettrodi in maniera diretta, senza il bisogno di selezionare aree; i risultati saranno però meno precisi.

5.5.1 Metodo della media pesata

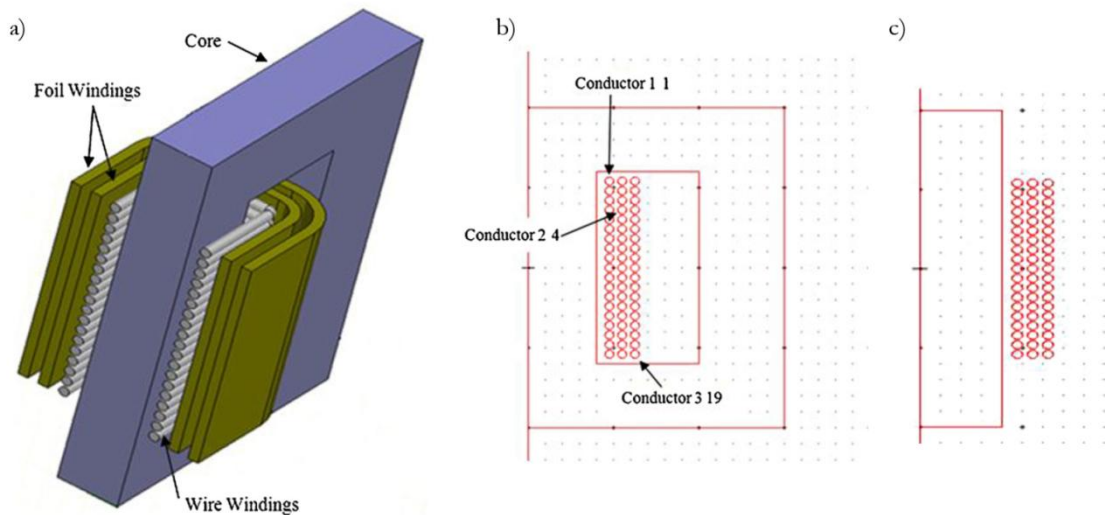


Figura 5.9 Trasformatore arbitrario: (a) modello 3D (b) modello 2D assialsimmetrico con "gioghi" (c) modello 2D assialsimmetrico con sola colonna

Come già detto il calcolo della capacità verso terra con le formule analitiche non è immediato. Il nucleo è una struttura tridimensionale, se lo si considera come un armatura cilindrica si considera solo la colonna della fase in esame e i gioghi e tutte le altre strutture metalliche vengono trascurati.

Allo stesso modo non è possibile tenere conto dei gioghi in un FEM 2D assialsimmetrico.

Per un calcolo più raffinato in cui si tiene conto anche di queste armature ulteriori normalmente si è costretti a costruire un modello FEM 3D. Questo però comporta tempi di modellazione (preprocessing) lunghi e comporta tempi computazionali lunghi nel caso in cui si voglia modellare il trasformatore spira per spira, senza semplificazioni.

Il metodo delle capacità pesate è un compromesso tra l'accuratezza di un modello 3D e la semplicità di un FEM 2D.

Il concetto è molto semplice, in pratica si va a fare una media pesata della capacità della parte di avvolgimento fuori dai gioghi e della parte interna alla finestra per ottenere la capacità reale.

Anzitutto bisogna trovare i coefficienti peso, per fare questo si modella l'avvolgimento disco per disco o strato per strato:

- si modella il trasformatore in 3D
- si disegna la sezione del trasformatore all'interno della finestra del nucleo in un FEM 2D assialsimmetrico. Ovviamente la geometria che si ottiene dalla rivoluzione attorno all'asse non sarà quella del nucleo del trasformatore, il nucleo diventerà un cilindro di ferro con un buco toroidale all'interno, generato dalla rivoluzione della finestra.
- si disegna, sempre nel FEM 2D assialsimmetrico, la sezione dell'avvolgimento e della sola colonna, il solido di rotazione ottenuto rappresenta la parte dell'avvolgimento fuori dai gioghi.

si confrontano poi i risultati ottenuti per ottenere i coefficienti peso, per molti trasformatori si ottiene che la parte fuori dal nucleo pesa per il 70% mentre la parte all'interno della finestra pesa il 30%.

Questo passaggio può quindi essere saltato e si può usare:

$$C_{g_{tot}} = 0.7 \cdot C_{2D_{Desterna}} + 0.3 \cdot C_{2D_{Dinterna}} \quad (97)$$

Trovati i coefficienti peso, si modella l'avvolgimento spira per spira con e senza gioghi:

- si calcola la capacità $C_{2D_{Dinterna}}$ disegnando la sezione del trasformatore all'interno della finestra del nucleo nel FEM 2D assialsimmetrico.
- si calcola la capacità $C_{2D_{Desterna}}$ disegnando la sezione dell'avvolgimento e della sola colonna, sempre nel FEM 2D assialsimmetrico.

Questo metodo è concettualmente intuitivo e permette di calcolare le capacità verso terra in maniera rapida, i risultati non si discostano di molto dai valori misurati (errore <5%) [58].

Nel paragrafo 7.2.1 vengono riportati i risultati di una prova fatta per validare questo metodo.

5.5.2 Condizioni al contorno

5.5.2.1 Trasformatori in olio

Per la modellazione di trasformatori in olio in esercizio non bisogna dimenticare il cassone, che è un conduttore di lamiera di ferro messo a terra e quindi incide sulle capacità verso terra.

- Per il calcolo delle capacità verso terra nei trasformatori in olio bisogna scegliere il cassone come boundary e imporre la condizione al contorno di Dirichlet, potenziale nullo $V = 0$.

In FEMM è sempre necessario definire le condizioni al contorno. Di default FEMM assegna la condizione di Neumann omogenea al dominio [66].

In ANSYS/Ansoft Maxwell la boundary condition di default per i problemi elettrostatici è Natural + Neumann, questo equivale a imporre che il campo elettrico sia continuo e tangente al contorno. Anche in questo caso è necessario imporre Dirichlet manualmente.

5.5.2.2 Trasformatori in resina

Nei trasformatori a secco oppure per le prove di singoli avvolgimenti in aria non c'è il cassone, l'oggetto modellato può quindi essere considerato immerso nel vuoto, ossia in un mezzo lineare senza sorgenti di corrente o di campo elettrico.

Per il calcolo delle capacità:

- per i problemi 2D, sia planari che assialsimmetrici, bisogna considerare un dominio di dimensioni sufficienti e imporre la condizione di Dirichlet $V = 0$ al boundary, oppure usare la trasformazione di Kelvin

- per i problemi 3D bisogna imporre $V = 0$ a distanza adeguata.

La trasformata di Kelvin verrà trattata nel paragrafo relativo alle induttanze.

5.6 Calcolo delle induttanze

5.6.1 Concetto di induttanza

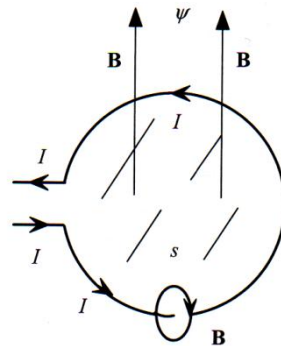


Figura 5.10 Spira percorsa da corrente

Prendiamo una spira di materiale conduttore di perimetro c e superficie s . Nella spira circola una corrente I continua, e quindi distribuita uniformemente su tutta la sezione.

La spira è immersa in un mezzo isolante dal comportamento magnetico lineare.

Per la legge di ampere si forma un campo magnetico \mathbf{H} che concatena la spira, dato che il mezzo è isotropo il vettore induzione \mathbf{B} è parallelo ad \mathbf{H} , Figura 5.10.

Il campo magnetico è direttamente proporzionale alla corrente che circola sulla spira. Segue che in assenza di materiali ferromagnetici il flusso è direttamente proporzionale alla corrente.

La costante di proporzionalità tra flusso e corrente è detta Induttanza L , (99).

$$\psi = \int_s \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = L \cdot I \quad (98)$$

$$L = \frac{\psi}{I} \quad (99)$$

L'induttanza è quindi un parametro definito in regime stazionario, a parametri concentrati, e collega il flusso alla corrente.

L'induttanza non ha nessun effetto su un circuito in continua, i suoi effetti si vedono solo in regime variabile e grazie alla legge di Faraday, che viene richiamata brevemente.

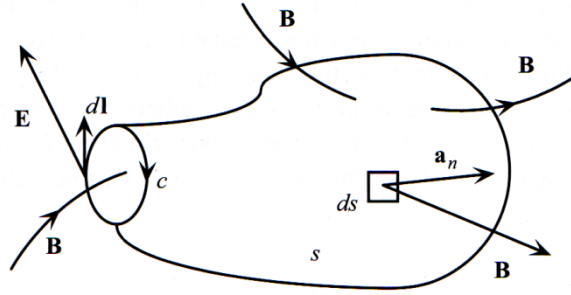


Figura 5.11 Legge di Faraday

Preso una superficie aperta s di contorno c (Figura 5.11) la legge di Faraday può essere espressa come:

$$f.e.m. = - \frac{d\psi}{dt} \quad (100)$$

dove

- $f.e.m.$ è la forza elettromotrice, esprimibile come la circuitazione del campo elettrico \mathbf{E} sulla linea chiusa c
- ψ è il flusso del vettore induzione \mathbf{B} sulla superficie aperta s .

La legge di Faraday è quindi:

$$\oint_c \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \frac{d}{dt} \int_s \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} \quad (101)$$

"Un campo magnetico variabile nel tempo che passi attraverso la superficie aperta s produce un campo elettrico lungo il contorno c ."

La circuitazione di questo campo elettrico è detta forza elettromotrice. La $f.e.m.$ è quindi una differenza di potenziale.

Nell'ipotesi di dimensioni del contorno c elettricamente piccole la $f.e.m.$ può essere rappresentata a parametri concentrati come un generatore di tensione ideale piazzato in un punto qualsiasi di c .

La $f.e.m.$ è la stessa per tutte le infinite superfici aperte che hanno c come frontiera, questo perché tutte le linee di \mathbf{B} che entrano e poi escono da s danno contributo nullo al flusso e quindi contributo nullo alla forza elettromotrice. Solo le linee di \mathbf{B} che si concatenano con c danno contributo alla $f.e.m.$

Il contorno c può essere una qualsiasi linea immaginaria nello spazio. Quando c è un anello di materiale conduttore il campo elettrico \mathbf{E} generato dalle variazioni di \mathbf{B} fa scorrere all'interno dell'anello una corrente. Questa corrente genera a sua volta un campo magnetico \mathbf{B}^{ind} di verso opposto a \mathbf{B} . Si dice che \mathbf{B}^{ind} , generato dalla forza elettromotrice "si oppone" a \mathbf{B} .

Tornando all'induttanza, dalla (104) si vede come l'induttanza abbia effetto su un circuito abbia effetto solo in regime tempo variante:

$$\oint_c \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{d}{dt} \int_s \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = -\frac{d}{dt} (Li) = -L \frac{di}{dt} \quad (102)$$

In regime stazionario $\frac{d}{dt} = 0$ e L non ha alcun effetto sul campo elettrico.

Gli ultimo passaggi della (105) non sono scontati, non è detto che la induttanza sia costante nel tempo, ma soprattutto non è detto che un concetto definito in continua possa essere applicato in regime tempo variante. questo secondo concetto è approfondito nel paragrafo successivo.

In qualsiasi caso la distribuzione della corrente in regime transitorio non è uniforme: l'induttanza definita in continua con la (99) è la sola induttanza esterna della spira.

In regime tempo variante compare anche un induttanza interna. L'induttanza interna è funzione della frequenza e per calcolarla è necessario conoscere la distribuzione della corrente, e quindi quantificare effetto pelle e effetto di prossimità.

5.6.2 Validità di parametri calcolati con correnti e tensioni continue per la soluzione di problemi dove correnti e tensioni sono variabili nel tempo.

Sia per il calcolo delle capacità che per quello delle induttanze viene fatta un'analisi in continua e successivamente questi parametri vengono usati per fare delle valutazioni in regime transitorio. Questo è vero sia per i calcoli con gli elementi finiti che per quelli con le formule analitiche.

Questo equivale a usare equazioni definite in regime stazionario al posto della soluzione generale per il regime tempo-variante.

Esempio: la legge di Biot-Savart è la soluzione alle equazioni di Maxwell in magnetostatica e ci fornisce il valore del campo magnetico in un punto in presenza di una corrente continua.

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{I d\mathbf{l} \times \mathbf{r}}{|\mathbf{r}|^3} \quad (103)$$

In regime tempo-variante l'espressione generale del campo magnetico e magnetico è data dalla legge di Jefimenko (104) di scrittura ben più complicata.

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \left[\frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}', t_r)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^3} + \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^2 c} \frac{\partial \mathbf{J}(\mathbf{r}', t_r)}{\partial t} \right] \times (\mathbf{r} - \mathbf{r}') d^3\mathbf{r}' \quad (104)$$

È accettabile utilizzare la (103) al posto della (104) se si trascura la trasmissione[67], allo stesso modo calcolare capacità e induttanze in continua e poi usarle in regime tempo variante comporta un'approssimazione che si può fare sotto alcune ipotesi. Segue la dimostrazione.

Le equazioni di Maxwell scritte in forma puntuale sono:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (105)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (106)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_v \quad (107)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (108)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho_v}{\partial t} \quad (109)$$

In regime stazionario le equazioni (105)-(109) diventano:

$$\nabla \times \mathbf{E}_0 = 0 \quad (110)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}_0 = \mathbf{J}_0 \quad (111)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D}_0 = \rho_{v0} \quad (112)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B}_0 = 0 \quad (113)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{J}_0 = 0 \quad (114)$$

Queste vengono dette soluzioni di ordine zero (*zero-order solutions*). Calcolare capacità e induttanze in continua equivale a risolvere queste equazioni.

I parametri calcolati risolvendo le equazioni (110)÷(114) rimangono validi anche per la soluzione di (105)-(109). A giustificazione di questo possiamo pensare ad un processo iterativo:

sostituendo nelle equazioni di Maxwell (105)÷(109) i valori trovati per la soluzione di ordine zero (110)÷(114) otteniamo le soluzioni di ordine uno

$$\nabla \times \mathbf{E}_1 = -\frac{\partial \mathbf{B}_0}{\partial t} \quad (115)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}_1 = \mathbf{J}_1 + \frac{\partial \mathbf{D}_0}{\partial t} \quad (116)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D}_1 = \rho_{v1} \quad (117)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B}_1 = 0 \quad (118)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{J}_1 = -\frac{\partial \rho_{v0}}{\partial t} \quad (119)$$

allo stesso modo otteniamo le soluzioni di ordine due

$$\nabla \times \mathbf{E}_2 = -\frac{\partial \mathbf{B}_1}{\partial t} \quad (120)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}_2 = \mathbf{J}_2 + \frac{\partial \mathbf{D}_1}{\partial t} \quad (121)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D}_2 = \rho_{v2} \quad (122)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B}_2 = 0 \quad (123)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{J}_2 = -\frac{\partial \rho_{v1}}{\partial t} \quad (124)$$

e così via fino all'ordine n.

È facile dimostrare che la somma di queste soluzioni converge alla vera soluzione delle equazioni di Maxwell; scomponendo in serie di Taylor:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 + \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 + \dots \quad (125)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 + \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2 + \dots \quad (126)$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{D}_0 + \mathbf{D}_1 + \mathbf{D}_2 + \dots \quad (127)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_0 + \mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2 + \dots \quad (128)$$

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_0 + \mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_2 + \dots \quad (129)$$

$$\rho_v = \rho_{v0} + \rho_{v1} + \rho_{v2} + \dots \quad (130)$$

sommando (110), (115) e (120):

$$\nabla \times (\mathbf{E}_0 + \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 + \dots) = 0 - \frac{\partial}{\partial t} (\mathbf{B}_0 + \mathbf{B}_1 + \dots) \quad (131)$$

sostituendo (125) e (128) in questa ultima (131) otteniamo la prima equazione di Maxwell:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$$

si può fare lo stesso per ottenere anche le altre equazioni di Maxwell.

Con infinite iterazioni le soluzioni di ordine zero diventano le equazioni di Maxwell, ma possiamo fermarci già all'ordine uno e ottenere comunque una buona precisione[68][69]: l'insieme delle soluzioni di ordine zero (110)÷(114) e delle soluzioni di ordine uno (115)÷(119) viene detto *soluzione quasi-statica* e permette di ottenere risultati buoni fintantochè le dimensioni dell'oggetto in esame sono elettricamente piccole .

Per giustificare questo bisogna ricordare il concetto dei potenziali ritardati.

5.6.3 Potenziale vettore magnetico e potenziali ritardati

Il campo magnetico è un campo solenoidale, è di conseguenza possibile definire un *potenziale vettore* \mathbf{A} .

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (132)$$

$$\nabla \cdot \nabla \times \mathbf{A} = 0 \quad (133)$$

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (134)$$

Per definire una quantità vettoriale dobbiamo definirne sia rotore che divergenza, possiamo quindi dire che \mathbf{A} è noto a meno della sua divergenza.

Si nota la dualità tra \mathbf{A} e V , V è il potenziale scalare del campo elettrico in continua, che è definito a meno di una costante.

La legge di Faraday diventa

$$\nabla \times \left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (135)$$

Per un qualsiasi campo scalare ϕ vale

$$\nabla \times \nabla \phi = 0 \quad (136)$$

la soluzione generale della (135) è quindi

$$\nabla \times \left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = \nabla \times \nabla \phi \quad (137)$$

$$\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \nabla \phi \quad (138)$$

$$\mathbf{E} = -\nabla \phi - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (139)$$

Il campo elettrico è generato da due sorgenti: la distribuzione di carica e le correnti che variano nel tempo, questi due fenomeni trovano espressione nei termini a destra dell'uguale nella formula (139). Nel caso di corrente continua $\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = 0$ e il potenziale scalare ϕ coincide con la differenza di potenziale d.d.p. o tensione V .

Nell'ipotesi di mezzo lineare omogeneo e isotropo $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$ e $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$, usando il potenziale vettore la legge di ampere

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (140)$$

diventa

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \mu \mathbf{J} + \mu \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (141)$$

Sostituendo \mathbf{E} con la relazione (139)

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \mu \mathbf{J} + \mu \varepsilon \left(-\nabla \left(\frac{\partial \phi}{\partial t} \right) - \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} \right) \quad (142)$$

e usando l'identità vettoriale

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (143)$$

la (142) diventa

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} = -\mu \mathbf{J} + \nabla \left(\nabla \cdot \mathbf{A} + \mu \varepsilon \frac{\partial \phi}{\partial t} \right) \quad (144)$$

Dato che \mathbf{A} è definito a meno della sua divergenza scegliamo il *gauge di Lorentz*

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = -\mu \varepsilon \frac{\partial \phi}{\partial t} \quad (145)$$

e otteniamo

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} = -\mu \mathbf{J} \quad (146)$$

Si può dimostrare [52] che la soluzione della (146) è

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{\tau} \frac{\mathbf{J} \left(\mathbf{t} - \frac{R}{v} \right)}{R} d\tau \quad (147)$$

dove

- v è la velocità di propagazione $v = \frac{1}{\sqrt{\mu \varepsilon}}$
- τ è il volumetto infinitesimo che contiene la distribuzione di corrente $\mathbf{J} d\tau$ in esame
- R è la distanza tra il volumetto τ e il punto in cui vogliamo calcolare \mathbf{A}
- t è il tempo.

La formula (147) mostra che il potenziale vettore \mathbf{A} in un punto che si trova a distanza R da una distribuzione di corrente $\mathbf{J} d\tau$ dipende dal valore che $\mathbf{J} d\tau$ aveva al tempo $t - \frac{R}{v}$.

Questa caratteristica viene detta *ritardo* ed è comune a tutti i campi varianti nel tempo.

Guardando formula (147) è possibile trovare la giustificazione a calcolare campi tempo-varianti con parametri calcolati in regime quasi stazionario:

prendiamo un campo che vari nel tempo con legge sinusoidale e applichiamo la trasformata di Steinmetz, il potenziale vettore \mathbf{A} diventa un fasore

$$\bar{\mathbf{A}} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{\tau} \frac{\bar{\mathbf{J}} e^{-j\beta R}}{R} d\tau \quad (148)$$

e il termine di ritardo temporale diventa un *termine di fase* $e^{-j\beta R}$ che contiene la *costante di fase* β

$$\beta = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (149)$$

La lunghezza d'onda λ è

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}f} \quad (150)$$

Sviluppando in serie di Taylor il termine di fase

$$e^{-j\beta R} = 1 - j\beta R + \frac{\beta^2 R^2}{2} + \dots \quad (151)$$

e sostituendo β con l'uguaglianza (149)

$$e^{-j\beta R} = 1 - j2\pi \frac{R}{\lambda} + \frac{(2\pi)^2}{2} \frac{R^2}{\lambda^2} + \dots \quad (152)$$

si vede come per valori di $R \ll \lambda$ il termine di fase è approssimabile con l'unità $e^{-j\beta R} \cong 1$.

L'equazione (149) diventa

$$\bar{\mathbf{A}} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{\tau} \frac{\bar{\mathbf{J}}}{R} d\tau \quad (153)$$

ed è quindi duale all'espressione del potenziale vettore in regime stazionario:

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{\tau} \frac{\mathbf{I}}{R} d\tau \quad (154)$$

È poi possibile estendere questo risultato anche a campi varianti nel tempo con legge non sinusoidale[52].

Fintanto che il sistema in esame è elettricamente piccolo, non si commettono errori nell'usare formule valide per il regime stazionario anche in regime tempo variante.

Nel nostro caso, prendendo VFTO di banda limitata a 10 MHz, e un trasformatore isolato in carta e olio ($\epsilon_r = 3,5$), la lunghezza d'onda sarà:

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}f} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_r\epsilon_0}f} = 16.356 \text{ m}$$

È possibile realizzare un modello accurato fino a 10 MHz solo se l'altezza del mio avvolgimento è almeno 10 volte minore di λ .

Questo è un ulteriore risultato che ci porta a dire che è possibile fare simulazioni accurate soltanto se l'altezza dell'avvolgimento è minore di un certo valore, che dipende dallo spettro del transitorio considerato [70].

5.7 Calcolo delle induttanze con le formule analitiche

Le formule analitiche per il calcolo delle induttanze suppongono una distribuzione lineare della corrente, e quindi il regime stazionario oppure la condizione quasi-magnetostatica.

Questo perché una corrente uniformemente distribuita può essere concentrata in un unico filamento di corrente che scorre sull'asse del conduttore.

La presenza del ferro complica il calcolo dell'induttanza:

- a bassa frequenza il flusso entra nel nucleo e il ferro satura, il comportamento non è lineare, per far fronte a questo sono state definite induttanza apparente e induttanza differenziale
- ad alta frequenza (>100 kHz) il ferro si comporta come una barriera per il flusso, per tenere conto di questo si usano le formule dell'induttanza in aria e si usa un raggio equivalente per le spire, oppure il metodo dei conduttori immagine [71]
- a frequenze medie il comportamento è una via di mezzo dei due casi, dopo i 10 kHz .il nucleo può essere considerato aria; sotto i 10 kHz la permeabilità relativa assume valori intermedi tra quello dell'aria e quello del ferro a 50 Hz.

Se anche fosse possibile modellare perfettamente il comportamento del ferro, bisogna ricordare che i costruttori nel caso più fortunato forniscono il valore di μ_r con un'incertezza del 10%.

Se il flusso entra nel nucleo il comportamento non è più lineare e non si può usare la sovrapposizione degli effetti, si è costretti a risolvere nel dominio del tempo con le differenze finite. La soluzione nel dominio delle frequenze con la scomposizione armonica è molto più semplice e può essere usata quando i segnali hanno frequenza sufficientemente alta, oppure per tensioni di prova di piccola ampiezza che non portano il ferro alla saturazione.

In molte pubblicazioni lo studio viene semplificato considerando il nucleo come una barriera per il flusso già a 10 kHz [72][73][74].

Ad alta frequenza il flusso non entra nel nucleo, si può quindi considerare che gli avvolgimenti di fasi diverse siano isolati tra loro [21].

Si riporta alcune formule per il calcolo delle induttanze in aria.

L'autoinduttanza di una spira circolare di sezione quadrata è

$$L_{ii} = \mu_0 a \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{6} \left(\frac{c}{2a} \right)^2 \right) \ln \left(\frac{8}{\left(\frac{c}{2a} \right)^2} \right) - 0.84834 + 0.2041 \left(\frac{c}{2a} \right)^2 \right] \quad (155)$$

dove

- a è il raggio medio della spira
- c è il lato della sezione.

Questa formula è valida solo per sezioni piccole rispetto al raggio, $(c/2a) < 0.2$.

Se la sezione è rettangolare la si può suddividere in più sezioni quadrate, per ognuno di questi elementi si calcola l'autoinduttanza con la (155). Bisogna poi ricordare che usare la formula (155) equivale a concentrare la corrente in un filamento sull'asse, di conseguenza bisogna anche tenere conto della mutua induttanza tra i vari filamenti.

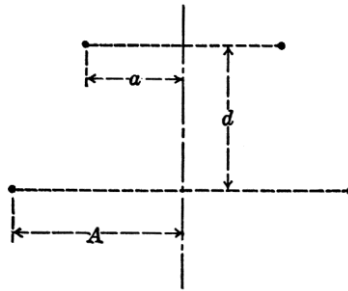


Figura 5.12 Sezione di due filamenti circolari

La mutua induttanza tra due filamenti circolari coassiali, calcolata con il metodo di Grover è

$$M_{ij} = f \sqrt{Aa} \cdot 10^{-6} \quad (156)$$

con f che dipende da

$$k'^2 = \frac{(A - a)^2 + d^2}{(A + a)^2 + d^2} \quad (157)$$

Come si vede in Figura 5.12, A è il raggio del filamento maggiore, a è il raggio del filamento di raggio minore, d è la distanza tra i due filamenti.

I valori di f sono tabulati, la Tabella 3 riporta alcuni valori a titolo di esempio; si rimanda al riferimento [62] per la tabella completa.

Tabella 3 Valori di f per il calcolo della mutua induttanza

k'^2	f	Diff.	$\log f$	Diff.	k'^2	f	Diff.	$\log f$	Diff.
0.010	0.021474		$\bar{2}.33191$		0.260	0.003805		3.58034	
		-4159		-9349					-1819
.020	.017315	-2378	.23842	-6596	.270	.003649	-156	.56215	-1805
.030	.014937	-1653	.17246	-4913	.280	.003500	-149	.54410	-1792
.040	.013284	-1258	.12333	-4319	.290	.003359	-141	.52618	-1783
0.050	0.012026	-1009	$\bar{2}.08014$	-3807	0.300	0.003224	-135	3.50835	-1773
		-838		-3437			-129		-1773
.060	.011017	-715	.04207	-3162	.310	.003095	-124	.49062	-1767
.070	.010179	-621	$\bar{2}.00770$	-2946	.320	.002971	-118	.47295	-1760
.080	.009464	-546	$\bar{3}.97608$	-2772	.330	.002853	-113	.45535	-1757
.090	.008843	-487	.94662	-2627	.340	.002740	-108	.43778	-1754
0.100	0.008297	-439	$\bar{3}.91890$	-2509	0.350	0.0026317	-104	$\bar{3}.42024$	-1753
		-397		-2407			-100		-1753
.110	.007810	-363	.89263	-2321	.360	.0025276	-961	.40271	-1754
.120	.007371	-333	.86754	-2246	.370	.0024276	-924	.38518	-1756
.130	.006974	-308	.84347	-2181	.380	.0023315	-889	.36764	-1760
.140	.006611	-285	.82026	-2124	.390	.0022391	-856	.35008	-1765
0.150	0.006278	-265	$\bar{3}.79780$	-2074	0.400	0.0021502	-825	$\bar{3}.33248$	-1769
		-247		-2030			-795		-1778
.160	.005970	-232	.77599	-1991	.410	.0020646	-767	.31483	-1786
.170	.005685	-218	.75475	-1957	.420	.0019821	-740	.29712	-1796
.180	.005420	-205	.73401	-1926	.430	.0019026	-714	.27934	-1807
.190	.005173	-193	.71371	-1899	.440	.0018259	-689	.26148	-1819
0.200	0.004941	-183	$\bar{3}.69380$	-1875	0.450	0.0017519	-665	$\bar{3}.24352$	-1832
		-173		-1854			-643		-1846
.210	.004723	-164	.67423	-1835	.460	.0016805	-622	.22545	-1862
.220	.004518		.65497		.470	.0016116	-601	.20726	-1879
.230	.004325		.63598		.480	.0015451		.18894	
.240	.004142		.61723		.490	.0014808		.17048	
0.250	0.003969		$\bar{3}.59869$		0.500	0.0014186		$\bar{3}.15186$	

L'autoinduttanza di una spira circolare di sezione rettangolare può in alternativa essere calcolata con il metodo di Lyle [75]: nel metodo di Lyle una spira circolare di sezione rettangolare viene rappresentata da due filamenti circolari disposti in maniera opportuna all'interno della spira.

Le induttanze possono essere anche calcolate integrando il potenziale vettore A sulla sezione della spira, visto che

$$L = \frac{\int_s \nabla \times \mathbf{A} \cdot d\mathbf{s}}{I} = \frac{\oint_c \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l}}{I} \quad (158)$$

a distanza r il potenziale vettore generato da un filamento di corrente in modulo vale

$$A = -\frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln(r) + A_0 \quad (159)$$

per un singolo filamento la costante A_0 tende all'infinito; per un sistema multiconduttore può però essere tolta dall'equazione e si può valutare il contributo di ogni conduttore al potenziale vettore.

Si usa il concetto di induttanza parziale e si calcola la parte di induttanza fuori dai gioghi, che va sommata all'induttanza dentro la finestra del nucleo. Per il calcolo dell'induttanza parziale all'interno della finestra del nucleo in alta frequenza bisogna risolvere l'equazione di Poisson imponendo che il flusso sia tangenziale ai bordi della finestra [76].

Esistono anche altri approcci per il calcolo delle induttanze, in tutti i casi le formule da usare sono molto più complesse di quelle usate per il calcolo delle capacità. Avvalersi dell'ipotesi TEM e calcolare la matrice delle induttanze invertendo la matrice delle capacità con l'equazione (87) semplifica enormemente il lavoro.

5.8 Calcolo delle induttanze con FEM

Dal paragrafo precedente si intuisce come l'uso delle formule analitiche non sia intuitivo. Quando non si vuole usare l'ipotesi TEM, i programmi di calcolo con gli elementi finiti possono essere una strada da percorrere per il calcolo delle induttanze.

Il comportamento del ferro cambia a seconda della frequenza, questo può essere implementato in FEM in maniera semplice disegnando un'unica geometria e cambiando le condizioni al contorno nei vari casi.

Come già detto nel paragrafo relativo alle capacità, i programmi di FEA scelti per lo svolgimento della tesi sono FEMM e Ansys Maxwell.

Impostando in maniera appropriata i conduttori e le forzanti Maxwell fornisce la matrice delle induttanze in maniera diretta.

Per il calcolo con FEMM ci sono varie tecniche, se ne descrivono due.

- In regime magnetostatico l'energia immagazzinata nel campo magnetico è

$$W_m = \frac{1}{2} LI^2 \quad (160)$$

Nel caso i conduttori percorsi da corrente siano due nel campo sarà immagazzinata l'energia relativa alle autoinduttanze dei due conduttori e alla mutua induttanza tra i due:

$$W_m = \frac{1}{2} L_{11} I_1^2 + \frac{1}{2} L_{22} I_2^2 + M_{12} I_1 I_2 \quad (161)$$

L'autoinduttanza dei singoli conduttori si calcola impostando una corrente su un conduttore alla volta e applicando la (160).

Fatto questo le mutue induttanze si trovano impostando la corrente su due spire alla volta e applicando la (161), la mutua si ricava facendo la differenza tra l'energia immagazzinata nel campo quando sono presenti le due correnti e le energie immagazzinate con una sola corrente.

- FEMM fornisce in automatico il flusso concatenato con ogni conduttore. Si impone una corrente in 1 A su una spira e si lascia le altre a 0 A, nel post processing si legge il flusso concatenato ad ogni spira e il calcolo delle induttanze usando la definizione di induttanza (99) è immediato. Questo è il metodo più veloce perché non è necessario calcolare alcun integrale, dato che il FEMM calcola il flusso concatenato come integrale di $\mathbf{A} \cdot \mathbf{J}$ sul volume della spira anche questo è implicitamente un metodo basato sull'energia.
- Per un volumetto

$$W_m = \frac{1}{2} \int_V \mathbf{A} \cdot \mathbf{J} dV \quad (162)$$

si usa la legge di ampere

$$W_m = \frac{1}{2} \int_V \mathbf{A} \cdot \nabla \times \mathbf{H} dV \quad (163)$$

per le proprietà degli operatori vettoriali

$$\mathbf{A} \cdot \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{H} \cdot \nabla \times \mathbf{A} + \nabla \cdot (\mathbf{H} \cdot \mathbf{A}) \quad (164)$$

diventa

$$W_m = \frac{1}{2} \int_V \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} dV + \frac{1}{2} \int_V \nabla \cdot (\mathbf{H} \cdot \mathbf{A}) dV \quad (165)$$

e usando il teorema della divergenza

$$W_m = \frac{1}{2} \int_V \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} dV + \frac{1}{2} \oint_S (\mathbf{H} \cdot \mathbf{A})_n dS \quad (166)$$

Se si estende l'integrale a tutto il volume contenente il campo delle correnti il secondo termine scompare:

$$W_m = \frac{1}{2} \int_V \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} dV \quad (167)$$

La (167) fornisce un terzo metodo per il calcolo delle induttanze [77].

5.8.1 Condizioni al contorno

5.8.1.1 Trasformatori in olio

Come detto per le capacità, per la modellazione di trasformatori in olio in esercizio non bisogna dimenticare il cassone, che è un conduttore di lamiera di ferro messo a terra e quindi incide anche sulle induttanze.

Per il calcolo delle induttanze le condizioni al contorno cambiano a seconda della frequenza [78]:

- a frequenza industriale il cassone ha comportamento ferromagnetico
- in alta frequenza (> 1 MHz) il cassone si comporta come una barriera per il flusso e bisogna impostare la condizione di campo magnetico tangenziale, Asymptotic Boundary Condition.
- A frequenze intermedie il cassone non è né ferromagnetico né uno schermo, bisogna considerarlo come se fosse fatto di aria. Questo equivale a dire che le linee di campo escono dal cassone.
È quindi necessario considerare l'avvolgimento e il nucleo come se fossero immersi in un mezzo di estensione infinita e privo di sorgenti di corrente. Questo si ottiene imponendo $A = 0$ a distanza adeguata (ad esempio quattro volte la dimensione massima del trasformatore, quindi l'altezza di una colonna), oppure con la trasformazione di Kelvin.

A seconda della geometria alcuni di questi accorgimenti possono non essere necessari dato che anche il nucleo ha un comportamento dello stesso tipo [78].

In qualsiasi caso in FEMM è sempre necessario definire le condizioni al contorno. Di default FEMM assegna la condizione di Neumann omogenea al dominio [66], questo equivale a considerare che la regione esterna sia fatta da ferro a permeabilità infinita.

ANSYS/Ansoft Maxwell ha una gestione migliore delle condizioni al contorno, la boundary condition di default per i problemi magnetici è Natural + Neumann, ossia impone che il campo magnetico continuo e tangente al contorno, lasciare le impostazioni di default normalmente genera risultati non molto diversi da quelli che si otterrebbero simulando un dominio di estensione infinita [79].

5.8.1.2 Trasformatori in resina

Nei trasformatori a secco oppure per le prove di singoli avvolgimenti in aria non c'è il cassone, l'oggetto modellato può quindi essere considerato immerso nel vuoto, ossia in un mezzo lineare senza sorgenti di corrente.

Per il calcolo delle induttanze:

- Per i problemi 2D, sia planari che assialsimmetrici, bisogna imporre $A = 0$ a distanza adeguata, oppure usare la trasformazione di Kelvin.
- per i problemi 3D bisogna imporre $A = 0$ a distanza adeguata.

5.8.1.3 Trasformazione di Kelvin

La trasformata di Kelvin permette di simulare un dominio di dimensioni infinite, in lingua inglese “open boundary problem” [80][81][82][83].

In un qualsiasi materiale omogeneo e privo di sorgenti vale l'equazione di Laplace:

$$\nabla^2 \mathbf{A} = 0 \quad (168)$$

che scritta in coordinate polari diventa

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (169)$$

Esiste sicuramente un raggio r_0 abbastanza grande da contenere tutto il modello dell'avvolgimento, chiamiamo impropriamente “campo vicino” la regione circolare di raggio r_0 che contiene il modello e “campo lontano” tutto ciò che sta fuori.

Lo scopo è modellare tutta la regione “campo lontano” di estensione infinita con una regione di dimensione finita.

Si definisce una variabile R tale che

$$R = \frac{r_0^2}{r} \quad (170)$$

Si noti che:

- $R = r_0$ per $r = r_0$
- $R = 0$ per $r = \infty$

Sostituendo la (170) nella (169)

$$\frac{1}{R} \frac{\partial}{\partial R} \left(R \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial R} \right) + \frac{1}{R^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (171)$$

Con questo cambio di variabile l'equazione di Laplace ha la stessa forma sia per una regione circolare di dimensioni finite che per la regione di estensione infinita di “campo lontano”.

Questo implica che è possibile risolvere un problema 2D di “open boundary” modellando due regioni circolari di raggio r_0 , basta solo che \mathbf{A} abbia lo stesso valore sui due contorni (continuità di \mathbf{A}). Questo si ottiene facilmente applicando la condizione di *periodic boundary condition* in FEMM e di *master/slave boundary condition* in Maxwell.

6 Il programma

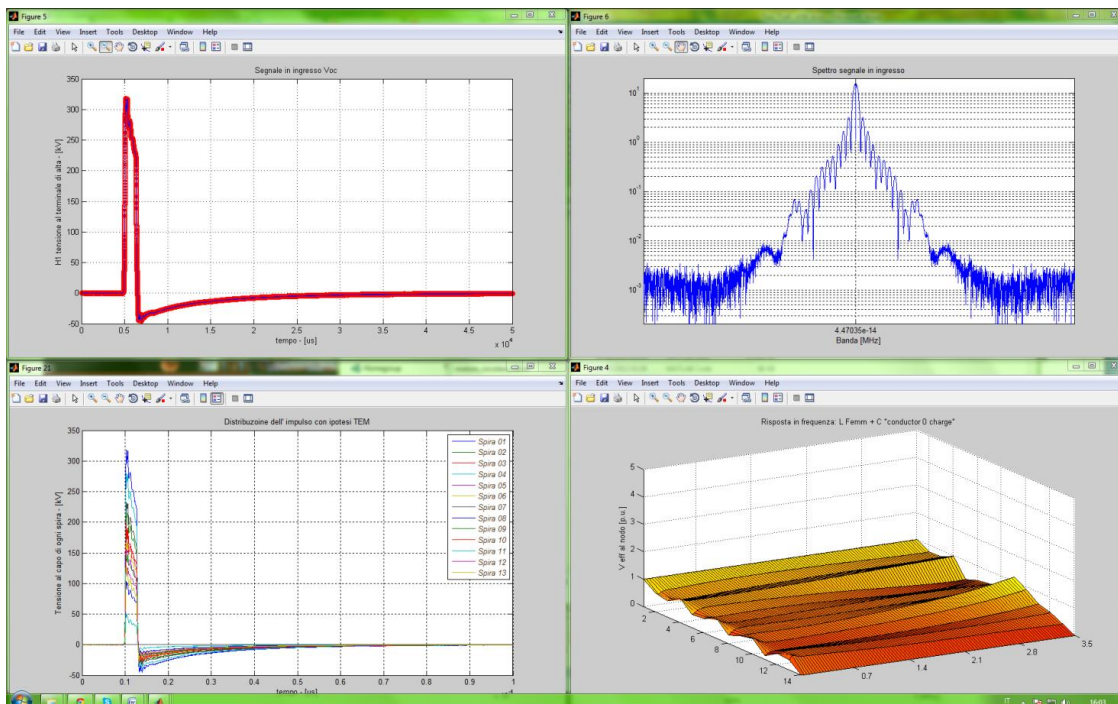


Figura 6.1 Schermata del simulatore in MATLAB

Nello svolgimento di questa tesi si è implementato l'approccio MTL allo studio delle sovratensioni sugli avvolgimenti.

Il programma, scritto in MATLAB, si appoggia al FEMM per il calcolo delle capacità parassite e delle induttanze, questo è reso possibile dalle librerie .lua incluse nella distribuzione FEMM 4.2.

Forniti in ingresso dati geometrici come la sezione delle piattine e il raggio del nucleo il programma fa una chiamata al FEMM, crea la geometria, imposta forzanti e condizioni al contorno e costruisce le matrici **C** ed **L**.

La costruzione della geometria è parametrica: è possibile disegnare avvolgimenti con un qualsiasi numero di dischi e di spire per disco, le matrici, i grafici e la legenda dei grafici si adattano in modo automatico al numero di spire.

In seguito il funzionamento del simulatore viene esaminato in maggior dettaglio prendendo come esempio la modellazione disco per disco di un trasformatore in resina.

Contenuti

- [Intestazione](#)
- [Flag](#)
- [Dati](#)
- [Lettura forma d'onda in ingresso](#)
- [Lettura tensione su ogni disco](#)
- [Check frequenza massima](#)
- [Creo la geometria col FEMM](#)
- [Salvo e faccio la MESH](#)
- [Calcolo capacità](#)
- [Preprocessing per il calcolo delle induttanze](#)
- [Soluzione: Calcolo Auto e Mutue.](#)
- [Calcolo L con formule analitiche -- Grover](#)
- [Calcolo L: ipotesi TEM](#)
- [Risposta in frequenza](#)
- [FFT](#)
- [Core](#)
- [IFFT](#)
- [Calcolo tensioni tra spira e spira](#)
- [Confronto fra dati calcolati e misure](#)

Intestazione

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%%                               Filippo Bozzato                               %%
%%                               Università degli studi di Padova -- S.T.E. Energy S.p.A. %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Calcolo distribuzione sovratensioni in avvolgimento di alta trasformatori
%
%%Trafo distribuzione SEA 400kVA
%
%
%          |   bassa   alta
%          .   |||   |||||
%          |   |||   |||||
%          .   .       .
%          |   .       .
%          .   .       .
%          |   |||   |||||
%          .   |||   |||||   Vista in sezione
%          |
%
%
% 10 dischi 178 spire l'uno
%
% Particolarità : avvolgimenti in lastra di alluminio, di spessore minore
% allo spessore di penetrazione.
%
% v8. Calcoli con L e C misurate.
% v4. Ho pulito un po il listato e aggiungo nucleo in ferro
% v3. C finite lavoro su L.
% v1. Parto modificando motore_circolare_v14.m

% Struttura programma:
% Dati %
% Calcolo C %
% Calcolo L %
% FFT %
% Core %
% Antitrasformata %
% Plot %

clc
clear all
close all
fclose all;
format LongEng

% Imposto le finestre per il plot %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
scrsz = get(0,'ScreenSize');
```

```

OutPos = [ 1          scrsz(4)/2  scrsz(3)/2  scrsz(4)/2;
          scrsz(3)/2+1  scrsz(4)/2  scrsz(3)/2  scrsz(4)/2;
          1            1          scrsz(3)/2  scrsz(4)/2;
          scrsz(3)/2+1  1          scrsz(3)/2  scrsz(4)/2 ];
OutPos = repmat(OutPos,7,1);
for i=1:21
    figure('OuterPosition',OutPos(i,:))
end
%
backup_fid = 'ultimo_foil.mat'; % nome del file da cui carico L e C.

```

Nelle prime righe vengono pulite tutte le variabili e viene impostata la posizione delle finestre dove verranno tracciati i vari grafici: di default MATLAB sovrappone tutte le finestre di output, in questo modo invece è possibile visualizzare quattro grafici alla volta, sfruttando tutto lo schermo come si vede in Figura 6.1.

Flag

```

%% Flag ~~~~~
dofemmC = 0; % far macinare il FEMM ogni volta cambiano i dati.
dofemmL = 0; % far macinare il FEMM ogni volta cambiano i dati.
          % Ricontrollare la mesh quando la geometria cambia
          % di molto.
doR = 1; % doR = 1 tiene conto dell'effetto di prossimità,
         % doR = 0 oscillazioni non smorzate come fa ABB.
doVspira = 0; % doVspira = 1 solo per MATLAB R2013a o release
              % successive, per il calcolo della frequenza delle
              % oscillazioni viene usato il comando "findpeaks"
              % non presente nelle versioni precedenti.
doGrover = 0; % calcolo analitico delle L con le formule di Grover.
doFEMM = 0; % calcoli MTL con C e L FEMM.
doTEM = 1; % calcolo L con ipotesi campo TEM.
doverifica = 0; % plotta la risposta in frequenza su tutta la banda,
                % anche oltre la frequenza relativa alla dimensione
                % elettrica. Oltre f_dim_elettrica il modello inizia
                % a perdere precisione.
dointerp = 0; % interpola il plot della distribuzione dell'impulso,
              % è una figura con tanti punti che può riempire la
              % memoria e rallentare il computer. da v5 in poi è
              % da tenere a 0 per default.
%% Fine Flag ~~~~~

```

I flag servono ad impostare il funzionamento del simulatore, a seconda dei casi può essere utile saltare alcune parti del programma:

- a seconda del numero di spire il calcolo dei parametri con FEMM può impiegare dai 3 minuti alle 2 ore, nel caso si voglia fare più simulazioni sulla stessa geometria il programma non chiama il FEMM e fa la simulazione sulle matrici C ed L calcolate all'ultima esecuzione
- se le matrici di capacità e induttanze vengono calcolate con Maxwell si può evitare di far girare il FEMM
- è possibile considerare oppure trascurare le perdite
- è possibile confrontare i risultati ottenuti calcolando le capacità col FEMM con i risultati che si ottengono calcolando la matrice C con le formule analitiche
- è possibile confrontare i risultati ottenuti calcolando le induttanze col FEMM con i risultati che si ottengono calcolando la matrice L con l'ipotesi TEM
- il calcolo della frequenza delle oscillazioni si appoggia ad una funzione presente solo da MATLAB R2013a in poi, è possibile disattivare questo calcolo in caso si faccia girare lo script su una versione precedente

- nel caso il segnale di ingresso sia stato interpolato con pochi sample è possibile rendere i grafici più gradevoli interpolando i risultati, i calcoli vengono comunque fatti sul segnale originale.

Dati

tutto in unità SI

```

Eo = 8.8541878176e-12; % permittivity of vacuum
mu0 = 4*pi*10^-7; % permeability of air

%Ferro
r_core = (130e-3)/2; % raggio nucleo
h_core = 1250e-3; % altezza nucleo intero

%Alluminio
sigma = 3.8e7; % conducibilità
n_tot = 4; % numero spire
n_tot = 10; % numero spire
r_HV = 0.5*353e-3; % raggio interno avvolgimento di alta
.
.
.
epoxy_LV = 0.8e-3; % strato isolante sopra bassa
paper_LV = 20e-3; % nastro carta che sborda sopra e sotto
select = 5e-6; % offset per la selezione dei segmenti in femm

%Carta\Epoxy
Er = 3.6; % permittività carta e epoxy
paper_1 = 10e-3; % spessore carta più interno, attorno a spira
paper_2 = 7e-3; % spessore resina
passo = width_Al+2*paper_1; % passo spire

%% Impulso\Forma d'onda di ingresso al morsetto di alta
%% Espressione analitica
Nsample = 2e4; % N campioni nel periodo di osservazione
durata = 100e-6; % 100 us, periodo di osservazione "T"
fondamentale = 1/durata; % 10 kHz
fs = fondamentale*Nsample; % frequenza di campionamento
% fs = 10kHz*20ksample = 200 MHz
%
% t = linspace(0,durata,Nsample); % tempo
% Vp = 950e3; % tensione di cresta
% tau1 = 0.4074e-6;
% tau1 = tau1/12; % per fare fronte 100ns
% tau2 = 68.22e-6;
% Voc = 1.037*Vp*(1-exp(-t/tau1)).*exp(-t/tau2); % impulso di fulminazione
% Voc = Vp*sin( 2*pi*fondamentale*t + 0 );

```

Il programma ha bisogno dei parametri geometrici del trasformatore per ricostruirne la geometria. La tensione a cui è sottoposto l'avvolgimento di alta può essere fornita come espressione analitica, oppure letta dall'oscilloscopio.

Letture forma d'onda in ingresso

Da registrazioni oscilloscopio.

```

[Voc_misura] = lesiTDS5000('registrazioni_matassa\sea_400kVA\resina_sea000_Ch2.wfm');
Voc = offset(Voc_misura.value,0.05);
t=Voc_misura.time;
ts=t(2)-t(1);
Nsample = length(t); % Nsample = 100 kS
durata = t(end); % durata = 200 us
fondamentale = 1/durata; % fondamentale = 5 kHz

```

```
fs = fondamentale*Nsample;
```

Letture tensione su ogni disco

```
Vout_reale.value = zeros(Nsample,n_tot+1);

for i=1:n_tot
    fid_lettura(i,:) = sprintf('registrazioni matassa\sea_400kVA\resina_sea0%02d_Ch2.wfm',i);
end
for i=1:n_tot
    [Vout_misura] = lesiTDS5000(fid_lettura(i,:));
    Vout_reale.value(:,i) = offset(Vout_misura.value,0.05)';
end
```

In questo caso il segnale di ingresso viene letto dall'oscilloscopio. Il Trasformatore in esame è un trasformatore per prove ed è stato possibile misurare la tensione su ogni disco grazie a delle prese ausiliarie, l'andamento nel tempo della tensione su ogni spira viene letto e salvato su una colonna di una struttura.

Check frequenza massima

```
% Faccio un check della frequenza max per cui il mio modello è accettabile
% Dim max << Lunghezza d'onda => 10*Dim max < Lunghezza d'onda
vel = 3e8/sqrt(Er);
f_dim_elettrica = vel/(w_height*10);
fprintf('Il modello inizia a perdere precisione dopo %2.4f MHz\n', f_dim_elettrica/1e6);
```

Calcolata l'altezza dell'avvolgimento, il programma calcola la frequenza massima per cui è valida l'ipotesi di campo trasverso elettromagnetico.

Creo la geometria col FEMM

Intestazione: Problem type, Materials, Conductor Props, CC, disegno geometria.

```
if dofemmC
    tic
    openfemm
    main_maximize
    create(1)
    ei_probdef('meters','axi',1e-008,1,30)

    ei_addmaterial('epoxy', Er, Er, 0)
    ei_addmaterial('air', 1, 1, 0)
    ei_addmaterial('aluminium', 1, 1, 0)
    ei_addmaterial('iron', 1, 1, 0)

    ei_addconductorprop('1 V', 1, 0, 1)
    ei_addconductorprop('0 V', 0, 0, 1)

    ei_addboundprop('Neumann', 0, 0, (Eo*1)/(r_bound), 0, 1)

    % Dominio -- gruppo 9999
    ei_addnode(0,r_bound)
    ei_addnode(0,-r_bound)
    ei_selectnode(0,r_bound);
    ei_selectnode(0,-r_bound);
    ei_setnodeprop('<None>', 9999, '<None>');
    ei_clearselected;
    ei_addsegment(0,r_bound,0,-r_bound);
    ei_selectsegment(0.001,-r_bound);
    ei_setsegmentprop('<None>', 0, 0, 0, 9999, '<None>');
    ei_addarc(0,-r_bound,0,r_bound,180,1);
    ei_selectarcsegment(0.001,-r_bound);
```

```

ei_setarcsegmentprop(1, 'Neumann', 0, 9999, '<None>');

.
.
.

% Disegno dischi -> spire concentriche, singolo strato
%
%      |
%      .   [ ][ ][ ][ ]
%      |
%      |
%      |
%      |2  3|
%      |    |
%      |1  4|  metto i punti in questo ordine
for i=0:n_tot-1
    % Disco
    ei_addnode(r_HV+i*passo,          y          ) % 1
    ei_addnode(r_HV+i*passo,          y+height_Al) % 2
    ei_addnode(r_HV+i*passo+width_Al, y+height_Al) % 3
    ei_addnode(r_HV+i*passo+width_Al, y          ) % 4

    ei_addsegment(r_HV+i*passo, y, r_HV+i*passo, y+height_Al) % 12
    ei_addsegment(r_HV+i*passo, y+height_Al, r_HV+width_Al+i*passo, y+height_Al) % 23
    ei_addsegment(r_HV+width_Al+i*passo, y+height_Al, r_HV+width_Al+i*passo, y) % 34
    ei_addsegment(r_HV+width_Al+i*passo, y, r_HV+i*passo, y) % 41

end
% Assegno la spira i-esima al gruppo i
for i=0:n_tot-1
    ei_selectsegment(r_HV+i*passo          , y+select          );
    ei_selectsegment(r_HV+i*passo+select   , y+height_Al       );
    ei_selectsegment(r_HV+i*passo+width_Al , y+height_Al-select);
    ei_selectsegment(r_HV+i*passo+width_Al-select , y          );
    ei_setsegmentprop(0, 0, 0, 0, i+1, 0);
    ei_clearselected();
end

.
.
.

% Zoom
ei_zoom(r_LV-passo, y-height_LV-1.5*passo, r_HV+(n_tot+2)*passo, y+1.5*passo);
ei_refreshview();

```

MATLAB apre FEMM, definisce un problema assialsimmetrico, imposta i materiale e le condizioni al contorno, crea un dominio sferico e disegna la sezione del trasformatore, per compattezza è stato riportato solo il ciclo for che disegna i dischi.

Calcolo delle capacità

```

ei_saveas('SEA_resina_400kVA.fee');
ei_createmesh();

% Calcolo Cg
for i=1:n_tot
    % Imposto forzanti
    ei_selectgroup(i);
    ei_setsegmentprop(0, 0, 0, 0, i, '1 V'); %group...
    ei_clearselected();

    ei_analyze(0)
    ei_loadsolution();
    eo_minimize();
    eo_hidedensityplot()

    circuitprops_Cg(i,:) = eo_getconductorproperties('1 V');

```

```

    ei_selectgroup(i);
    ei_setsegmentprop(0, 0, 0, 0, i, '<None>');%0 Charge');
    ei_clearselected();
end
Cg = circuitprops_Cg(:,2);

% Calcolo K
%
% tolgo la forzante dall'avvolgimento di bassa
ei_selectsegment(r_LV, y-height_LV+select ); % 1'2'
ei_selectsegment(r_LV+select, y ); % 2'3'
ei_selectsegment(r_LV+width_LV, y-select ); % 3'4'
ei_selectsegment(r_LV+width_LV-select, y-height_LV ); % 4'1'
ei_setsegmentprop(0, 0, 0, 0, 0, '<None>');
ei_clearselected();

% tolgo la forzante dal nucleo
ei_selectsegment(select, h_core/2 ); % 2'3'
ei_selectsegment(r_core, h_core/2-select ); % 3'4'
ei_selectsegment(r_core-select, -h_core/2 ); % 4'1'
ei_setsegmentprop(0, 0, 0, 0, 9998, '<None>');
ei_clearselected();

for i=1:n_tot
    for k=i+1:n_tot
        % Imposto forzanti
        ei_selectgroup(i);
        ei_setsegmentprop(0, 0, 0, 0, i, '1 V'); %group...
        ei_clearselected();

        ei_selectgroup(k);
        ei_setsegmentprop(0, 0, 0, 0, k, '0 V');
        ei_clearselected();
        % Calcolo la stored energy
        ei_analyze(0)
        ei_loadsolution();
        eo_minimize();
        eo_hidedensityplot()

        circuitprops_K(i,k,:) = eo_getconductorproperties('1 V');

        ei_selectgroup(i);
        ei_setsegmentprop(0, 0, 0, 0, i, '<None>');%0 Charge');
        ei_clearselected();
        ei_selectgroup(k);
        ei_setsegmentprop(0, 0, 0, 0, k, '<None>');%0 Charge');
        ei_clearselected();
    end
end

K = circuitprops_K(:, :, 2);
K = [ K;
      zeros(1,n_tot) ];
K = K+triu(K,1)';

save(backup_fid,'Cg','K');
disp('FEMM C ha impiegato')
toc
else
load(backup_fid,'Cg','K'); % ultimofemm.mat C
end
% Matrice C totale
C_assolute = diag(sum(K,2) + Cg) - K;
C = C_assolute./L_TURN;

```

Viene salvato il file femm, che verrà modificato in seguito per il calcolo delle capacità. Viene creata la mesh e si passa al postprocessing, dove la capacità viene calcolata con la formula $C=Q/V$. Il calcolo della capacità con l'approccio basato sull'energia è più preciso e viene usato nella modellazione spira per spira. la modellazione disco per disco serve solo ad un calcolo preliminare e quindi non è richiesta una precisione spinta.

Preprocessing per il calcolo delle induttanze

```
if dofemml
    % Preparo la geometria per il .FEM
    fid = fopen('SEA_resina_400kVA.fee','r');
    i = 1;
    while( ~feof(fid) )
        [token, remain] = strtok(fgetl(fid)); % cancello gli spazi bianchi all'inizio della riga
        feetofemm{i,1} = token;
        feetofemm{i,2} = remain;
        i = i+1;
    end
    fclose(fid);
    % Modifico B
    for i=size(feetofemm,1):-1:1
        if strcmp(feetofemm{i,1}(1),'<')
            feetofemm(i,:) = [];
        end
    end
    % Salvo il .FEM, sfrutto il fatto che il FEMM quando fa la mesh mette a
    % posto da solo certe cosette, come [Boundprop] = 3 => [Boundprop] = 0
    fid = fopen('SEA_resina_400kVA.FEM','w+');
    for i = 1:size(feetofemm,1)
        fprintf(fid,'%s %s\n', feetofemm{i,1}, feetofemm{i,2} );
    end
    % salvo in Matlab
    fclose all;

    % apro in FEMM
    openfemm
    opendocument('SEA_resina_400kVA.FEM')
    main_maximize
    mi_setfocus('SEA_resina_400kVA.FEM')

    % Intestazione: Problem type, Materiali, Conductor Props, CC
    %
    %mi_addmaterial("materialname", mu_x, mu_y, H_c, J, Cduct, Lam_d, Phi_hmax,lam_fill, LamType,
    Phi_hx, Phi_hy),NStrands,WireD
    mi_addmaterial('epoxy', 1, 1)
    mi_addmaterial('air', 1, 1)
    mi_addmaterial('aluminium', 1, 1)

    .
    .
    .

    % Zoom
    mi_zoom(r_LV-passo,y-height_LV-1.5*passo,r_HV+(n_tot+2)*passo,y+1.5*passo);
    mi_refreshview();
    % Faccio la mesh
    mi_createmesh();
end
```

Il file .fee usato per il calcolo delle capacità viene aperto in MATLAB come file di solo testo, si mantiene solo le righe relative alla geometria e tutto il resto viene cancellato. Il file viene poi salvato come .femm e aperto per la simulazione magnetica. Tutta la parte in cui vengono impostate le forzanti e le eccitazioni è stata omessa.

Soluzione: Calcolo Auto e Mutue.

Imposto le forzanti e leggo il flusso concatenato

```
for i=1:n_tot
    % Imposto forzanti
    mi_selectgroup(i);
end
```

```

    %mi_setblockprop("blockname", automesh, meshsize, "incircuit", magdirection, group, turns)
    mi_setblockprop('aluminium', 0, 0, circuit(i,:), 0, i, 1);
    mi_clearselected();
end

circuitprops = zeros(n_tot,n_tot,3);
for i=1:n_tot
    % Imposto forzanti
    mi_selectgroup(i);
    %mi_setblockprop("blockname", automesh, meshsize, "incircuit", magdirection, group, turns)
    mi_setblockprop('aluminium', 0, 0, '1 A', 0, i, 1);
    mi_clearselected();

    % Leggo in Linked Flux
    mi_analyze(0)
    mi_loadsolution();
    %mo_hidedensityplot()
    % mo_zoom(r_HV-3*passo,y-4*passo,r_HV+(n_tot+2)*passo,y+4*passo);
    % mo_refreshview();

    %mo_getcircuitproperties("circuit")
    circuitprops(i,i,:) = mo_getcircuitproperties('1 A'); % Autoinduttanza =
flux_re/1 Ampere
    for k=i+1:n_tot
        circuitprops(i,k,:) = mo_getcircuitproperties(circuit(k,:)); % Mutua induttanza =
flux_re/1 Ampere
    end

    mi_selectgroup(i);
    mi_setblockprop('aluminium', 0, 0, '<None>', 0, i, 0); % resetta la corrente e
mette a posto il group
    mi_clearselected();
end
L_femm_assolute = circuitprops(:, :, 3) + triu(circuitprops(:, :, 3), 1);
save(backup_fid, 'Cg', 'K', 'L_femm_assolute');
disp('FEMM L ha impiegato')
toc
else
    load(backup_fid, 'L_femm_assolute');
end
L_femm = L_femm_assolute./L_TURN;

```

Viene impostata una corrente di un ampere su un disco alla volta e si vanno a leggere i flussi concatenati su tutti i dischi per calcolare auto e mutue induttanze, come detto nel capitolo relativo questo non comporta una perdita di precisione nei risultati, dato che implicitamente è una lettura basata sull'energia.

Calcolo L con formule analitiche

Calcolo delle induttanze con le formule di Grover, per questa geometria non è stato necessario implementare i tabulati.

```

if doGrover
    % Autoinduttanze
    AutoL.c = width_A1; % variabile appoggio
    for i=1:n_tot
        AutoL.a = r_turn(i); % variabile appoggio
        % L_ext_analitica(i) = mu0*a*(0.5+(1+(1/6)*(c/2*a)^2)*log(8/(c/2*a)^2)-
0.84834+0.2041*(c/2*a)^2);
        L_ext_analitica(i) =
mu0*AutoL.a*(0.5+(1+(1/6)*(AutoL.c/2*AutoL.a)^2)*log(8/(AutoL.c/2*AutoL.a)^2)-
0.84834+0.2041*(AutoL.c/2*AutoL.a)^2);
    end

    % Mutue induttanze -- formule x sezione quadrata
    d = 0;
    a = r_turn(1);
    for i=2:n_tot
        A = r_turn(i);

```

```

k12 = ( (1 - a/A)^2 + (d/A)^2 ) / ...
      ( (1 + a/A)^2 + (d/A)^2 );
if log10(k12) <= -3
    f = 0.014468*( log10(1/k12) - 0.53307 ); %questa formula funziona fintanto che k12 < 0.1
else
    disp('Attenzione!!! il calcolo delle mutue è impreciso per questa geometria, errore >1% o
>>1%');
    f = 0.014468*( log10(1/k12) - 0.53307 );
end
% if f >= 5.468948861277107e-005
Mutue(1,i) = f*sqrt(A*a)*1e-6;
end
% L_ext_grover = diag(L_ext_analitica) + [0 M12 M13 M14;
% M12 0 M12 M13;
% M13 M12 0 M12;
% M14 M13 M12 0 ];
L_grover_assolute = diag(L_ext_analitica) + toeplitz(Mutue);
L_grover = L_grover_assolute./L_TURN;
end

```

Calcolo L: ipotesi TEM

```

if doTEM
    % vel = 3e8/sqrt(Er); % calcolata subito dopo i dati
    L_TEM = (1/vel^2)*inv(C); % Segue da equazione onde TEM
end

```

La matrice delle induttanze viene calcolata con l'ipotesi TEM e con le formule analitiche, questi calcoli non sono pesanti dal punto di vista computazionale e verranno usati per fare un confronto.

Risposta in frequenza

```

cicli = 100;

f_max = 1e5*round(f_dim_elettrica/1e5);

% f_max = 50.1;
freq = linspace(50, f_max, cicli);
V1 = 100+j*0;
V_eff = zeros(cicli, n_tot+1);

% Risposta in frequenza: L Grover
if doGrover
    V_eff = FRA(C, L_grover, V1, freq, cicli, sigma, width_Al, height_Al, l_mean, n_tot);

    % Plot
    Uniforme = linspace(abs(V1), 0, n_tot+1);
    figure(1)
    plot(Uniforme, '-+');
    title('Risposta in frequenza: L Grover + C "conductor 0 charge"')
    set(gca, 'XTick', linspace(1, n_tot, n_tot))
    % set(gca, 'YTick', linspace(0, abs(V1), 21))
    hold on
    for cic=1:cicli
        plot(V_eff(cic,:), '-or');
    end
    end
    grid on
    hold off

    figure(2)
    V_eff_pu = V_eff./abs(V1);
    surf(V_eff_pu);
    title('Risposta in frequenza: L Grover + C "conductor 0 charge"')
    colormap autumn
    shading faceted
    axis([1 n_tot+1 1 cicli 0 2])

```

```

xlabel('spire');
ylabel('f [MHz]');
zlabel('V eff al nodo [p.u.]');
set(gca,'YTick',linspace(0,cicli,6))
set(gca,'YTickLabel',linspace(0,f_max/1e6,6))
view(60,30)
else
    close 1 2
end

```

Ora che le capacità e induttanze sono state calcolate, è possibile calcolare la risposta in frequenza per un plot preliminare, che dà un'idea del comportamento dell'avvolgimento.

FFT

```

Fourier = fft(Voc);
Fourier_shift = fftshift(Fourier);

% Plot andamento temporale segnale in ingresso Voc e verifica
figure(5)
plot(iff(Fourier),'-r'); % Segnale ricostruito
hold on
title('Segnale in ingresso Voc')
xlabel('tempo - [\mus]')
ylabel('H1 tensione al terminale di alta - [V]')
% set(gca,'XTickLabel',linspace(0,durata*1e6,11))
% set(gca,'YTickLabel',linspace(0,1000,11))
plot(Voc); % Segnale originale
grid on
hold off
% close 5

% plot spettro segnale ingresso Voc
%
freq_shift= linspace(-fs/2,fs/2,Nsample);
Modulo_shift = 1/Nsample*2*abs(Fourier_shift);
%
% tolerance = 1e2;
% spettro(abs(spettro) <= tolerance) = 0;
figure(6)
% bar(freq_shift,Modulo_shift)
semilogy(freq_shift,Modulo_shift)
hold on
title('Spettro segnale in ingresso')
set(gca,'XTick',1.5*linspace(freq_shift(1),freq_shift(end),7),'XTickLabel',1.5*linspace(freq_shift(1),freq_shift(end),7)*1e-6);
xlabel('Banda [MHz]')
% set(gca,'YScale','log','YLim',[1e-2 10*max(Modulo_shift)],'YGrid','on','YMinorGrid','on');
ylabel('Ampiezza [V]')
grid on
hold off
% close 6

Modulo = Modulo_shift(end/2+1:end);
Fase = angle(Fourier);
freq = zeros(1,Nsample/2);

```



```

freq(1) = 0;
freq(2) = fondamentale;
for n=3:Nsample/2
    freq(n) = (n-1)*fondamentale;
end

```

La tensione al morsetto di fase letta dal oscilloscopio viene scomposta in serie di Fourier e plottata. La trasformata inversa viene fatta a titolo di verifica e i due andamenti vengono sovrapposti a titolo di verifica.

Lo spettro del segnale viene rappresentato in scala logaritmica. Viene inoltre creato un array che contiene la frequenza di ogni componente dello spettro: dalla fft è possibile risalire al numero di armonica di ogni componente; il calcolo della frequenza è quindi banale ma questo è comunque un passaggio importante dato che è necessario per il calcolo delle impedenze.

Core

```

cicli = length(freq);
% freq(abs(freq)>f_dim_elettrica) = [ ];
V_eff = zeros(cicli,n_tot+1); % vettore valori efficaci in uscita, corrispettivo
di "Arm"
V_cpx = zeros(cicli,n_tot+1); % vettore fasori in uscita, corrispettivo di
"Fourier"
Vl = 1/Nsample*2*Fourier;
if doGrover % finisce a riga 1321 dopo figure(10)
    [V_eff, V_cpx] = MTL(C,L_grover,doR,Vl,Fourier,freq,cicli,sigma,width_Al,height_Al,l_mean,n_tot);
end

```

Nel caso in cui la banda del segnale in ingresso contenga componenti di frequenza superiore alla frequenza associata alla dimensione elettrica è possibile fermare la simulazione alla frequenza corretta, con un procedimento simile è possibile far partire la simulazione da una frequenza arbitraria. Questo può essere utile in futuro in caso si voglia modellare il trasformatore come una rete RLC sotto i 500 kHz (detailed model) e usare l'approccio MTL per frequenze maggiori.

IFFT

```

Vout.value = zeros(cicli,n_tot+1);
for i=1:n_tot+1;
    Vout.value(:,i) = real(iff(cicli*V_cpx(:,i)));
end
%
figure(7)
plot(1:Nsample,Voc,'-r',linspace(0,Nsample,cicli),Vout.value);
title('Distribuzione dell' impulso')
xlabel('tempo - [\mus]')
ylabel('Tensione al capo di ogni spira - [V]')
% set(gca,'XTickLabel',linspace(0,durata*1e6,11))
% set(gca,'YTickLabel',linspace(-200,1000,13),'YTick',linspace(-2e5,1e6,13))
grid on
%

```

```

.
.
.

% Plot con dati interpolati
%
% Vout.value è lungo cicli
% Voc, ifft sono lunghi Nsample
if dointerp
    Vout_oversample = zeros(Nsample,n_tot+1);
    for i=1:n_tot
        Vout_oversample(:,i) = spline(linspace(0,durata,cicli),Vout.value(:,i),t);
    end
    %Vout_oversample(:,end) = 0; % resta 0,terminale a terra
    %
    figure(8)
    plot(Vout_oversample)%linspace(0,durata,length(Vout_oversample)),Vout_oversample);
    title('Distribuzione dell' impulso, oversample')
    xlabel('tempo - [us]')
    ylabel('Tensione al capo di ogni spira - [kV]')
    set(gca,'XTickLabel',linspace(0,durata*1e6,11)%, 'Xtick',linspace(0,durata*1e6,11))
    set(gca,'YTickLabel',linspace(-200,1000,13), 'YTick',linspace(-2e5,1e6,13))
    for i=1:n_tot
        legenda_spira(i,:) = sprintf('Spira %02d',i);
    end
    legenda_spira = cellstr(legenda_spira)';
    legend(legenda_spira)
    grid on
else
    close 8
end
end

```

I risultati della simulazione vengono riportati nel dominio del tempo e plottati. È possibile interpolare i grafici con la funzione spline.

Calcolo tensioni tra spira e spira

Funziona solo con MATLAB 2013!

```

if doVspira
    Vspira.value = zeros(cicli,n_tot);
    for i=1:n_tot
        Vspira.value(:,i) = Vout.value(:,i)-Vout.value(:,i+1);
    end
    figure(9)
    plot(Vspira.value)
    title('Tensione ai capi di ogni spira')
    xlabel('tempo - [us]')
    ylabel('Tensione [kV]')
    set(gca,'XTickLabel',linspace(0,durata*1e6,11), 'Xtick',linspace(0,cicli,11));
    % set(gca,'YTickLabel',linspace(-200,1000,13), 'YTick',linspace(-2e5,1e6,13))
    legend(legenda_spira)
    grid on
end

```

```

Vspira_oversample = zeros(Nsample,n_tot);%cicli*floor(Nsample/cicli),n_tot+1);
for i=1:n_tot
    Vspira_oversample(:,i) = spline(linspace(0,durata,cicli),Vspira.value(:,i),t);
    % interpolazione con spline, presente in tutte le versioni
    % Vout_oversample(:,i) = interp(Vout.value(:,i),floor(Nsample/cicli));
    % interp c'è solo da MATLAB R2013a in poi ma da Vout_oversample di
cicli*floor(Nsample/cicli)elementi
    % Vout_oversample(:,i) = interpft(Vout.value(:,i),Nsample);
    % interpolazione con fft
    % Vout_oversample(:,i) = interp1(linspace(0,durata,cicli),Vout.value(:,i),t);
    % interpolazione di default di MATLAB che però non funziona bene se non si passano i
parametri giusti
end

% Calcolo e plot spira max
[Vspira_max.value, Vspira_max.pos] = max(max(Vspira.value));
[Vspira.pks,Vspira.locs] = findpeaks(Vspira.value(:,Vspira_max.pos));
Vspira.f0 = length(Vspira.pks)/durata;
fprintf('Tensione max %3.3f kV su spira %2.0f\n', Vspira_max.value/1e3, Vspira_max.pos);
%
figure(10)

plot(Vspira_oversample(:,Vspira_max.pos)%linspace(0,durata,length(Vout_oversample)),Vout_oversample)
;

title('Tensione ai capi della spira')
xlabel('tempo - [us]')
ylabel('Tensione [V]')
set(gca,'XTickLabel',linspace(0,durata*1e6,11))%,'Xtick',linspace(0,durata*1e6,11))
% set(gca,'YTickLabel',linspace(-200,1000,13),'YTick',linspace(-2e5,1e6,13))
grid on
else
    close 9 10
end
else
    close 7 8 9 10
end % fine dell'if doGrover

```

Vengono plottate le tensioni tra spira e spira, il massimo assoluto tra queste è la massima sollecitazione che l'isolamento dovrà sopportare. Esaminando l'andamento temporale MATLAB trova i massimi relativi con la funzione findpeaks, questi vengono salvati all'interno della struttura che contiene la lettura da oscilloscopio e vengono poi usati per calcolare la frequenza delle oscillazioni.

Confronto fra dati calcolati e misure

```

figure(15)
plot(t,Vout_reale.value,'b',...
    linspace(0,durata,cicli),Vout.value,'r');
hleg = legend('Reale');
set(hleg,'FontAngle','italic','TextColor',[.3,.2,.1])
title('Confronto fra dati calcolati e misure: L FEMM')
xlabel('tempo - [\mus]')

```

```

ylabel('Tensione [V]')
grid on

% Spira 1
figure(16)
plot(linspace(0,durata,cicli),Vout.value(:,1),'r',t,Vout_reale.value(:,1),'b')
legend('Ricostruita','Misurata')
title('Confronto fra dati calcolati e misure: spira 1')
xlabel('tempo - [s]')
ylabel('Tensione [V]')
grid on

.
.
.

if n_tot > 6
    % Spira 5
    figure(17)
    plot(linspace(0,durata,cicli),Vout.value(:,5),'r',t,Vout_reale.value(:,7),'b')
    legend('Calcolata','Reale')
    title('Confronto fra dati calcolati e misure: spira 5')
    grid on
else
    close 17
end

```

Il confronto è grafico, le letture da oscilloscopio e i valori calcolati vengono plottati le une sopra gli altri.

7 Simulazioni

7.1 Modellazione della matassa di un motore

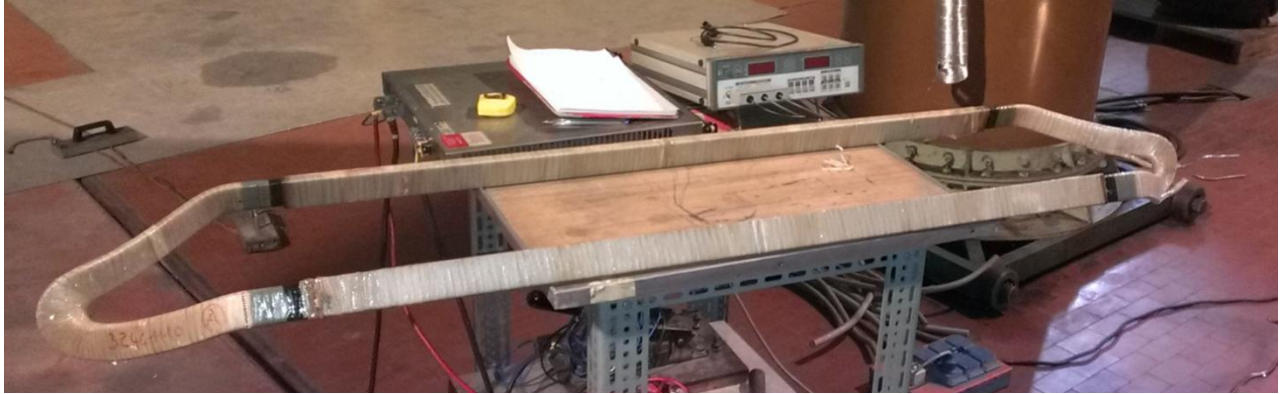


Figura 7.1 Matassa dell'avvolgimento di un motore da 1 MW

Per validare il modello bisogna scegliere un dispositivo da sottoporre a tensione impulsiva, eseguire delle simulazioni e confrontare i risultati con le misure.

L'avvolgimento più semplice da simulare è un avvolgimento di tipo continuo, in aria e con poche spire. Si è scelto di simulare la distribuzione della tensione sulla matassa di un motore da 1 MW. La geometria di una matassa è molto diversa da quella, più semplice, di un disco e questo come si vedrà in seguito ha causato delle complicazioni; tuttavia la condizione di basso numero di spire è soddisfatta, dato che la matassa è formata da tredici spire. La matassa in esame è fotografata in Figura 7.1.



Figura 7.2 Apertura praticata per consentire l'accesso alle spire

Sulle parti attive sono stati applicati due schermi in ferro per simulare le cave, gli schermi sono stati collegati fra loro e messi a terra. Per misurare la tensione interna è stata praticata una finestra nell'isolamento, appena prima della parte attiva, Figura 7.2. La matassa è stata sottoposta ad un

impulso di fulminazione con fronte di salita di $1.2 \mu\text{s}$, e ad un onda troncata con fronte di salita di $0.1 \mu\text{s}$ e componente oscillatoria che vuole approssimare l'andamento di un VTFO: ad oggi non è ancora stata definita un onda di test per i VFTO e il BIL è ancora l'onda di fulminazione.

Il programma sviluppato può disegnare solo spire circolari, sono state effettuate delle simulazioni in cui la matassa del motore veniva rappresentata come un solenoide circolare:

- si è scelto un raggio tale che la lunghezza delle spire fosse la stessa. In tal modo le capacità tra spira e spira K del modello dovrebbero essere uguali alle capacità tra spira e spira dell'oggetto reale
- è stata misurata la capacità tra matassa e schermo, 2.79 nF ; questa è da intendersi come la capacità verso terra totale dell'avvolgimento. Le capacità verso terra del modello sono state diminuite di un coefficiente moltiplicativo in modo che le due capacità totali fossero uguali
- le induttanze sono state calcolate con l'ipotesi TEM.

I risultati delle simulazioni fatte con tali ipotesi si discostano dai valori misurati e non vengono riportati.

Si è quindi modellato l'avvolgimento nel programma FEM 3D Ansys Maxwell, Le matrici delle capacità e delle induttanze sono state calcolate direttamente da Maxwell e i risultati sono riportati in seguito:

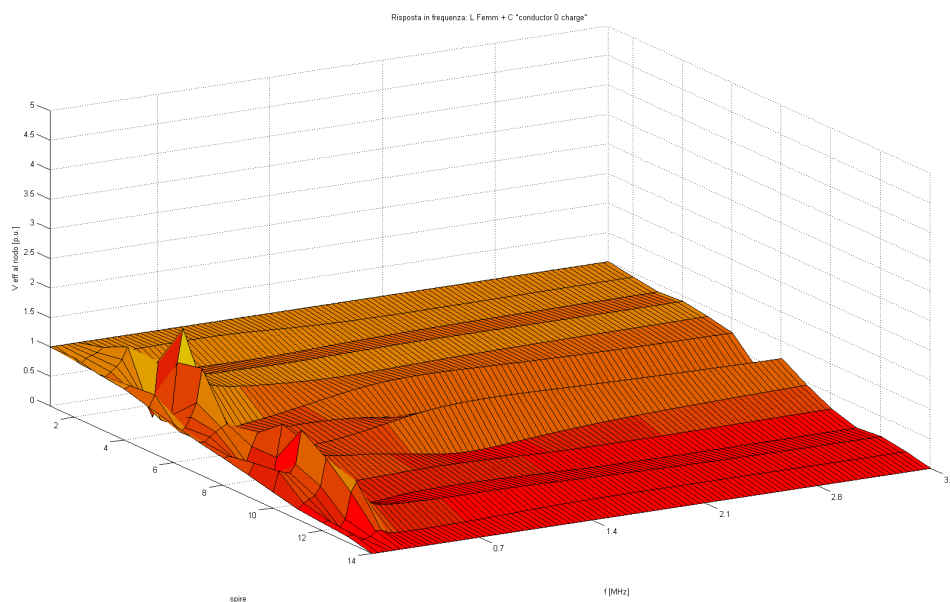


Figura 7.3 Risposta in frequenza della matassa

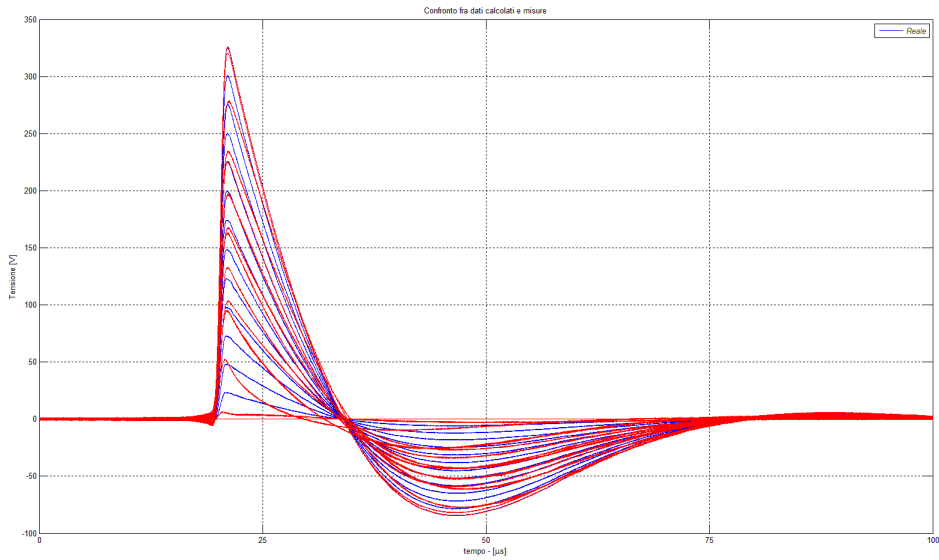


Figura 7.4 Distribuzione della tensione a impulso calcolata: (rosso) e misurata (blu)

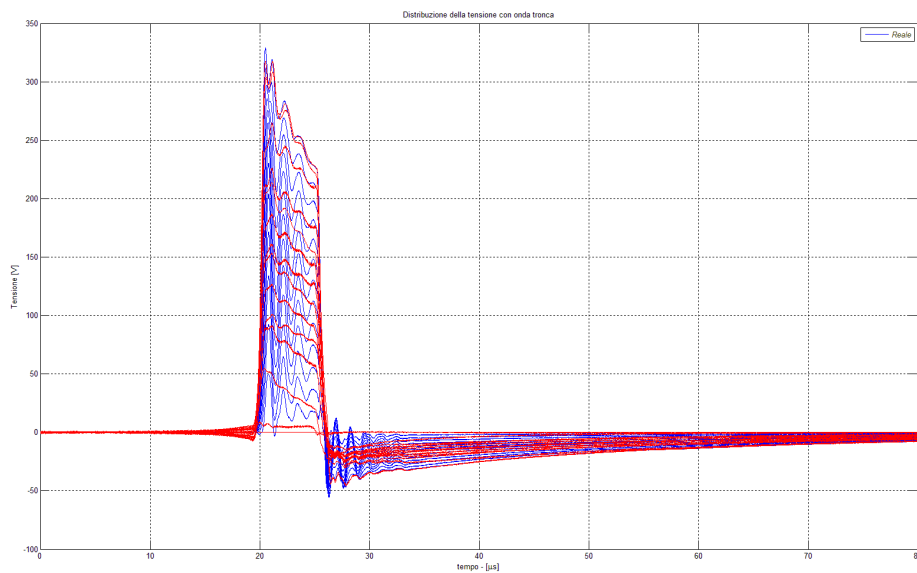


Figura 7.5 Distribuzione della tensione a onda troncata: calcolata (rosso) e misurata (blu)

Dalle misure si evince che la matassa ha una frequenza di risonanza a 1.4 MHz che viene sollecitata dall'onda troncata, a fronte di salita più ripido. Questo non è rispettato nella risposta in frequenza calcolata e si riflette anche sui risultati.

Quando si sollecita la matassa con l'onda tipo "fulminazione" la distribuzione di tensione è lineare, osservando i risultati si notano delle differenze.

I risultati delle simulazioni fatte calcolando le matrici con maxwell sono più vicini alle misure di quelli ottenuti dal modello assialsimetrico; si notano però ancora delle differenze che sono

probabilmente dovute alle criticità nella geometria della matassa. Se ne trae quindi una conclusione importante: nel caso di geometrie complicate una spira non può essere modellata come un unico elemento, ma va suddivisa in elementi minori che vanno poi messi in cascata con la teoria dei doppi bipoli.

7.2 Modellazione di un trasformatore in resina

Dopo la simulazione sulla matassa del motore in aria si è scelto di modellare un trasformatore in resina (dry transformer).



Figura 7.6 Trasformatore per prove in resina da 400 kVA

Il trasformatore scelto è un'unità da distribuzione Dyn11 0,4/15 kV da 400 kVA fornita dalla SEA s.p.a.; il costruttore ha montato delle prese aggiuntive su uno degli avvolgimenti di alta per l'accesso ai singoli dischi, come si vede in Figura 7.6.

Il numero di spire per disco è molto elevato, e non sono disponibili molti accessi alle spire interne, non si tratta quindi di una macchina ideale per la validazione di un modello spinto (spira per spira) ma la possibilità di misurare la tensione su ogni disco quando si impulsa tutto l'avvolgimento la rende comunque interessante per la validazione del modello.

La geometria di un disco è molto semplice: si tratta di 175 o 178 spire in nastro di alluminio avvolte sopra un cilindro di 353 mm di diametro. L'isolamento tra spire è garantito da 2 nastri di carta di spessore di 0,023 mm l'uno, per un totale di 0,046 mm di carta tra spira e spira.

In appendice 9.1 viene riportato lo studio degli avvolgimenti di alta e di bassa per maggiori informazioni sulla geometria.

La presenza del nucleo in ferro complica di parecchio il calcolo delle induttanze; si è deciso di mettere in corto l'avvolgimento di bassa tensione, creando così uno schermo che evita che il campo generato dall'avvolgimento in prova (ossia la alta) entri nel nucleo. In questo modo tutto il campo è in aria e si è in linearità.

Verrà usata l'ipotesi TEM, ossia la matrice delle induttanze verrà calcolata invertendo la matrice delle capacità. Come già detto questo è il metodo di calcolo delle induttanze più usato dai ricercatori che hanno fatto pubblicazioni in materia, ma è anche quello usato da ABB [51].

Il calcolo delle capacità è più complicato rispetto al caso precedente, dato che il nucleo è collegato al potenziale di terra.

Il piano di terra non è più il solo pavimento, come nel caso della matassa, ma bisogna anche considerare la geometria del nucleo: le spire hanno una parte di conduttore all'interno della finestra del nucleo, questo influenza le capacità parassite.

Per un approccio rigoroso bisognerebbe dividere ogni singola spira in due elementi minori: la parte di conduttore all'interno del nucleo e quella esterna, e successivamente mettere i doppi bipoli in serie, questo per ognuna delle 1774 spire dell'avvolgimento. È però possibile ottenere risultati soddisfacenti anche senza questa ulteriore suddivisione e considerare la spira come un unico elemento, e di conseguenza un'unica capacità verso terra C_g .

Per il calcolo della C_g solitamente si usa un FEM 3D, ma è anche possibile calcolarle con un FEM 2D assialsimmetrico i due casi di presenza e assenza dei gioghi e poi fare una media pesata dei due valori ottenuti [58], come detto nel paragrafo 5.5.1. Per una prima prova si è scelto di calcolare le capacità C_g con il metodo della media pesata.

Le capacità tra spira e spira vengono calcolate con la formula analitica del condensatore piano oppure con un FEM, le formule analitiche consentono di ottenere un numero di cifre significative superiori, ma non tengono conto degli effetti di bordo.

Nel caso in esame gli effetti di bordo sono trascurabili, dato che il nastro in alluminio ha una superficie tra spira e spira molto ampia e uno spessore minimo: è quindi possibile usare le formule analitiche, ma è comunque interessante fare un confronto anche con i dati ottenuti dal FEMM.

Ogni disco ha una geometria molto semplice, ma numero di spire molto alto, modellare tutte e 178 le spire in FEMM richiederebbe tempi di calcolo molto lunghi. Si è deciso di calcolare le K analiticamente in MATLAB con la formula del condensatore piano.

Le spire sono in nastro di alluminio di 0.13 mm di spessore, a 2 MHz lo spessore di penetrazione nell'alluminio è di 0.06 mm. La distribuzione di corrente si può quindi ritenere costante e si può trascurare l'induttanza interna.

Dato che l'altezza delle spire resta costante, lo spessore dell'isolamento è costante e si ipotizza la permittività relativa della carta costante su tutto il disco si suppone che le capacità tra spira e spira siano funzione della sola lunghezza di ogni spira e di conseguenza un andamento lineare delle K dalla prima all'ultima spira.

Si possono fare delle osservazioni simili anche per le capacità verso terra C_g , ma bisogna ricordare che in questo caso lo spessore da considerare nella formula del condensatore piano è la distanza tra la spira considerata e l'avvolgimento di bassa, e tra la spira e il nucleo. inoltre l'isolante non è unico ma si ha carta, resina, carta e aria in serie.

Se si suppone un andamento lineare per le capacità tra spira e spira K , per la verifica in FEMM è possibile modellare soltanto la prima e l'ultima spira e poi imporre un andamento lineare.

Ricapitolando:

- verrà modellato un trasformatore in resina con prese aggiuntive
- verrà usata l'ipotesi di campo TEM per il calcolo delle induttanze

- verrà trascurata l'induttanza interna delle spire
- le Cg verranno calcolate in FEMM con il metodo della media pesata
- le K verranno calcolate con la formula analitica per semplicità
- verranno modellate in FEM solo la spira più interna e la spira più esterna e una spira centrale per verificare che l'ipotesi di andamento lineare delle capacità sia corretto.

A seguito di comunicazioni private con ABB, per permittività e permeabilità relative dei materiali vengono scelti i valori riportati in Tabella 4:

Tabella 4 Permittività e permeabilità relative di alcuni materiali

	ϵ_r	μ_r
Carta	3.5	-
Resina	4-4.5	-
Pressboard	4.1	-
Olio	2.2	-
Ferro trasformatori	-	50
Ferro reattori	-	< 40

In Tabella 5 sono riportate le misure dirette di capacità e induttanze, eseguite con LCR meter GWInstek GW LCR-02. Queste misure verranno usate come controprova per validare il modello.

Tabella 5 Misure di capacità e induttanza su trasformatore in resina

Capacità		
C tra avvolgimento di alta e di bassa	195.0	pF
C tra metà superiore avvolgimento di alta e bassa ³	94.1	pF
C tra metà inferiore avvolgimento di alta e bassa ¹	107.1	pF
Autoinduttanze misurate a 120 Hz		
L di un disco con bassa in cortocircuito	13.24	mH
L di un disco con bassa aperta	225	mH
L intero avvolgimento con bassa aperta	25400	mH
Autoinduttanze misurate a 1 kHz con avvolgimento di bassa in cortocircuito⁴		
L del quinto disco	12.07	mH
L tra morsetto "5" e morsetto "3"	0.798	mH
L tra morsetto "7" e morsetto "3"	3.13	mH

Se si mette l'avvolgimento di bassa in cortocircuito questo agisce come uno schermo e il flusso non può entrare nel nucleo, lasciando la bassa aperta si ottiene un valore di induttanza che ovviamente è più alto, ma non delle 50 volte che ci si aspetterebbe dal μ_r suggerito da ABB, bensì di 17.

L'avvolgimento è fatto da 10 dischi, se il flusso li concatena tutti e 10 ci si aspetta che l'induttanza totale sia 10^2 volte maggiore dell'induttanza di un singolo disco [69], questo è confermato dalle

³ Misura effettuata togliendo la continuità elettrica del tap changer in modo da ottenere due elettrodi separati.

⁴ Con l'avvolgimento di bassa aperto ad 1 kHz lo strumento va fuoriscalda.

misure a 120 Hz con avvolgimento di bassa aperto e quindi flusso che entra nel ferro, in modo da concatenare tutti i dischi.

Con la bassa in cortocircuito le linee di forza del campo magnetico si chiudono in aria e non tutte le linee del campo generato da un disco si concatenano con gli altri, di conseguenza il valore dell'induttanza totale è inferiore a quella che si otterrebbe dalla relazione

$$L_{tot} = m^2 L_{ii} \quad (172)$$

Dove

- L_{tot} autoinduttanza totale dell'avvolgimento
- m numero di dischi
- L_{ii} autoinduttanza del singolo disco.

Questa è una considerazione importante perché equivale a dire che anche conoscendo l'induttanza totale dell'avvolgimento non si può calcolare l'induttanza dei singoli elementi per la costruzione della matrice delle induttanze se non si conoscono le condizioni di prova.

7.2.1 Validazione del metodo delle capacità pesate

7.2.1.1 Preprocessing

È possibile usare le misure di capacità riportate in Tabella 5 come verifica del metodo delle medie pesate.

La verifica è stata fatta in FEMM e non in Ansoft Maxwell per due motivi:

- essendo solo una verifica si vuole impostare il problema in maniera veloce, avere tempi di calcolo veloci e non sono necessari risultati troppo precisi
- un risultato con alto numero di cifre significative non avrebbe comunque senso visto che l'LCR meter usato fornisce valori di capacità a 4 cifre significative.

Si ricorda che FEMM dà risultati a 6 digit mentre Maxwell arriva a 16 cifre significative.

Il modello in FEMM della misura di capacità effettuata è riportato in Figura 7.7.

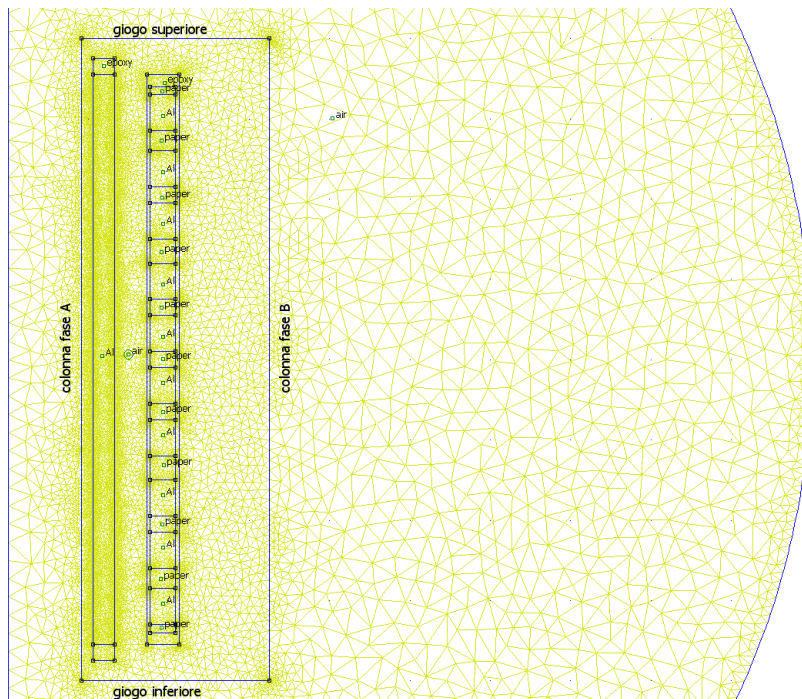


Figura 7.7 Modello di una fase del trasformatore in resina

Nel modello (Figura 7.7) è rappresentata la parte dell'avvolgimento interna alla finestra del nucleo. La misura di capacità è stata fatta mettendo la bassa in corto e collegandola al nucleo.

Per calcolare la capacità si può usare l'energia immagazzinata W

$$C = \frac{2W}{V^2}$$

Se si sceglie 1 V come differenza di potenziale tra i due elettrodi, il calcolo della capacità risulta immediato.

In FEMM si imposta 1 V sui dischi di alta e 0 V su avvolgimento di bassa e nucleo, per simulare la parte di avvolgimento fuori dai gioghi basta togliere la forzante da gioghi e colonna fase B.

La larghezza della finestra nel modello è inferiore alla larghezza reale per tenere conto di tutte le altre parti metalliche collegate al nucleo [84].

Le condizioni al contorno sono date dalla trasformata di Kelvin, la regione "campo vicino" è una sfera di raggio di un metro, la regione esterna è modellata da una sfera di raggio di dieci centimetri non visibile in Figura 7.7 Modello di una fase del trasformatore in resina Figura 7.7.

L'isolamento in resina dell'avvolgimento di bassa ha uno spessore molto sottile, FEMM crea la mesh con elementi triangolari e questo genera un numero di elementi molto alto, la mesh in Figura 7.7 è composta da 170094 elementi, è quindi opportuno semplificare il modello per velocizzare i calcoli e soprattutto il postprocessing⁵.

⁵ Per computer più recenti del portatile usato per lo svolgimento della tesi questo tipo di semplificazione non è necessaria, ma i risultati sono interessanti e vengono comunque riportati.

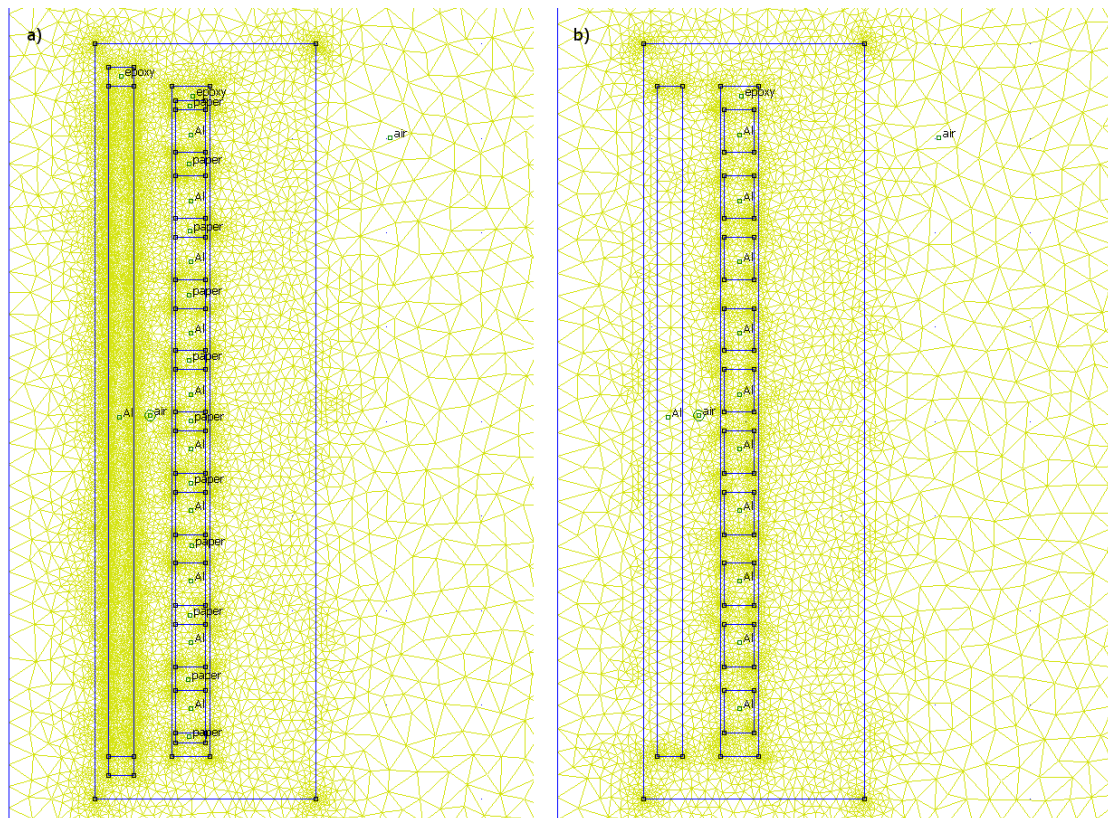


Figura 7.8 Modello originale (a) e modello semplificato (b) a confronto

Il modello semplificato è confrontato con il modello originale in Figura 7.8:

- si vede come è stato eliminato l'isolamento di bassa per diminuire il numero dei triangoli, che è diminuito di 10 volte, passando da 170094 a 17901
- è stato inoltre tolta la parte di isolamento in carta che sborda dal nastro in alluminio, questa semplificazione non incide sul campo radiale, ma aumenta la capacità assiale tra gioghi e avvolgimento. Di fatto il campo è quasi totalmente radiale e i risultati ottenuti non variano di molto.

Tabella 6 Confronto tra modello originale e modello semplificato

	Numero di triangoli	Capacità verso terra
Modello iniziale	170094	270.488 pF
Modello semplificato	17901	271.142 pF

La validità delle ipotesi fatte per passare da modello originale a modello semplificato è convalidata dai risultati riportati in Tabella 6.

È interessante notare che:

- di fatto la capacità in direzione assiale tra avvolgimento di alta e gioghi è trascurabile, si può considerare che il campo elettrico in questa configurazione sia solamente radiale

- si può evitare di modellare l'isolamento sulla bassa, visto che ha uno spessore trascurabile (0,2 mm) rispetto a quello dell'isolamento di alta (3,5), dato che il campo è radiale le due capacità sono in serie.

7.2.1.2 Calcoli e conclusioni

Per valutare la capacità verso terra $C_{g_{tot}}$ dell'avvolgimento di alta bisogna tenere conto che una parte dell'avvolgimento si trova nella finestra del nucleo, simulando in FEMM si ottiene la distribuzione di potenziale mostrata in Figura 7.9.

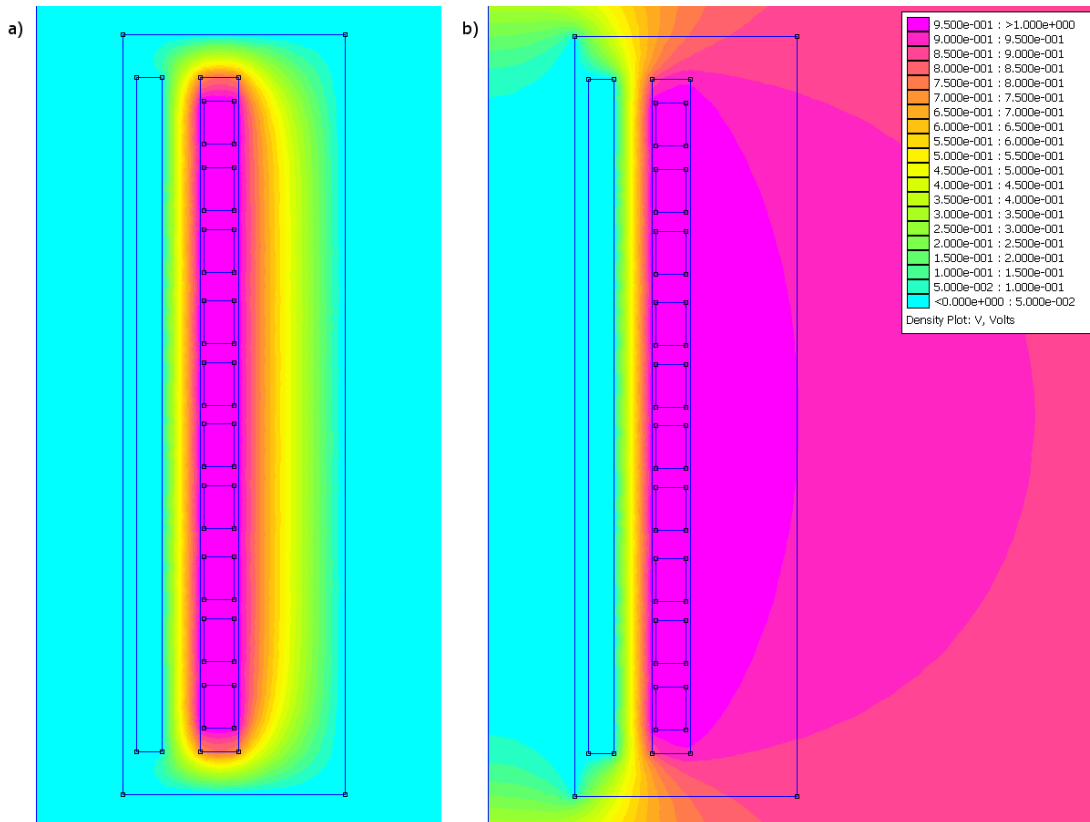


Figura 7.9 Distribuzione di potenziale (a) dentro e (b) fuori dal nucleo

Calcolando nei due casi si ottengono due diversi valori di capacità, e pesandoli con un coefficiente 0.3 per la parte interna al nucleo e 0.7 per la parte esterna

$$C_{g_{tot}} = 0.7 \cdot C_{2Desterna} + 0.3 \cdot C_{2Dinterna}$$

si ottiene il valore riportato in Tabella 7.

Tabella 7 Capacità verso terra dell'avvolgimento di alta del trasformatore in resina

Capacità con nucleo	271.138 pF
Capacità fuori dal nucleo	159.949 pF
Media pesata delle due capacità	193.306 pF
Capacità misurata	195.0 pF

Il valore di capacità ottenuto con questo metodo è molto vicino al valore misurato e quindi pienamente soddisfacente.

Per il calcolo delle capacità parziali non è necessario costruire un modello 3D ma si può usare il più semplice metodo delle capacità pesate [58].

È stato inoltre possibile misurare la capacità delle due metà avvolgimento staccando la connessione al variatore; i valori misurati e quelli simulati sono riportati in Tabella 8.

Tabella 8 Capacità verso terra di metà avvolgimento di alta

Capacità con nucleo	149.916 pF
Capacità fuori dal nucleo	94.509 pF
Media pesata delle due capacità	111.131 pF
Media pesata intero avvolgimento	193.306 pF
Capacità misurata metà superiore	94.1 pF
Capacità misurata metà inferiore	107.1 pF
Capacità misurata intero avvolgimento	195.0 pF

I risultati di Tabella 8 sono di più difficile interpretazione:

- i valori misurati per le due metà dell'avvolgimento non sono uguali tra loro come ci si aspetterebbe, e oltretutto la loro somma è superiore di quasi il 10% al valore che si legge misurando l'intero avvolgimento
- la capacità calcolata per metà avvolgimento è di 111 pF, ci si sarebbe aspettati un valore minore, pari alla metà della capacità dell'intero avvolgimento.

Non ci sono dati sufficienti per trarre una conclusione da queste osservazioni, ma verranno comunque tenute presenti.

7.2.2 Calcolo della matrice delle capacità

Come già anticipato le capacità K tra spira e spira vengono calcolate con la formula analitica

$$K = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_p (w + t_p)}{t_p} = 30.3016 \text{ nF}$$

dato che questa è una capacità in per unità di lunghezza, sarà uguale per tutte le spire del disco.

Il trasformatore ha 1774 spire, per iniziare vengono modellate in FEMM solo la spira 1, la spira di mezzo (87) e l'ultima spira (175) del quinto disco. In Figura 7.10 è rappresentato un particolare del modello durante la simulazione.

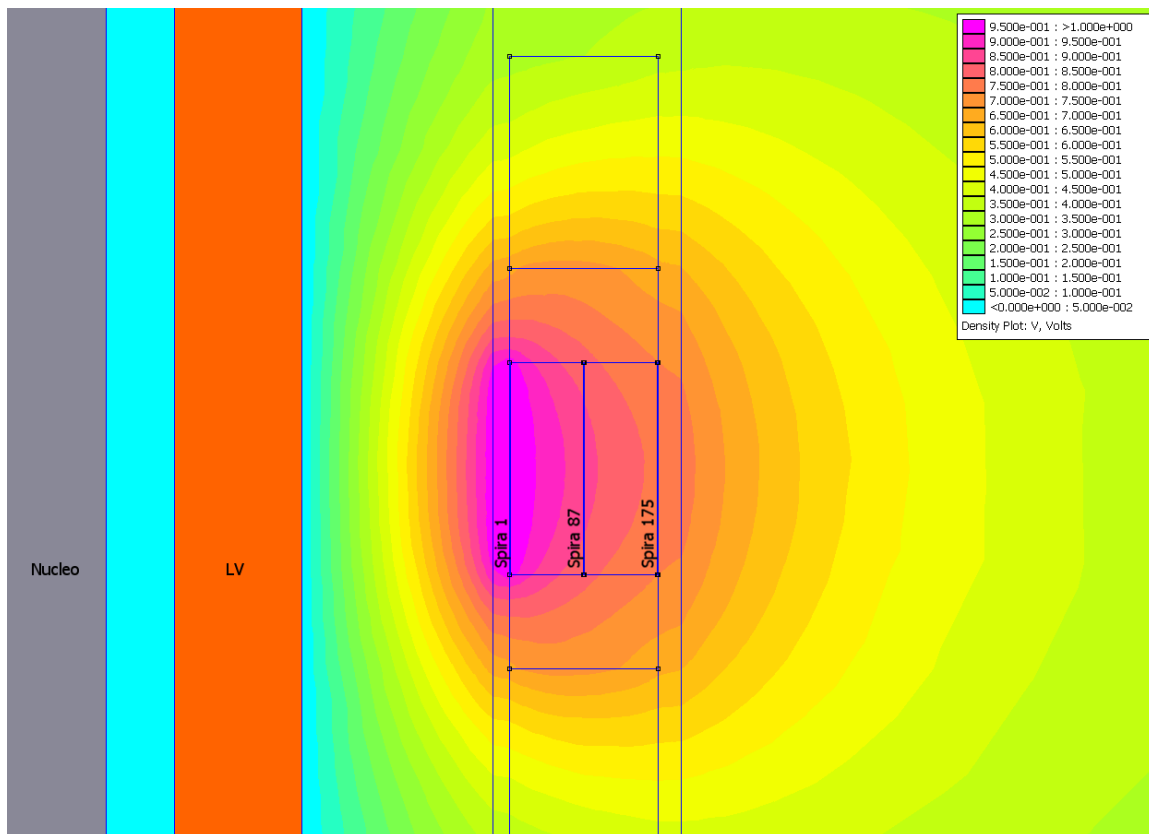


Figura 7.10 Distribuzione di V durante il calcolo delle capacità verso terra

I valori delle C_g trovati con il metodo delle capacità pesate sono riportati in Tabella 9 dove vengono confrontati con i risultati ottenuti con la formula del condensatore cilindrico.

Tabella 9 Capacità verso terra di alcune spire del quinto disco

	C_g formule analitiche	C_g FEMM
spira 1	39.750 pF	44.7013 pF
spira 87	40.210 pF	44.8223 pF
spira 175	37.520 pF	43.7572 pF

Confrontando i valori ottenuti si nota come le C_g siano trascurabili rispetto alle K , nel caso dei trasformatori di potenza queste capacità differiscono di due ordini di grandezza, mentre nel caso dei trasformatori in nastro di alluminio o nastro di rame il rapporto sale alle migliaia, questo è uno dei motivi per cui i trasformatori in resina non sono ideali per la validazione del modello.

Dato che le capacità verso terra sono trascurabili rispetto alle capacità tra spira e spira, e dato che il loro valore non varia di molto tra prima e ultima spira di un disco, il loro valore viene assunto costante.

Come detto la matrice delle induttanze viene calcolata invertendo la matrice delle capacità; è quindi possibile passare ai risultati.

7.2.3 Risultati e considerazioni



Figura 7.11 Equipaggiamento di test

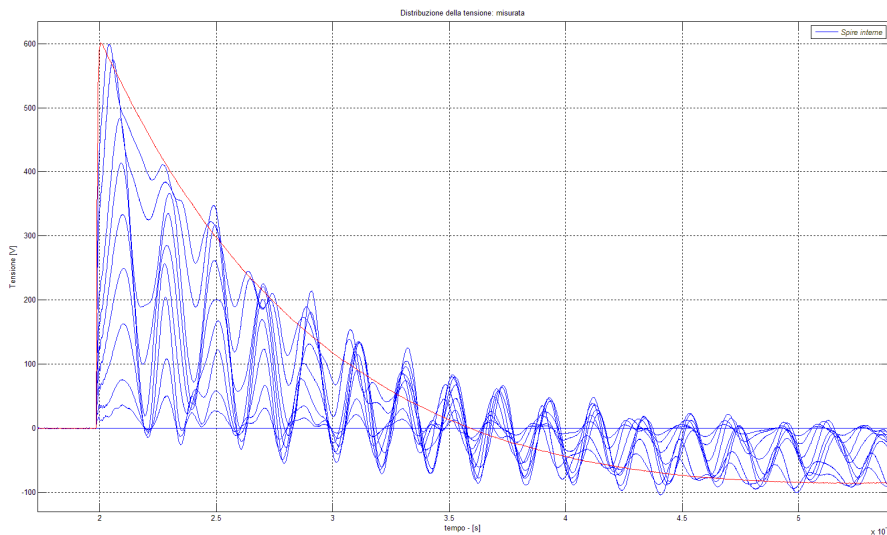


Figura 7.12 Distribuzione della tensione sui dischi dell'avvolgimento di alta

Il trasformatore è stato sollecitato da un'onda impulsiva con fronte di salita di 100 ns e valore di picco di 600 V. L'impulso è stato creato con il generatore di onde fulminazione Zeus 1000, le registrazioni sono state fatte con un oscilloscopio Tektronix TDS5054B, l'equipaggiamento è fotografato in Figura 7.11.

L'avvolgimento di alta sottoposto a tensione impulsiva è soggetto ad oscillazioni interne. Osservando la Figura 7.12 si nota che le oscillazioni hanno una frequenza di 55 kHz e un'ampiezza di 0.3 p.u.

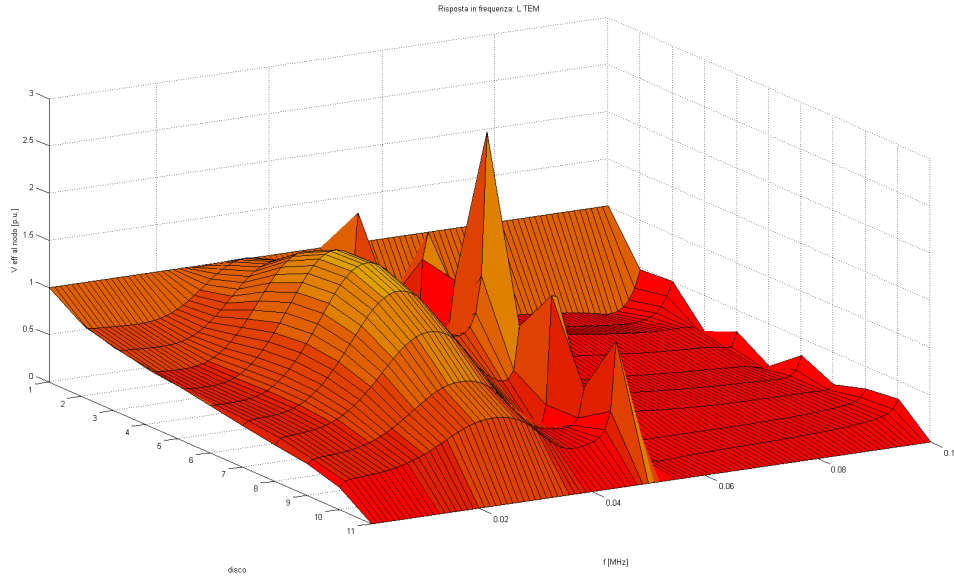


Figura 7.13 Risposta in frequenza

Dalle simulazioni si ottiene la risposta in frequenza e la distribuzione della tensione.

La risposta in frequenza è riportata in Figura 7.13. Si nota una risonanza a 49 kHz di 1.5 per unità, la frequenza è in buon accordo con quella delle oscillazioni misurate mentre l'ampiezza è sovrastimata. Si nota inoltre una risonanza a 30 kHz che non dovrebbe esserci.

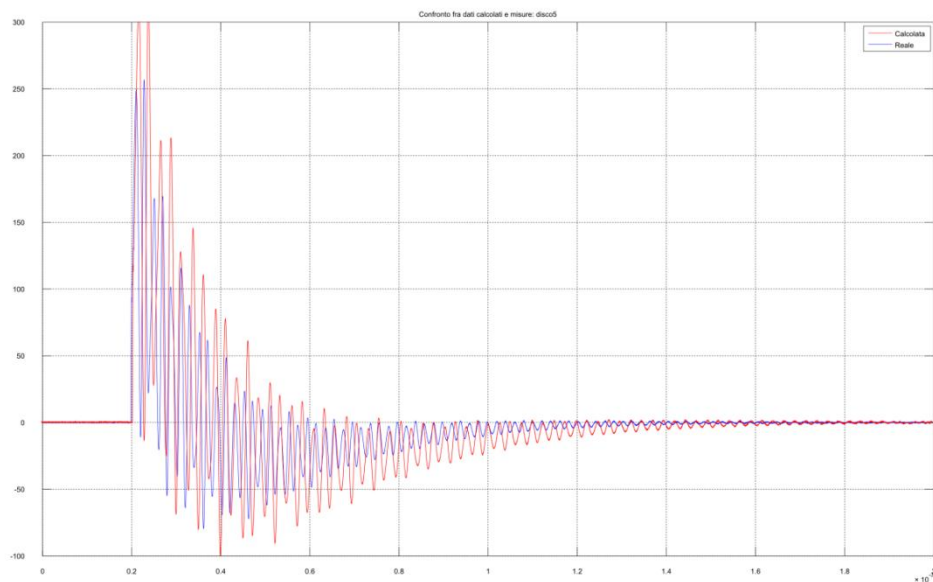


Figura 7.14 Andamento della tensione sul quinto disco

In Figura 7.14 viene riportato l'andamento della tensione (misurato e calcolato) sul disco 5, dal confronto si nota una certa differenza, probabilmente dovuta a tutte le ipotesi semplificative che si sono dovute adottare, e al fatto che la frequenza naturale dell'avvolgimento è bassa, mentre il modello MITL è un modello spinto e più adatto alle alte frequenze. Il modello necessita dunque di essere affinato, ma questi risultati indicano che si è sulla buona strada.

Conclusioni

È stato sviluppato un codice per l'analisi della distribuzione delle sovratensioni impulsive sugli avvolgimenti dei trasformatori.

L'avvolgimento di alta tensione dei trasformatori è stato modellato come una linea di trasmissione multiconduttore (MTL). Il modello è stato validato da prove in laboratorio su un avvolgimento in aria e su un trasformatore da distribuzione da 400 kVA.

Il tirocinio svolto in azienda aveva come obiettivo lo sviluppo di un know-how per eseguire internamente questo tipo di analisi, a seguito delle prove fatte si è dedotto che è necessaria la conoscenza in dettaglio della geometria dell'avvolgimento, del nucleo, e del cassone. Per risalire a queste informazioni sono necessari il disegno del cassone e lo studio degli avvolgimenti, che sono documenti che di solito non vengono forniti.

Si è inoltre concluso che i parametri che descrivono l'avvolgimento come le capacità e le induttanze non possono essere correlati alle misure se non si conoscono le condizioni di prova. Non esiste quindi una strada semplice per il calcolo dei parametri quando non si è in possesso dello studio dell'avvolgimento.

Dalla comparazione fatta fra i vari modelli l'approccio MTL sembra essere il più idoneo all'analisi della distribuzione delle sovratensioni veloci, ma presenta alcune criticità:

- Le condizioni al contorno per la soluzione delle equazioni MTL si trovano considerando l'avvolgimento come una linea di trasmissione a due conduttori (STL). La linea di trasmissione standard non è un modello ideale perché possiede un'autoinduttanza longitudinale ma non una mutua induttanza tra sezioni diverse come invece accade per l'avvolgimento.
- la geometria di un avvolgimento è per sua natura molto simmetrica. Questo comporta che le matrici che descrivono l'oggetto siano mal condizionate e genera sensibili difficoltà computazionali. Piccole variazioni nelle matrici provocano grandi cambiamenti nella risposta in frequenza. Ne consegue che il calcolo delle capacità e delle induttanze deve essere esatto.

La problematica è vasta e ottenere un modello affidabile è complicato, attualmente il modello va affinato ma i risultati ottenuti indicano che si è sulla buona strada.

Sviluppi futuri:

- Le tecniche per la simulazione del comportamento del ferro sono state studiate nel dettaglio. Una volta affinato il modello il passo successivo dovrebbe essere la simulazione del trasformatore in resina modellato nel paragrafo 7.2 con l'avvolgimento di bassa tensione non più in corto ma aperto, in modo da poter considerare il nucleo nel modello
- l'approccio MTL consente di simulare una sola parte dell'avvolgimento e considerare il resto come una impedenza concentrata, sarebbe interessante implementare questa possibilità per modellare più agevolmente gli avvolgimenti con un alto numero di dischi. Con la stessa filosofia sarebbe inoltre possibile modellare trasformatori con neutro a terra attraverso resistenza o bobina di compensazione

- nel caso siano presenti static ring l'equazione STL usata per trovare le condizioni al contorno cambia; sarebbe interessante verificare il modello su di un trasformatore dotato di static ring
- i due approcci più usati sono il detailed model, che da buoni risultati dalla continua ai 500 kHz, e l'approccio MTL, che ha un'ottima precisione dai 500 kHz a 1.5 MHz⁶. Sarebbe interessante combinare i due metodi per migliorare la precisione delle simulazioni. Questa unione è però possibile solo quando nello spettro della sovratensione in ingresso non siano presenti armoniche a frequenza inferiore ai 100 kHz. Dopo i 100 kHz si può assumere che il flusso non entri nel nucleo; il comportamento è lineare e si può usare la sovrapposizione degli effetti
- il programma attualmente permette di disegnare avvolgimenti a disco ad un unico conduttore massiccio, si potrebbe estendere il funzionamento del simulatore a dischi in cavo etc e a dischi con più piattine in parallelo
- i dischi interlacciati sono supportati dal programma; sarebbe stimolante reperire un trasformatore con tale tipo di avvolgimento per ulteriori prove di validazione e per esaminare le differenze di comportamento tra gli avvolgimenti interlacciati e quelli continui.

⁶ per un trasformatore con avvolgimento a disco da 50 MVA.

8 Bibliografia

- [1] N. Bianchi and S. Bolognani, *Metodologie di Progettazione delle Macchine Elettriche*. Padova: Cleup, 2001.
- [3] ABB South Boston. (2013) *The Modern Transformer: Rectangular Core Design and Construction* .
- [4] D. L. Harris, "Transformer Winding Design: The Design and Performance of Circular Disc, Helical and Layer Windings for," in *Minnesota Power Systems Conference*, Minneapolis, 2009.
- [5] H. De Gersen and K. Hameyer, "A Finite Element Model for Foil Winding Simulation," *IEEE Transaction on Magnetics*, vol. 37, no. 5, pp. 3427-3432, 2001.
- [6] N. Mullineux, J. R. Reed, and I. J. Whyte, "Current distribution in sheet- and foil-wound transformers ," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 116, no. 1, pp. 127-129, 1969.
- [7] P. Dular and C. Geuzaine, "Spatially dependent global quantities associated with 2-D and 3-D magnetic vector potential formulations for foil winding modeling," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 2, pp. 633-636, 2002.
- [8] A. T. Chadwick, J. M. Fergusson, D. H. Ryder, and G. F. Stearn, "Design of power transformers to withstand surges due to lightning, with special reference to a new type of winding," *IEE, Proceedings*, vol. 97 Part II, pp. 737-750, 1950.
- [9] R. van Nuys, "Interleaved High-Voltage Transformer Windings," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems (PAS)*, vol. 97, no. 5, pp. 1946-1954, 1978.
- [10] G. M. Stein, "A study of the initial surge distribution in concentric transformer windings," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 83, no. 9, pp. 877-893, 1964.
- [11] A. Pedersen, "On the Response of Interleaved Transformer Windings to Surge Voltages," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 82, no. 66, pp. 349-356, 1963.
- [12] R. van Nuys, "Interleaved High-Voltage Transformer Windings," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 97, no. 5, pp. 1946-1954, 1978.
- [13] M. Bagheri, M. Vakilian, and A. Hekmati, "Simulation and comparison of voltage distribution in continuous, intershielded and interleaved disc winding in power transformer," in *ICEE International Conference on Electrical Engineering*, Okinawa, Japan, 2008.
- [14] A. De and N. Chatterjee, "Part winding resonance: Demerit of interleaved high-voltage transformer winding," *Proceedings on Electr. Power Application, IEE*, vol. 147, no. 3, pp. 167-174, 2000.

- [15] D. E. Powell and B. Hesterman, "Introduction to Voltage Surge Immunity Testing," in *IEEE Power Electronics Society Denver Chapter Meeting*, Denver, 2007.
- [16] G. Baldo, *Tecnica delle Alte Tensioni*, G. Pesavento and G. Zingales, Eds. Padova, Italia: Cleup, 2004.
- [17] J. A. Martinez, P. Chowduri, R. Iravani, A. Keri, and D. Povh, "Modeling Guidelines for Very Fast Transients in Gas Insulated Substations".
- [18] C. W. 33/19-09, "Very fast transient phenomena associated with gas insulated substations," CIGRE , 1988, 33-13.
- [19] Miscellaneous: TO DO.
- [20] L. L. Grigsby, *Power Systems*. Boca Raton: CRC Press, 2012.
- [21] Y. Shibuya, S. Fujita, and T. Shimomura, "Effects of very fast transient overvoltages on transformer," *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, vol. 146, no. 4, pp. 459-464, 1999.
- [22] Y. Shibuya, S. Fujita, and N. Hosokawa, "Analysis of very fast transient overvoltage in transformer winding," *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, vol. 144, no. 5, pp. 461-468, 1997.
- [23] M. Popov, L. Van der Sluis, G. C. Paap, and H. De Herdt, "Computation of Very Fast Transient Overvoltages in Transformer Windings," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 18, no. 4, pp. 1268-1274, 2003.
- [24] J. Lopez-Roldan, et al., "Analysis, simulation and testing of transformer insulation failures related to switching transient overvoltages ," in *CIGRE, paper 12-116*, Paris, France, 2002.
- [25] W. Na, F. Li-ping, and L. Yu, "The Effect of Apparatus Model on Very fast Transient Overvoltage," in *Electric Information and Control Engineering (ICEICE), 2011 International Conference on* , Wuhan, 2011, pp. 833-835.
- [26] M. S. Naidu, *Gas Insulated Substations*. New Delhi: I.K. International, 2008.
- [27] M. Kaufhold, G. Borner, M. Eberhardt, and J. Speck, "Failure mechanism of the interturn insulation of low voltage electric machines fed by Pulse-Controlled Inverters," *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 12, no. 5, pp. 9-16, 1996.
- [28] W. Yin, K. Bultemeier, D. Barta, and D. Floryan, "Critical factors for early failure of magnet wires in inverter fed motor," in *Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, Conference on*, Virginia Beach, VA, 1995, pp. 258-261.
- [29] S. Yanabu, S. Nishiwaki, H. Mizoguchi, N. Shimokawara, and Y. Murayama, "High Current Interruption by SF6 Disconnecting Switches in Gas Insulated Switchgear," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 101, no. 5, pp. 1105-1114, 1982.
- [30] S. V. Kulkarni and S. A. Khaparde, *Transformer Engineering*. New York: Marcel Dekker, Inc.,

2004.

- [31] J. M. Weed, "Prevention of transient voltage in windings," *AIEE Transactions*, pp. 149-159, Feb. 1922.
- [32] K. W. Wagner, "Oscillations due to Traveling Waves in Transformer Windings," *Arch. Elektrotech*, vol. 6, pp. 301-326, 1918.
- [33] A. Pedersen, "On the response of Interleaved Transformer Windings to Surge Voltages," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 82, no. 66, pp. 349-356, 1963.
- [34] J. B. Price, "Interleaved Transformer Windings," *Electrical Review*, vol. 165, p. 927, 1959.
- [35] M. Bagheri, M. Vakilian, A. Hekmati, and R. Heidarzadeh, "Influence of Electrostatic Shielding of Disc Winding on Increasing the Series Capacitance in Transformer," in *Power Tech, IEEE*, Lausanne, 2007.
- [36] D. J. Wilcox, "Theory of transformer modeling using modal analysis," *IEE Proceedings*, vol. 138, no. 2, pp. 121-128, 1991.
- [37] A. O. Soysal and A. Semlyen, "Practical transfer function estimation and its application to wide frequency range representation of transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, pp. 1627-1637, 1993.
- [38] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Application of vector fitting to state equation representation of transformers for simulation of electromagnetic transients," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 3, pp. 834-842, 1998.
- [39] J. M. Weed, "Abnormal Voltages in Transformers," *AIEE Transactions*, vol. 34, no. II, pp. 2197-2236, 1915.
- [40] D. J. Wilcox, W. G. Hurley, and M. Conion, "Calculation of self and mutual impedances between sections of transformer windings," *IEE proceedings*, vol. 136 Pt.C, no. 5, 1989.
- [41] D. J. Wilcox, W. G. Hurleay, T. P. McHale, and M. Conion, "Application of modified modal theory in the modeling of practical transformers," *Proc. inst. Elect. Eng. C*, vol. 139, no. 6, pp. 513-520, 1992.
- [42] M. Popov, "Analysis of Very Fast Transients in layer-type transformer windings," *IEEE Transactions on power delivery*, vol. 22, no. 1, pp. 238-247, 2007.
- [43] L. F. Blume and A. Boyajian, "Abnormal Voltages Within Transformers," *AIEE Transactions*, vol. 38, no. I, pp. 577-620, 1919.
- [44] R. C. Dugan, R. Gabrick, J. C. Wright, and K. W. Patten, "Validated Techniques for Modeling Shell Form EHV Transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 4, no. 2, pp. 1070-1078, 1989.

- [45] E. C. Cherry, "The duality between Interlinked Electric and Magnetic Circuits and the Formation of Transformer Equivalent Circuits," *Proc. Phys. Soc.*, vol. 62 Section B, pp. 101-111, 1949.
- [46] C. M. Arturi, "Transient Simulation and Analysis of a Three-Phase Five-Limb Step-Up Transformer Following an Out-of-Phase Synchronization," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, no. 1, pp. 196-207, 1991.
- [47] Miscellaneous: TO DO.
- [48] H. S. H. Hosseini, M. Vakilian, and G. B. Gharehpetian, "Comparison of transformer detailed models for fast and very fast transient studies," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 2, pp. 733-741, 2008.
- [49] K. W. Wagner, "The Progress of an Electromagnetic Wave in a Coil with," *Elektrotechnik und Maschinenbau*, vol. 33, pp. 89-92,105-108, 1915.
- [50] J. L. Guardado and K. J. Cornick, "A computer model for calculating steep fronted surge distribution in machine windings," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 4, no. 1, pp. 95-101, 1989.
- [51] R. E. Adjaye and K. J. Cornick, "Distribution of switching surges in the line-end coils of cable connected motors," *Proc. Inst. Elect. Eng. Elect. Power Appl.*, vol. 2, no. 1, pp. 11-21, 1979.
- [52] ABB Ltda Brasil Guarulhos Sao Paulo, "ENERSUR UHEQuitaraca1 - PERU Step-Up Transf 3Ø, 60Hz, 70MVA, 13.8/220±2x2.5%kV, OFWF ABB Brazil, Serial Nrs 1ZBR61133 and 1ZBR61134 Mnf Year 2012 GIS Indirect Connection: VFTO - Transformer Stresses Analysis," 2012.
- [53] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. Hoboken : Wiley, 2006.
- [54] C. R. Paul, *Analysis of multiconductor transmission lines*. New York: Wiley, 1994.
- [56] F. Olyslager, E. Laermans, and D. De Zutter, "Rigorous Quasi-TEM Analysis of Multiconductor Transmission Lines in Bi-Isotropic Media- part I: Theoretical Analysis for General Inhomogeneous Media and Generalization to Bianisotropic Media," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 7, pp. 1409-1416, 1995.
- [57] F. Olyslager, E. Laennans, and D. De Zutter, "Rigorous Quasi-TEM Analysis of Multiconductor Transmission Lines in Bi-Isotropic Media - Part II: Numerical Solution for Layered Media," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 43, no. 7, pp. 1416-1423, 1995.
- [58] P. G. McLaren and H. Oraee, "Multiconductor Transmisison-line model for the line-end coil of large AC machines," *IEE Proceedings*, vol. 132 B, no. 3, pp. 149-156, 1985.
- [59] A. J. Thomas and S. M. Mahajan, "Capacitive weighting technique for estimating the 3D turn-level capacitance in a transformer winding," *Electric Power System Research*, vol. 81, pp. 117-122,

2011.

- [60] B. J. P., N. Mullineux, and J. R. Reed, *Computation of power system transients*. Stevenage: P. Peregrinus, 1976.
- [61] L. M. Wedepohl, "Application of matrix methods to the solution of traveling wave phenomena in poliphase systems," *IEE, Proceedings*, vol. 110, no. 12, pp. 2200-2212, 1963.
- [62] Y. Liu, *Transient Response of Grounding Systems Caused by Lightning: Modeling and Experiments*. Uppsala: Acta Universitatis Upsaliensis, Tesi di dottorato, 2004.
- [63] F. W. Grover, *Inductance Calculations*. New York: Dover, 1946.
- [64] F. W. Grover, "Tables for calculation of inductance of circular loops of rectangular section," *Scientific Papers of the Bureau of Standards*, vol. 18, no. 455, pp. 451-487, 1922.
- [65] F. W. Grover, "Tables for the calculation of the mutual inductance of circuits with circular symmetry about a common axis," *Scientific Papers of the Bureau of Standards*, vol. 20, no. 498, pp. 1-18, 1924.
- [66] F. W. Grover, "Methods for the derivation and expansion of formulas for the mutual inductance of coaxial circles and for the inductance of single layered solenoids," *Bureau of Standards, Journal of research*, vol. 1, pp. 487-511, 1928.
- [67] D. Meeker, *Finite Element Method Magnetics Version 4.2 User's Manual*. 2010.
- [68] D. J. Griffiths, *Introduction to Electrodynamics*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1999.
- [69] R. M. Fano, L. J. Chu, and R. B. Adler, *Electromagnetic Fields, Energy and Forces*. New York: Wiley, 1960.
- [70] C. R. Paul, *Inductance: loop and partial*. Hoboken: Wiley, 2010.
- [71] K. Cornick, B. Filliat, Kieny, and W. Muller, "Distribution of very fast transient overvoltages in transformer windings," *CIGRE*, no. 12-204, 1992.
- [72] F. de Leon and A. Semelyen, "Efficient Calculation of Elementary Parameters of Transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 7, no. 1, pp. 376-382, 1992.
- [73] E. Rahimpour, J. Christian, F. K., and H. Mohseni, "Modeling of a transformer winding for calculation of its transmission function," *Elektrik*, vol. 54, no. 1-2, pp. 18-30, 2000.
- [74] B. M. Dent, E. R. Harthill, and J. G. Miles, "A Method of analysis of transformer impulse voltage distribution using a digital computer," *IEE, Proceedings*, vol. 105, no. 23, pp. 445-459, 1958.
- [75] P. Waldvogel and R. Rouxel, "Predetermination by calculation of electric stresses in a winding subjected to a surge voltage," *CIGRE, Proceedings*, no. 126, 1956.

- [76] T. Lyle, "On the Self-Inductance of Circular Coils of Rectangular Section," *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Math. or Phys. Character*, vol. 213, p. 421–435, 1914.
- [77] E. Eslamian and B. Vahidi, "New Methods for Computation of the Inductance Matrix of Transformer Windings for Very Fast Transient Studies," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 4, pp. 2326-2333, 2012.
- [78] I. E. Tamm, *Fundamentals of the theory of electricity*. Moscow: Mir, 1979.
- [79] P. Gómez and F. de León, "Accurate and Efficient Computation of the Inductance Matrix of Transformer Windings for the Simulation of Very Fast Transients," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 3, pp. 1423-1431, 2011.
- [80] ANSYS Inc, *ANSYS Maxwell 3D User's guide*. Canonsburg, PA, 2012.
- [81] E. M. Freeman and L. D.A., "A novel mapping technique for open boundary finite element solutions to Poissons equation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 24, no. 6, pp. 2934-2936, 1988.
- [82] D. A. Lowther, E. M. Freeman, and B. Forghani, "A sparse matrix open boundary method for finite element analysis," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 25, no. 4, pp. 2810-2812, 1989.
- [83] E. M. Freeman and D. A. Lowther, "An open boundary technique for axisymmetric and three dimensional magnetic and electric field problems," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 25, no. 5, pp. 4135-4137, 1989.
- [84] D. Meeker, "Appendix 3.3 Kelvin Transformation," in *Finite Element Method Magnetics Version 4.2 User's Manual*, 2010, pp. 155-157.
- [85] S. V. Kulkarni. (2008) Calculation of leakage inductance of transformer using FEM.
- [86] ABB Ltda Brasil Guarulhos Sao Paulo, "GIS Indirect Connection: VFTO - Transformer Stresses Analysis," 2012.
- [87] R. A. Johnson and D. W. Wichern, *Applied multivariate statistical analysis*. Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, 2007.
- [88] A. T. Chadwik, J. M. Fergusson, D. H. Ryder, and G. F. Stearn, "Design of poer transformers to withstand surgers due to lightning, with special reference to a new type of winding," *Proceedings IEE*, vol. 97, no. II, pp. 737-750, 1950.

9 Appendici

9.1 Studio degli avvolgimenti del trasformatore in resina



Seta Elettromeccanica Arzignanese spa



Via L. Galvani, 8 - 36070 TEZZE DI ARZIGNANO (VI) Italy - Tel. (+39) 0444.482100 r.a.
Fax (+39) 0444.482519 - E-mail: info@seatrasformatori.it - Http: www.seatrasformatori.it

DATE _____

RIF. _____

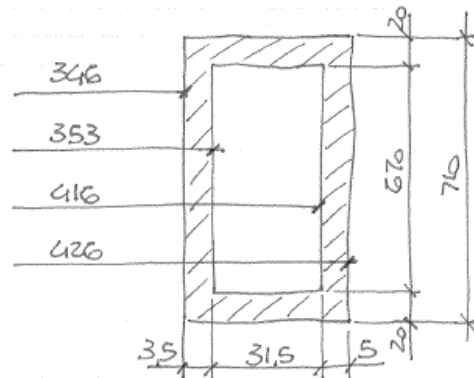
Bobine x Prove n° 1 BOBINA

710	T	20	55		F	178	1774	F
		15	55		L	178	1685	L
	N	10	55		I	178	1536	I
		5	55		H	178	1418	H
	N	10	55		G	178	1240	G
		5	55		F	178	1062	F
	N	20	55			178	971	8
	L	10	55	468	4 5 6	175	929	6
		5	55	753	3 5 7	175	887	4
	S	20	55			178	887	3
		15	55		E	178	806	5
	N	10	55		D	178	803	7
		5	55		C	178	712	E
	N	10	55		B	178	584	D
	5	55		A	178	356	C	
T	15	55			178	178	B	
	20	55		P	178	83	A	
						0	P	

NASTRO ALLUMINIO 45x913

ISOLANTE (55x9,023) x 2

Potenza e SX





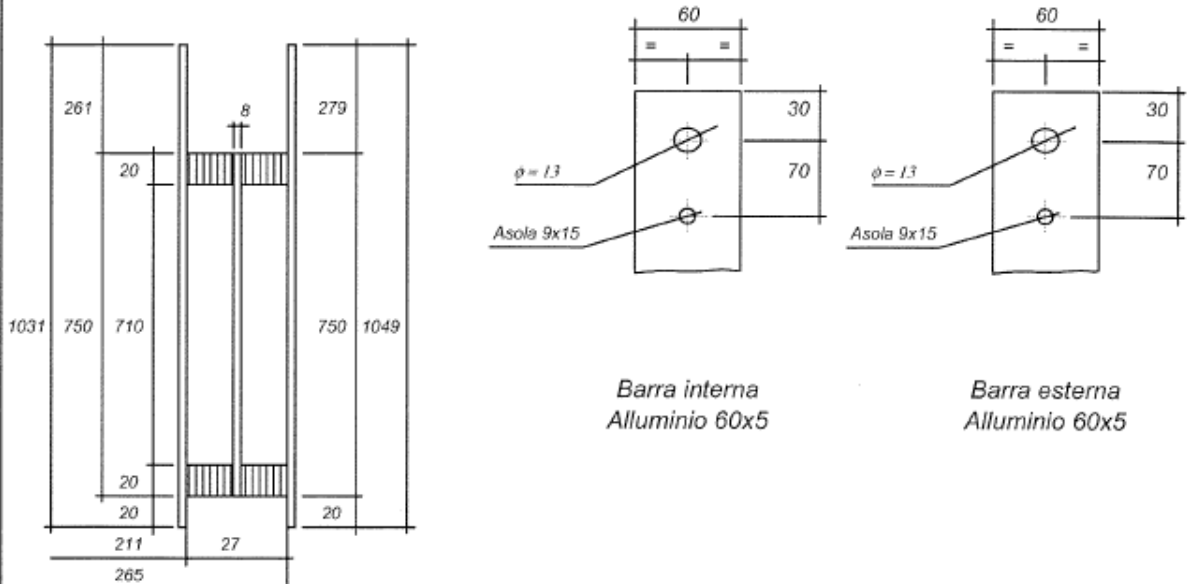
sea [®]

Società Elettromeccanica Arzignanese S.p.a.

Matricola:	
Cliente:	
Conferma Baan:	TR0001616-8110227
Quantità:	
Tipo:	TTR-B 50Hz

TRASFORMATORE TRIFASE IN RESINA .x400 kVA 15000+2x2,5%-2x2,5%/400 Dyn11 50 Hz

Specifica tecnica: Avvolgimento interno



La barra di fine avvolgimento deve rientrare sul diametro esterno bobina.

Senso di rotazione riferito al principio dell'avvolgimento:	Destro	Posizionamento barra di inizio
Tipo di conduttore:	Nastro Al 710x0,5	
Isolamento di interstrato:	n° 1 carta di DMD da 0,17	
Peso conduttore avvolgimento:	56	Riquadro da compilare a cura degli operai
Spire per bobina:	26	Controllo processo avv. int.
Diametro della forma:	211	1 Controllo dimensionale bobine.
Isolanti sopra la forma:	-	
Diametro interno avv. int.:	211	Rintracciabilità materiale
Altezza false spire:	20	1 Sigla fornitore.
Altezza bobine:	750	2 Numero lotto.
Canali tra strati:	Vedi note	
Spessore bobine compreso isolanti:	27	
Sopra il diametro esterno eseguire:	n° 3 giri di carta da 0,17	
Diametro esterno bobine sopra isolanti:	265	
Isolare le barre in prossimità delle false spire con nastro vetro.		
Tra la barra di inizio e la stecca nucleo mettere: Repoglass 6 x 70 x 800		
Per i collegamenti di Stella + n usare n° 1 barre di Al da 60 x 5		

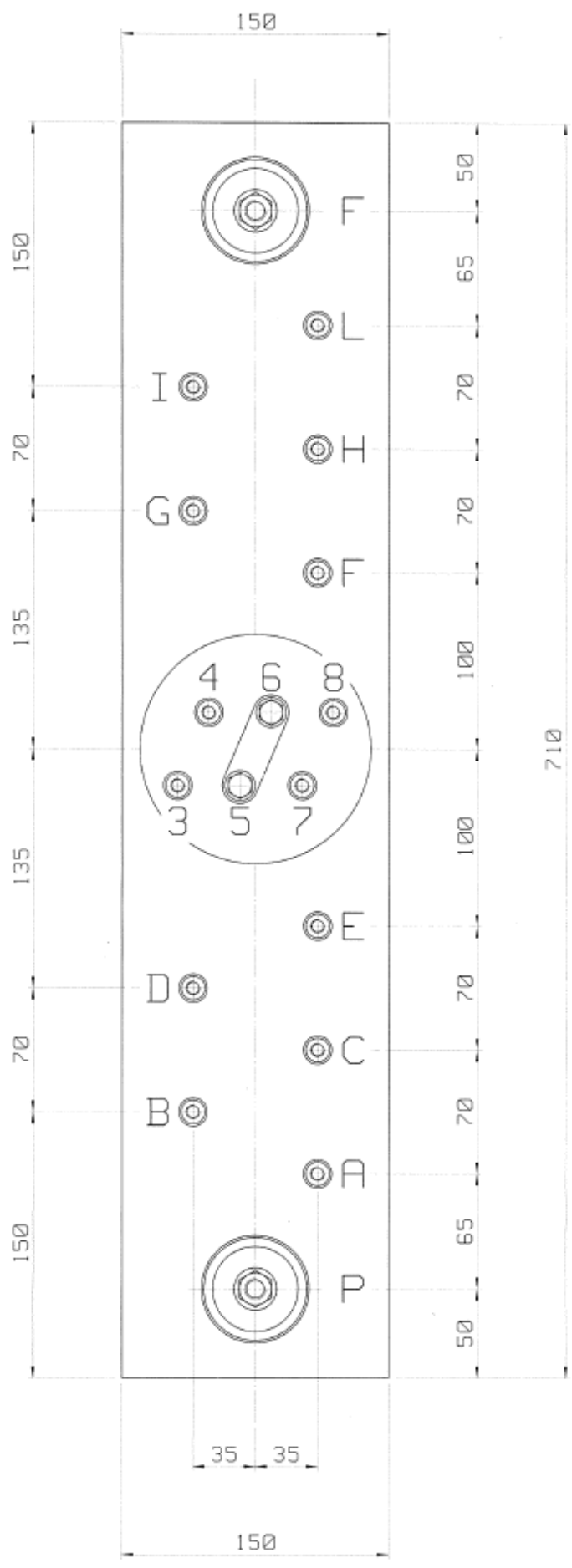
Nel canale dopo 13 ° spira mettere n° 12 stecche topglass 8x10x745 passo 51 e sopprimere il canale in prossimità delle barre di uscita

2					
1					
0	04/04/2004	Per emissione	Beschin G.	Schiavo A.	
Revisione	Data	Descrizione	Preparato	Controllato	Approvato

Questo disegno viene consegnato all'espressa condizione che oltre a quanto prevedono le vigenti leggi sui diritti d'autore, non venga, senza nostro consenso, ne riprodotto ne ceduto a terze persone o a ditte concorrenti.

Destinazione disegno	Taglio nucleo	Impacco nucleo	Avvolgimento DT	Avvolgimento NT	Involgimento	Montaggio	Finitura	Collaudo	Ufficio acquisti	Cliente
Data	Compilato		Visto			Disegno n°:	QR040EF0			
31/10/2006						Codice Baan:	5110327			

Nome file: sys\Disegna\Serie\Serie Resina 04\CL17Hz50\0400\Tutti.xls



Ringraziamenti

Giunto al termine di questo lavoro e del mio corso di studi desidero ringraziare tutti coloro che mi hanno aiutato e sostenuto, in particolar modo:

Il Professor Gobbo, perché è stato sempre molto disponibile, in qualsiasi momento capitassi in laboratorio o bussassi al suo ufficio; ma soprattutto per la passione che è riuscito a trasmettermi.

Il mio tutor Fabio Pasut, per il tempo che è riuscito a trovare nonostante i molti impegni e la velocità nelle risposte alle mie molte domande.

I miei genitori che non mi hanno mai fatto mancare nulla, in tutti i sensi; mia sorella Arianna; i nonni, per l'incoraggiamento continuo, e tutti i parenti.

I Professori Alotto, disponibilissimo, Bettini, Bisiacco e Cenedese per l'aiuto e i chiarimenti, matematici e non.

Alberto Finco, Alberto Baretta e tutti i ragazzi della S.T.E., in particolar modo Alessio, Alberto, Marco e Giuseppe per la compagnia durante il tirocinio.

SD&MT TKD team Padova, che ho un po' trascurato durante lo svolgimento della tesi, ma che sa sempre perdonarmi.

Gli amici e i compagni di corso, che mi hanno dato forza in questa avventura.

Il ringraziamento più speciale va a Martina, che mi è sempre vicina e ha saputo sopportarmi durante la scrittura.

[68][29][53][69][77][62][85]

non stampare questa pagina!