

MODELLO ALLE ALTE FREQUENZE DEL TRASFORMATORE DI POTENZA

Distribuzione delle Tensioni Impulsive e Risonanza

di

Luca Montini



Tesi di Laurea in Ingegneria Elettrotecnica
Padova, Novembre 2010

Università degli Studi di Padova



Facoltà di Ingegneria Dipartimento di Ingegneria Elettrica

Via Gradenigo, 6/A
Cap 35131 Padova
Italia - Unione Europea
Tel. +39 049 8277500

Relatore

Prof. ing. Renato Gobbo
Dipartimento di Ingegneria Elettrica

Laureando

Luca Montini

INDICE

PREFAZIONE.....	i
1 INTRODUZIONE	
1.1 INTRODUZIONE.....	1
1.2 SCOPO DELLA TESI.....	3
1.3 TRASFORMATORE DI TEST.....	4
2 MODELLIZZAZIONE	
2.1 I METODI D'ANALISI	7
2.2 PUNTI SALIENTI OSSERVATI DALLO STUDIO DEI VARI METODI D'ANALISI.....	13
2.3 FREQUENZE E NORMATIVA.....	15
2.4 SCELTA DEL MODELLO.....	17
2.5 DESCRIZIONE DEL MODELLO.....	21
2.6 VALIDITA' DEL MODELLO.....	26
3 CALCOLO DEGLI ELEMENTARI COMPONENTI	
3.1 IPOTESI DI CALCOLO.....	27
3.2 CALCOLO DELLE CAPACITA'.....	28
3.2.1 CALCOLO DELLE CAPACITA' SERIE	29
3.2.2 CALCOLO DELLE CAPACITA' DI SHUNT.....	36
3.3 CALCOLO DELLE INDUTTANZE.....	40

3.3.1	CALCOLO DELLA MUTUA INDUTTANZA	41
3.3.2	CALCOLO DELL'AUTOINDUTTANZA.....	51
3.4	CALCOLO DELLE RESISTENZE.....	52
3.4.1	CALCOLO DELLA RESISTENZA SERIE.....	53
3.4.2	CALCOLO DELLA RESISTENZA PARALLELO.....	71
4	ANALISI CIRCUITALE	
4.1	ANALISI DEL CIRCUITO.....	73
4.2	MATRICI CARATTERISTICHE.....	75
4.3	LO STATO DEL SISTEMA.....	80
4.4	RIDUZIONE DELL'EQUAZIONE DI STATO.....	81
4.5	RISONANZA E ANTIRISONANZA.....	83
4.6	CALCOLO DELLA RISPOSTA DEL CIRCUITO.....	84
5	MISURE E RISULTATI	
5.1	INTRODUZIONE.....	87
5.2	STRUMENTI UTILIZZATI.....	88
5.3	MISURE E RISULTATI.....	91
5.4	OSSERVAZIONI.....	128
6	CONCLUSIONI	
6.1	CONCLUSIONI.....	129
6.2	OSSERVAZIONI.....	132

6.3	PROPOSTE.....	134
-----	---------------	-----

APPENDICE

APPENDICE A	LYLE' S METHOD.....	135
APPENDICE B	RICHIAMI MATEMATICI.....	137
APPENDICE B.1	INTEGRALI ELLITTICI.....	137
APPENDICE B.2	I DIFFERENZIALI DI BESSEL.....	140
APPENDICE B.3	LA TRASFORMATA DI LAPLACE.....	145
APPENDICE C	DATI DI PROGETTO.....	147
APPENDICE D	CODICE MATLAB.....	155
APPENDICE E	DATA SHEET.....	174

BIBLIOGRAFIA.....	I
-------------------	---

*Questo lavoro è dedicato
ai miei genitori,
che hanno pazientemente
tollerato i miei stati d'animo
e
senza i quali
non sarei riuscito nell'impresa.*

PREFAZIONE

Nella seguente tesi si proporrà un metodo d'analisi per studiare il comportamento degli avvolgimenti dei trasformatori di potenza, quando vengono sottoposti alle alte frequenze prodotte da anomale sovratensioni transitorie.

Nel primo capitolo c'è l'introduzione a questo lavoro. Nel secondo capitolo, dopo aver reperito e analizzato tutte le informazioni che la letteratura poteva offrire, vengono mostrate le decisioni prese per affrontare la modellizzazione. Nel terzo capitolo, si sviluppa tutta la teoria a supporto dei calcoli necessari per trovare i valori dei parametri elementari proposti nel capitolo due. Nel quarto capitolo, si espone la teoria per effettuare tutti i calcoli della rete equivalente mostrata dal modello proposto. Nel quinto capitolo, si confrontano i dati misurati con i valori ottenuti dai calcoli. Nel sesto capitolo, vengono espresse alcune conclusioni. In appendice sono riportati alcuni richiami teorici di supporto alla tesi.

Voglio ringraziare il mio supervisore, prof. Renato Gobbo, per la disponibilità e i preziosi suggerimenti, il prof. Corrado Zanella ordinario di Geometria presso la Facoltà di Ingegneria dell'Università di Padova per aver prontamente risolto alcuni dubbi matematici. Ringrazio anche la ditta MF Trasformatori per aver creato e messo a disposizione una macchina di test oltre che le specifiche di progetto. Un ringraziamento va anche al prof. Ramizi Mohamed dell'Università di Southampton per aver gentilmente permesso di visionare la documentazione richiestagli.

*Capitolo 1***INTRODUZIONE****1.1 INTRODUZIONE**

I trasformatori di potenza sono tra le più grandi e più costose apparecchiature presenti in una rete elettrica di distribuzione. L'avviamento, l'esercizio e la manutenzione di tali macchine sono la chiave del successo nella continuità di funzionamento di tali reti. La robustezza fisica e funzionale di queste macchine è ormai assodata [1, 2], in normali condizioni di funzionamento riescono a lavorare per tempi molto lunghi, circa 50÷70 anni [1], e in media, la loro demolizione è dovuta sostanzialmente ad esigenze di riqualificazione della rete (ad esempio ampliamenti delle tensioni, svalutazione affidabilità a causa dell'età, ecc.).

Tuttavia capita sovente che la rete sia sottoposta ad anomalie funzionali impreviste (ad esempio fulminazioni, corti dovuti ad alberi che abbattano i conduttori, switch di interruttori, risonanze, ecc.).

In tali condizioni, la robustezza di queste macchine viene minata drasticamente e i tempi di funzionamento nominali decadono esponenzialmente, producendo a volte, anche dei faults imprevisti [2, 4].

Defective component	Fault Distribution in % of components involved				
	CIGRE ^a Survey[6]	CEA ^b Survey[8]	Doble clients[9]	ZTZ- Service clients[9]	South Africa[10]
Bushings/ accessories	29	29	35	45	14
Tap-changer	15	39	16	9	24
Major insulation	12	16	9	17	30
Winding ageing	31		16	12	17
Winding distortion			12	10	
Core	2	10	7	7	15
Leads	11	6	5	-	-

a. Forced and scheduled outages with on-line tap-changer (figure 12 in [6])

b. Failures due to cooling- and auxiliary equipment are excluded for comparison

fig. 1.1 Statistiche dei Faults sui Trasformatori

In un sondaggio internazionale fatto dal CIGRE [4] (Conseil International des Grands Reseaux Electriques, International Council of Large Electric Systems) e dal CEA [29] (Canadian Electric Association) sui trasformatori di potenza viene mostrato che si hanno dal 1% al 2% di faults macchina all'anno e che tali faults, fig. 1.1, sono dovuti quasi interamente a danni che accorrono negli avvolgimenti elettrici della stessa.

Queste percentuali di guasto, anche se sono molto basse, a livelli pratico/economici, si manifestano con costi (per disservizi e chiusure guasti) che dovranno essere sostenuti sia da parte del gestore della rete, che da parte del fornitore della macchina; in oltre, da un punto di vista sociale, un fermo macchina non programmato può causare dei gravissimi problemi che possono diventare anche catastrofici. E' così cresciuta l'attenzione sul monitoraggio delle condizioni dei trasformatori per eliminare e/o minimizzare tutte le possibili cause che possono creare tali faults.

La comunità scientifica si è così mossa per dare delle risposte alla risoluzione di tali problemi. Sono state così sviluppate svariate tecniche d'analisi, più o meno valide, alcune delle quali però, a causa delle loro ipotesi di studio, hanno diviso e stanno dividendo tuttora, la stessa comunità. Questo fatto ha creato una confusione sia sui metodi d'approccio sia sull'esistenza, dei problemi che i fenomeni ad alta frequenza possono causare agli avvolgimenti dei trasformatori. In oltre, ad eccezione fatta per alcune delle tecniche più obsolete [7, 14, 21, 24], nessuna delle procedure presenta un'analisi completa e dettagliata della soluzione che la riguarda, poiché le informazioni sono frammentate, spesso per finalità di lucro, e sovente sono focalizzate solo su specifici punti di interesse.

1.2 SCOPO DELLA TESI

In questa tesi si cerca di dare una soluzione affidabile, versatile, rigorosa e pratica, per lo studio del comportamento degli avvolgimenti dei trasformatori di potenza, quando sono sottoposti alle alte frequenze prodotte da anomale sovratensioni transitorie. Lo scopo sarà quello di produrre un modello matematico che sia applicabile per l'analisi dei predetti fenomeni su trasformatori reali, in modo tale da prevedere e/o limitare i possibili faults che potrebbero avvenire sugli avvolgimenti.

L'analisi potrà essere utilizzata per indagare:

- sull'influenza dei transitori ad alta frequenza nell'avvolgimento
- sulla distribuzione della tensione interna dell'avvolgimento
- nella determinazione dei punti di risonanza interna e/o esterna dell'avvolgimento

La tesi si svolgerà in due step, inizialmente si procederà mostrando la teoria in modo chiaro e rigoroso, proponendo un modello matematico per affrontare l'analisi del problema, infine si confronteranno i risultati teorici con i dati misurati in laboratorio per confutare la validità dello stesso.

Questo studio si è reso necessario quando è nata l'esigenza di spiegare e/o capire i motivi di alcuni guasti classificati come “inspiegabili” che accorrevano sugli avvolgimenti dei trasformatori di potenza, di una nota ditta del settore. La stessa ditta effettuò un'analisi che però non andò a buon fine a causa della scarsità del modello di studio utilizzato [71]. Tale fallimento non le ha permesso così di offrire una soluzione del problema, certa e standardizzabile a livello di progettazione. Con questo studio si cercherà di soddisfare anche tale esigenza.

1.3 TRASFORMATORE DI TEST

Il trasformatore di test usato in questa tesi è un trasformatore trifase di potenza in resina epossidica, creato appositamente dalla MF Trasformatori nel 2008. Tale trasformatore differisce da quelli normalmente commercializzati dalla predetta ditta, solamente per la particolarità di avere svariate uscite su ogni fase dell'avvolgimento di alta, come mostrato in fig. 1.6. La presenza di tutte quelle prese è stata pensata per agevolare le misure di laboratorio.

Le caratteristiche principali del trasformatore sono: potenza nominale di 500 kVA, tensione primaria di 15 kV, tensione secondaria di 400 V, gruppo Dy11, Vcc% del 6%, rapporto spire di 1568/23. In Appendice C sono riportati tutti i dati di progetto.

Di seguito sono riportate alcune immagini della macchina.

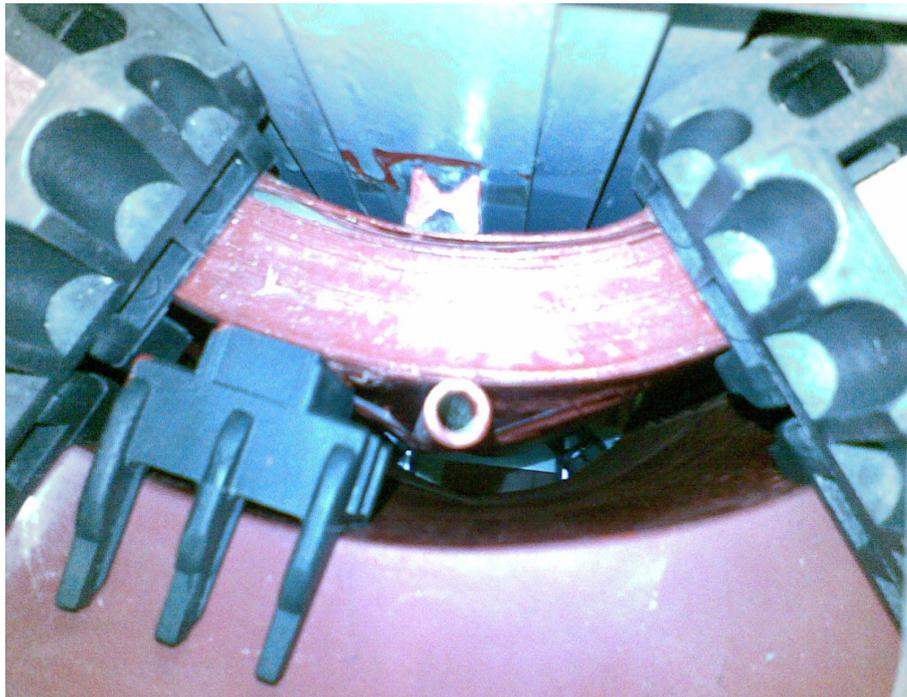


fig. 1.2 Vista dall'alto degli Avvolgimenti di una Fase del Trasformatore.
Stecche, cilindri isolanti e distanziatori messi in evidenza.

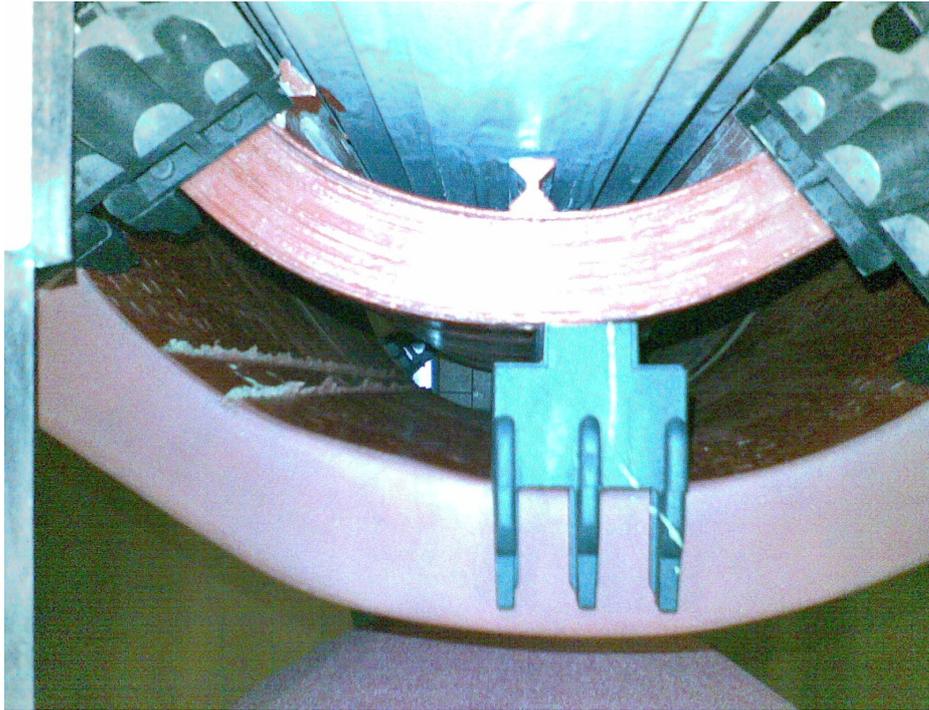


fig. 1.3 Vista dall'alto degli Avvolgimenti di una Fase del Trasformatore.



fig. 1.4 Vista dall'alto di un particolare dell' avvolgimento BT



fig. 1.5 Vista posteriore del Trasformatore durante l'assemblaggio



fig. 1.6 Vista laterale del Trasformatore

*Capitolo 2***MODELLIZZAZIONE****2.1 I METODI D'ANALISI**

La risposta sul comportamento di un avvolgimento sottoposto ad un impulso transitorio è oggetto di studio da più di novanta anni [49].

Inizialmente il problema fu affrontato con due differenti teorie: “Standing Waves Theory” e “Traveling Waves Theory” [1], le quali aiutarono a comprendere e a visualizzare i fenomeni predetti. Queste teorie però presentavano lo svantaggio di essere applicabili solo ad avvolgimenti uniformi e ciò le rese non adatte per un'analisi reale. La Rete a Parametri Concentrati e la Discretizzazione dell'Avvolgimento, da esse proposte [2], rimasero tuttavia una delle basi più importanti per lo sviluppo di quasi tutte le tecniche successive.

Con l'avvento del calcolatore divenne possibile risolvere numericamente alcune equazioni integro-differenziali, così si poté effettuare un'analisi sempre più precisa sul reale comportamento degli avvolgimenti. Si svilupparono così nuove teorie nelle quali vennero considerati tutti quegli aspetti, (tipo influenza del nucleo magnetico, presenza dei muti accoppiamenti, perdite parassite, ecc) che fino ad ora furono trascurati a causa dell'enorme complessità che gli stessi introducevano, nello studio di una soluzione analitica adeguata.

Ad oggi, tutte le teorie trovate in letteratura si possono essenzialmente classificare, in base alle loro ipotesi d'analisi, nel seguente modo [3, 89]:

a) Metodi basati sulle Auto/Mutue Induttanze (PEEC Model):

Il primo tentativo di analisi seguendo questo approccio è stato presentato nel 1915 da Weed [7]. Rabins [13] fu il primo a proporre un'analisi computerizzata di questa tecnica utilizzando una permeabilità infinita.

Il modello fu studiato poi da molti altri, come Fergestad [9] e Henriben [8] che introdussero dei calcoli empirici per considerare gli effetti delle induttanze.

Di recente è stato migliorato dal team di Wilcox [11, 55], il quale con la sua Analisi Modale [58÷60] ha considerato gli effetti della

non-linearità del nucleo e gli ha reso la fama di essere uno dei metodi più vantaggiosi e precisi per i calcoli delle induttanze alle medie/alte frequenze. Questa tecnica è la più usata per analisi nel dominio delle frequenze. Alle basse frequenze questa tecnica può presentare degli errori dovuti alla vicinanza dei valori tra auto e mutue induttanze. Un modo per evitare tali errori è usare il metodo b).

b) Metodi basati sulla Induttanza Dispersa (Leakage Inductance Model o LI Model):

Questo approccio è stato avviato da Blume [14] e migliorato da McWirther [15] e dal team Shipley [16].

Il team Brandwajn [17] ha presentato un modello generalizzato di un avvolgimento trifase. Il team di Dugan [119] usa alcune delle caratteristiche di questa tecnica per modellare le sezioni dell'avvolgimento. Questi metodi sono spesso utilizzati alle basse frequenze per rappresentare le induttanze di dispersione dell'avvolgimento (dati di targa di corto circuito del trasformatore), in quei casi però, vengono solitamente trascurati gli effetti del nucleo magnetico. In fig 2.1 viene mostrato un modello derivato da questi metodi e proposto dal team di Semlyen [66]:

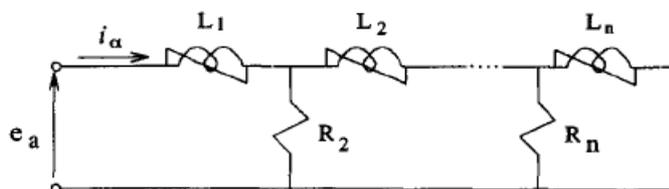


fig. 2.1 Circuiti equivalente di un avvolgimento derivato da Leakage Inductance Model

c) Metodi basati sul Principio della Linea di Trasmissione (MTL Model):

Il metodo è stato proposto nel 1915 da Wagner [21, 42, 43] con la limitazione che poteva essere applicato solo ad avvolgimenti omogenei. Wagner trattava l'avvolgimento come una singola linea di trasmissione (STL Model). Fu migliorato poi da Khayat [22], Cornick [117] e Popov [23] che fecero fronte a questa limitazione, proponendo la modellazione dell'avvolgimento

come un insieme di elementari linee di trasmissione. Questi metodi sono adatti per le medie e alte frequenze.

d) Metodi basati sul Principio della Dualità (Duality Model):

Tali metodi si basano sullo studio dell'influenza che il nucleo magnetico del trasformatore esercita sull'avvolgimento, alle basse/medie frequenze. Questo approccio è stato introdotto da Cherry [18], il quale accoppia, al circuito equivalente del trasformatore, il circuito duale delle riluttanze del nucleo. L'avvolgimento è figurato come una sorgente f.m.m., Le dispersioni sono raffigurate come riluttanze lineari e il nucleo magnetico è raffigurato come una riluttanza saturabile.

I modelli basati su queste tecniche hanno l'inconveniente di non rappresentare correttamente le induttanze di dispersione.

I teams di Edelmann [19, 56] e di Krähenbühl [20, 57] hanno corretto questa inesattezza considerando che il campo magnetico sia assiale. Arturi [45] usa questo approccio per spiegare modelli ad altissima saturazione del nucleo.

In fig 2.2 viene mostrato un circuito derivato da questi metodi proposto dal team di Gomez [46].

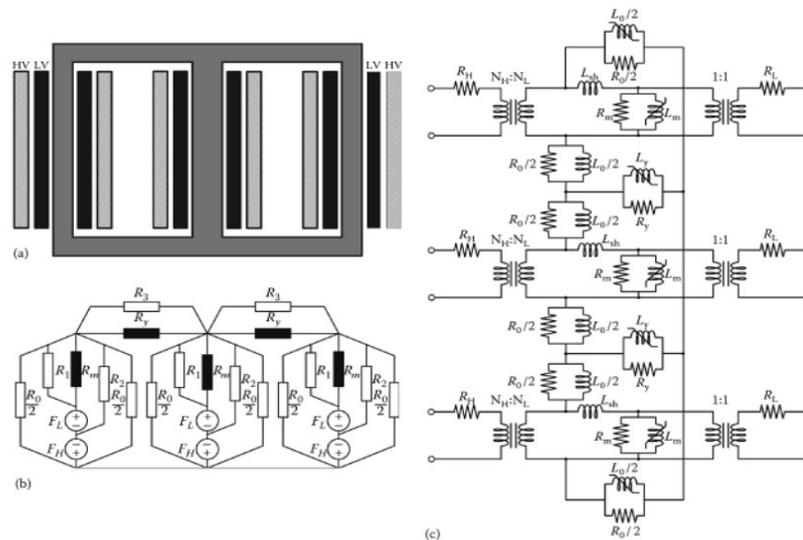


fig. 2.2 Circuiti equivalenti di un avvolgimento trifase, derivati dal Duality Model:

a) Trasformatore; b) Circuito magnetico; c) Circuito elettrico

e) Metodi basati sulle Misurazioni ai Morsetti (Black-Box Model):

Questo approccio è stato usato da Degeneff [24] e successivamente migliorato da Gustavsen-Semlyen [24] e Liu [27]. Questi metodi danno dei modelli ottenibili solo da misurazioni [25, 26]. Sono inadatti per studiare le deformazioni meccaniche a cui sono soggetti gli avvolgimenti durante i transitori. Un altro svantaggio è che la prestazione di tali modelli può essere garantita solo per le macchine testate. Sono solitamente utilizzati in alta frequenza in combinata con altri metodi:

- Analisi Modale di Wilcox [58÷60] e di Glaninger [61, 62]
- Metodo dei Poli e degli Zeri di Soysal [63]
- Vector Fitting di Gustavsen [64, 65]
- Modellizzazione di De Leon [66, 106, 107]

f) Metodi basati sull'Analisi Elettromagnetica (EMTP):

Questi approcci sono stati proposti molto recentemente da Lian, Ruopin, Pizhang [31] e da Moreau, Guillot [32]. Tali metodi non sono propriamente dei modelli di calcolo ma sono dei software che servono per stabilire i parametri che si ritrovano nei predetti sistemi d'analisi. La tecnica degli Elementi Finiti (FEM) è la tecnica più accettata per la soluzione dei problemi di campo [67], ma non è l'unica attuabile, si veda ad esempio lo studio di Tonti [68] o la tecnica BEM [33].

Lo svantaggio di questi metodi risiede nell'elevata capacità computazionale richiesta per il loro utilizzo di cui un esempio è riportato fig. 2.3; per una simulazione 3D con una frequenza a 1 kHz servono circa 4÷6 ore di elaborazione con una CPU x86 a 32 bit a 3,5 GHz di clock [33], e per tal motivo non sono praticamente applicabili per uno studio transitori.

Tali metodi, richiedono dei computer e dei software, che per ora, visto il loro elevato costo, sono abbordabili solo da chi nel settore lavora e/o investe in R&S. Tuttavia, osservando il veloce sviluppo hardware e software, questi tool saranno a breve alla portata di tutti e sicuramente saranno i metodi di studio/diagnosi del prossimo futuro.

Unix/Windows	Program Version	RAM (GB)	Clock (GHz)	Time (hrs)
32 bit	32 bit	1.024	3.207	6.033
64 bit	32 bit	3.199	3.211	5.483
32 bit	32 bit	4.096	3.790	4.367
64 bit	32 bit	24.574	2.660	3.550
64 bit	64 bit	3.199	3.211	2.367
64 bit	64 bit	24.574	2.660	0.792

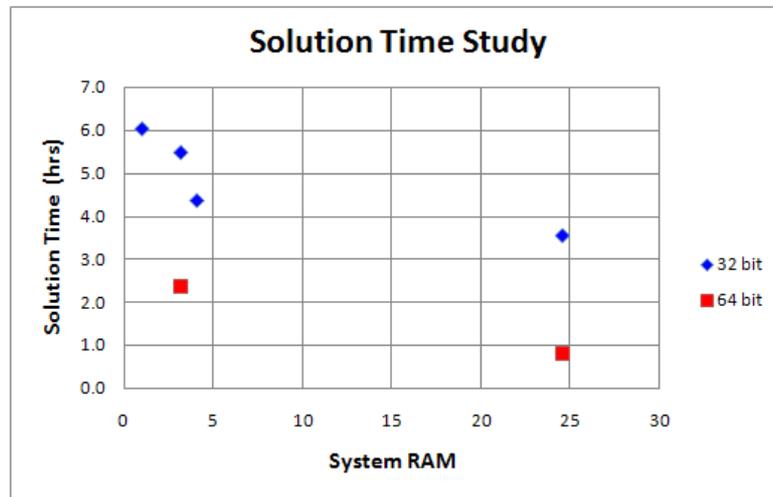


fig. 2.3 Tempi di lavoro necessari per elaborazioni FEM

g) Metodi basati sull'analisi Vibro-Acustica:

Questi metodi sono stati proposti circa cinque anni fa da Sokolov [50] e studiati successivamente da Weiser [51], Bartoletti [52] e Klerk [53]. Servono per monitorare lo stato degli isolanti degli avvolgimenti e l'influenza che il nucleo magnetico ha su di essi. Si basano sull'uso di tecniche acustiche ad ultrasuoni, per la rivelazione degli stress a cui gli avvolgimenti sono sottoposti durante qualsiasi tipo di funzionamento (transitorio e non).

h) Metodi Combinati:

Questo approccio è una combinazione dei metodi predetti. Svariate pubblicazioni sono state fatte a riguardo. Semlyen e De Leon sfruttano una combinazione tra i metodi PEEC, dell'Induttanza Dispersa e del Principio di Dualità [66, 69, 106, 107]. Gharehpetian unisce il metodo PEEC con quello Black-Box [70].

Al fine di determinare il metodo più adatto per lo svolgimento di questo lavoro è stato perciò necessario analizzare le varie tecniche di calcolo pocanzi esposte.

2.2 PUNTI SALIENTI OSSERVATI DALLO STUDIO DEI VARI METODI D'ANALISI

Dall'analisi delle tecniche esposte nel paragrafo precedente, si è osservato che:

- L'uso dei metodi dipende dallo spettro di frequenza di propagazione del transitorio che si deve analizzare e dall'influenza che il nucleo ha sullo stesso. La modellazione del trasformatore è fatta sostanzialmente seguendo due percorsi diversi a seconda dell'applicazione. Nella gamma di frequenza dei transienti lenti (da 50 Hz a 3 kHz), i modelli sono stati sviluppati nel dominio del tempo, al fine di gestire gli effetti non lineari del nucleo, come ad esempio l'isteresi e la saturazione magnetica. Mentre, nella gamma della media/alta frequenza (transienti veloci maggiori di 3 kHz) i modelli sono di solito sviluppati nel dominio della frequenza, poichè l'elevato grado di conformità ottenuto dalle prove d'impulso [88] fa presupporre che i trasformatori si comportino linearmente alle frequenze più elevate.
- L'influenza del nucleo alle alte frequenze è tradizionalmente trascurata [1, 2, 3, 78÷85] e anche se esistono delle ricerche di Wilcox [11, 55, 87] e di Fergestad/Henriksen [86] che ne considerano l'effetto, nessun accordo è stato convenuto sul fatto di considerare o meno la non-linearità del nucleo.
- In nessuna delle ricerche viene proposto un punto di frequenza, che sia decisivo per capire quando l'influenza del nucleo si possa trascurare. Tuttavia, in molte delle pubblicazioni che ne trascurano l'effetto, ricorre spesso il valore di 10 kHz come punto di transizione oltre il quale si può ipotizzare la linearità [82÷85].
- In molte delle pubblicazioni, il calcolo dell'induttanza (auto e mutua, tra spire e/o tra avvolgimenti) sembra essere considerato la parte più complessa per ottenere un'ottima modellizzazione del trasformatore [8, 9, 14÷20, 22÷27] mentre in altre è addirittura trascurata [1÷3, 7, 13, 21, 42, 43]. Quando non si trascura, la si considera sovente lineare e tempo-invariante, solo in alcuni casi viene considerata non-lineare e tempo-variante [11, 69].

- In tutte le pubblicazioni che trattano la media/alta frequenza, le capacità (serie e parallelo tra conduttori: vicini e/o interstrato e/o verso massa) sono considerate la parte più importate per una corretta modellizzazione del trasformatore. Sono per lo più calcolate utilizzando i tradizionali metodi dell'elettrostatica ma non mancano soluzioni che utilizzino i moderni software FEM/BEM. In entrambi i casi, le caratteristiche del materiale e la geometria sono ritenute vincolanti per una loro corretta valutazione. Vari contributi per il calcolo di questi parametri sono stati fatti [90÷103] e anche se in alcuni casi [101÷103] la capacità viene considerata non-lineare e tempo-variante per la totalità delle ricerche, viene considerata lineare e tempo-invariante.
- Nella totalità delle pubblicazioni, le permittività dielettriche dei materiali costituenti il trasformatore, si considerano costanti e indipendenti dalla frequenza (oltre che dalla temperatura, dall'umidità, ecc) e le perdite dielettriche vengono generalmente trascurate (perdite dielettriche interne tra capacità serie e/o parallelo, dovute alla conducibilità e ai diversi meccanismi di polarizzazione). Queste assunzioni si fanno perchè si hanno limitate conoscenze sulle caratteristiche ad alta frequenza dei materiali isolanti e perchè si presuppone che a tali frequenze, siano altri i parametri che influenzino il comportamento del trasformatore. Buckow [41], Feser [6, 39, 40], Garehpetian [82] e Rahimpour [89] sono gli unici ricercatori, trovati in letteratura, che abbiano incluso le perdite dielettriche dell'avvolgimento nella modellizzazione del trasformatore, considerandole dipendenti dalla frequenza. Le loro ricerche sono effettuate su trasformatori reali e i loro risultati mettono fortemente in discussione quanto tradizionalmente viene accettato.
- Le perdite dovute alle Correnti Parassite (Eddy Current) sono ritenute importantissime alle basse/medie frequenze [104, 105] mentre nei modelli ad alta frequenza, le pubblicazioni si dividono nettamente a metà, sul fatto che siano o non siano da considerare. Solitamente però, i modelli che non le trascurano sono i più performanti [1, 2, 3, 12, 38, 46, 106÷113]. Il calcolo di queste perdite è generalmente considerato complesso poiché sono dipendenti dalla frequenza. Quando le Eddy Current non vengono trascurate, si usa calcolare anche le Perdite DC e gli Skin Effect. Le Perdite dovute all'Isteresi Magnetica, anch'esse ritenute importantissime alle basse/medie frequenze [1, 2, 3, 46], alle alte frequenze vengono trascurate, per la totalità delle pubblicazioni.

2.3 FREQUENZE E NORMATIVA

Fino ad ora si sono usati i sostantivi “transitori a bassa e/o media e/o alta frequenza” senza mai dare dei parametri distintivi per capire quando si è in una delle predette situazioni. Ora, poiché i metodi precedentemente esposti sono diversamente datati e sono stati approvati da vari e diversi enti normatori (IEEE, GIGRE, IEC, CEA, ecc.) e poiché la normativa è in continua evoluzione, è bene chiarire questo punto.

Nelle raccomandazioni Std. 1159-1995 proposte dall' IEEE vengono riportate le caratteristiche tipiche dei fenomeni elettromagnetici nei sistemi elettrici:

(IEEE Std 1159 – 1995)

Categoria	Spettro	Durata	Ampiezza
Transitori			
<i>Impulsivi</i>			
Nanosecondo	5 ns (tempo di salita)	< 50 ns	
Microsecondo	1µs (tempo di salita)	50 ns-1 ms	
Millisecondo	0.1ms (tempo di salita)	> 1ms	
<i>Oscillatori</i>			
Bassa frequenza	< 5 kHz	0.3 – 50 ms	0 – 4 p.u.
Media Frequenza	5-500 kHz	20 µs	0 – 8 p.u.
Alta frequenza	0.5-5 MHz	5 µs	0 – 4 p.u.
Variazioni di breve durata			
<i>Istantanee</i>			
Sag		0.5 – 30 periodi	0.1 – 0.9 p.u.
Swell		0.5 – 30 periodi	1.1 – 1.8 p.u.
<i>Momentanee</i>			
Interruzioni		0.5 periodi – 3 s	< 0.1 p.u.
Sag		30 periodi – 3 s	0.1 – 0.9 p.u.
Swell		30 periodi – 3 s	1.1 – 1.4 p.u.
<i>Temporanee</i>			
Interruzioni		3 s – 1 min	< 0.1 p.u.
Sag		3 s – 1 min	0.1 – 0.9 p.u.
Swell		3 s – 1 min	1.1 – 1.2 p.u.
Variazioni di lunga durata			
Interruzioni prolungate		> 1min	0.0 p.u.
Sottotensioni		> 1min	0.8 – 0.9 p.u.
Sovratensioni		> 1min	1.1 – 1.2 p.u.
Dissimmetrie		permanente	0.5 – 2%
Distorsioni			
DC Offset			0 – 0.1 %
Armoniche	0-100 kHz	permanente	0 – 20 %
Interarmoniche	0-5 kHz	permanente	0 – 2 %
Notching		permanente	
Noise	Larga banda	permanente	0 – 1 %
Fluttuazione delle tensione	< 25 Hz	intermittente	0.1 – 7 %
Variazioni della frequenza		< 10 s	

fig. 2.4 Estratto delle Raccomandazioni IEEE

Nelle direttive del 2004 dal Comitato 77 della IEC TR 60071-4 vengono riportate le seguenti definizioni, [47]. In breve:

- Si definiscono transitori, tutti quei fenomeni dovuti a improvvise variazioni di tipo omopolare o bipolare, a frequenze diverse da quella di esercizio del sistema, delle tensioni e/o correnti.

- La frequenza è suddivisa nei seguenti gruppi:
 - Bassa Frequenza, da 0,1 Hz a 3 kHz
 - Transitori lenti a media frequenza, da 50 Hz a 20 kHz
 - Transitori veloci ad alta frequenza, da 20 kHz a 3 MHz
 - Transitori molto veloci ad alta frequenza da 3 MHz a 50 MHz

Ora, poiché la quasi totalità delle pubblicazioni è stata fatta sotto licenza IEEE, anche in questa tesi si farà riferimento a tale normativa, di cui un estratto è stato presentato nella pagina precedente.

2.4 SCELTA DEL MODELLO

Per eseguire un corretto studio transitorio sul trasformatore di potenza è essenziale scegliere il modello più adatto per l'analisi. Come si può facilmente capire però, davanti ad una miriade di soluzioni diventa difficile operare la scelta migliore. In oltre, una frammentazione delle informazioni che non permetta la totale visibilità della letteratura, un budget insufficiente, la possibilità d'avere una macchina di test con tutti i dati di progetto noti, sono solo alcune delle altre causali che indubbiamente vanno a complicare ulteriormente la decisione finale.

Sostanzialmente si dovrebbe scegliere in base alle applicazioni per le quali le predette teorie sono state sviluppate. Ma a parità di applicazioni possono esistere svariati metodi d'approccio e a parità di metodo, svariati tipi di applicazione (si veda ad esempio [72÷77]).

Dall'analisi delle predette tecniche si è giunti alle seguenti conclusioni:

- Le tecniche di Vibro-Acustica, dopo una attenta ricerca, sono state scartate perchè non si trovavano informazioni dettagliate per poter renderle operative.
- Le tecniche EMTP sarebbero state molto utili per calcolare in modo raffinato i parametri caratteristici dell'avvolgimento e/o da combinare assieme ad altri metodi, tuttavia l'elevato costo dei software attualmente in commercio (costo base da 800÷3000 €), le limitazioni imposte sulle versioni student e la necessità di avere un adeguato dispositivo hardware per operare, ne hanno reso impraticabile l'utilizzo. (Esistono dei tool opensource di analisi FEM ma non sono ancora adatti ad applicazioni reali, a causa delle limitazioni funzionali insite in essi).
- Il Black-Box Model, nonostante l'ottimo riscontro tra misure e calcoli [24÷26], è stata scartata per la sua peculiarità, che lo rende inadatto ad una standardizzazione industriale.
- Gli altri metodi, Leakage Inductance Model e Duality Model, nonostante presentino una buona coerenza tra calcoli e misure, sono stati scartati perchè non adatti ad un'analisi ad alta frequenza.

Si è perciò scelto di utilizzare un “Metodo Combinato” costituito dall'unione del MTL Model con PEEC Model. La validità di questa scelta sarà poi verificata da accurati test di laboratorio.

Il **MTL Model** si basa sulla teoria di rappresentare l'avvolgimento come una linea elettrica costituita da m -conduttori [1, 2, 21÷23], fig. 2.5. Ogni m -conduttore rappresenta una sezione dell'avvolgimento (bobina o disco) con un elemento discretizzato, detto Parametro Concentrato fig. 2.6, in cui la fine di ogni conduttore è topologicamente collegata con l'inizio del conduttore successivo, formando una connessione finale a ziz-zag [21÷23]. In questa teoria, non viene considerato l'effetto della mutua induttanza tra gli elementari componenti e tutti i meccanismi di perdita (correnti parassite, perdite DC, ecc.) sono trascurati.

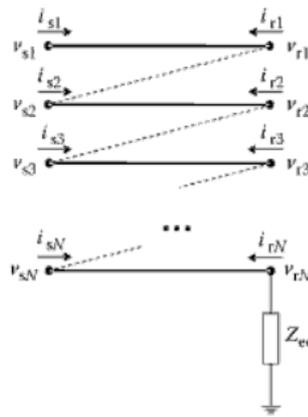


fig. 2.5 Modello MTL dell'Avvolgimento di un Trasformatore

Sicché nel Parametro Concentrato appaiono solo gli elementi L , C_s e C_e che identificano rispettivamente l'autoinduttanza dell'elemento di avvolgimento, la capacità serie tra gli elementi dell'avvolgimento (tra spira e spira o disco e disco, ecc) e la capacità parallelo tra massa (nucleo, cassone esterno, ecc) e gli elementi dell'avvolgimento.

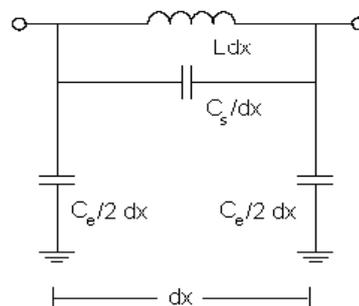


fig. 2.6 Elemento Discretizzato di una Sezione (spira, bobina a disco, ecc.) dell'Avvolgimento

La linea di trasmissione finale con la quale sarà rappresentato l'avvolgimento, ci porta ad avere un circuito del seguente tipo, fig. 2.7:

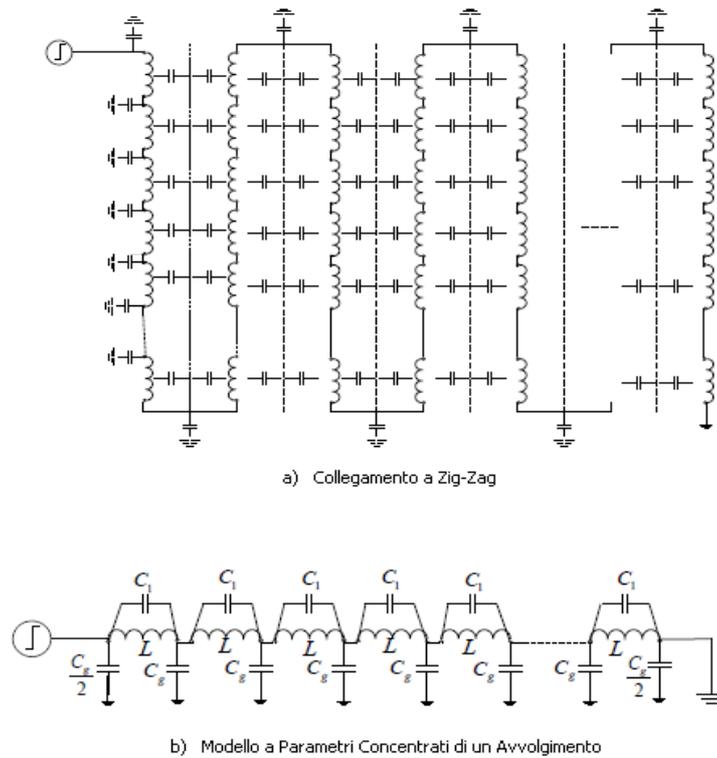


fig. 2.7 Modello MTL di un Avvolgimento

Il **PEEC Model** si basa sulla teoria di rappresentare l'avvolgimento come un circuito di un sistema modale, ossia usa la tecnica descritta dalla disciplina dei Controlli Automatici [35], per rappresentarne le caratteristiche e gli effetti del nucleo, fig. 2.8. Il modello circuitale usato da questa tecnica è ottenuto dal circuito proposto da MTL Model ma diversamente da questo, ne considera anche gli effetti dei mutui accoppiamenti.

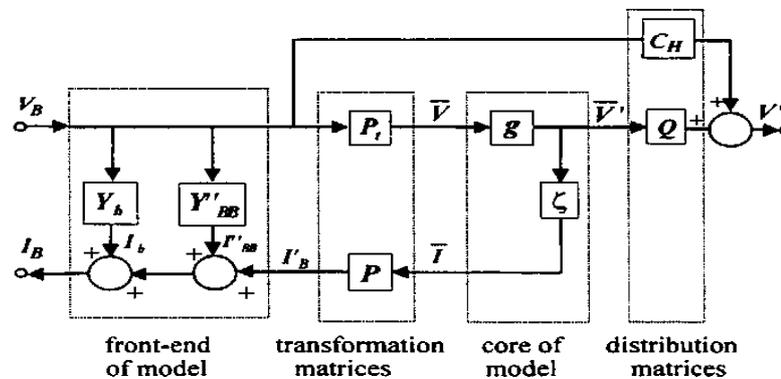


fig. 2.8 Modello PEEC di un Avvolgimento di un Trasformatore

Delle tecniche scelte ci sono svariate pubblicazioni, fra tutte, quelle del team di Feser [6, 39, 40] mostrano il più alto grado di precisione tra i calcoli e le misure, l'analisi però è sviluppata su un avvolgimento senza nucleo magnetico; quelle del team di Fergestad [8, 9, 86, 88] ne mostrano uno studio nel dominio del tempo, ma necessitano di empiriche correzioni, sia per il calcolo dell'induttanza che per il calcolo delle perdite e non danno una visione completa dello spettro di frequenza del trasformatore rappresentato; quelle del team di Wilcox [11, 55, 58÷60, 87] mostrano un elevato grado di precisione sul calcolo dell'induttanza con nucleo ferromagnetico, ma necessitano di misurazioni specifiche su ciascun nucleo al fine di stabilire i diversi parametri necessari per il calcolo, in oltre, le formule sono numericamente di difficile applicazione [58÷60]. Accurate equazioni per il calcolo dell'induttanza sono altresì segnalate da Mombello [114, 115] e Grover [2, 46, 125, 126, 128, 135]. Sulla base di queste pubblicazioni inizieremo la costruzione del nostro modello.

2.5 DESCRIZIONE DEL MODELLO

Il modello di studio sulla quale si fonda questo lavoro è ottenuto dall'unione del MTL Model con PEEC Model. L'idea è di sfruttare la discretizzazione dell'avvolgimento del trasformatore proposta dal Multiconductor Transmission Line (MTL), in combinata con alcune delle tecniche di calcolo peculiari del Partial Element Equivalent Circuits (PEEC).

I **vantaggi** di tale scelta si possono sintetizzare così:

- Robustezza e validità dei modelli di partenza [8,9, 11, 21÷23, 55]
- Possibilità di utilizzare metodi di calcolo ben conosciuti [116]
- Possibilità di automatizzare i calcoli, usando software matematici quali GNU-Octave o Matlab [28].
- Possibilità di studiare la rete equivalente usando software di simulazione circuitale come Spice/Pspice [30].
- Alta accuratezza dei risultati ottenuti, comparati con i dati misurati [6, 8, 9, 11, 39, 40, 55, 86, 88]
- Possibilità di eventuale implementazione informatica con software tipo EMTP [33]
- Intuitiva comprensione d'applicazione e di sviluppo

L'**Elemento a Parametri Concentrati**, detto anche **Modello-II**, che qui si userà per costruire il circuito equivalente per l'alta frequenza dell'avvolgimento, è rappresentato in figura 2.9.

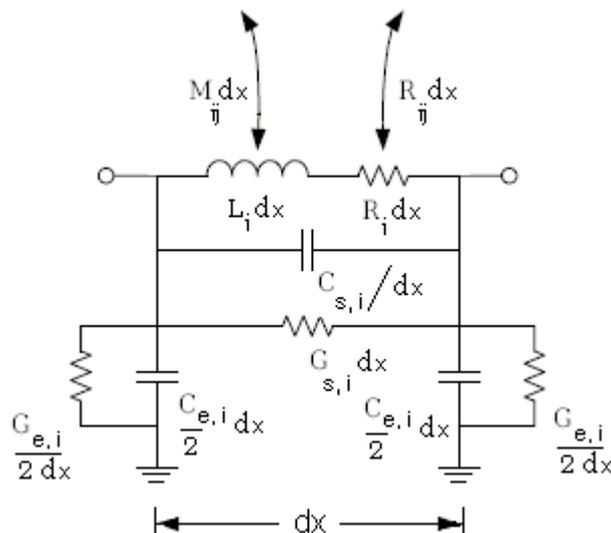


fig. 2.9 Parametro Concentrato di un Elemento Conduttore dell'Avvolgimento

Gli elementari componenti che in esso appaiono, identificano:

- R_i = resistenza equivalente alle perdite DC e alle perdite per correnti parassite negli elementari conduttori
- R_{ij} = mutua resistenza equivalente alle perdite per effetti di prossimità tra gli elementari conduttori
- $G_{s,i}$ = conduttanza equivalente alle perdite nel dielettrico dell'elementare capacità $C_{s,i}$
- $C_{s,i}$ = capacità tra elementari conduttori vicini
- $G_{e,i}$ = conduttanza equivalente alle perdite nel dielettrico dell'elementare capacità $C_{e,i}$
- $C_{e,i}$ = capacità tra elementari conduttori e massa
- L_i = autoinduttanza di un elementare conduttore
- M_{ij} = mutua induttanza tra elementari conduttori vicini
- dx = lunghezza dell'elementare conduttore

Il motivo della presenza degli elementari componenti addizionali, G-R-M, nello schema di fig. 2.9, rispetto a quanto proposto dai modelli presenti nelle teorie di appoggio, è dovuta alle osservazioni riportate nel paragrafo 2.2; è stato deciso di considerare tutto il meccanismo di perdita [1, 2, 6, 12, 38÷41, 82, 106÷113] e tutto il meccanismo di accoppiamento induttivo [8, 9, 14÷20, 22÷27], perchè si desidera ottenere un modello che sia il più raffinato possibile nel descrivere gli effetti che hanno le sovratensioni transitorie, sulla distribuzione interna della tensione nell'avvolgimento e sulle eventuali situazioni di risonanza. La scelta di quale sezione dell'avvolgimento dovrà essere rappresentata dall'elemento discretizzato, è un altro punto fondamentale, per ottenere un alto grado di precisione dalla modellizzazione. Maggiori saranno le parti in cui si suddividerà l'avvolgimento e maggiore sarà la precisione del risultato finale; tuttavia questa peculiarità si rifletterà negativamente, sulla difficoltà computazionale richiesta per eseguire i calcoli. Solitamente, nelle tecniche d'appoggio, per ridurre la complessità del modello, si usa rappresentare l'elementare conduttore riferendolo o ad un singolo disco o ad una singola bobina. In questi casi, si ottiene una buona approssimazione fintantochè la frequenza del transitorio non oltrepassa il limite di 2 MHz. Questo limite funzionale, dipende dalle dimensioni fisiche dell'avvolgimento (numero di spire per disco e dalla circonferenza della bobina) e a parità di suddivisione, all'aumentare di queste, va diminuendo. La suddivisione adottata è valida solo se vi è una distribuzione lineare della tensione all'interno di ogni elementare componente e questo vale finché si è al di sotto del limite superiore di frequenza, imposto dalla stessa suddivisione. Quando la frequenza del transitorio si avvicina a questo limite, i parametri interni (capacità, resistenze, induttanze, ecc) influenzeranno la predetta distribuzione di

tensione e per essere ancora sufficientemente adatta, la suddivisione dovrà essere raffinata. Quindi, presupponendo che ci sia la possibilità di utilizzare un computer dotato di un efficiente programma di calcolo (ad esempio Gnu Octave [28] o Scilab [118]), si è deciso, in un primo step, di rappresentare ogni singolo disco dell'avvolgimento di alta, con un Modello-II. Per altro, se tale scelta non dovesse bastare, si dovrà procedere come su detto e cioè aumentando ulteriormente la suddivisione dell'avvolgimento, rappresentandone ad esempio ogni singola spira; in questo modo il limite di frequenza precedentemente mostrato, sarà aumentato di un ordine di grandezza, passando da 2 MHz a 20 MHz e la sensibilità sarà migliorata.

Il Circuito Equivalente di un Avvolgimento del Trasformatore ad Alta Frequenza sarà perciò rappresentato da un numero di parametri concentrati, tanti quante sono le spire dello stesso, i quali saranno opportunamente collegati tra loro, come mostrato in fig 2.10.

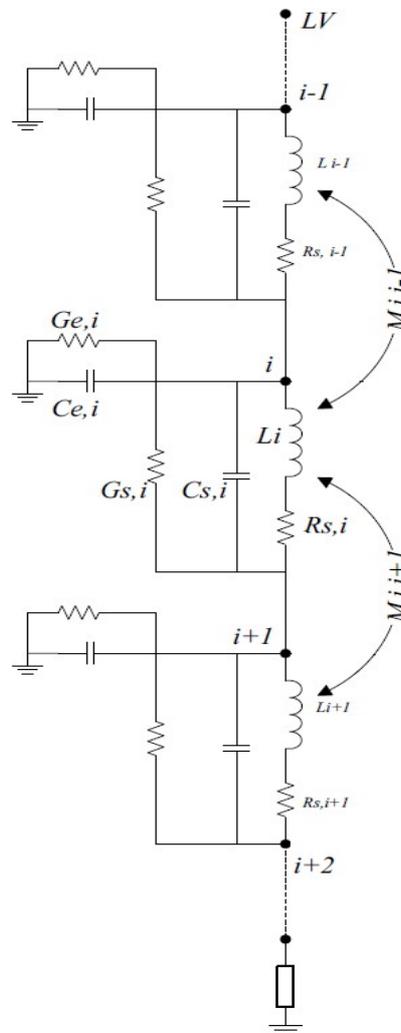


fig. 2.10 Modello Equivalente di un Avvolgimento di un Trasformatore

Proseguendo poi con la medesima logica costruttiva, è stato creato il **Modello-II del Circuito Equivalente di una Fase del Trasformatore**, come mostrato in figura 2.11. Nella figura non tutti i mutui effetti sono presenti, come non lo sono tutte le svariate capacità di accoppiamento e di perdita.

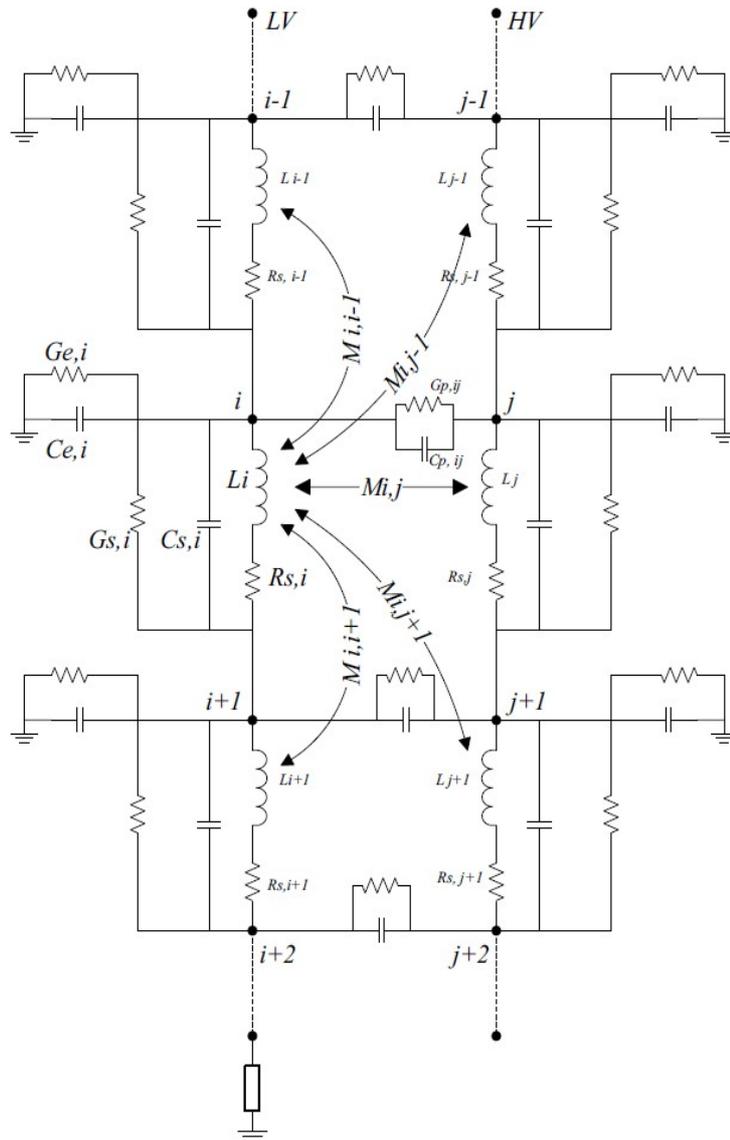


fig. 2.11 Modello Equivalente di una Fase di un Trasformatore

I modelli saranno rappresentati con una matrice alle ammettenze nodali e saranno studiati nel dominio della frequenza, restando così in linea con quanto osservato nel paragrafo 2.2. L'estensione del procedimento,

a sistemi composti da multipli avvolgimenti, è intuitivamente applicabile.

I **Modelli-II** proposti diventano quindi una generalizzazione degli schemi circuitali che serviranno per una generica analisi transitoria di un avvolgimento e/o di un sistema di avvolgimenti alle alte frequenze, di un trasformatore di potenza.

2.6 VALIDITA' DEL MODELLO

Lo spettro delle frequenze associate alle sovratensioni transitorie, che coinvolgono i trasformatori, ha un range che oscilla tra 1 Hz e 1 MHz [1, 2, 3, 34, 46]. Quando calcoliamo i fenomeni associati alle alte frequenze, dobbiamo rappresentare l'avvolgimento di un trasformatore, con un "Circuito a Parametri Concentrati", perché le caratteristiche intrinseche dell'avvolgimento (capacità spire e/o spira e nucleo, ecc.), che alle frequenze industriali sono trascurate, diventano i fattori predominanti nel comportamento dello stesso [1, 2, 3]. Quando usiamo i Parametri Concentrati, dobbiamo far attenzione al momento di attuare praticamente la discretizzazione dell'avvolgimento poiché una errata valutazione di cosa discretizzare potrebbe compromettere sensibilmente l'intera operazione di calcolo.

Dal punto di vista generale, i parametri concentrati sono singolarità puntuali, cioè hanno dimensioni fisiche trascurabili. I tipici parametri concentrati nelle discipline elettromagnetiche, sono rappresentati da resistori, condensatori, induttori, diodi, ecc. La loro proprietà principale è legata alla loro dimensione ridotta, in confronto alla lunghezza d'onda corrispondente alla loro normale frequenza di funzionamento. Per capire ciò che implica la limitazione sulle dimensioni, si consideri il seguente esempio:

Si consideri un circuito audio. Tale circuito può avere una frequenza massima di 25 kHz e la corrispondente lunghezza d'onda sarà:

$\lambda = (3 \cdot 10^8) / (25 \cdot 10^3) = 12 \text{ km}$, che è gran lunga superiore alle dimensioni fisiche di un circuito di misura in laboratorio. Per un circuito di un computer, con un clock di 3 GHz, la lunghezza d'onda sarà:

$\lambda = (3 \cdot 10^8) / (3 \cdot 10^9) = 0.10 \text{ m}$; ora l'approssimazione concentrata per essere ancora applicabile dovrebbe essere raffinata in modo tale che le dimensioni della lunghezza d'onda non siano più paragonabili con le dimensioni del calcolatore.

Per gli elementi concentrati ad n-morsetti si può dimostrare [5] che le leggi generali che regolano il campo elettromagnetico, unitamente alla limitazione sulla dimensione fisica sopra indicata, comportano che la corrente che entra nell'n-morsetto e la tensione tra una qualsiasi coppia di n,m-morsetti, siano ben definite in ogni istante. Finché vale la limitazione predetta sulla dimensione del circuito ad elementi concentrati, rimarranno valide le leggi di Maxwell.

Da quanto detto, ne segue che per i trasformatori di potenza il metodo d'analisi proposto, rappresentazione a parametri concentrati, avrà una validità che sarà limitata dal range di frequenza dovuta alla discretizzazione attuata e su di esso si potranno applicare le leggi di Kirchhoff, diretta conseguenza e caso particolare delle leggi di Maxwell.

Capitolo 3

CALCOLO DEGLI ELEMENTARI COMPONENTI

3.1 IPOTESI DI CALCOLO

Per poter studiare il Modello Equivalente dell'Avvolgimento e/o Modello Equivalente di una Fase, esposti nel paragrafo 2.5, dobbiamo conoscere i valori degli elementari componenti che costituiscono il Modello-II , cioè dobbiamo calcolare:

- R_i = resistenza equivalente alle perdite DC e alle perdite per correnti parassite negli elementari conduttori
- R_{ij} = mutua resistenza equivalente alle perdite per effetti di prossimità tra gli elementari conduttori
- $G_{s,i}$ = conduttanza equivalente alle perdite nel dielettrico dell'elementare capacità $C_{s,i}$
- $C_{s,i}$ = capacità tra elementari conduttori vicini
- $G_{e,i}$ = conduttanza equivalente alle perdite nel dielettrico dell'elementare capacità $C_{e,i}$
- $C_{e,i}$ = capacità tra elementari conduttori e massa
- L_i = autoinduttanza di un elementare conduttore
- M_{ij} = mutua induttanza tra elementari conduttori vicini

Il calcolo di questi parametri elementari dipende da svariati fattori che qui di seguito saranno analizzati.

Da quanto osservato nel paragrafo 2.2 e 2.4, si è deciso di procedere assumendo le seguenti ipotesi:

1. L'influenza del nucleo sarà considerata trascurabile per valori di frequenza superiori a 10 kHz.
2. Le caratteristiche ad alta frequenza di materiali isolanti saranno considerate indipendenti dalla temperatura, umidità, l'invecchiamento, ecc. , ma dipendenti dalla frequenza.

Le ipotesi (1) e (2) dovranno essere eventualmente verificate.

3.2 CALCOLO DELLE CAPACITA'

Le **Capacità** presentate nel Modello Equivalente di una Fase di un Trasformatore, fig. 2.11, rappresentano le perdite capacitive dell'avvolgimento del trasformatore alle alte frequenze; sono sostanzialmente di due tipi:

- capacità tra elementi conduttori vicini, detta capacità serie C_s o C_{ij}
- capacità tra elementi conduttori e massa, detta capacità parallelo C_e , C_p o di shunt C_{ij}

Queste capacità possono essere calcolate o utilizzando i tradizionali metodi analitici [1, 2, 3, 13, 34] o utilizzando i più recenti metodi computerizzati, tipo Analisi FEM [36, 123]. In entrambi i casi, il calcolo è dipendente dalla geometria e dai parametri fisici dei materiali e le capacità vengono assunte indipendenti dalla frequenza [48]. Poiché in letteratura sono ben documentati gli approcci analitici e poiché i risultati ottenuti da tali approcci si discostano di pochissimo da un'analisi tipo FEM (in [1, 2, 3] vengono mostrati gli errori esistenti tra i due metodi; tali errori variano dallo **0.01 %** al **1.50 %** rispetto al valore misurato), e poiché un'analisi di questo tipo è infattibile per quanto esposto nel paragrafo 2.3, anche qui si è pensato di seguire il calcolo delle capacità seguendo la via classica. È stato perciò utilizzato l'approccio proposto da D. Kerényi [1, 2, 46].

3.2.1 CALCOLO DELLE CAPACITÀ SERIE

Con **Capacità Serie** si intendono le capacità che nascono tra gli elementi conduttori dell'avvolgimento: tra spire dello stesso avvolgimento e dello stesso strato e/o tra le spire dello stesso avvolgimento e di strati diversi.

Nella pratica costruttiva esistono svariati tipi di avvolgimenti [2], i più utilizzati e comuni sono:

- 1) avvolgimenti a dischi (convenzionali o alternati o a tubi)
- 2) avvolgimenti elicoidali (singoli o multistrato)
- 3) avvolgimenti a strati (convenzionali o alternati).

In tutti i casi suddetti, il calcolo della capacità è fatto assumendo che la tensione sia uniformemente distribuita all'interno dell'intero avvolgimento; in oltre, la somma delle energie accumulate in ogni sezione è uguale all'energia totale accumulata dall'intero avvolgimento. Riferendoci ad un avvolgimento con una bobina a disco a $N=2$ sezioni, fig 3.1, si ha che, con n spire per ogni sezione e con la tensione U_1 applicata alla bobina:

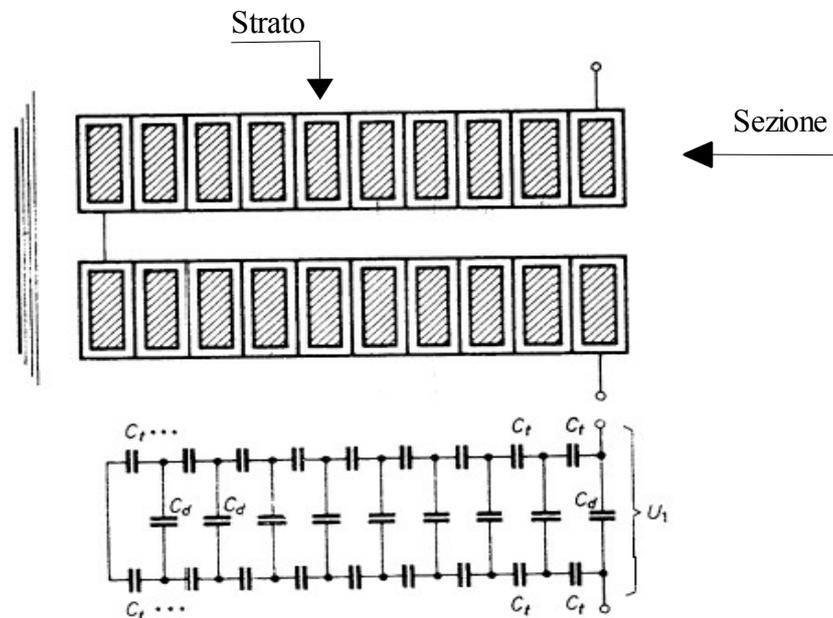


fig. 3.1 Schema di un avvolgimento con una bobina a disco a due sezioni, con rispettiva rete capacità

l'energia capacitiva dovuta alle C_t può essere espressa dalla seguente formula:

$$\frac{1}{2} C_t \left(\frac{U_1}{2n} \right)^2 2(n-1) = \frac{1}{2} C_r U_1^2$$

da cui si ottiene la capacità totale risultante delle spire adiacenti, che sarà:

$$C_r = \frac{C_t}{2n^2} (n-1)$$

Le capacità tra strati C_d , poiché si ha una distribuzione lineare della tensione, possono essere calcolate come mostrato dalla figura 3.2:

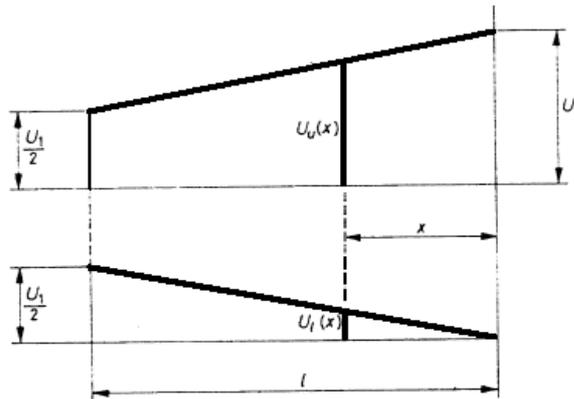


fig. 3.2 Distribuzione della tensione all'interno di un disco

nel punto x posto sullo strato più esterno si ha:

$$U_u(x) = U_1 \frac{2l-x}{2l}$$

nel punto x posto sullo strato più interno si ha:

$$U_l(x) = U_1 \frac{x}{2l}$$

ne risulta che l'energia della capacità tra strati C_{dl} (capacità per unità di lunghezza), nel punto x sarà:

$$\frac{1}{2} C_{dl} [U_u(x) - U_l(x)]^2$$

quindi:

$$U_u(x) - U_l(x) = U_1 \left(1 - \frac{x}{l}\right)$$

perciò l'energia risultante delle capacità tra strati, sarà:

$$\frac{1}{2} C_{dr} U_l^2 = \int_0^l \frac{1}{2} C_{dl} \left[U_1 \left(1 - \frac{x}{l}\right) \right]^2 dx$$

e dall'integrazione risulta che la capacità risultante C_{dr} sarà:

$$C_{dr} = \frac{C_{dl} l}{3}$$

Così la Capacità Serie risultante dell'avvolgimento a disco di fig. 3.1, sarà:

$$C_r = C_{tr} + C_{dr} = \frac{C_t}{2 n^2} (n-1) + \frac{C_{dl} l}{3}$$

La capacità serie di un intero avvolgimento è infine calcolata, dalle capacità tra le varie bobine a disco seguendo la stessa procedura.

Quindi, generalizzando il metodo e ponendo un numero di sezioni N qualsiasi, si ha che la capacità serie C_s di un intero Avvolgimento a Dischi sarà:

$$\sum C_{tr} = \frac{C_t}{N n^2} (n-1) \qquad \sum C_{dr} = 4 \frac{N-1}{N^2} C_{dr}$$

$$C_s = \sum C_{tr} + \sum C_{dr} = \frac{C_t}{N n^2} (n-1) + 4 \frac{N-1}{N^2} C_{dr}$$

In modo analogo si calcolano le capacità per gli altri tipi di avvolgimento.

Le formule finali, per gli avvolgimenti predetti, 1) 2) 3), sono riportate di seguito.

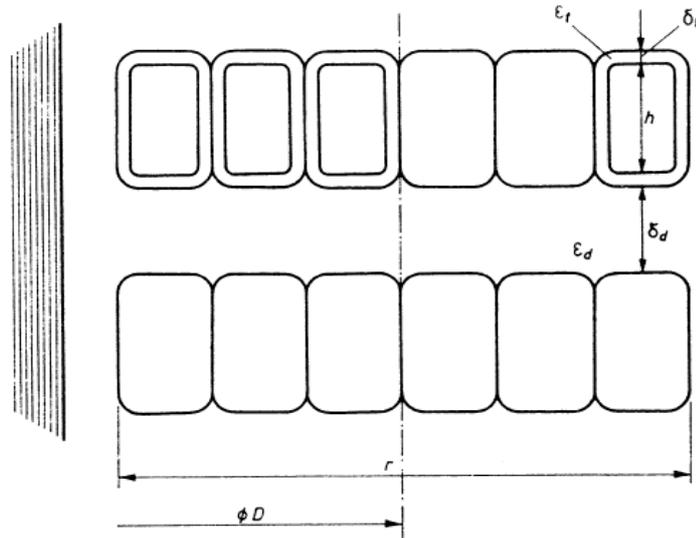


fig. 3.3 Simboli usati nel calcolo della capacità serie

La **Capacità Serie dell' Avvolgimento a Dischi** si può calcolare con la seguente formula:

$$C_s = \frac{\varepsilon_0 D \pi}{N} \left[\frac{(n-1) \varepsilon_t (h+2\delta_t)}{n^2 2 \delta_t} + \frac{4(N-1)(r+\delta_d)}{3N \left(\frac{2\delta_t}{\varepsilon_t} + \frac{\delta_d}{\varepsilon_d} \right)} \right] [F] \quad (3.1)$$

dove:

$\varepsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12} [F/m]$ permittività dielettrica del vuoto

ε_t = permittività dielettrica relativa del materiale isolante che ricopre il conduttore

ε_d = permittività dielettrica relativa del materiale isolante tra bobine

D = diametro medio avvolgimento [m]

h = altezza del conduttore a piattina [m]

δ_t = spessore dell' isolante del conduttore [m]

δ_d = spessore dell' isolante posto tra bobine [m]

N = numero totale delle sezioni dell' avvolgimento

n = numero di spire per sezione

r = spessore del disco [m]

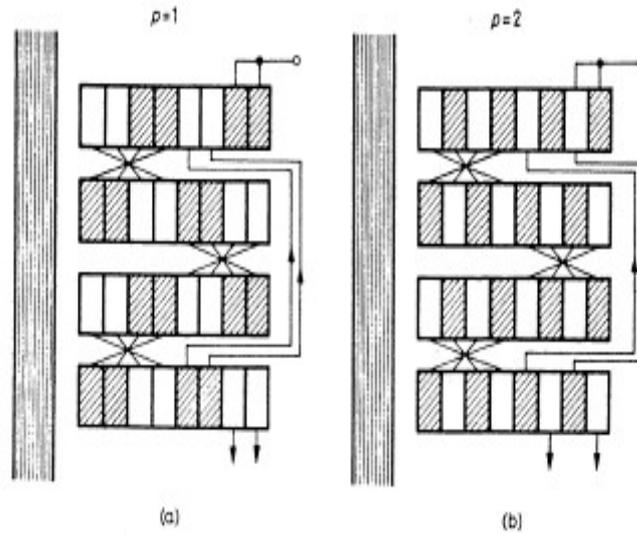


fig. 3.4 Schema dei conduttori non adiacenti posti nell'avvolgimento:
(a) $p = 1$; (b) $p = 2$

La **Capacità Serie dell'Avvolgimento a Dischi Alternati o a Tubi** si può calcolare con la seguente formula:

$$C_s = \frac{E^2 (p n - \alpha - 1) \varepsilon D \pi (h + 2 \delta_t)}{N 2 \delta_t} \quad [F] \quad (3.2)$$

dove:

- p = numero dei fili non adiacenti in parallelo
- α = numero dei condotti di olio o di stecche assiali
- ε = permittività dielettrica del materiale isolante [F/m]
- D = diametro medio avvolgimento [m]
- h = altezza del conduttore a piattina [m]
- δ_t = spessore isolante del conduttore [m]
- N = numero totale delle sezioni dell'avvolgimento
- E = numero delle sezioni di una bobina
- n = numero di spire per sezione

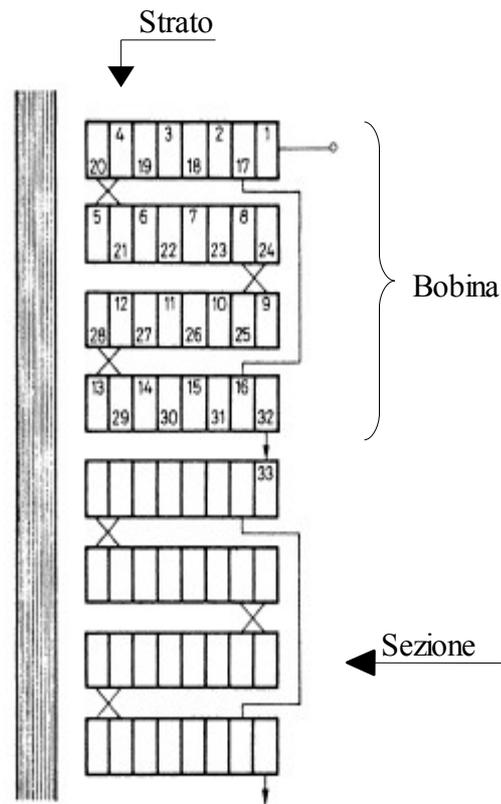


fig. 3.5 Schema avvolgimento a dischi fatto da: Bobine = 2; E = 4; Strati = 8

La **Capacità Serie dell'Avvolgimento ad Elica** può essere calcolata con la seguente formula:

$$C_s = \frac{\varepsilon D \pi k p (h + 2\delta_t)}{2 \delta_t n} \quad [F] \quad (3.3)$$

dove:

- p = numero dei fili non adiacenti in parallelo
- k = spessore tra livelli diversi [m]
- ε = permittività dielettrica del materiale isolante del conduttore [F/m]
- D = diametro medio avvolgimento [m]
- h = altezza del conduttore a piattina o diametro [m]
- δ_t = spessore isolante del conduttore [m]
- n = numero di spire totali

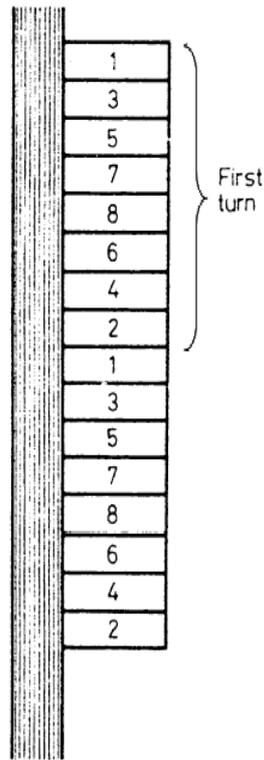


fig. 3.6 Schema avvolgimento ad elica

La **Capacità Serie dell'Avvolgimento a Strati** può essere calcolata con la seguente formula:

$$C_s = \frac{\varepsilon_0 D \pi}{N_s} \left[\frac{(n_s - 1) \varepsilon_t (h + 2 \delta_t)}{n_s^2 2 \delta_t} + \frac{4(N_s - 1)(r + \delta_d)}{3 N_s \left(\frac{2 \delta_t}{\varepsilon_t} + \frac{\delta_d}{\varepsilon_d} \right)} \right] [F] \quad (3.4)$$

dove:

$\varepsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12} [F/m]$ permittività dielettrica del vuoto

ε_t = permittività dielettrica relativa del materiale isolante

ε_d = permittività dielettrica relativa del materiale isolante

D = diametro medio avvolgimento [m]

h = altezza del conduttore a piattina [m]

δ_t = spessore isolante del conduttore [m]

δ_d = spessore isolante conduttore [m]

N_s = numero totale degli strati dell'avvolgimento

n_s = numero di spire per strato

3.2.2 CALCOLO DELLE CAPACITÀ DI SHUNT

Con **Capacità Parallelo** si intendono le capacità che nascono tra gli elementi conduttori dell'avvolgimento e massa (nucleo, cassone, ecc.) e/o tra elementi conduttori di avvolgimenti diversi. Gli avvolgimenti di una fase sono disposti concentricamente attorno al nucleo e possono essere trattati come condensatori di forma cilindrica, lo stesso accade per il nucleo. Gli avvolgimenti di due fasi possono essere trattati come condensatori cilindrici paralleli. Ne segue che:

La **Capacità Parallelo tra Avvolgimento e Nucleo e/o tra Avvolgimenti Concentrici** si può calcolare con la seguente formula:

$$C_e = \frac{2\pi\varepsilon \frac{h_1 + h_2}{2}}{\ln\left(\frac{r_e}{r_i}\right)} \quad [F] \quad (3.5)$$

dove:

h = altezza dell'avvolgimento o altezza media della colonna del nucleo [m]

ε = permittività dielettrica dell'isolante [F/m]

r_e = raggio interno dell'avvolgimento esterno [m]

r_i = raggio esterno dell'avvolgimento interno [m]

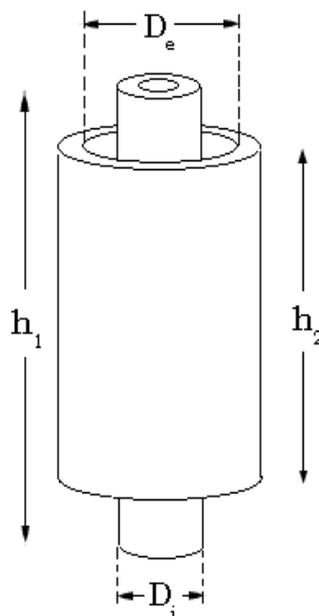


fig. 3.7 Cilindri Concentrici

La **Capacità Parallelo tra Avvolgimento di Fasi Adiacenti** si può calcolare con la seguente formula:

$$C_p = \frac{\pi \varepsilon h}{\ln \left(\frac{b}{d} + \sqrt{\left(\frac{b}{d} \right)^2 - 1} \right)} \quad [F] \quad (3.6)$$

dove:

h = altezza del cilindro [m] (se fosse come in fig. 3.7, allora si determinerà come in (3.5))

ε = permittività dielettrica dell'isolante [F/m]

b = distanza tra assi delle fasi [m]

d = diametro esterno dell'avvolgimento esterno di una fase [m]

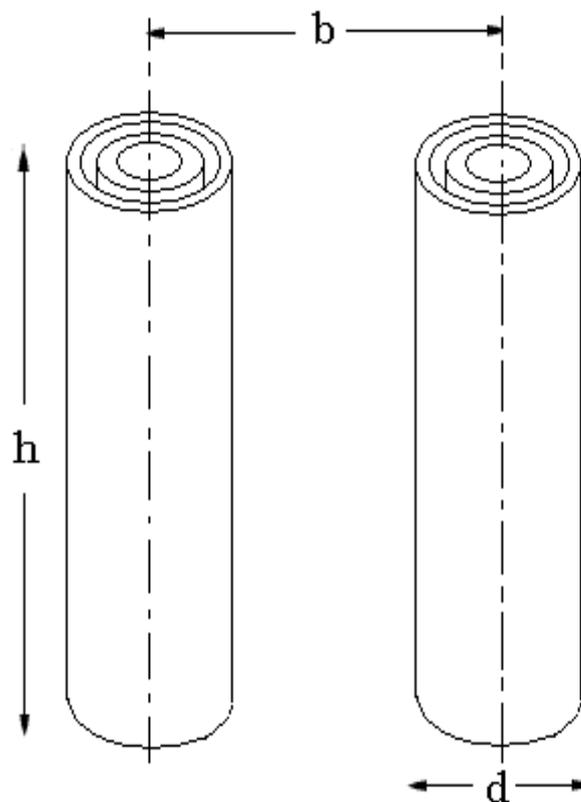


fig. 3.8 Cilindri Paralleli

Nelle tabelle sottostanti sono riportate le permittività dielettriche in funzione della frequenza e della temperatura, di alcuni materiali di interesse.

CARATTERISTICHE DEI MATERIALI DIELETTICI						
Composizione del materiale	T°C	Costante dielettrica a (Frequenza in Hertz)				
		60	10 ³	10 ⁶	10 ⁸	3 × 10 ⁹
Ceramici:						
Ossido d'alluminio	25	—	8.83	8.80	8.80	8.79
Titanato di bario	26	1250	1200	1143	—	600
Titanato di calcio	25	168	167.7	167.7	167.7	165
Ossido di magnesio	25	—	9.65	9.65	9.65	—
Silicato di magnesio	25	6.00	5.98	5.97	5.96	5.90
Titanato di magnesio	25	—	13.9	13.9	13.9	13.8
Ossido di alluminio, silicio, magnesio, calcio, bario	24	—	6.04	6.04	—	5.90
Porcellana	25	5.5	5.36	5.08	5.04	—
Steatite 410	25	5.77	5.77	5.77	5.77	5.7
Titanato di stronzio	25	—	233	232	232	—
Diossido di titanio (rutilo)	26	—	100	1000	100	—
Vetri:						
Vetri al ferro	24	8.41	8.38	8.30	8.20	7.99
Borosilicato di sodio	25	—	4.97	4.84	4.84	4.82
Biossido di silicio	25	3.78	3.78	3.78	3.78	3.78
Plastiche:						
Resine alchiliche	25	—	5.10	4.76	4.55	4.50
Acetato-Butirrato di cellulosa	26	3.60	3.48	3.30	3.08	2.91
Acido cresilico-formaldeide, 50% α-cellulosa	25	5.45	4.95	4.51	3.85	3.43
Polistirolo	25	2.59	2.59	2.58	2.58	2.58
Resina epossidica (Araldite)	25	—	3.67	3.62	3.35	3.09
Resina epossidica (Resina RN-48)	25	—	3.63	3.52	3.32	3.04
Polistirolo in schiuma	25	1.03	1.03	1.03	—	1.03
Melammina-formald., α-cellulosa	24	—	7.57	7.00	6.0	4.93
Melammina-formaldeide	26	—	6.00	5.75	5.5	—
Fenolo-formaldeide, (Bakelite BM 120)	25	4.90	4.74	4.36	3.95	3.70
Fenolo-formaldeide, 50% di carta	26	5.25	5.15	4.60	4.04	3.57
Fenolo-formaldeide, 65% di mica	—	—	—	—	—	—
4% lubrificanti	24	5.1	5.03	4.78	4.72	4.71
Policarbonato	—	—	3.17	3.02	2.96	—
Policlorotrifluoretilene	25	2.72	2.63	2.42	2.32	2.29
Polietilene	25	2.26	2.26	2.26	2.26	2.26
Polietilene-tereftalato (mylar)	—	—	3.16	3.12	2.98	—
Poliethylmetacrilato	22	—	2.75	2.55	2.52	2.51
Poliesametilene-adipammide (nylon)	25	3.7	3.50	3.14	3.0	2.84
Poliimmide	—	—	—	3.5	3.4	—
Polisobutilene	25	2.23	2.23	2.23	2.23	2.23
Polimero con 95% di cloruro di vinile e 5% di vinil-acetato	20	—	3.15	2.90	2.8	2.74
Polimetilmetacrilato	27	3.45	3.12	2.76	—	2.60
Polifenilenoossido	—	—	2.55	2.55	—	2.55
Polipropilene	—	—	2.25	2.25	—	—
Polistirene	25	2.56	2.56	2.56	2.55	2.55
Politetrafluoretilene (teflon)	22	2.1	2.1	2.1	2.1	2.1
Polivinilcicloesano	24	—	2.25	2.25	2.25	2.25
Polivinile	26	3.20	3.12	2.92	2.80	2.76
Polivinilidene fluoruro	—	—	8.4	8.0	6.6	—
Urea-formaldeide, cellulosa	27	6.6	6.2	5.65	5.1	4.57
Elastomero uretano	—	—	6.7-7.5	6.7-7.5	6.5-7.1	—

Tab. 3.1 Permittività dielettriche relative

Composizione del materiale	T°C	Costante dielettrica a (Frequenza in Hertz)				
		60	10 ³	10 ⁶	10 ⁸	3 × 10 ⁹
Capolimero vinilidene cloruro di vinile	23	5.0	4.65	3.18	2.82	2.71
100% anilina-formaldeide	25	3.70	3.68	3.58	3.50	3.44
100% fenolo-formaldeide	24	8.6	7.15	5.4	4.4	3.64
100% cloruro di polivinile	20	3.20	3.10	2.88	2.85	2.84
Liquidi organici:						
Benzine per aviazione (100 ottani)	25	—	—	1.94	1.94	1.92
Benzene (puro, secco)	25	2.28	2.28	2.28	2.28	2.28
Tetrocloruro di carbonio	25	2.17	2.17	2.17	2.17	2.17
Alcool etilico assoluto	25	—	—	23.7	23.7	6.5
Glicole etilenico	25	—	—	41	41	12
Carburante da Jet	25	—	—	2.08	2.08	2.04
Alcool metilico	25	—	—	31	31.0	23.9
Polimero di metile o etil silossano	22	2.78	2.78	2.78	—	2.74
Stirene monomero	22	2.40	2.40	2.40	2.40	2.40
Olio	26	2.22	2.22	2.22	2.20	2.18
Vasellina	25	2.16	2.16	2.16	2.16	2.16
Cere:						
Cera vergine gialla	23	2.76	2.66	2.53	2.45	2.39
Dicloronaftaleni	23	3.14	3.04	2.98	2.93	2.89
Polibutene	25	2.34	2.34	2.34	2.30	2.27
Cere vegetali e minerali	25	2.3	2.3	2.3	2.3	2.25
Gomme:						
Gomma butilica	25	2.39	2.38	2.35	2.35	2.35
Gomma GR-S	25	2.96	2.96	2.90	2.82	2.75
Gutta perca	25	2.61	2.60	2.53	2.47	2.40
Gomma hevea	25	2.4	2.4	2.4	2.4	2.15
Gomma hevea, vulcanizzata	27	2.94	2.94	2.74	2.42	2.36
Gomma al neoprene	24	6.7	6.60	6.26	4.5	4.00
Polisolfuri organici	23	—	2260	110	30	16
Gomma di silicone	25	—	3.35	3.20	3.16	3.13
Legni:						
Legno di balsa	26	1.4	1.4	1.37	1.30	1.22
Abete Douglas	25	2.05	2.00	1.93	1.88	1.82
Abete Douglas, compensato	25	2.1	2.1	1.90	—	—
Mogano	25	2.42	2.40	2.25	2.07	1.88
Betulla gialla	25	2.9	2.88	2.70	2.47	2.13
Pioppo	25	1.85	1.79	1.75	—	1.50
Materiali vari:						
Ambra (resina fossile)	25	2.7	2.7	2.65	—	2.6
Adesio Dekhotinssky	23	3.95	3.75	3.23	—	2.96
Gilsonite	26	2.69	2.66	2.58	2.56	—
Gommalacca	28	3.87	3.81	3.47	3.10	2.86
Mica	25	—	7.45	7.39	—	—
Mica, vetro, biossido di titanio	24	—	9.3	9.0	—	—
Mica Ruby	26	5.4	5.4	5.4	5.4	5.4
Carta, grigia	25	3.30	3.29	2.99	2.77	2.70
Selenio amorfo	25	—	6.00	6.00	6.00	6.00
Fibra di asbesto	25	—	4.80	3.1	—	—
Cloruro di sodio	25	—	5.90	5.90	—	—
Terreno sabbioso secco	25	—	2.91	2.59	2.55	2.55
Terreno argilloso secco	25	—	2.83	2.53	2.48	2.44
Ghiaccio	-12	—	—	4.15	3.45	3.20
Neve	-20	—	3.33	1.20	1.20	1.20
Neve seguita da pioggia	-6	—	—	1.55	—	1.5
Acqua distillata	25	—	—	78.2	78	76.7

Tab. 3.2 Permittività dielettriche relative

3.3 CALCOLO DELLE INDUTTANZE

Le **Induttanze** presentate nel Modello Equivalente di una Fase di un Trasformatore, fig. 2.11, rappresentano le perdite induttive dell'avvolgimento del trasformatore alle alte frequenze. Sono sostanzialmente di due tipi:

- autoinduttanza di un elemento conduttore (L_i o L_{ij})
- mutua induttanza tra elementi conduttori (M_{ij} o L_{ij})

Queste induttanze possono essere calcolate o utilizzando i tradizionali metodi analitici [1, 2, 3, 78÷85, 115] o utilizzando i più recenti metodi computerizzati, tipo Analisi FEM-BEM [121, 122]. In entrambi i casi, il calcolo è dipendente dalla geometria e dai parametri fisici dei materiali. Poiché in letteratura sono ben documentati gli approcci analitici (almeno in riferimento alle autoinduttanze) e poiché i risultati ottenuti da tali approcci si discostano di pochissimo da un'analisi tipo FEM-BEM, (in [1, 2, 134, 133, 135] vengono mostrati gli errori relativi tra i due metodi; tali errori variano dallo **0.01 %** al **5.00 %** rispetto al valore misurato) e poiché un'analisi di questo tipo è infattibile per quanto esposto nel paragrafo 2.3, anche qui si è pensato di seguire il calcolo delle induttanze seguendo la via classica.

È stato perciò utilizzato un approccio basato sullo studio di Grover [1, 2, 46, 125, 126, 128], perché sembra essere il metodo migliore per risolvere il calcolo sotto le ipotesi poste. A tal riguardo è da osservare che diversamente da Grover, il quale sviluppa la sua teoria utilizzando le equazioni integrali di Neumann [147], si affronterà la dimostrazione utilizzando il Potenziale Vettore Magnetico. Lo scopo è quello di mostrare la validità di tale tecnica poiché in letteratura (anche in quella più recente [1, 46]) esistono delle errate interpretazioni delle equazioni di Grover, si veda ad esempio [1, 46, 148].

3.3.1 CALCOLO DELLA MUTUA INDUTTANZA

Si considerino due spire con raggio R_p maggiore o uguale a R_s , come mostrato in fig. 3.9:

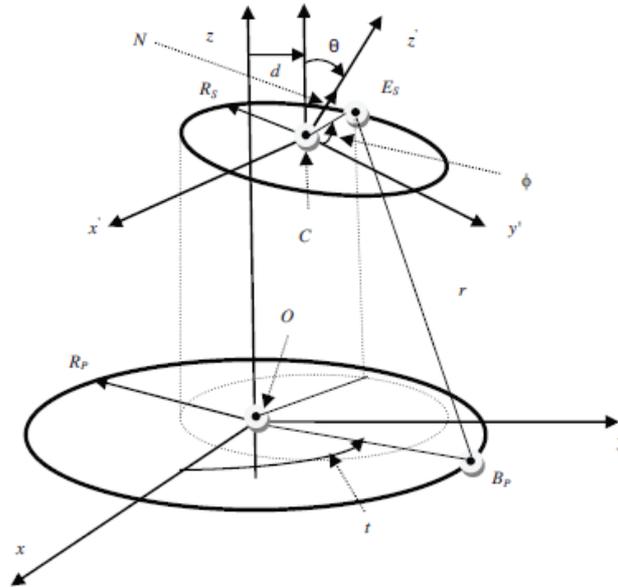


fig. 3.9 Spire con assi non allineati

Ponendo che:

- 1) La spira R_p si trova nel piano XOY ($z=0$) con centro in $O(0, 0, 0)$
- 2) La spira R_s si trova su un piano le cui basi sono indicate da $\mathbf{N}=\langle N_x, N_y, N_z \rangle$ dove $N_x(x-x_c)+N_y(y-y_c)+N_z(z-z_c)=0$ e con centro localizzato nel punto $C(x_c, y_c, z_c)$
- 3) Se l'angolo tra le basi \mathbf{N} e l'asse z è θ si ha che $\mathbf{N}=\langle 0, \sin \theta, \cos \theta \rangle$ e $C(0, y=d, z=c)$
- 4) B_p è un punto arbitrario preso sulla spira con coordinate $(R_p \cos(t), R_p \sin(t), 0)$ con $0 < t < 2\pi$
- 5) E_s è un punto arbitrario preso sulla spira con coordinate $(-R_s \sin(\phi), d+R_s \cos(\theta)\cos(\phi), c-R_s \sin(\theta)\cos(\phi))$ con $0 < \phi < 2\pi$

Il potenziale vettore magnetico in un punto E_s prodotto da una corrente che circola nella spira di raggio R_p è dato da:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{lp} \frac{\vec{I}_p d\vec{l}_p}{r}$$

Usando il teorema di Stokes, il flusso del circuito secondario dovuto alla corrente che circola nel circuito primario, sarà :

$$\Phi = \iint_{S_s} \vec{B} \cdot d\vec{S}_s = \iint_{S_s} \text{rot } \vec{A} \cdot d\vec{S}_s = \int_{ls} \vec{A} \cdot d\vec{l}_s$$

La mutua induttanza tra le due spire è:

$$M = \frac{\Phi}{I_p}$$

Se si osserva la figura si nota che:

$$\begin{aligned} d\vec{l}_s &= (-\vec{i} \cos \phi - \vec{j} \cos \theta \sin \phi + \vec{k} \sin \theta \sin \phi) R_s d\phi \\ d\vec{l}_p &= (-\vec{i} \sin t + \vec{j} \cos t) R_p dt \quad t \in (0; 2\pi) \\ r^2 &= \left| \vec{E}_s - \vec{B}_p \right|^2 \\ &= (R_p \cos t + R_s \sin \phi)^2 + (R_p \sin t - R_s \cos \theta \cos \phi - d)^2 + (c - R_s \sin \theta \cos \phi)^2 \\ &= A + B \cos t + C \sin t \\ A &= R_p^2 + R_s^2 \sin^2 \phi + R_s^2 \cos^2 \theta \cos^2 \phi + d^2 + 2dR_s \cos \theta \cos \phi + (c - R_s \sin \theta \cos \phi)^2 \\ B &= 2R_p R_s \sin \phi \\ C &= -2R_p (d + R_s \cos \theta \cos \phi) \end{aligned}$$

quindi si ottiene:

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} R_p R_s \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\sin(t) \cos(\phi) - \cos(t) \cos(\theta) \sin(\phi)}{r} d\phi dt \quad (a)$$

dove:

$$r = \sqrt{A + B \cos t + C \sin t}$$

Integrando nella variabile:

$$t = 2\psi + \alpha$$

e ponendo:

$$\tan \alpha = \frac{C}{B} = -\frac{d + R_S \cos \theta \cos \phi}{R_S \sin \phi}$$

$$p = \sqrt{B^2 + C^2} = 2R_P \sqrt{d^2 + R_S^2 + 2dR_S \cos \theta \cos \phi - R_S^2 \sin^2 \theta \cos^2 \phi} = 2R_P R_S V$$

$$V = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \cos^2 \phi + \frac{d^2}{R_S^2} + 2\frac{d}{R_S} \cos \theta \cos \phi}$$

$$\cos \alpha = \pm \frac{\sin \phi}{V}$$

$$\sin \alpha = \mp \frac{\frac{d}{R_S} + \cos \theta \cos \phi}{V}$$

si ottiene che:

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_0^{2\pi} \frac{\sin t \cos \phi - \cos t \cos \theta \sin \phi}{r} dt = \\ &= 2 \cos(\phi) \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\pi-\alpha}{2}} \frac{\sin(2\psi + \alpha) d\psi}{\sqrt{A+p \cos(2\psi)}} - 2 \cos(\theta) \sin(\phi) \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\pi-\alpha}{2}} \frac{\cos(2\psi + \alpha) d\psi}{\sqrt{A+p \cos(2\psi)}} = \\ &= \frac{4(\cos \phi \cos \alpha + \cos \theta \sin \phi \sin \alpha)}{\sqrt{A+p}} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\pi-\alpha}{2}} \frac{\sin \psi \cos \psi}{\Delta} d\psi + \\ &\quad + \frac{2(\sin \phi \cos \alpha \cos \theta - \cos \phi \sin \alpha)}{\sqrt{A+p}} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\pi-\alpha}{2}} \frac{2\sin^2 \psi - 1}{\Delta} d\psi = \\ &= -\frac{4(\cos \phi \cos \alpha + \cos \theta \sin \phi \sin \alpha)}{\sqrt{A+p}} \left[\frac{\Delta}{k^2} \right]_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\pi-\alpha}{2}} + \\ &\quad + \frac{2(\sin \phi \cos \alpha \cos \theta - \cos \phi \sin \alpha)}{\sqrt{A+p}} \left\{ \frac{2}{k^2} [F(\psi, k^2) - E(\psi, k^2)] - F(\psi, k^2) \right\}_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\pi-\alpha}{2}} = \end{aligned}$$

dove:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{R_S}{R_P}, \quad \beta = \frac{c}{R_P}, \quad z = c - R_S \sin \theta \cos \phi \\ k^2 &= \frac{4p}{A+p} = \frac{4R_P R_S V}{(R_P + R_S V)^2 + z^2} = \frac{4\alpha V}{(1 + \alpha V)^2 + \xi^2} \\ \xi &= \beta - \alpha \cos \phi \sin \theta \\ \Delta &= \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \psi} \end{aligned}$$

usando la seguente trasformazione [129÷132] :

$$\begin{aligned} F(\pi - \frac{\alpha}{2}, k) &= 2K(k) - F(\frac{\alpha}{2}, k) \\ F(-\frac{\alpha}{2}, k) &= -F(\frac{\alpha}{2}, k) \\ E(\pi - \frac{\alpha}{2}, k) &= 2E(k) - E(\frac{\alpha}{2}, k) \\ E(-\frac{\alpha}{2}, k) &= -E(\frac{\alpha}{2}, k) \end{aligned}$$

si ottiene:

$$I_1 = \frac{8(\sin \phi \cos \alpha \cos \theta - \cos \phi \sin \alpha)}{k^2 \sqrt{A+p}} \left[\left(1 - \frac{k^2}{2}\right) K(k) - E(k) \right] \quad (b)$$

combinando l'equazione (a) con l'equazione (b) si ottiene la (c):

$$M = \frac{\mu_0}{\pi} \sqrt{R_p R_s} \int_0^{2\pi} \frac{\cos \theta \sin \phi \cos \alpha - \cos \phi \sin \alpha}{k \sqrt{V}} \Psi(k) d\phi \quad (c)$$

ponendo:

$$\cos \theta \sin \phi \cos \alpha - \cos \phi \sin \alpha = \pm \frac{\cos \theta + (d/R_s) \cos \phi}{V}$$

si ha:

$$M = \frac{\mu_0}{\pi} \sqrt{R_p R_s} \int_0^{2\pi} \frac{\cos \theta + \frac{d}{R_s} \cos \phi}{k \sqrt{V^3}} \Psi(k) d\phi$$

in fine, risolvendo quest'ultima equazione negli intervalli $(0, \pi)$ e $(\pi, 2\pi)$ e ponendo:

$$\phi = 2\pi - \varphi$$

si ottiene l'equazione per il calcolo della:

Mutua Induttanza tra due spire con assi non allineati:

$$M = \frac{2\mu_0}{\pi} \sqrt{R_p R_s} \int_0^{\pi} \frac{\cos \theta - \frac{d}{R_s} \cos \phi}{k \sqrt{V^3}} \Psi(k) d\phi \quad (3.7)$$

dove:

$$\alpha = \frac{R_S}{R_P}$$

$$\beta = \frac{z}{R_P} \quad z = c - R_S \sin \theta \cos \phi$$

$$k^2 = \frac{4\alpha V}{(1 + \alpha V)^2 + \xi^2}$$

$$V = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \cos^2 \phi + \frac{d^2}{R_S^2} - 2 \frac{d}{R_S} \cos \theta \cos \phi}$$

$$\xi = \beta - \alpha \cos \phi \sin \theta$$

$$\Psi(k) = \left(1 - \frac{k^2}{2}\right) K(k) - E(k)$$

$$K(k) = \int_0^{\pi} \frac{1}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} d\theta$$

$$E(k) = \int_0^{\pi} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta} d\theta$$

E' da osservare che:

- Gli elementi $K(k)$ ed $E(k)$ sono rispettivamente gli integrali ellittici completi di prima e seconda specie (Appendice B) e per risolverli si possono usare i classici algoritmi riportati in [129÷132], oppure utilizzare degli appropriati software di calcolo (Octave, Scilab).
- Quando si usano i software di calcolo, per trovare $K(k)$ ed $E(k)$, bisogna porre attenzione a come sono implementate in essi le funzioni ellittiche, Scilab e Matlab usano porre il parametro m uguale a k^2 , come dato di input, anziché usare il modulo di k .
- L'equazione (3.7) rappresenta la soluzione generale del problema, cioè calcola la mutua induttanza tra due spire con assi non allineati. Per trovare la mutua induttanza tra due spire poste sullo stesso asse (che nel caso del trasformatore rappresenterebbe la mutua induttanza tra spire della stessa fase) o su due assi paralleli (mutua induttanza tra spire di fasi diverse) la formula deve essere sistemata come segue:

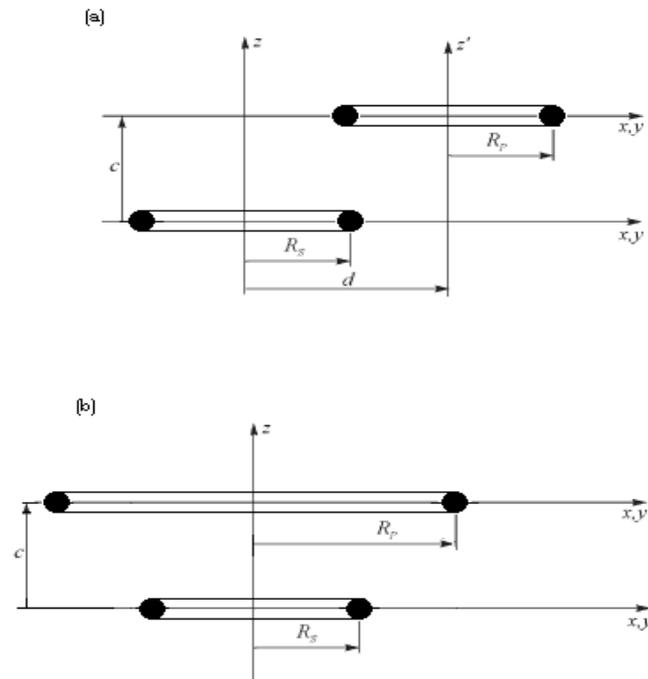


fig. 3.10 Vista frontale di due spire: (a) assi paralleli, fasi diverse;
(b) assi paralleli sovrapposti, stessa fase

Dalla fig. 3.9, posto $\theta = 0$ e $\mathbf{d} \neq \mathbf{0}$ si ha la situazione di fig 3.10 (a), cioè fasi diverse. In questo caso la:

Mutua induttanza tra due spire di avvolgimenti di fasi diverse:

$$M = \frac{2\mu_0}{\pi} \sqrt{R_p R_s} \int_0^\pi \frac{1 - \frac{d}{R_s} \cos \phi}{k \sqrt{V^3}} \Psi(k) d\phi \quad [H] \quad (3.8)$$

dove:

$$\alpha = \frac{R_s}{R_p}$$

$$\beta = \frac{c}{R_p}$$

$$k^2 = \frac{4\alpha V}{(1 + \alpha V)^2 + \xi^2}$$

$$V = \sqrt{1 + \frac{d^2}{R_s^2} - 2 \frac{d}{R_s} \cos \phi}$$

$$\xi = \beta$$

$$\Psi(k) = \left(1 - \frac{k^2}{2}\right) K(k) - E(k)$$

Dalla fig. 3.9, posto $\theta = 0$ e $\mathbf{d} = \mathbf{0}$, si ha la situazione di fig. 3.10 (b), cioè stessa fase. In questo caso la:

Mutua Induttanza tra due spire di avvolgimenti di ugual fase:

$$M = \frac{2\mu_0}{\pi} \sqrt{R_p R_s} \int_0^\pi \frac{1}{k} \Psi(k) d\phi \quad [H] \quad (3.9)$$

dove:

$$\alpha = \frac{R_s}{R_p}$$

$$\beta = \frac{c}{R_p}$$

$$k^2 = \frac{4\alpha}{(1 + \alpha)^2 + \xi^2}$$

$$\xi = \beta$$

$$\Psi(k) = \left(1 - \frac{k^2}{2}\right) K(k) - E(k)$$

Per trovare la mutua induttanza tra bobine circolari con sezione trasversale rettangolare (avvolgimenti a dischi), fig. 3.11:

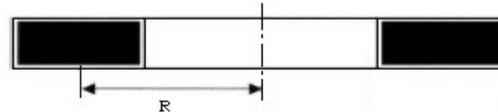


fig. 3.11 Bobina a disco con sezione trasversale rettangolare

la letteratura propone l'uso del Metodo di Lyle [1, 2, 46, 124]. In questo lavoro, tuttavia, non verrà usata tale tecnica poiché, dopo un attenta analisi, si è visto che è possibile aumentare la precisione altresì ottenuta con il Lyle's Method, utilizzando quello che di seguito verrà esposto. In Appendice A è tuttavia riportato il Lyle's Method, il quale dà comunque una buona approssimazione sul risultato finale.

Si prenda in considerazione un sistema costituito da due bobine circolari con sezione trasversale rettangolare, con assi paralleli non sovrapposti, fig. 3.12:

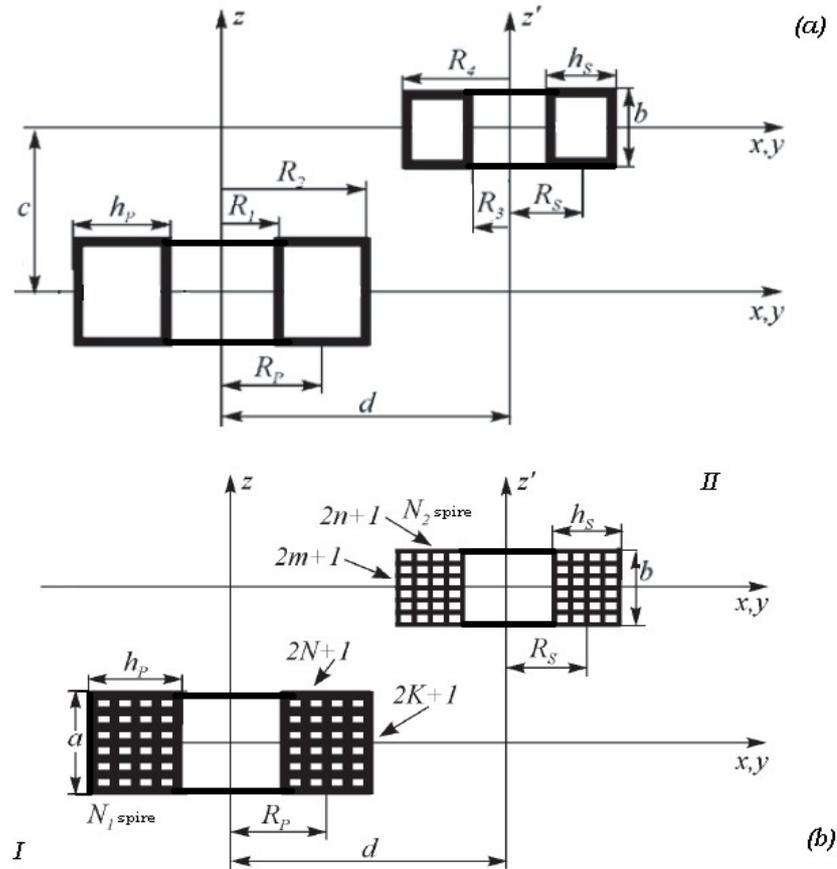


fig. 3.12 Due bobine circolari a sezione rettangolare con assi // non sovrapposti:
(a) prima della suddivisione; (b) dopo la suddivisione

Siano N_1 ed N_2 il numero di spire degli avvolgimenti, fig.3.12. Si assuma che le bobine siano compatte, che i conduttori abbiano un isolante con spessore minimo e che la corrente sia uniformemente distribuita all'interno della sezione.

Si divida l'area della sezione trasversale della bobina **I** in $(2K+1)$ per $(2N+1)$ celle e si divida la bobina **II** in $(2m+1)$ per $(2n+1)$ celle.

Ogni cella della bobina **I** contiene un conduttore e poiché la corrente è stata assunta uniformemente distribuita all'interno della sezione trasversale, anche nelle celle sarà uguale.

Si applichino anche alla bobina **II** le stesse osservazioni.

Ora usando l'equazione (3.8), opportunamente modificata per riferirla alla fig. 3.12:

$$M(h, l, g, p) = \frac{2\mu_0}{\pi} \sqrt{R_p(h)R_s(l)} \int_0^\pi \frac{1 - \frac{d}{R_s(l)} \cos \phi}{k\sqrt{V^3}} \Psi(k) d\phi \quad [H] \quad (3.10)$$

si ottiene l'equazione per il calcolo della:

Mutua Induttanza tra due bobine circolari con sezione trasversale rettangolare con assi paralleli non sovrapposti (fasi diverse):

$$M = \frac{N_1 N_2 \sum_{g=-K}^{g=K} \sum_{h=-N}^{h=N} \sum_{p=-m}^{p=m} \sum_{l=-n}^{l=n} M(h, l, g, p)}{(2K+1)(2N+1)(2m+1)(2n+1)} \quad [H] \quad (3.11)$$

dove:

$$\alpha(h, l) = \frac{R_S(l)}{R_P(h)}$$

$$\beta(h, g, p) = \frac{z(g, p)}{R_P(h)}$$

$$k^2(h, l, g, p) = \frac{4\alpha(h, l)V(l)}{(1 + \alpha(h, l)V(l))^2 + \beta^2(h, g, p)}$$

$$V(l) = \sqrt{1 + \frac{d^2}{R_S^2(l)} - 2\frac{d}{R_S(l)} \cos \phi}$$

$$\Psi(k) = \left(1 - \frac{k^2}{2}\right) K(k) - E(k)$$

$$R_P(h) = R_P + \frac{h_P}{(2N+1)}h \quad h = -N, \dots, 0, \dots, N \quad R_P = \frac{R_1 + R_2}{2}$$

$$h_P = R_2 - R_1$$

$$R_S(l) = R_S + \frac{h_S}{(2n+1)}l \quad l = -n, \dots, 0, \dots, n \quad R_S = \frac{R_3 + R_4}{2}$$

$$h_S = R_4 - R_3$$

$$z(g, p) = c + \frac{a}{(2K+1)}g + \frac{b}{(2m+1)}p \quad g = -K, \dots, 0, \dots, K$$

$$p = -m, \dots, 0, \dots, m$$

Usando invece l'equazione (3.9):

$$M(h, l, g, p) = \frac{2\mu_0}{\pi} \sqrt{R_P(h)R_S(l)} \int_0^\pi \frac{1}{k} \Psi(k) d\phi \quad [H] \quad (3.12)$$

si ottiene l'equazione per il calcolo della:

Mutua Induttanza tra due bobine circolari con sezione trasversale rettangolare con assi paralleli sovrapposti (stessa fase):

$$M = \frac{N_1 N_2 \sum_{g=-K}^{g=K} \sum_{h=-N}^{h=N} \sum_{p=-m}^{p=m} \sum_{l=-n}^{l=n} M(h, l, g, p)}{(2K+1)(2N+1)(2m+1)(2n+1)} \quad [H] \quad (3.13)$$

dove:

$$\alpha(h, l) = \frac{R_S(l)}{R_P(h)}$$

$$\beta(h, g, p) = \frac{z(g, p)}{R_P(h)}$$

$$k^2(h, l, g, p) = \frac{4\alpha(h, l)}{(1 + \alpha(h, l))^2 + \beta^2(h, g, p)}$$

$$V(l) = 1$$

$$\Psi(k) = \left(1 - \frac{k^2}{2}\right) K(k) - E(k)$$

$$R_P(h) = R_P + \frac{h_P}{(2N+1)} h \quad h = -N, \dots, 0, \dots, N \quad R_P = \frac{R_1 + R_2}{2}$$

$$h_P = R_2 - R_1$$

$$R_S(l) = R_S + \frac{h_S}{(2n+1)} l \quad l = -n, \dots, 0, \dots, n \quad R_S = \frac{R_3 + R_4}{2}$$

$$h_S = R_4 - R_3$$

$$z(g, p) = c + \frac{a}{(2K+1)} g + \frac{b}{(2m+1)} p \quad g = -K, \dots, 0, \dots, K$$

$$p = -m, \dots, 0, \dots, m$$

3.3.2 CALCOLO DELL'AUTOINDUTTANZA

Per il calcolo dell'autoinduttanza si procede in modo analogo a quanto esposto nel paragrafo precedente.

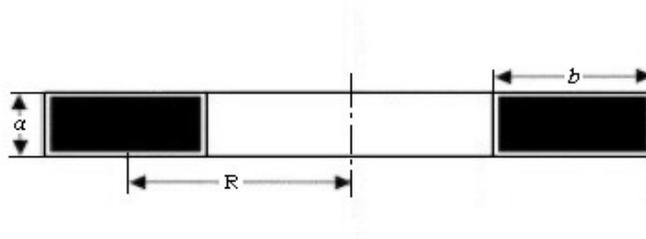


Fig. 3.13 Bobina circolare con sezione trasversale rettangolare

L'Autoinduttanza di una spira circolare con sezione trasversale rettangolare sarà:

$$L = \mu_0 R \left(\ln \frac{8R}{R_s} - 2 \right) \quad [H] \quad (3.14)$$

dove

$$\frac{\ln(R_s)}{\ln(\sqrt{a^2+b^2})} = \frac{2b}{3a} \arctan\left(\frac{a}{b}\right) + \frac{2a}{3b} \arctan\left(\frac{b}{a}\right) - \frac{b^2}{12a^2} \ln\left(1 + \frac{a^2}{b^2}\right) - \frac{a^2}{12b^2} \ln\left(1 + \frac{b^2}{a^2}\right) - \frac{25}{12}$$

R = raggio medio [m]

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ permeabilità magnetica del vuoto [H/m]

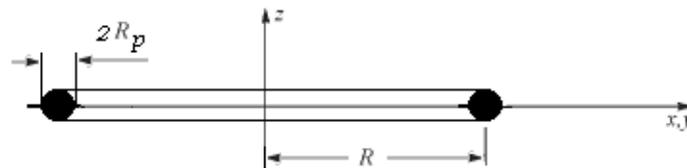


fig. 3.14 Vista frontale di una spira

L'autoinduttanza di una spira sarà:

$$L = \mu_0 R \left(\ln \frac{8R}{R_p} - 1.75 \right) \quad [H] \quad (3.15)$$

3.4 CALCOLO DELLE RESISTENZE

Le **Resistenze** presentate nel Modello Equivalente di una Fase di un Trasformatore, fig. 2.11, rappresentano le perdite resistive dell'avvolgimento del trasformatore di potenza alle alte frequenze. Sono sostanzialmente di quattro tipi:

- Resistenza equivalente alle Perdite DC (DC Losses)
- Resistenza equivalente alle Perdite per Effetto Pelle (Skin Effect)
- Resistenza equivalente alle Perdite per Correnti Parassite (Proximity Effect)
- Resistenza equivalente alle Perdite Dielettriche

Queste resistenze possono essere calcolate o utilizzando i tradizionali metodi analitici [1, 2, 38, 46, 110, 133, 136, 137, 143] o utilizzando i più recenti metodi computerizzati, tipo Analisi FEM-BEM [1, 2, 46, 142, 144, 145]. In entrambi i casi, il calcolo è dipendente dalla geometria, dai parametri fisici dei materiali e dalla frequenza.

Da un punto di vista applicativo, in letteratura sono ben documentate solo le informazioni riguardanti il calcolo delle DC Losses mentre nulla o quasi è rintracciabile in riferimento alle altre perdite. Nonostante ciò, si è deciso di affrontare il calcolo delle resistenze seguendo la via classica sia per quanto esposto nel paragrafo 2.3 sia perchè, in riferimento ad una analisi tipo FEM-BEM, dalle varie informazioni trovate in [1, 2, 46, 136÷142] vengono mostrati che gli errori relativi tra i due metodi (FEM vs Metodo Classico) variano dallo **0.01 %** al **0.50 %** rispetto al valore misurato. E' stato perciò utilizzato un approccio basato sugli studi proposti da Stoll [46, 110], migliorati con le Equazioni di Bessel (Appendice B) perchè tali studi sono alla base della maggior parte delle tecniche che si trovano in letteratura [1÷3, 46, 136÷145, 149, 150] e perchè sembrano essere il metodo migliore per risolvere il calcolo, sotto le ipotesi poste, in riferimento alle perdite Effect. Mentre, per il calcolo delle Perdite Dielettriche è stata seguita la Teoria della Linearizzazione di Feser [6, 39, 40].

3.4.1 CALCOLO DELLA RESISTENZA SERIE

Con **Resistenza Serie** si intendono tutte quelle resistenze che sono in serie alle auto e mutue induttanze dell'avvolgimento. Nello schema del modello di studio, sono identificate con il parametro R_{ii} e/o R_{ij} . Queste resistenze sono composte da tre componenti:

- 1) Dc Losses (R_{DC})
- 2) Skin Effect (R_{skin})
- 3) Proximity Effect (R_{prox})

Di seguito verrà mostrato come calcolare tali resistenze.

Le DC Losses

Le **Resistenze Equivalenti alle Perdite DC** rappresentano le perdite ohmiche che si hanno nel conduttore quando in esso passa una corrente continua, tali resistenze si calcolano con la seguente equazione:

$$R_{DC} = \rho_{\theta} \frac{l}{A} \quad [\Omega] \quad (3.16)$$

dove:

l = lunghezza del conduttore [m]

α_0 = coefficiente di temperatura [$^{\circ}C^{-1}$]

A = area del conduttore [m²]

θ, θ_1 = temperature generiche [$^{\circ}C$]

$$\rho_{\theta} = \rho_{\theta_1} \left(1 + \frac{\alpha_0 (\theta - \theta_1)}{1 + \theta_1 \alpha_0} \right) \quad [\Omega m] \quad \text{resistività elettrica alla } \theta \text{ relativa}$$

La resistività elettrica dei conduttori trae origine dalla struttura e dalle vibrazioni del reticolo cristallino. Essa è dipendente sia dal grado di difettività del conduttore (presenza di impurezze e imperfezioni nel reticolo cristallino) sia dalla temperatura. All'aumentare della temperatura, aumentano sia le vibrazioni del reticolo cristallino e l'agitazione termica degli elettroni, sia la frequenza degli urti molecolari e quindi si ha un incremento complessivo di ρ_{θ} e conseguentemente

della resistenza. Solitamente la si riferisce o a 0 °C o a 20 °C e per intervalli di temperatura dell'ordine del centinaio di °C varia linearmente, seguendo la predetta formula, con la temperatura (per i metalli, ρ_0 varia dello 0.4% per °C). Quando si è prossimi alla temperatura di 0 K la ρ_0 varia in funzione della quinta potenza della temperatura e la formula predetta non è più adatta a descriverne il comportamento [54]. In fig.3.15 sono riportate le resistività e i coefficienti di temperatura di alcuni materiali di interesse nel campo elettrico.

Materiale	Densità (*) ($\times 10^{-3}$) (kg/m ³)	Punto di fusione (°C)	Calore specifico (J/kg °C)	Conduc. termica (W/m °C)	Coef. dilat. lin. ($\times 10^6$) (°C ⁻¹)	Resistività a 20°C ($\mu\Omega m$)	Coef. temperatur. ($\times 10^3$) (°C ⁻¹)
Alluminio ricotto	2,70	660	920	218	22,9	0,0276 ± 0,0282	4,0
Alluminio incrudito	"	"	"	"	"	0,0282 ± 0,0287	4,0
Argento	10,5	960	234	419	19,7	0,0164	3,8
Berillio	1,84	1284	1988	161	12,3	0,0356	—
Bismuto	9,8	271	121	8,4	13,3	1,16	4,2
Cadmio	8,65	321	230	93	29,8	0,076	4,2
Ferro	7,87	1540	452	79,1	11,7	0,0978	6,5
Iridio	22,5	2454	130	59	6,8	0,055	—
Mercurio	13,6	-39	138	8,4	182	0,958	0,89
Molibdèno	10,2	2622	264	155	4,9	0,057	3,3
Nichel commerciale	8,9	1455	440	88	13,3	0,078 ± 0,11	4 ± 6
Oro	19,3	1063	129	314	14,2	0,024	3,8
Piombo	11,3	327	126	35	28,7	0,21 ± 0,22	4,0
Platino	21,4	1773	134	71	8,9	0,105	3,6
Rame ricotto	8,96	1083	385	394	16,5	0,0172	3,93
Rame incrudito	"	"	"	"	"	0,0178	3,91
Stagno	7,3	232	226	64	23,0	0,11 ± 0,12	4,2 ± 4,4
Tantalio	16,6	2996	151	54	6,5	0,15	3,1
Tungsteno	19,3	3410	142	130	4,3	0,055	4,5
Zinco	7,14	419	385	110	17,4	0,060	3,7
Aldrey	2,7	600 ÷ 650	850	188	23,0	0,031 ± 0,033	3,6
Anticorodal	2,69	—	850	—	23,0	0,038 ± 0,040	3,1
Fe 75% - Ni 25%	8,1	1500	—	—	18,0	0,85 ± 0,92	0,4 ± 1

fig. 3.15 Principali proprietà fisiche di alcuni metalli

Le Eddy Current

In ogni corpo conduttore sottoposto ad un campo magnetico variabile nel tempo si manifestano delle f.e.m. indotte che danno origine ad un campo di corrente, fig 3.16. Le correnti così indotte sono note come **Correnti Parassite** o **Eddy Current** o **Correnti di Foucault** e la potenza ohmica da esse dissipata costituisce le Perdite per Correnti Parassite.

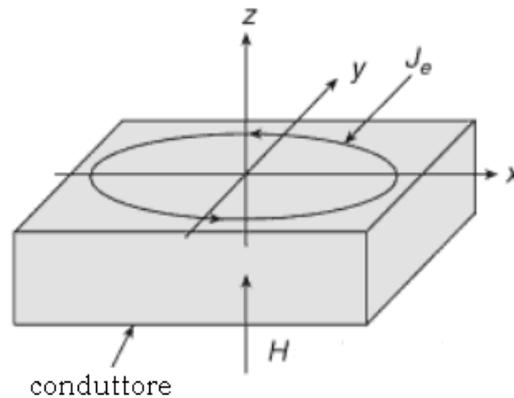


Fig. 3.16 Eddy Current e campo magnetico

Le Eddy Current circolano perpendicolarmente alla direzione del campo magnetico secondo la regola della mano destra, fig 3.17:

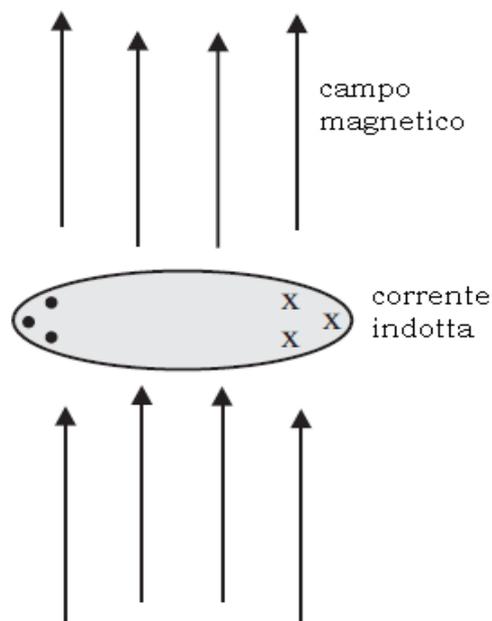


Fig. 3.17 Eddy Current

e in accordo con la Legge di Lenz produrranno un campo magnetico opposto al campo originario, fig 3.18:

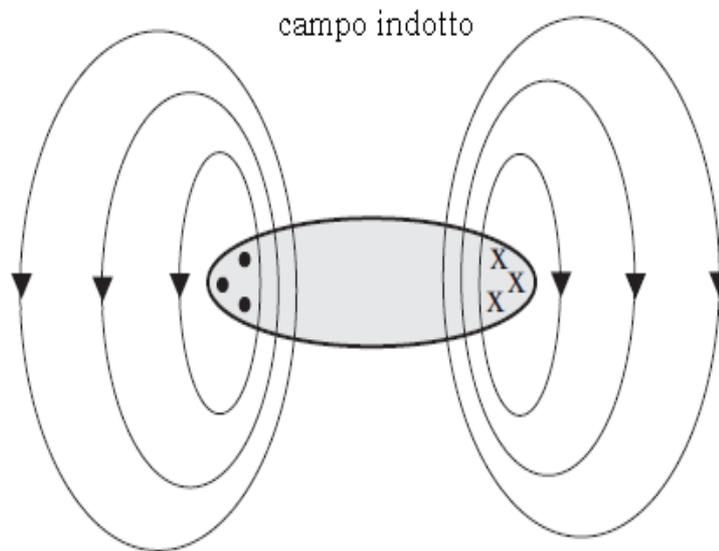


fig. 3.18 Campo indotto

Il campo magnetico risultante sarà deformato poiché tenderà a dislocarsi verso il confine del conduttore soggetto al campo indotto, come mostrato in fig 3.20. Questo effetto aumenterà con la frequenza [155].

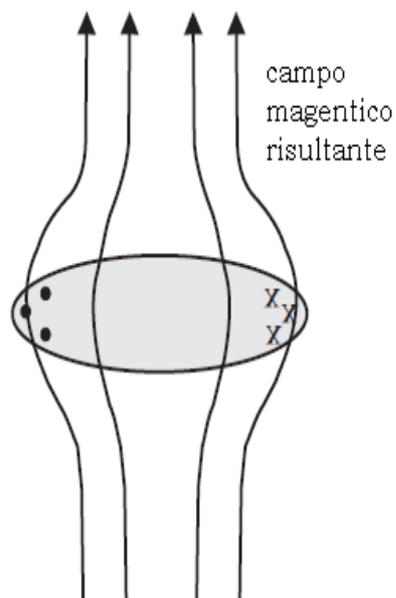


Fig. 3.20 Campo magnetico risultante

Applicando la Legge di Amper-Maxwell:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_a + \vec{J}_e$$

dove \vec{J}_a è il campo di corrente applicato e \vec{J}_e è l'Eddy Current, si ha, quando $\vec{J}_a = 0$ e il campo magnetico è generato dal conduttore vicino, che:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_e$$

ne segue che le Eddy Current possono essere descritte così:

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E} = \frac{\vec{E}}{\rho}$$

dove σ è la conducibilità del conduttore, ρ la sua resistività ed \vec{E} è il campo elettrico applicato.

A volte, le Correnti Parassite sono benefiche, ad esempio in caso di riscaldamento ad induzione, levitazione magnetica e test strutturali non distruttivi, ma in altri casi la loro presenza è dannosa e sono totalmente indesiderate, ad esempio nel nucleo di un trasformatore. Spesso, a causa di considerazioni di simmetria [149, 150], un'Analisi Monodimensionale è più che sufficiente per il calcolo delle Correnti di Foucault (ad esempio nello studio dei conduttori), tuttavia, nel caso generale di molti problemi di ingegneria (ad esempio nello studio dei dispositivi medici a risonanza magnetica) tale analisi viene sostituita da uno studio Bidimensionale e/o Tridimensionale (Analisi 2D e/o Analisi 3D). Il problema globale delle Eddy Current in un trasformatore, include:

- le Eddy Current negli avvolgimenti
- le Eddy Current nel nucleo
- le Eddy Current nel cassone

In questo lavoro si affronterà un'analisi monodimensionale e si studieranno le Eddy Current negli avvolgimenti (in base alle ipotesi fatte e al tipo di trasformatore in oggetto). Per altro, se le misure dovessero presentare dei valori non concordi con quanto calcolato, si dovrà procedere ad un'analisi in 2D [121, 137, 142].

Gli Skin Effect

In un avvolgimento di un trasformatore i conduttori sono sottoposti ai campi magnetici prodotti dalle correnti che in essi passano e dai campi magnetici prodotti dalle correnti che passano nei conduttori vicini. Questi campi magnetici indurranno in ogni spira una Eddy Current che si opporrà alla penetrazione nel conduttore del campo magnetico e produrrà le perdite ohmiche, convertendo l'energia elettromagnetica in calore. Ci sono due componenti che nascono dalle Eddy Current e sono:

- Skin Effect
- Proximity Effect

Entrambi causano, alle alte frequenze, una non uniformità del campo di corrente nel conduttore e limitano la corrente che in esso può circolare. Lo Skin Effect nasce perchè l'Eddy Current prodotta dalla corrente che sta circolando nel conduttore, produce a sua volta un secondo campo magnetico, opposto al primo, il quale creerà una extra corrente che circolerà nel conduttore stesso. Il risultato finale è che la corrente tenderà ad addensarsi verso la superficie del conduttore e la densità di corrente tenderà a decrescere dalla superficie verso il centro dello stesso. All'aumentare della frequenza, la sezione del conduttore diverrà sempre più piccola e l'effettiva resistenza aumenterà, così come le perdite ohmiche. Alle alte frequenze, la corrente tenderà a fluire nel percorso a minor induttanza, presente nell'avvolgimento.

Il Proximity Effect

I Proximity Effect (Effetto di Prossimità) nascono in tutti i sistemi multi conduttori (come gli avvolgimenti di un trasformatore) e si riferiscono alle correnti che sono indotte dai campi magnetici generati dai conduttori adiacenti. Sono simili agli Skin Effect ma sono prodotti da correnti che fluiscono nei conduttori vicini. In fig. 3.20 sono mostrati gli effetti di prossimità di due coppie di conduttori.

I Proximity Effect causano una non uniformità nella distribuzione della densità di corrente, con un significativo incremento delle perdite ad alta frequenza. Tali perdite arrivano a dominare quelle dovute agli Skin Effect. Oltre che dalla frequenza, dipendono anche dalla geometria (forma, dimensione, distanze conduttori, ecc) dell'avvolgimento. Il loro effetto si sovrappone a quello degli Skin Effect.

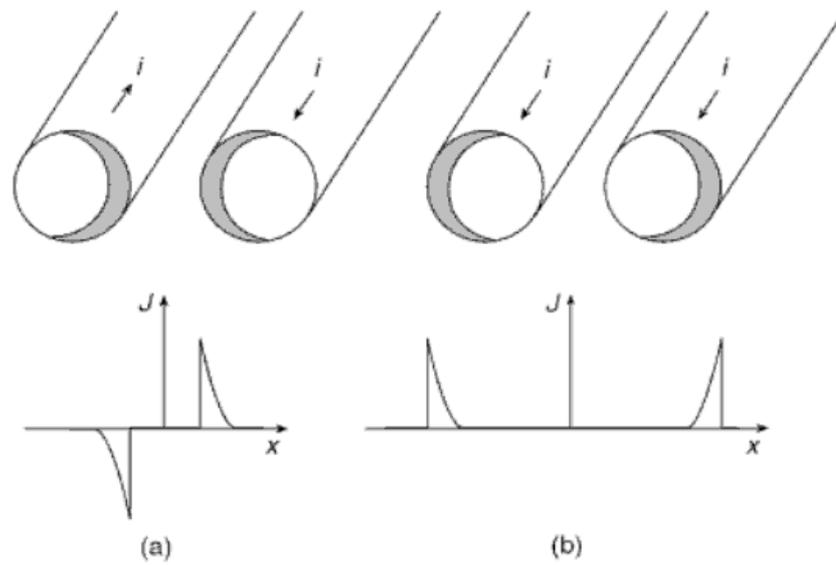


fig 3.20 Densità di corrente prodotta dai Proximity Effect:
a) correnti discordi; b) correnti concordi

Queste perdite possono essere calcolate solo se è possibile descrivere il campo magnetico in ogni sua posizione.

Al fine di calcolare le perdite indotte dagli Effetti di Prossimità è necessario scomporre il campo magnetico nelle sue componenti assiali e radiali, come mostrato in figura 3.21. Il campo magnetico decomposto viene poi utilizzato per calcolare le correnti parassite indotte dal conduttore 1 nel conduttore 2.

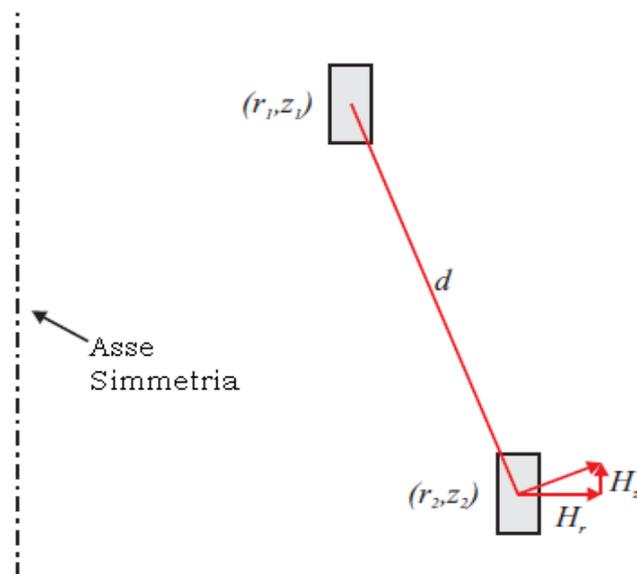


fig. 3.21 Campo magnetico nel conduttore 2 dovuto alla corrente del conduttore 1

Calcolo degli Skin Effect e dei Proximity Effect

Il calcolo analitico degli Skin Effect e dei Proximity Effect può essere fatto separatamente solo se si assume che questi effetti siano tra loro ortogonali, teoria del Principio di Ortogonalità di Ferreira [104, 105].

Si consideri l'avvolgimento del tipo riportato in fig. 3.22, si consideri inizialmente i -esimo conduttore e si ipotizzi che:

- 1) la sezione assiale degli n conduttori sia rettangolare
- 2) tutti i conduttori sono percorsi dalla stessa corrente
- 3) non ci siano gap tra i conduttori
- 4) il campo magnetico sia assiale

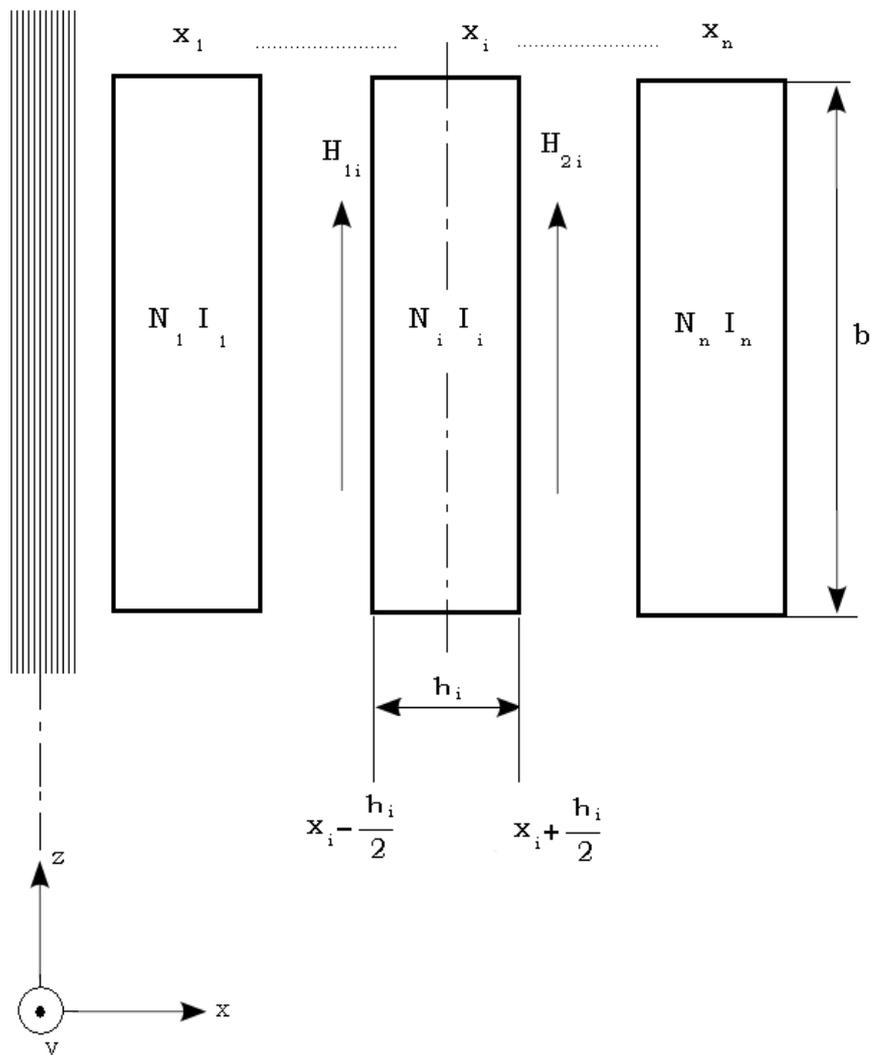


fig. 3.22 Avvolgimento a sezione rettangolare posto in un campo magnetico

ora si considerino le Equazioni di Maxwell nel dominio della frequenza:

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -j\omega \vec{B} && \left[\frac{V}{m} \right] \\ \nabla \times \vec{H} &= \vec{J} + j\omega \vec{D} && \left[\frac{A}{m} \right]\end{aligned}\quad (3.17)$$

assieme alle Equazioni Costitutive:

$$\begin{aligned}\vec{J} &= \sigma \vec{E} && \left[\frac{A}{m^2} \right] \\ \vec{D} &= \varepsilon \vec{E} && \left[\frac{C}{m^2} \right] \\ \vec{B} &= \mu \vec{H} && \left[\frac{Wb}{m^2} \right]\end{aligned}\quad (3.18)$$

dove :

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \text{campo elettrico [V/m]} \\ \vec{B} &= \text{campo di induzione magnetica [Wb/m}^2\text{]} \\ \vec{J} &= \text{campo di densità delle Eddy Current [A/m}^2\text{]} \\ \vec{H} &= \text{campo magnetico [A/m]} \\ \vec{D} &= \text{campo di induzione elettrica o spostamento elettrico [C/m}^2\text{]} \\ \sigma &= \frac{1}{\rho} = \text{conducibilità elettrica [S/m]} \\ \varepsilon &= \text{permettività dielettrica [F/m]} \\ \mu &= \text{permeabilità magnetica [H/m]} \\ \rho &= \text{resistività elettrica [\Omega m]}\end{aligned}$$

per una generica forma d'onda si ha:

$$\nabla^2 \vec{H} = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon) \vec{H} = k^2 \vec{H} \quad (3.19)$$

Il campo magnetico viene applicato nella direzione z, quindi l'unica sua componente sarà H_z . Tale componente varierà lungo l'asse x :

$$\vec{H} = H_z(x)$$

Le correnti indotte scorreranno solo nella direzione dell'asse y con una variazione lungo l'asse x:

$$\vec{J} = J_y(x) = \sigma E_y(x) \quad (3.20)$$

se:

$$\sigma \gg \omega \varepsilon$$

allora k^2 si può approssimare così:

$$k^2 = j \omega \mu \sigma$$

e l'equazione (3.19) diventerà :

$$\frac{\partial^2 H_z(x)}{\partial x^2} = k^2 H_z(x) = j \omega \mu \sigma H_z(x) \quad (3.21)$$

La soluzione generale dell'equazione differenziale (3.21) è:

$$H_z(x) = A_1 e^{kx} + A_2 e^{-kx} \quad (3.22)$$

osservando che l'operatore immaginario può essere scritto così:

$$\sqrt{j} = \sqrt{\frac{2j}{2}} = \sqrt{\frac{1-1+2j}{2}} = \sqrt{\frac{1+j^2+2j}{2}} = \frac{1+j}{\sqrt{2}}$$

si ha:

$$k = \sqrt{j \omega \mu \sigma} = (1+j) \sqrt{\frac{\omega \mu \sigma}{2}} = \frac{(1+j)}{\delta} \quad [m^{-1}] \quad (3.23)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \mu}} \quad [m]$$

dove:

ω = pulsazione [rad/s]

δ = descrive il livello di penetrazione nel conduttore del campo magnetico e delle Eddy Current; viene detto **Spessore di Penetrazione**. Lo Skin Effect è trascurabile solo se $\delta \gg h_i$

Per trovare le radici del campo magnetico $H_z(x_i)$ espresso dalla (3.22), si deve applicare lo studio alle condizioni del contorno delle costanti di integrazione A_1 e A_2 . Quindi considerando che:

$$b \gg h_i$$

si ottiene:

$$\begin{aligned} A_{1i} &= \frac{H_{1i} - H_{2i}}{2 \sinh\left(k \frac{h_i}{2}\right)} \\ A_{2i} &= \frac{H_{1i} + H_{2i}}{2 \cosh\left(k \frac{h_i}{2}\right)} \end{aligned} \quad (3.24)$$

L'equazione del campo magnetico espresso dalla (3.22) diventerà:

$$H_{z,i}(x) = A_{1i} \sinh[k(x-x_i)] + A_{2i} \cosh[k(x-x_i)] \quad (3.25)$$

dalla (3.17):

$$J_y(x) = -\frac{\partial H_z(x)}{\partial x}$$

si ottiene che il campo di densità di corrente sarà:

$$J_{y,i}(x) = -k \{A_{1i} \cosh[k(x-x_i)] + A_{2i} \sinh[k(x-x_i)]\} \quad (3.26)$$

Applicando il Teorema di Poynting:

$$\begin{aligned} P &= \int_V \nabla \left(\frac{1}{2\sigma} \vec{J} \times \vec{H}^* \right) dV = \\ &= -\frac{1}{2\sigma} \int_V \vec{J}_y \vec{J}_y^* dV + j \frac{\omega\mu}{2} \int_V \vec{H}_z \vec{H}_z^* dV = \\ &= \frac{1}{2\sigma} \int_V |J_y|^2 dV + j \frac{\omega\mu}{2} \int_V |H_z|^2 dV \end{aligned} \quad (3.27)$$

dove V è il volume circoscritto dalla generica sezione chiusa S, j indica l'operatore immaginario e il simbolo * indica il complesso coniugato.

Si ha, che le perdite totali di potenza degli Effect, saranno:

$$P_i = \Re_e [P] \quad (3.28)$$

da cui segue:

$$P_i = R_{DC,i} |I_i|^2 F_s(x_i) + R_{DC,i} b^2 H_{pi}^2 F_p(x_i) \quad \left[\frac{W}{m} \right] \quad (3.29)$$

dove:

$$F_s(x_i) = x_i \frac{\sinh(2x_i) + \sin(2x_i)}{\cosh(2x_i) - \cos(2x_i)} \quad (3.30) \quad \text{Fattore di Skin}$$

$$F_p(x_i) = 2x_i \frac{\sinh(x_i) - \sin(x_i)}{\cosh(x_i) + \cos(x_i)} \quad (3.31) \quad \text{Fattore di Proximity}$$

$$R_{DC,i} = \frac{1}{\sigma b h_i} N_i^2 \quad \left[\frac{\Omega}{m} \right] \quad \text{resistenza DC per unità di lunghezza}$$

σ = conducibilità elettrica [S/m]

b = altezza conduttore [m]

h_i = larghezza conduttore [m]

N_i = numero di spire

$$x_i = \frac{h_i}{\delta}$$

δ = spessore di penetrazione [m]

I_i = corrente [A]

H_{pi} = campo magnetico esterno prodotto dal Proximity Effect [A/m]

Analizzando gli Effect separatamente si ha:

1) per gli SKIN EFFECT:

$$H_z \left(x = x_i - \frac{h_i}{2} \right) = -H_z \left(x = x_i + \frac{h_i}{2} \right) = H_{1i} = -H_{2i} = \frac{N_i I_i}{2b}$$

inserendo tale valore nella (3.25) si ottiene il **Fattore di Skin Effect di un conduttore a sezione rettangolare isolato**, il quale varrà:

$$F_s^1(x_i) = \frac{x_i}{2} \frac{\sinh(x_i) + \sin(x_i)}{\cosh(x_i) - \cos(x_i)} \quad (3.32)$$

2) per i **PROXIMITY EFFECT** :

$$I_i = 0$$

si ottiene il **Fattore di Proximity Effect per un conduttore a sezione rettangolare isolato**:

$$F_p^1(x_i) = 2 x_i \frac{\sinh(x_i) - \sin(x_i)}{\cosh(x_i) + \cos(x_i)} \quad (3.33)$$

Confrontando (3.30) e (3.31) con (3.32) e (3.33) si osserva che:

$$F_p(x_i) = F_p^1(x_i) \quad (3.34)$$

$$F_s(x_i) = F_s^1(x_i) + \frac{1}{4} F_p^1(x_i) \quad (3.35)$$

Per strati fatti da conduttori a sezione circolare, il ragionamento è il medesimo ma dovrà essere affrontato con l'utilizzo delle coordinate cilindriche. La soluzione si ottiene studiando il caso di un singolo conduttore e applicando le (3.34) e (3.35) sostituendo x_i con r_i .
Si consideri la fig. 3.23:

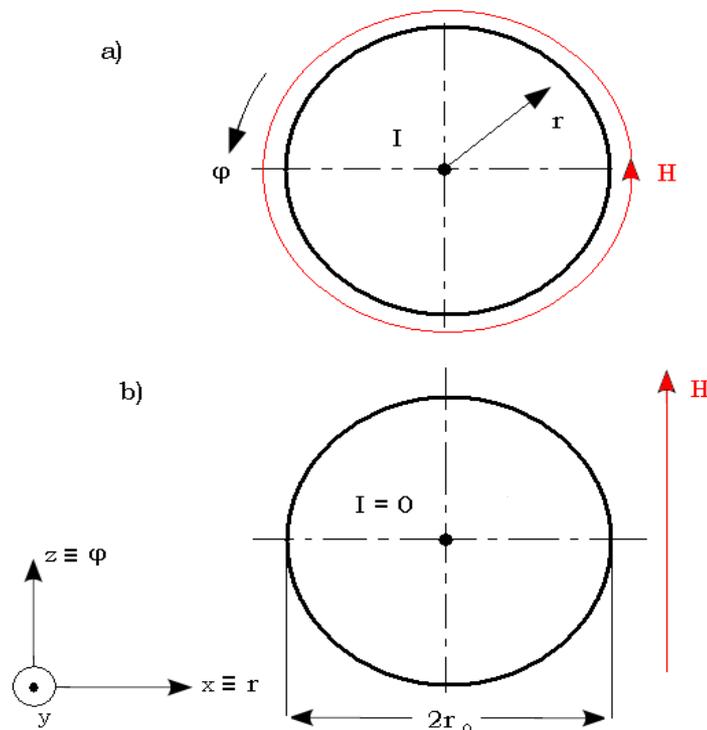


Fig. 3.23 Conduttore a sezione circolare posto in un campo magnetico;
a) Skin Effect b) Proximity Effect

Applicando il campo magnetico nella direzione z l'unica sua componente sarà H_z . Tale componente varierà lungo la direzione radiale. La (3.19) diventa:

$$r^2 \frac{\partial^2 H_z(r)}{\partial r^2} + r \frac{\partial H_z(r)}{\partial r} - k^2 r^2 H_z(r) = 0 \quad (3.36)$$

l'equazione differenziale (3.36) è l'espressione in forma modificata dell'Equazione di Bessel di ordine zero [151, 153], quindi la soluzione generale sarà :

$$H_z(r) = A_1 [I_0(kr)] + A_2 [K_0(kr)] \quad (3.37)$$

dove I_0 , K_0 sono le Funzioni di Bessel Modificate rispettivamente di prima e seconda specie di ordine zero [Appendice B].

Per trovare le radici del campo magnetico $H_z(r)$ espresso dalla (3.37), si deve applicare lo studio alle condizioni del contorno delle costanti di integrazione A_1 e A_2 , per la simmetria geometrica e considerando che:

$$l \gg 2r_0$$

si ottiene:

A) per SKIN EFFECT:

l'espressione del campo magnetico al contorno sarà:

$$H_z(r_0) = -H_z(-r_0) = H = \frac{I}{2\pi r_0} \quad (3.38)$$

dove I è la corrente. L'equazione (3.37) diventerà:

$$H_z(r) = H \frac{I_1(kr)}{I_1(kr_0)} \quad (3.39)$$

dove I_0 , I_1 sono le Funzioni di Bessel Modificate di prima specie rispettivamente di ordine zero ed uno [Appendice B]. Usando la (3.17) si ottiene il campo di densità di corrente:

$$J_y(r) = -\frac{\partial H_z(r)}{\partial r} = k H \frac{I_0(kr)}{I_1(kr_0)} \quad (3.40)$$

Applicando il Teorema di Poynting espresso dalla (3.27), si ha:

$$P_i = \Re_e \left\{ \frac{I^2}{2\sigma \pi r_0^2} \left[1 + kr \left(\frac{I_0(kr) - \frac{1}{kr I_1(kr)}}{I_1(kr)} \right) \right] \right\} \quad (3.41)$$

separando la parte reale da quella immaginaria e utilizzando le proprietà delle funzioni di Bessel [Appendice B] si ottiene:

Fattore di Skin Effect di un conduttore a sezione circolare isolato

$$F_s^1(r) = \frac{\xi}{2\sqrt{2}} \frac{ber_0(\xi)[bei_1(\xi) - ber_1(\xi)] - bei_0(\xi)[bei_1(\xi) + ber_1(\xi)]}{[ber_1(\xi)]^2 + [bei_1(\xi)]^2} \quad (3.42)$$

dove:

$$\xi = \frac{r\sqrt{2}}{\delta}$$

$$ber_0(\xi) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \xi^{4n}}{2^{4n} [(2n)!]^2}$$

$$ber_1(\xi) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (4n) \xi^{4n-1}}{2^{4n} [(2n)!]^2}$$

$$bei_0(\xi) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \xi^{4n+2}}{2^{4n+2} [(2n+1)!]^2}$$

$$bei_1(\xi) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (4n+2) \xi^{4n+1}}{2^{4n+2} [(2n+1)!]^2}$$

δ = spessore di penetrazione [m]

r = raggio conduttore [m]

ber , bei = funzioni di Kelvin

B) per PROXIMITY EFFECT:

al contorno si avrà:

$$A_1 = -2 H k \left(\frac{1}{I_1'(kr) + \frac{1}{kr_0} I_1(kr)} \right) \quad (3.43)$$

$$A_2 = -H^2 r_0^2 \left(\frac{1 - \frac{1}{kr_0} \frac{I_1(kr)}{I_1'(kr)}}{1 + \frac{1}{kr_0} \frac{I_1(kr)}{I_1'(kr)}} \right)$$

quindi il campo magnetico sarà:

$$H_z(r_0) = -H \operatorname{sen}(z) + \frac{A_2}{r_0^2} \operatorname{sen}(z) = -\frac{A_1}{k} I_1'(kr_0) \operatorname{sen}(z) \quad (3.44)$$

$$-H_z(-r_0) = -\frac{A_1}{k^2 r_0} I_1(kr_0) \cos(z)$$

Usando nuovamente la (3.17) per ottenere il campo di densità di corrente e applicando il Teorema di Poynting espresso dalla (3.27), si ha:

$$P_i = \Re_e \left\{ \frac{4 \pi r_0 H^2}{\sigma} \frac{k I_1(kr)}{I_1'(kr) + \frac{I_1(kr)}{kr_0}} \left(\frac{k I_1(kr)}{I_1'(kr) + \frac{I_1(kr)}{kr_0}} \right)^* \right\} \quad (3.45)$$

separando la parte reale da quella immaginaria e utilizzando le proprietà delle funzioni di Bessel [Appendice B] si ottiene:

Fattore di Proximity Effect di un conduttore a sezione circolare isolato

$$F_p^1(r) = \frac{\pi^2 \xi}{\sqrt{2}} \frac{\operatorname{ber}_1(\xi)[\operatorname{bei}_2(\xi) - \operatorname{ber}_2(\xi)] - \operatorname{bei}_1(\xi)[\operatorname{bei}_2(\xi) + \operatorname{ber}_2(\xi)]}{[\operatorname{ber}_0(\xi)]^2 + [\operatorname{bei}_0(\xi)]^2} \quad (3.46)$$

dove:

$$\xi = \frac{r\sqrt{2}}{\delta}$$

$$ber_0(\xi) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \xi^{4n}}{2^{4n} [(2n)!]^2}$$

$$ber_1(\xi) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (4n) \xi^{4n-1}}{2^{4n} [(2n)!]^2}$$

$$ber_2(\xi) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (4n) (4n-1) \xi^{4n-2}}{2^{4n} [(2n)!]^2}$$

$$bei_0(\xi) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \xi^{4n+2}}{2^{4n+2} [(2n+1)!]^2}$$

$$bei_1(\xi) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (4n+2) \xi^{4n+1}}{2^{4n+2} [(2n+1)!]^2}$$

$$bei_2(\xi) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (4n+2) (4n+1) \xi^{4n}}{2^{4n+2} [(2n+1)!]^2}$$

δ = spessore di penetrazione [m]

r = raggio conduttore [m]

ber , bei = funzioni di Kelvin

Calcolo delle R_{ij} e delle R_{ii}

Le **Resistenze Serie** presentate nel Modello Equivalente di una Fase di un Trasformatore, fig. 2.11, si calcolano così:

$$R_{ii} = R_{DC,i} F_s(x_i) + N_i^2 \sum_{j=1}^{i-1} R_{DC,j} F_p(x_j) \quad i=j \quad [\Omega]$$

$$R_{ij} = R_{DC,i} \frac{N_j}{2N_i} F_p(x_i) + N_i N_j \sum_{j=1}^{i-1} R_{DC,j} F_p(x_j) \quad i \neq j \quad [\Omega]$$

(3.47)

$$R_{ii} = R_{DC,i} F_s(r_i) + N_i^2 \sum_{j=1}^{i-1} R_{DC,j} F_p(r_j) \quad i=j \quad [\Omega]$$

$$R_{ij} = R_{DC,i} \frac{N_j}{2N_i} F_p(r_i) + N_i N_j \sum_{j=1}^{i-1} R_{DC,j} F_p(r_j) \quad i \neq j \quad [\Omega]$$

dove:

N = numero di spire dell' i -esimo strato

R_{DC} = resistenza DC, equazione (3.16)

F_s = Fattore di Skin Effect equazione (3.35)

F_p = Fattore di Proximity Effect equazione (3.34)

3.4.2 CALCOLO DELLA RESISTENZA PARALLELO

Con **Resistenza Parallelo** si intendono tutte quelle resistenze che sono in parallelo alle capacità dell'avvolgimento descritte nel paragrafo 3.2. Nello schema del modello di studio, fig. 2.11, sono identificate dalle **Conduttanze G**. Queste resistenze rappresentano:

- 1) **Perdite per Polarizzazione:** corrispondono ai diversi fenomeni di polarizzazione e sono particolarmente pronunciate in corrispondenza di determinate frequenze del campo elettrico applicato. Si presentano solo con campi variabili mentre sono nulle con campi continui
- 2) **Perdite per Conduzione:** sono proporzionali al quadrato del campo applicato e inversamente proporzionali alla resistività del materiale e sono sempre presenti, indipendentemente dalla natura del campo.
- 3) **Perdite per Ionizzazione:** si manifestano quando il campo elettrico applicato è tale da provocare dei fenomeni di scarica che interessano non la totalità del volume del mezzo ma solo alcune sue porzioni.

Nei modelli ad alta frequenza per trasformatori di potenza presenti in letteratura, tutte le proprietà dielettriche sono normalmente considerate indipendenti dalla frequenza (paragrafo 2.2). Il motivo di ciò lo si potrebbe imputare alle limitate informazioni che si hanno sui materiali dielettrici alle alte frequenze e al fatto che sia le proprietà magnetiche che le Eddy Current, dipendano più dalla frequenza che dagli effetti del comportamento del dielettrico. Dal momento che la letteratura pubblicata non è esaustiva sulle problematiche che tali perdite possono effettivamente causare al trasformatore sottoposto alle alte frequenze, sarebbe necessario, per determinare i parametri dielettrici, fare delle appropriate misure, ma poiché non si ha la possibilità di fare tale operazione e poiché è importante migliorare le prestazioni del modello di studio, è comunque necessario riuscire a considerare tali perdite. A tal proposito si seguirà la soluzione proposta da Buckow/Feser [6, 39, 40, 41] i quali mostrano, tramite misurazioni sugli avvolgimenti, il comportamento del materiale dielettrico al variare della frequenza.

In generale, il comportamento di un dielettrico inserito in un campo elettrico studiato in funzione della frequenza, lo si può descrivere usando le equazioni di Maxwell riportate in (3.17) e (3.18). Si ha:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega \vec{D} = \sigma \vec{E} + j\omega \epsilon \vec{E}$$

mettendo in evidenza $j\omega$ e dividendo per ϵ_0 si ha:

$$\nabla \vec{H} = j\omega \left(\frac{\sigma}{j\omega} + \epsilon \right) \vec{E} = j\omega \epsilon_0 \left(\frac{\sigma}{j\omega \epsilon_0} + \epsilon_r \right) \vec{E} = j\omega \epsilon_0 \epsilon_r^* \vec{E}$$

dove i simboli hanno lo stesso significato del cap. 3.4.1 ed ϵ_r^* è la **Permittività Dielettrica Relativa Complessa**:

$$\epsilon_r^* = \left(\epsilon_r + \frac{\sigma}{j\omega \epsilon_0} \right) = \left(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \right) = \epsilon_r' - j \epsilon_r'' \quad (3.48)$$

In questo modo il **Fattore di Dissipazione Effettivo** resta definito come:

$$\tan(\delta) = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} = \frac{\sigma_s + \sigma_a}{\omega \epsilon_r'} \quad (3.49)$$

dove il pedice “s” indica la conducibilità del mezzo dovuta a campi statici, e il pedice “a” indica la conducibilità del mezzo dovuta a campi variabili.

Da Buckow/Feser e Garehpetian [82], si ha che:

$$\tan(\delta) = 1,082 \cdot 10^{-8} \omega + 5,0 \cdot 10^{-3} \quad (3.50)$$

Da quanto esposto si ha che:

Le **Conduttanze** presenti nel Modello Equivalente di una Fase di un Trasformatore, fig. 2.11, si calcolano così:

$$G_{ij} = G_{e,i} = C_{e,i} \omega \tan(\delta) \quad [\Omega^{-1}] \quad (3.51)$$

$$G_{ii} = G_{s,i} = C_{s,i} \omega \tan(\delta) \quad [\Omega^{-1}]$$

dove:

$$C_{e,i} = C_{ij} \quad \text{capacità parallelo del capitolo 3.2.2}$$

$$C_{s,i} = C_{ii} \quad \text{capacità serie del capitolo 3.2.1}$$

$$\omega = 2\pi f \quad \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right] \quad \text{pulsazione angolare}$$

Capitolo 4

ANALISI CIRCUITALE

4.1 ANALISI DEL CIRCUITO

Una volta determinati gli elementari componenti del Modello Equivalente di una Fase dell'avvolgimento del trasformatore riportato in fig. 4.1:

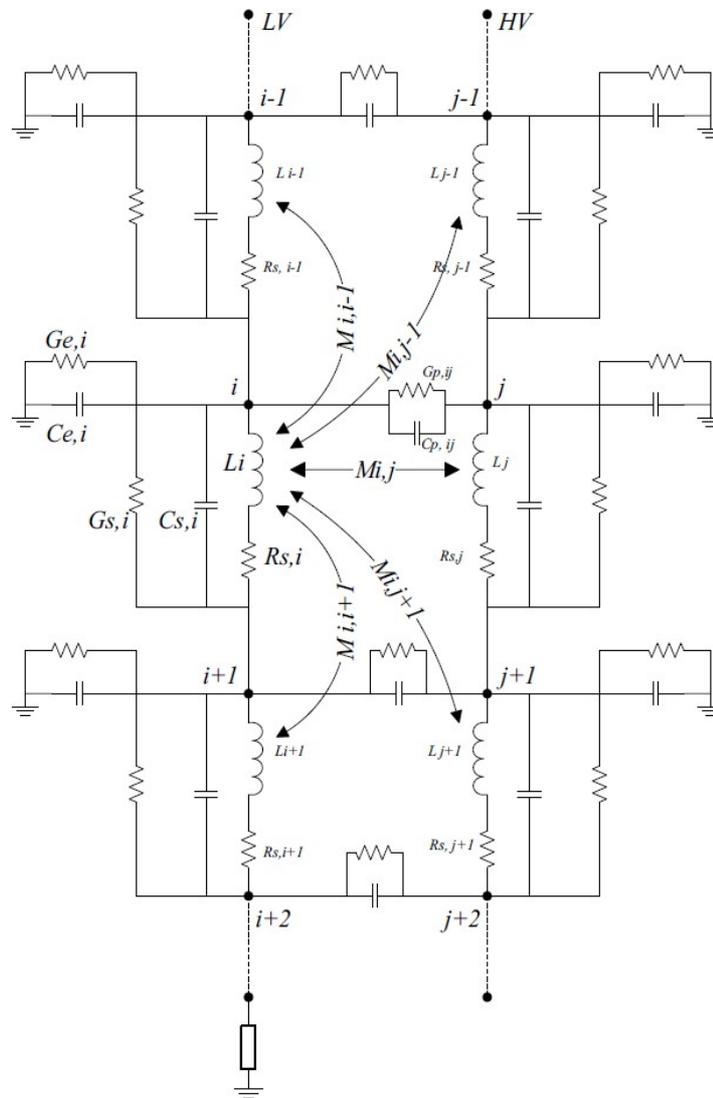


fig. 4.1 Modello Equivalente di una Fase dell'avvolgimento del trasformatore

si deve procedere con l'analisi circuitale del medesimo. Lo scopo di questo capitolo sarà quello di definire il metodo più appropriato per studiare la risposta del trasformatore, quando è sottoposto alle sovratensioni transitorie e di risonanza. A tal proposito si procederà con il calcolo della matrice alle ammettenze nodali caratteristica del circuito, per poi descriverne le relazioni che permetteranno di calcolarne la risposta.

La strategia che si userà per risolvere il circuito, sarà quella di linearizzare le caratteristiche non lineari del trasformatore in un istante di tempo, cioè si tratterà il circuito come se fosse costituito da elementi lineari i quali però verranno calcolati volta per volta su un range di frequenze di interesse.

4.2 MATRICI CARATTERISTICHE

Riferendosi al circuito riportato in fig. 4.1:

Si definisce come **Impedenza Serie del Ramo** la:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R}(\omega) + j\omega \mathbf{L}(\omega) \quad (4.1)$$

dove:

\mathbf{R} = è la matrice delle resistenze serie calcolate nel cap. 3.4.1

\mathbf{L} = è la matrice delle induttanze calcolate nel cap. 3.3

j = operatore immaginario

ω = pulsazione [rad/s]

L'impedenza parallelo è descritta dall'**Ammettenza Nodale** definita da:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G}(\omega) + j\omega \mathbf{C}(\omega) \quad (4.2)$$

dove:

\mathbf{G} = è la matrice delle resistenze parallelo calcolate nel cap. 3.4.2

\mathbf{C} = è la matrice delle capacità calcolate nel cap. 3.2

j = operatore immaginario

ω = pulsazione [rad/s]

Ne segue che la **Matrice Serie delle Impedenze ai Rami**, per ogni valore di frequenza, sarà composta dagli elementi \mathbf{R} ed \mathbf{L} , e sarà una matrice quadrata di ordine $\mathbf{m} \times \mathbf{m}$, dove \mathbf{m} identifica il numero dei rami e gli elementi $R_{ii} + j\omega L_{ii}$ saranno posti sulla diagonale principale:

$$\mathbf{Z}_M = \begin{bmatrix} R_{11} + j\omega L_{11} & R_{12} + j\omega L_{12} & \cdots & R_{1m} + j\omega L_{1m} \\ R_{21} + j\omega L_{21} & \cdots & \cdots & R_{2m} + j\omega L_{2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_{m1} + j\omega L_{m1} & R_{m2} + j\omega L_{m2} & \cdots & R_{mm} + j\omega L_{mm} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

La **Matrice Parallelo alle Ammettenze Nodali** sarà composta, per ogni valore di frequenza, dagli elementi G e C , e sarà una matrice quadrata di ordine $n \times n$, dove n identifica il numero dei nodi e gli elementi $G_{ii} + j\omega C_{ii}$ saranno posti sulla diagonale principale:

$$\mathbf{Y}_N = \begin{bmatrix} G_{11} + j\omega C_{11} & G_{12} + j\omega C_{12} & \cdots & G_{1n} + j\omega C_{1n} \\ G_{21} + j\omega C_{21} & \cdots & \cdots & G_{2n} + j\omega C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ G_{n1} + j\omega C_{n1} & G_{n2} + j\omega C_{n2} & \cdots & G_{nn} + j\omega C_{nn} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Ora, conviene riferire la matrice \mathbf{Z}_M con la sua ammettenza. Definiamo in questo modo la **Matrice Serie alle Ammettenze Nodali**:

$$\mathbf{Y}_M = \mathbf{A} \cdot \mathbf{Z}_M^{-1} \cdot \mathbf{A}^T \quad (4.5)$$

E' da notare che:

- La matrice \mathbf{Y}_M non si è ottenuta dalla diretta inversione di \mathbf{Z}_M perché la matrice delle induttanze contenute in \mathbf{Z}_M , ha le mutue induttanze che risiedono al di fuori della diagonale principale mentre sulla diagonale principale ci sono tutte le auto-induttanze del circuito.
- Le matrici \mathbf{A} e \mathbf{A}^T dipendono dalla configurazione del circuito e dalla connessione dei parametri elementari e solitamente, negli studi degli impianti elettrici, vengono chiamate rispettivamente, **Matrice di Incidenza** e **Trasposta della Matrice di Incidenza**.
- La Matrice di Incidenza e la sua Trasposta descrivono rispettivamente le relazioni che ci sono tra le **correnti di nodi/rami** e le **tensioni di nodi/rami**. Hanno rispettivamente ordine $n \times m$ (nodo x ramo) e $m \times n$ (ramo x nodo). I loro elementi varieranno il loro valore tra -1, 1 e 0.
- La matrice \mathbf{Y}_M avrà quindi ordine $n \times n$ (nodo x nodo).
- Le peculiarità delle matrici che compaiono nell'equazione (4.5), possono essere descritte seguendo il seguente esempio. Si consideri il seguente circuito semplificato, fig. 4.2:

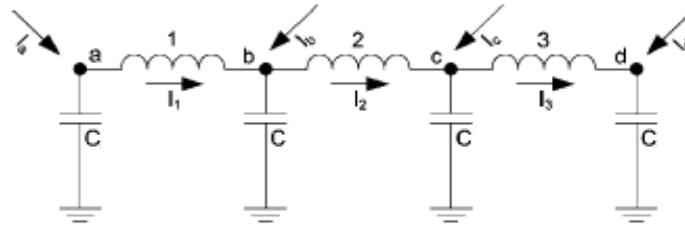


fig. 4.2 Modello semplificato: relazione tra correnti ai nodi/rami

Osservando tale circuito, si nota che la corrente al nodo è composta dalla somma vettoriale della corrente nodale induttiva I_L con la nodale capacitiva I_C :

$$I_N = I_C + I_L \quad (4.6)$$

Ora, se si considerano le relazioni tra tutte le correnti induttive nodali e tutte le correnti di ramo, sia ha che:

$$\begin{aligned} I_{L_a} &= +I_1 \\ I_{L_b} &= -I_1 + I_2 \\ I_{L_c} &= -I_2 + I_3 \\ I_{L_d} &= -I_3 \\ &\vdots \\ I_L &= A \cdot I_M \end{aligned} \quad (4.7)$$

dove la **Matrice di Incidenza** $A_{(n \times m)}$ è costruita così:

$$A = \begin{matrix} \left[\begin{array}{cccccccc} \mathbf{1} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -\mathbf{1} & \mathbf{1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & -\mathbf{1} & \mathbf{1} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\mathbf{1} & \mathbf{1} & \cdots & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \mathbf{1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & -\mathbf{1} & \mathbf{1} \end{array} \right] & \left. \begin{array}{c} a \\ b \\ c \\ d \\ \vdots \\ \vdots \\ n \end{array} \right\} & \text{ nodi} \end{matrix} \quad (4.8)$$

$$\underbrace{\begin{matrix} 1 & 2 & 3 & \cdots & \cdots & \cdots & m \end{matrix}}_{\text{rami}}$$

Ora, se si considera che la generica corrente di ramo $i_M(t)$ è uguale a:

$$i_M(t) = \frac{1}{L_M} \int u_M(t) dt \quad (4.9)$$

dove L_M e $u_M(t)$ sono rispettivamente l'induttanza e la tensione del ramo, si ha, usando la Trasformata di Laplace (Appendice B) e ponendo $\mathbf{s} = \mathbf{j}\omega$, che la (4.7) e la (4.9) possono anche essere riscritte così:

$$\mathbf{I}_L(\mathbf{s}) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{I}_M(\mathbf{s}) \quad (4.10)$$

$$\mathbf{I}_M(\mathbf{s}) = \frac{1}{\mathbf{s}} \cdot \mathbf{L}_M^{-1} \cdot \mathbf{U}_M(\mathbf{s}) \quad (4.11)$$

Ragionando in modo analogo, si considerino ora tutte le relazioni tra le tensioni dei rami e dei nodi, si ha che:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_a - U_b \\ U_2 &= U_b - U_c \\ U_3 &= U_c - U_d \\ U_4 &= U_d - U_e \\ &\vdots \\ \mathbf{U}_M &= \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}_N \end{aligned} \quad (4.12)$$

dove la matrice $\mathbf{B}_{(m \times n)}$ è costruita così:

$$\mathbf{B} = \begin{array}{c} \left[\begin{array}{cccccccc} \mathbf{1} & -\mathbf{1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{1} & -\mathbf{1} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{1} & -\mathbf{1} & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{1} & \cdots & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & -\mathbf{1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \mathbf{1} & -\mathbf{1} \end{array} \right] \begin{array}{c} \left. \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ m \end{array} \right\} \text{ rami} \end{array} \quad (4.13) \\ \underbrace{\begin{array}{cccccccc} a & b & c & d & \cdots & \cdots & n \end{array}}_{\text{nodi}} \end{array}$$

si osserva che:

$$\mathbf{B}_{(m \times n)} = \mathbf{A}^T_{(m \times n)}$$

ne segue allora che:

$$\mathbf{U}_M(\mathbf{s}) = \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{U}_N(\mathbf{s}) \quad (4.14)$$

Ora se si inserisce la (4.11) nella (4.10) e la (4.14) nella (4.11) si ha che:

$$\mathbf{I}_L(\mathbf{s}) = \mathbf{A} \mathbf{I}_M(\mathbf{s}) = \mathbf{A} \frac{1}{\mathbf{s}} \mathbf{L}_M^{-1} \mathbf{U}_M(\mathbf{s}) = \frac{1}{\mathbf{s}} \mathbf{A} \mathbf{L}_M^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{U}_N(\mathbf{s})$$

ponendo:

$$\mathbf{\Gamma}_N = \mathbf{A} \mathbf{L}_M^{-1} \mathbf{A}^T$$

si ha infine che:

$$\mathbf{I}_L(\mathbf{s}) = \frac{1}{\mathbf{s}} \mathbf{\Gamma}_N \mathbf{U}_N(\mathbf{s}) \quad (4.15)$$

Usando la stessa procedura, si arriva quindi ad ottenere la matrice equazione (4.5):

$$\mathbf{Y}_M = \mathbf{A} \cdot \mathbf{Z}_M^{-1} \cdot \mathbf{A}^T$$

La **Matrice alle Ammettenze Nodali Caratteristica del Sistema** è definita da:

$$\mathbf{Y}_{\text{sys}}(\mathbf{s}) = \mathbf{Y}_N(\mathbf{s}) + \mathbf{Y}_M(\mathbf{s}) = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{11}(\mathbf{s}) & \mathbf{Y}_{12}(\mathbf{s}) & \cdots & \mathbf{Y}_{1n}(\mathbf{s}) \\ \mathbf{Y}_{21}(\mathbf{s}) & \cdots & \cdots & \mathbf{Y}_{2n}(\mathbf{s}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{Y}_{n1}(\mathbf{s}) & \mathbf{Y}_{n2}(\mathbf{s}) & \cdots & \mathbf{Y}_{nn}(\mathbf{s}) \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

dove:

$\mathbf{Y}_N_{(n \times n)}$ = Matrice Parallelo alle Ammettenze Nodali, equazione (4.4)

$\mathbf{Y}_M_{(n \times n)}$ = Matrice Serie alle Ammettenze Nodali, equazione (4.5)

$\mathbf{s} = j\omega$ = operatore Laplaciano

4.3 LO STATO DEL SISTEMA

La descrizione dello stato del Modello Equivalente di una Fase dell'avvolgimento del trasformatore riportato in fig. 4.1, è definita dalla relazione tra l' Ammettenza Caratteristica del Sistema con le tensioni ai nodi. Descrivendo le matrici ancora con la Trasformata di Laplace (Appendice B) si ha che lo stato del sistema sarà descritto dalla (4.17) che verrà chiamata **Equazione di Stato del Sistema**:

$$Y_{\text{sys}}(s) U_N(s) = I_N(s) \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{11}(s) & Y_{12}(s) & \cdots & Y_{1n}(s) \\ Y_{21}(s) & \cdots & \cdots & Y_{2n}(s) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Y_{n1}(s) & Y_{n2}(s) & \cdots & Y_{nn}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \\ \cdots \\ U_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \\ \cdots \\ I_n(s) \end{bmatrix}$$

dove:

U_N _(n×1) = matrice delle tensioni tra i nodi e massa

I_N _(n×1) = matrice delle correnti ai nodi

Y_{sys} _(n×n) = matrice alle Ammettenze Nodali Caratteristica del Sistema

$s = j\omega$ operatore Laplaciano

n = pedice identificativo del numero dei nodi

4.4 RIDUZIONE DELL'EQUAZIONE DI STATO

In base al tipo di analisi, l'Equazione di Stato del Sistema descritta dalla (4.17) può essere ridotta per studiare i soli nodi di interesse. Poiché tutti i nodi del modello, ad eccezione fatta per i capi dell'avvolgimento, sono interni all'avvolgimento stesso, per evitare confusione, i nodi di interesse verranno chiamati **Nodi Esterni** e i restanti nodi verranno chiamati **Nodi Interni**. Sulle basi di quanto detto si ha che l'**Equazione Ridotta dello Stato del Sistema** sarà descritta dalla:

$$\begin{bmatrix} Y_{ee} & Y_{ei} \\ Y_{ie} & Y_{ii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_e \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

dove:

$$\begin{aligned} Y_{ee} &_{p \times p} = \text{matrice dei nodi esterni} \\ Y_{ei} &_{p \times (n-p)} = \text{matrice dei nodi esterni e interni} \\ Y_{ie} &_{(n-p) \times p} = \text{matrice dei nodi interni ed esterni} \\ Y_{ii} &_{(n-p) \times (n-p)} = \text{matrice dei nodi interni} \\ V_e &_{p \times 1} = \text{matrice delle tensioni sui nodi esterni} \\ V_i &_{(n-p) \times 1} = \text{matrice delle tensioni sui nodi interni} \\ I_e &_{p \times 1} = \text{matrice della corrente sui nodi esterni} \\ p &= \text{pedice identificativo dei nodi esterni} \\ n &= \text{pedice identificativo del numero totale dei nodi} \end{aligned}$$

In generale si può dire che ci saranno tanti p-Nodi Esterni quanti sono gli n-nodi.

Moltiplicando gli elementi della (4.18) si ha:

$$Y_{ee} V_e + Y_{ei} V_i = I_e \quad (4.19)$$

$$Y_{ie} V_e + Y_{ii} V_i = \mathbf{0} \quad (4.20)$$

da cui si ottiene che:

$$V_i = - \frac{Y_{ie} V_e}{Y_{ii}} = - Y_{ii}^{-1} Y_{ie} V_e \quad (4.21)$$

inserendo la (4.21) nella (4.19) si può riscrivere la (4.18) così:

$$Y V_e = I_e \quad (4.22)$$

con:

$$Y = Y_{ee} - Y_{ei} Y_{ii}^{-1} Y_{ie}$$

Si deve notare che poiché sono richieste svariate inversioni è possibile che la (4.22) venga ad essere mal condizionata a causa degli errori di approssimazione, sarà quindi opportuno mantenere almeno quattro cifre significative dopo la virgola, durante le operazioni di inversione.

4.5 RISONANZA E ANTIRISONANZA

Come è ben noto dalla disciplina dei Controlli Automatici [35], lo stato stazionario e quello transitorio di un qualsiasi circuito elettrico, per una qualsiasi tensione applicata, è stabilito dalla localizzazione degli zeri e dei poli, della funzione complessa descritta nel piano delle frequenze, dell'impedenza caratteristica del circuito. Gli zeri della funzione impedenza caratteristica misurata ai morsetti coincidono, per definizione, con le frequenze naturali del circuito. McNutt in [77, 81] definisce come **Risonanza ai Morsetti** (terminali) quella situazione di risonanza che si viene a creare quando nei terminali si ha la corrente massima e l'impedenza minima. In un sistema fisico ci sono infiniti valori di risonanza. In un sistema discretizzato, come il modello a parametri concentrati proposto in questa tesi, tali valori di risonanza, saranno tanti quanti i nodi del modello cioè saranno tanti quanto sarà il valore dell'ordine del sistema. Ne consegue che la Risonanza ai Morsetti sarà riferita alla **Risonanza Serie** [156÷158]. Analogamente, l'**Antirisonanza ai Morsetti**, definita come quella situazione di risonanza che si viene a creare quando nei terminali si ha la corrente minima e l'impedenza massima, corrisponderà alla **Risonanza Parallelo** [156÷158]. McNutt definisce in oltre, la **Risonanza Interna** come quella situazione di risonanza che si viene a creare quando internamente si ha la tensione massima mentre definisce **Antirisonanza Interna** l'analogia situazione ma con tensione interna minima.

4.6 CALCOLO DELLA RISPOSTA DEL CIRCUITO

Sulla base delle predette definizioni, la Risonanza Serie si potrà calcolare in modo accurato quando, ai morsetti, la componente reattiva della funzione impedenza caratteristica è zero o equivalentemente quando il rapporto tra le parti immaginarie della tensione ai terminali dell'impedenza e la corrente entrante nei medesimi, sarà zero. Analogamente, la Risonanza Parallelo sarà definita come la frequenza alla quale la componente immaginaria dell'impedenza è infinita. Tenendo ben presente quanto detto, si può ora sviluppare l'analisi del circuito per trovarne la risposta.

Si consideri il Modello Equivalente di una Fase dell'Avvolgimento del Trasformatore riportato in fig. 4.1 e descritto dall'Equazione di Stato (4.17), dove i simboli hanno lo stesso significato del paragrafo 4.3:

$$\mathbf{Y}_{\text{sys}}(\mathbf{s}) \mathbf{U}_N(\mathbf{s}) = \mathbf{I}_N(\mathbf{s}) \quad (4.23)$$

Se si risolve tale equazione riferendola alle tensioni nodali, si ottiene:

$$\mathbf{U}_N(\mathbf{s}) = \mathbf{Y}_{\text{sys}}^{-1}(\mathbf{s}) \mathbf{I}_N(\mathbf{s}) = \mathbf{Z}_{\text{sys}}(\mathbf{s}) \mathbf{I}_N(\mathbf{s}) \quad (4.24)$$

dove:

$$\mathbf{Y}_{\text{sys}}^{-1}(\mathbf{s}) = \mathbf{Z}_{\text{sys}}(\mathbf{s}) \quad (4.25)$$

Si indichino i Nodi Esterni, i nodi sui quali ci interessa investigare, con pedice "p"; siano le impedenze di tali nodi, Impedenze Esterne, e siano le correnti entranti negli stessi, Correnti Esterne.

Si ha allora che se la sola Corrente Esterna è entrante nel solo Nodo Esterno, l'equazione (4.24) diventa:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_1(\mathbf{s}) \\ \mathbf{U}_2(\mathbf{s}) \\ \dots \\ \mathbf{U}_p(\mathbf{s}) \\ \dots \\ \mathbf{U}_n(\mathbf{s}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{11}(\mathbf{s}) & \mathbf{Z}_{12}(\mathbf{s}) & \dots & \mathbf{Z}_{1p}(\mathbf{s}) & \dots & \mathbf{Z}_{1n}(\mathbf{s}) \\ \mathbf{Z}_{12}(\mathbf{s}) & \mathbf{Z}_{22}(\mathbf{s}) & \dots & \mathbf{Z}_{2p}(\mathbf{s}) & \dots & \mathbf{Z}_{2n}(\mathbf{s}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{Z}_{1p} & \mathbf{Z}_{2p}(\mathbf{s}) & \dots & \mathbf{Z}_{pp}(\mathbf{s}) & \dots & \mathbf{Z}_{pn}(\mathbf{s}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{Z}_{1n}(\mathbf{s}) & \mathbf{Z}_{2n}(\mathbf{s}) & \dots & \mathbf{Z}_{pn}(\mathbf{s}) & \dots & \mathbf{Z}_{nn}(\mathbf{s}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \dots \\ \mathbf{I}_p(\mathbf{s}) \\ \dots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

da cui segue immediatamente che il vettore della tensione nodale è definita da:

$$\begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \\ \dots \\ U_p(s) \\ \dots \\ U_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{1p}(s) \\ Z_{2p}(s) \\ \dots \\ Z_{pp}(s) \\ \dots \\ Z_{np}(s) \end{bmatrix} I_p(s) \quad (4.27)$$

La Tensione Esterna (nodo p) è quindi ottenuta così:

$$U_p(s) = I_p(s) Z_{pp}(s) \quad (4.28)$$

Poiché l'impedenza vista dal p-Nodo Esterno è definita come il rapporto tra la Tensione Esterna e la Corrente Esterna, si ha che:

$$Z_{pp}(s) = \frac{U_p(s)}{I_p(s)} \quad (4.29)$$

sostituendo il Laplaciano con $j\omega$, si ottiene l'**Impedenza al Terminale del Trasformatore alla Frequenza ω** :

$$Z_t(\omega) = Z_{pp}(j\omega) \quad (4.30)$$

Nelle equazioni (4.28) e (4.30), le incognite sono il vettore di tensione e le frequenze. Quindi si dovrà procedere fissando una frequenza e risolvendo per il corrispondente vettore di tensione. Una volta trovate le radici dell'equazione (4.24) su un range di frequenze opportune, si otterrà la mappa del comportamento dell'impedenza in funzione della frequenza, cioè si otterrà la risposta in frequenza dell'avvolgimento del trasformatore. Dalla mappa trovata, si potranno facilmente localizzare gli zeri e i poli della funzione e capire immediatamente quali sono i valori di frequenza che creano la risonanza (zeri) e l'antirisonanza (poli) dell'avvolgimento.

Se si definisce il **Guadagno in Tensione** tra un p-Nodo Esterno ed un particolare nodo interno, come il rapporto tra la tensione alla frequenza ω tra i nodi interni l ed m, con la tensione applicata alla frequenza ω al p-Nodo Esterno:

$$A_v = \frac{U_l(s) - U_m(s)}{U_p(s)} \quad (4.31)$$

si otterrà che il **Fattore di Amplificazione della Funzione** (Guadagno) lo si potrà esprimere anche così:

$$A_v = \frac{Z_p(j\omega) - Z_{np}(j\omega)}{Z_{pp}(j\omega)} \quad (4.32)$$

Anche qui, si dovrà procedere fissando una frequenza e risolvere per il corrispondente vettore di tensione.

*Capitolo 5***MISURE E RISULTATI****5.1 INTRODUZIONE**

In questo capitolo si esporranno le misure eseguite sul trasformatore di test mostrato nel capitolo 1.3 e si confronteranno tali misure con i valori ottenuti dal modello di studio proposto da questo lavoro. Il confronto verrà fatto nel dominio della frequenza.

Le misure sono state eseguite sull'avvolgimento di alta tensione, sia nel dominio del tempo che nel dominio della frequenza e sono state condotte eccitando i terminali di tale avvolgimento, seguendo lo schema riportato in fig. 5.0, con un impulso di fulminazione al fine di studiare le oscillazioni interne.

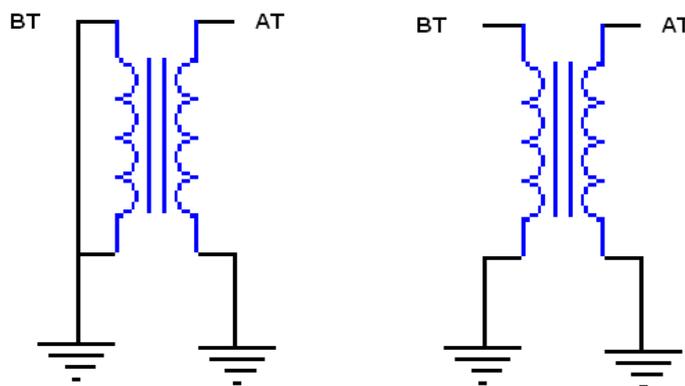


fig. 5.0 Schema generale usato per misure

I valori delle funzioni di trasferimento della tensione sono espressi in “per unità” (p.u.). Le misure riportate sono solo quelle riferite al collegamento della presa centrale 9A 10A perchè i valori ottenuti con collegamenti 9B 10B e 9C 10C sono sostanzialmente identici.

5.2 STRUMENTI UTILIZZATI

Per effettuare le misure sono stati utilizzati i seguenti strumenti i cui data sheet sono riportati in Appendice E:

- Oscilloscopio elettronico digitale [164] denominato **Tektronix TDS 5054B** accessoriato con due sonde:

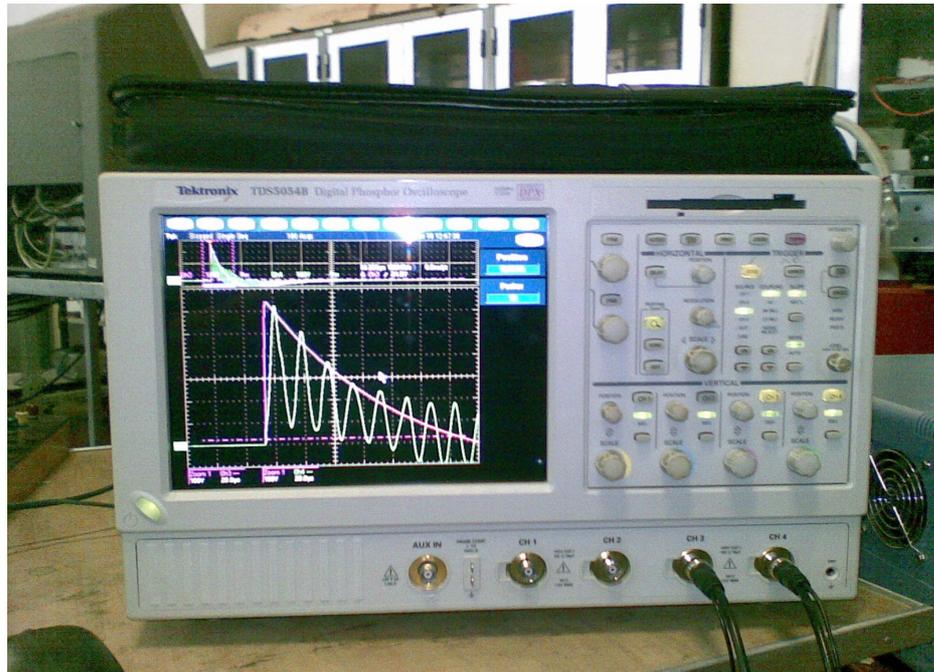


fig. 5.1 Oscilloscopio elettronico digitale

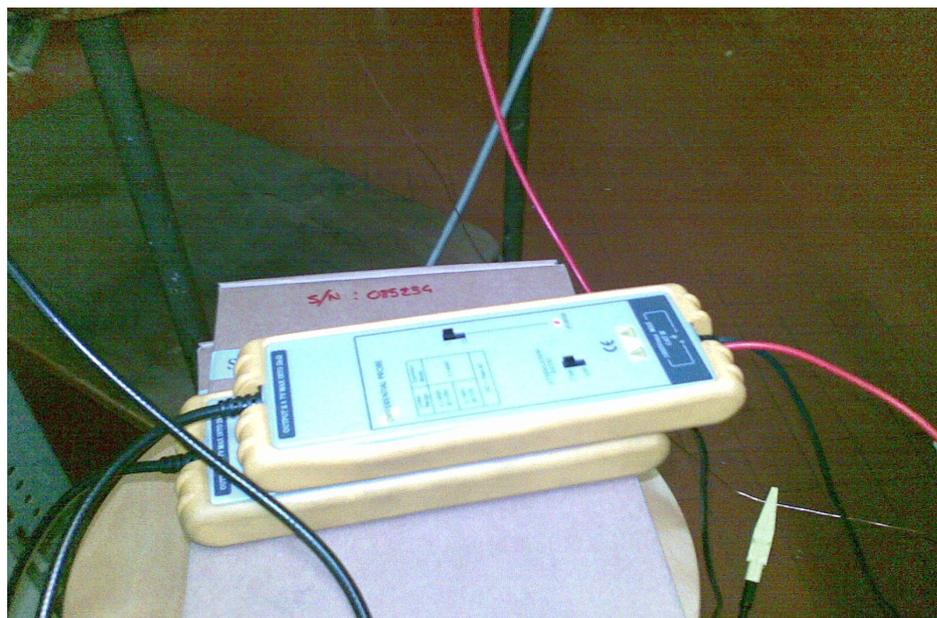


fig. 5.2 Sonda

- Analizzatore risposta in frequenza [163] denominato **PSM 1700 N4L** accessoriato con tre sonde:



fig. 5.3 Analizzatore FRA

- Generatore d'impulsi denominato **ZEUS 1000**



fig. 5.4 Generatore d'impulso

- Analizzatore di potenza [165] denominato Fluke Norma 4000 High Precision Power Analyzers:



fig. 5.5 Fluke 4000

- Capacimetro digitale:



fig. 5.6 Capacimetro

5.3 MISURE E RISULTATI

Per nomenclatura morsetti si faccia riferimento alla fig. 5.7.

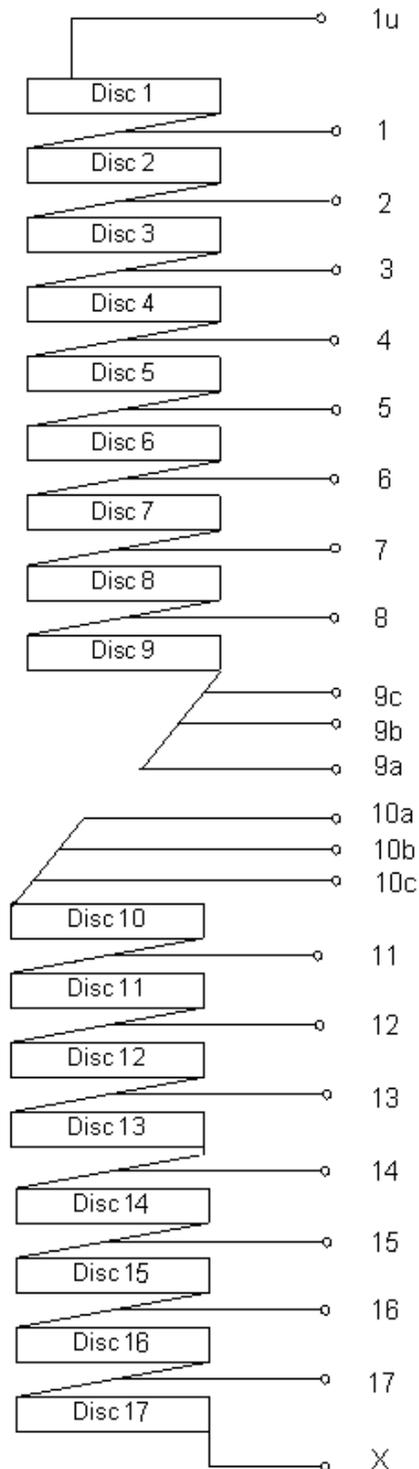


fig. 5.7 Numerazione morsetti dell'avvolgimento di alta tensione

Misure FRA con collegamento presa centrale 9a_10a

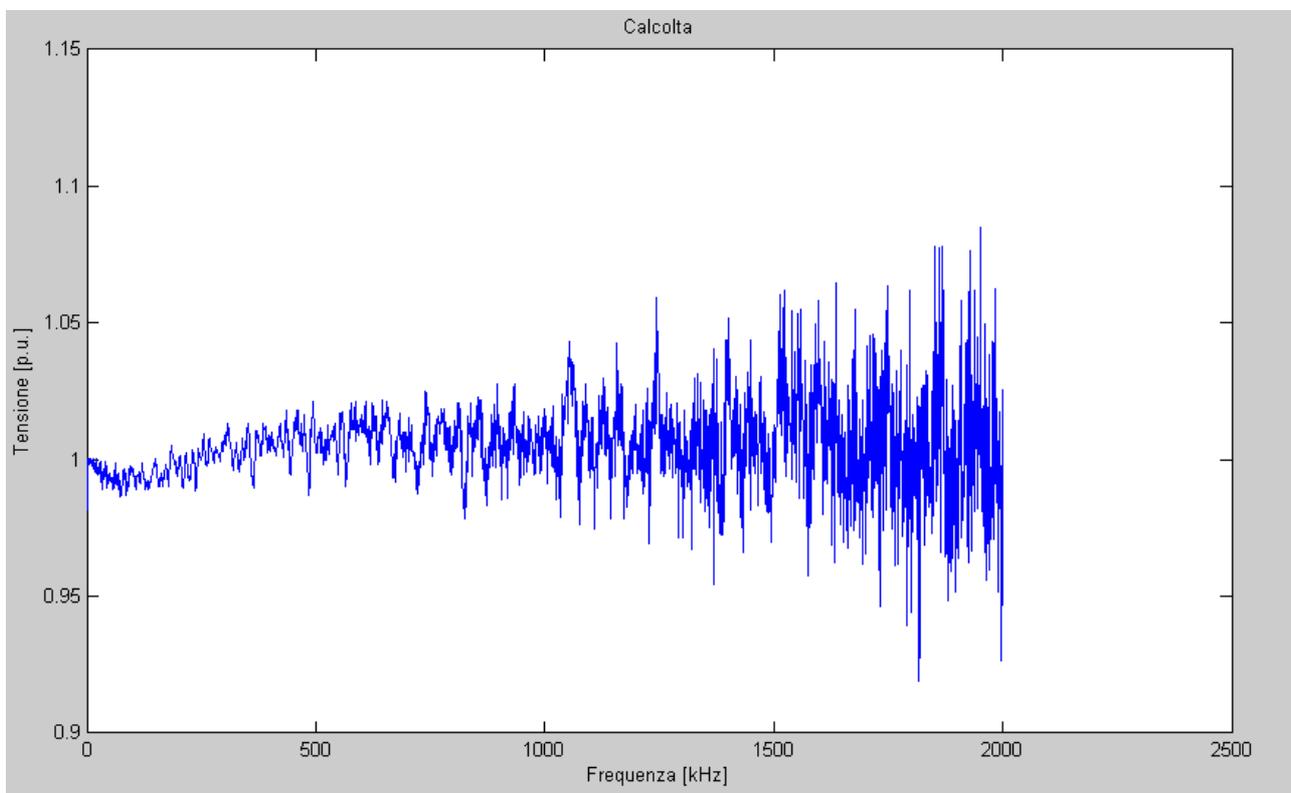
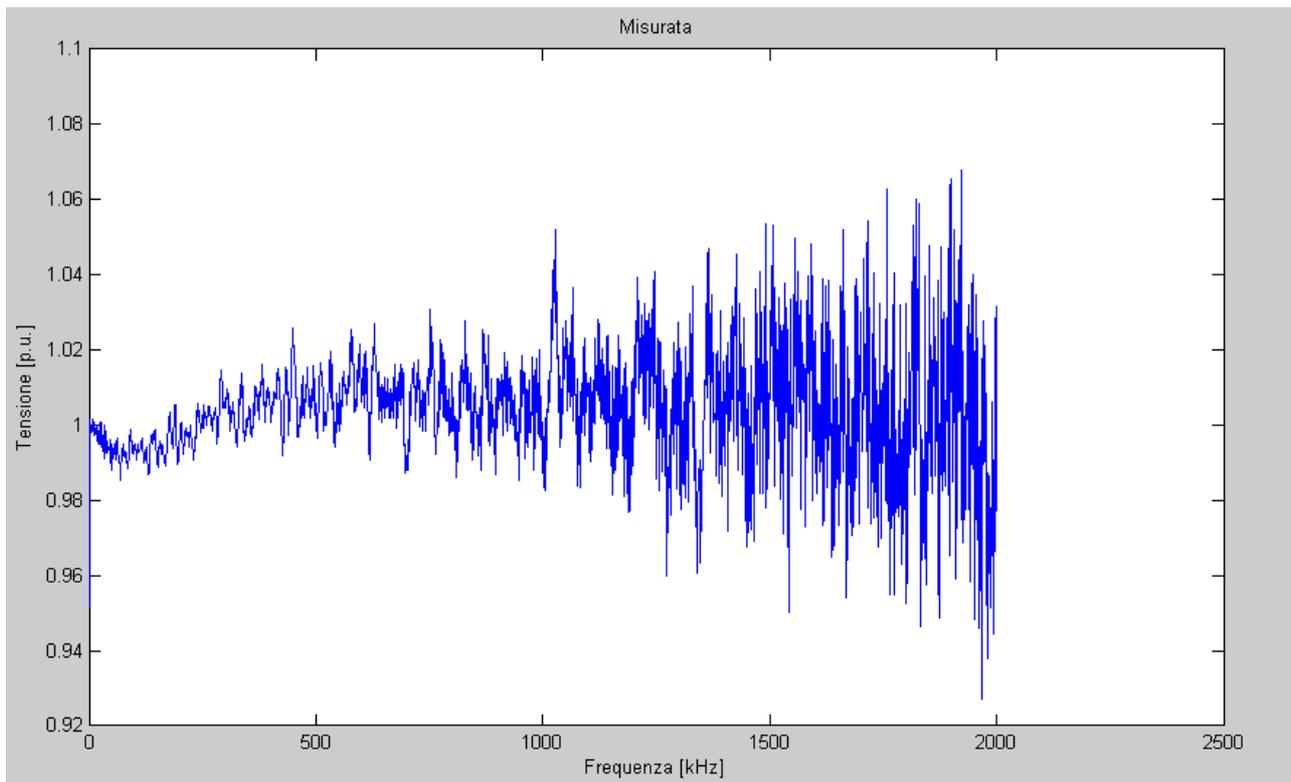


fig. 5.8 Funzione trasferimento alimentando morsetto 1u_x

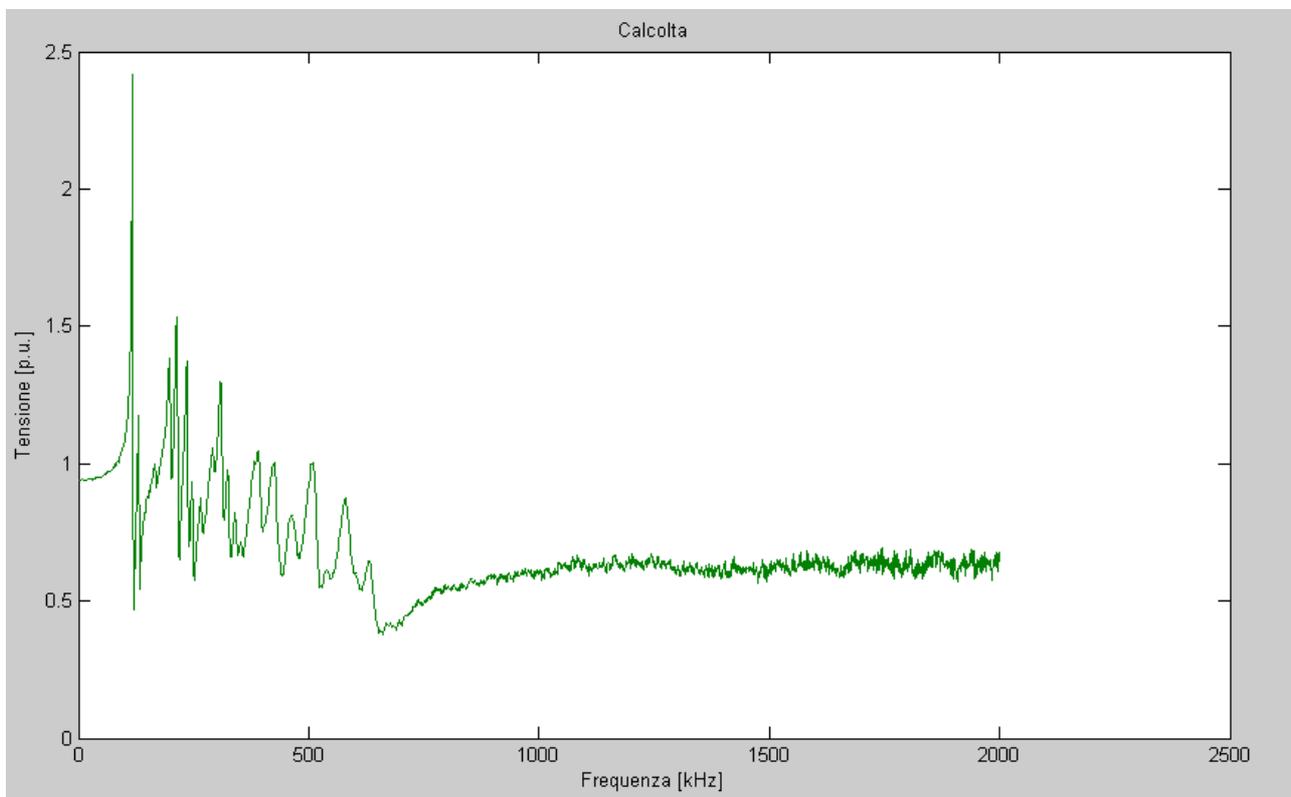
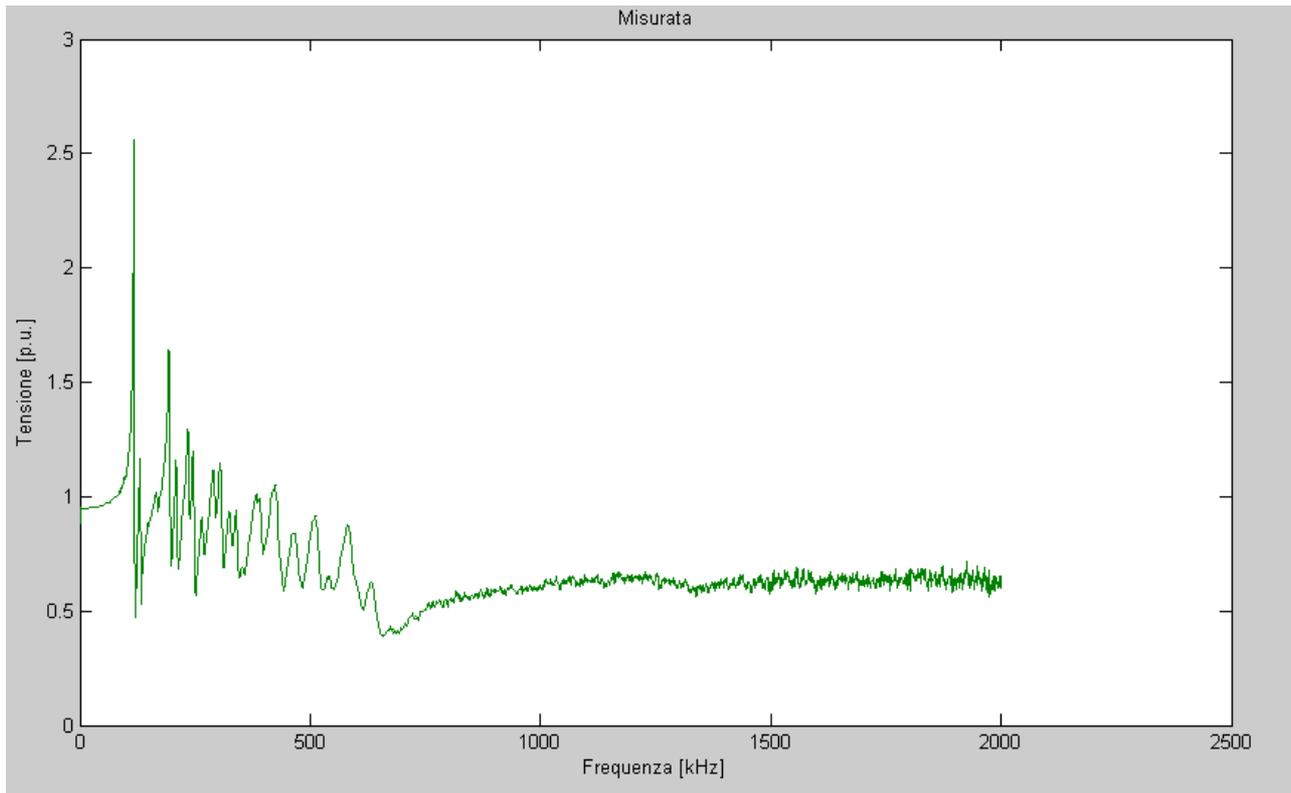


fig. 5.9 Funzione trasferimento alimentando morsetto 1_x

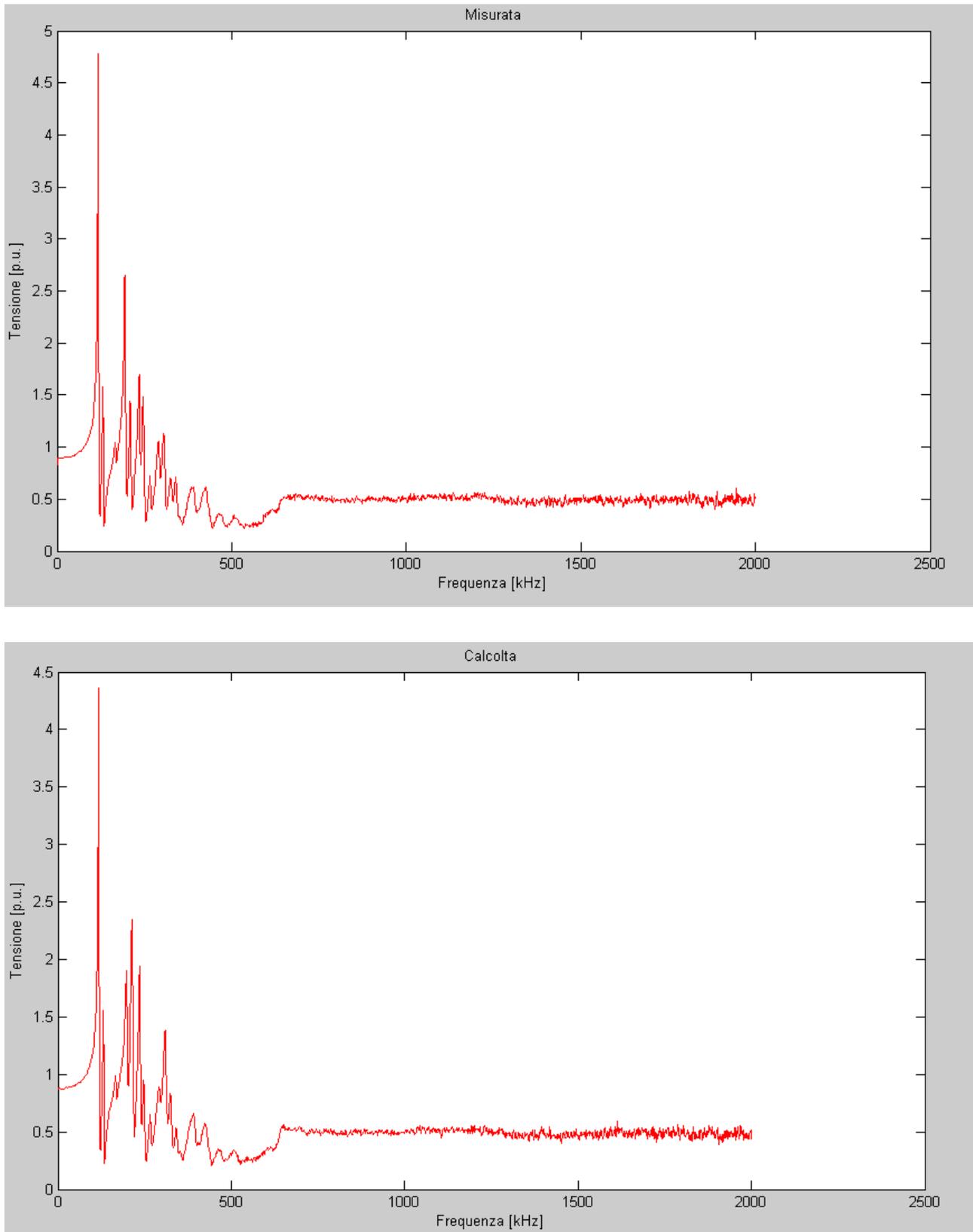


fig. 5.10 Funzione trasferimento alimentando morsetto 2_x

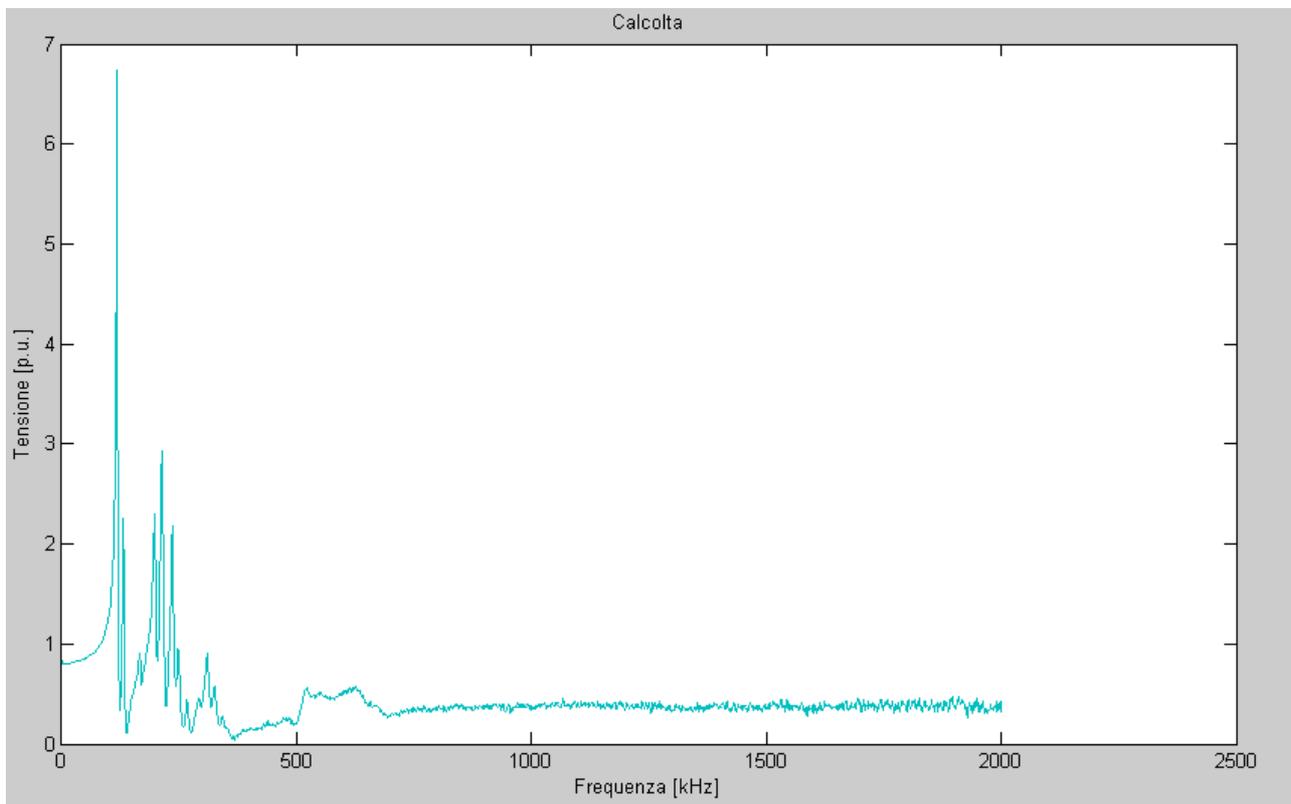
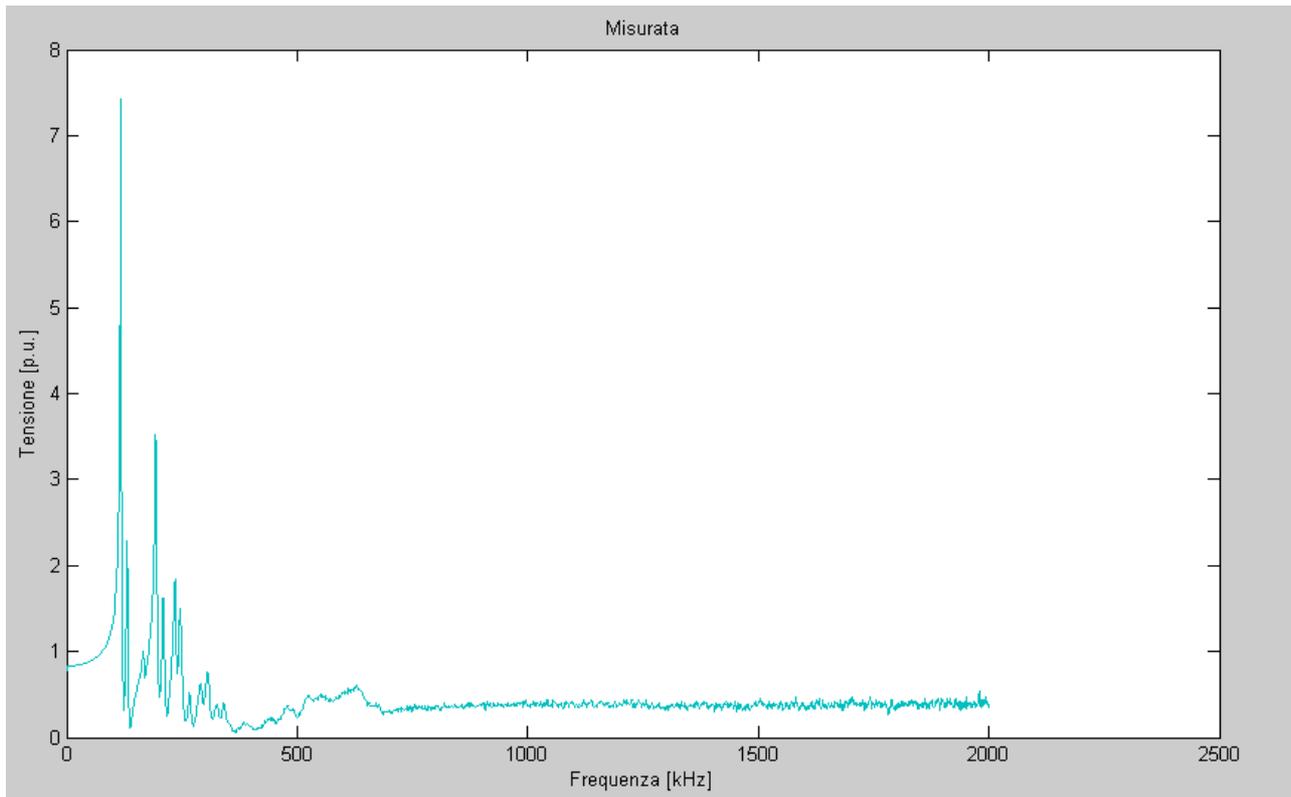


fig. 5.11 Funzione trasferimento alimentando morsetto 3_x

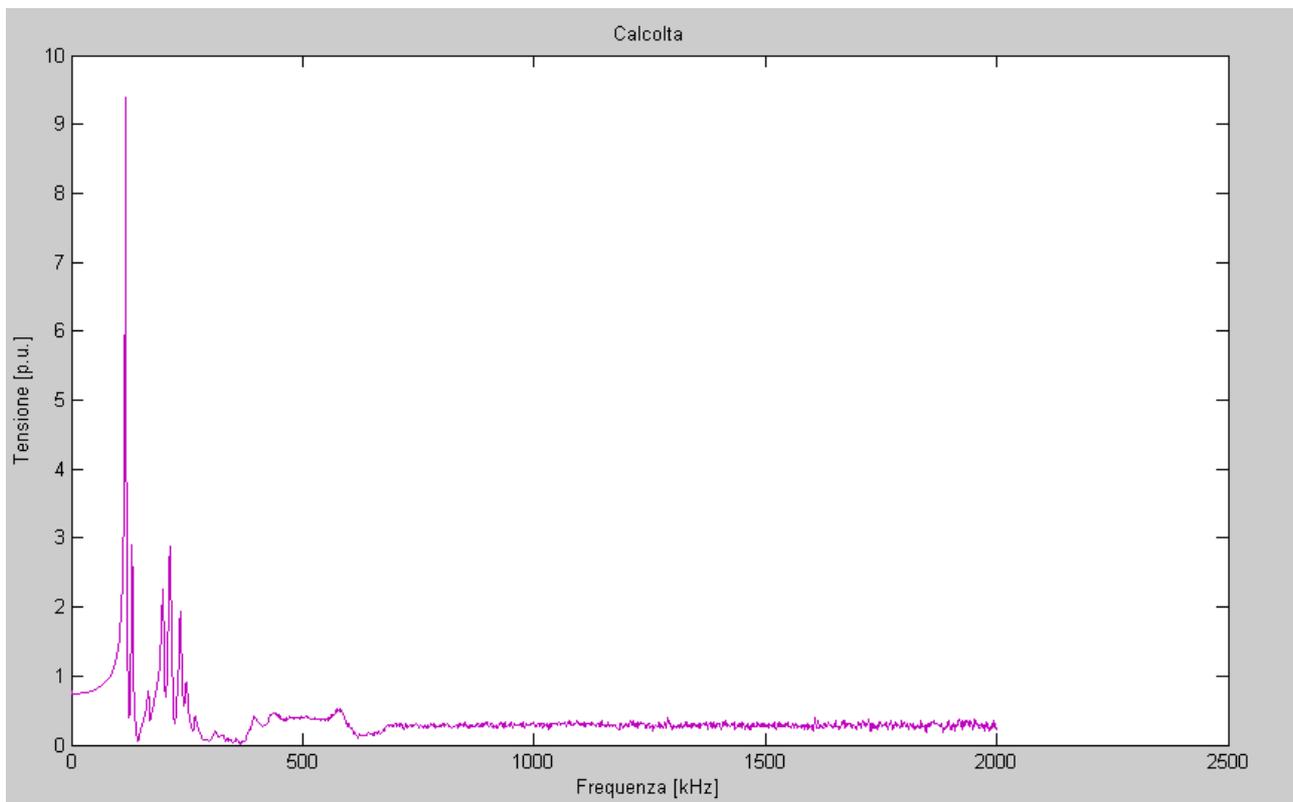
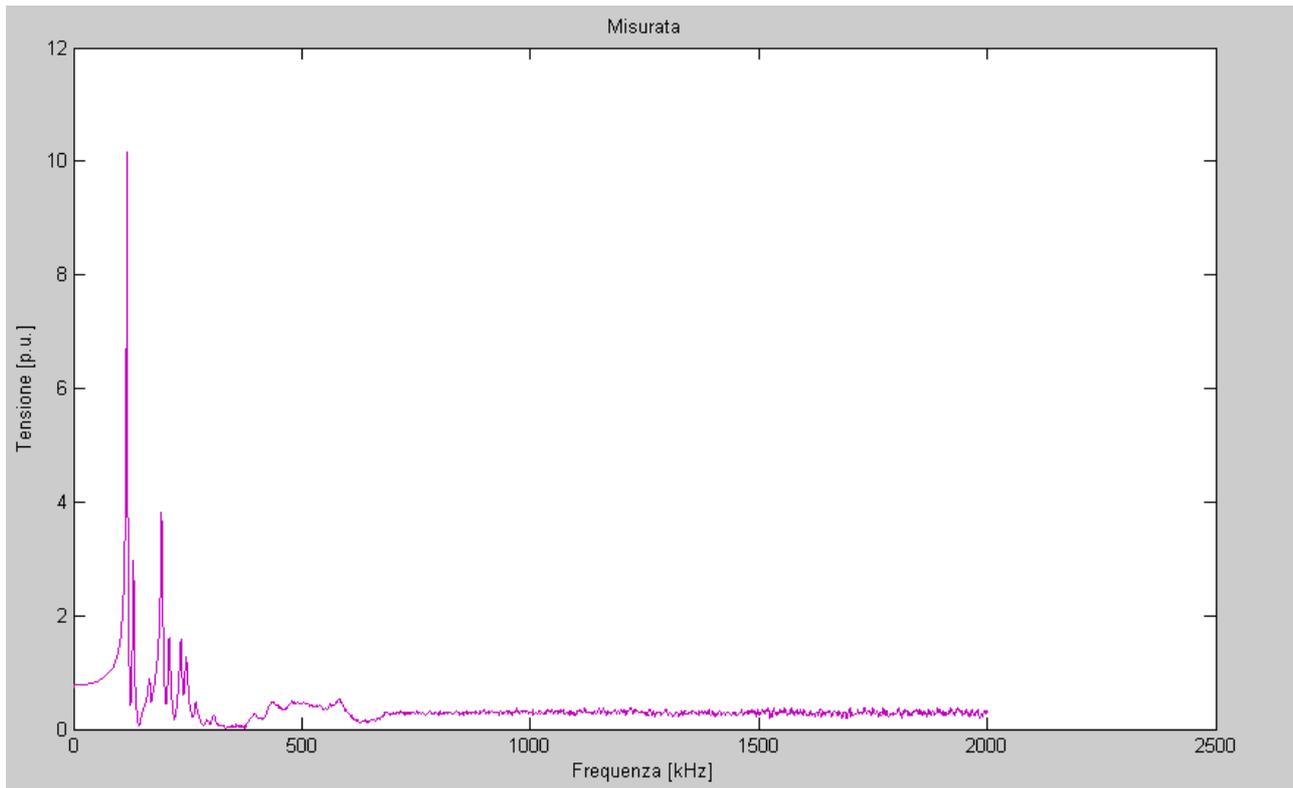


fig. 5.12 Funzione trasferimento alimentando morsetto 4_x

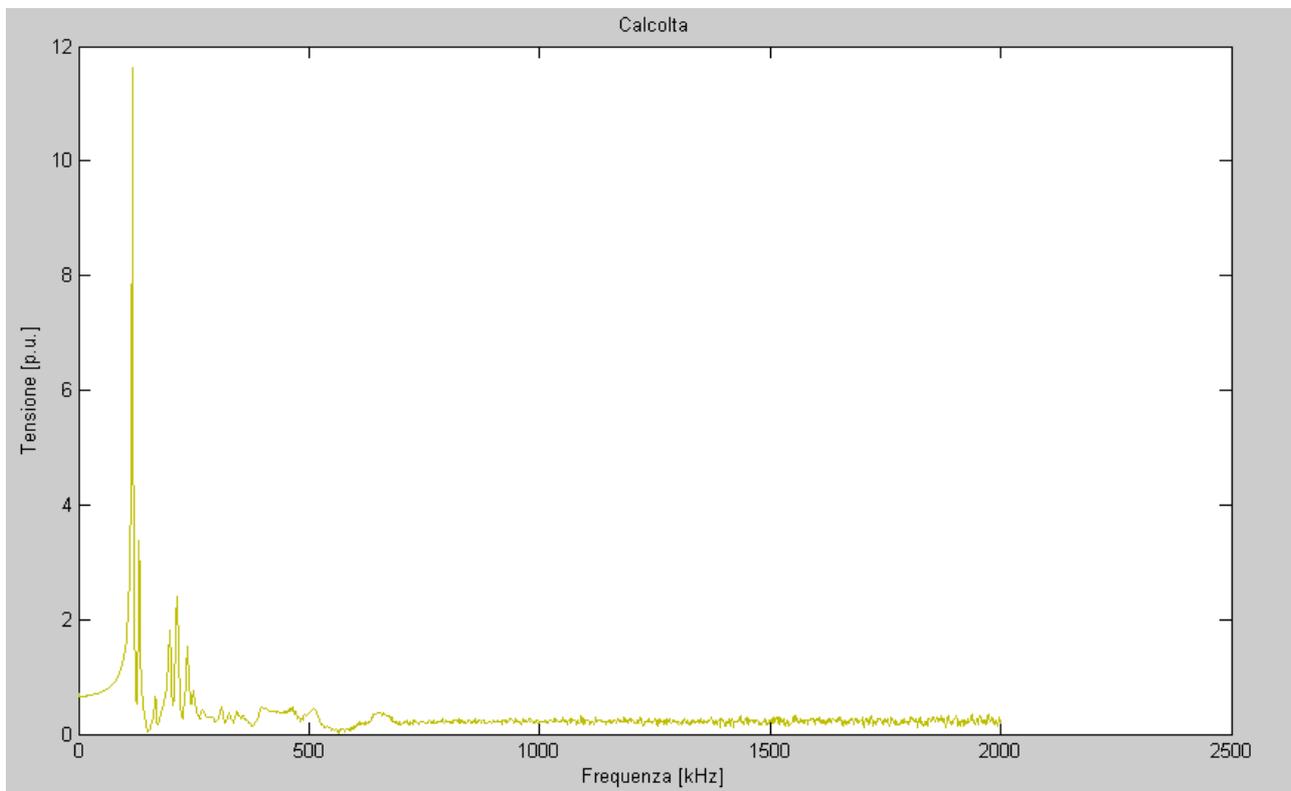
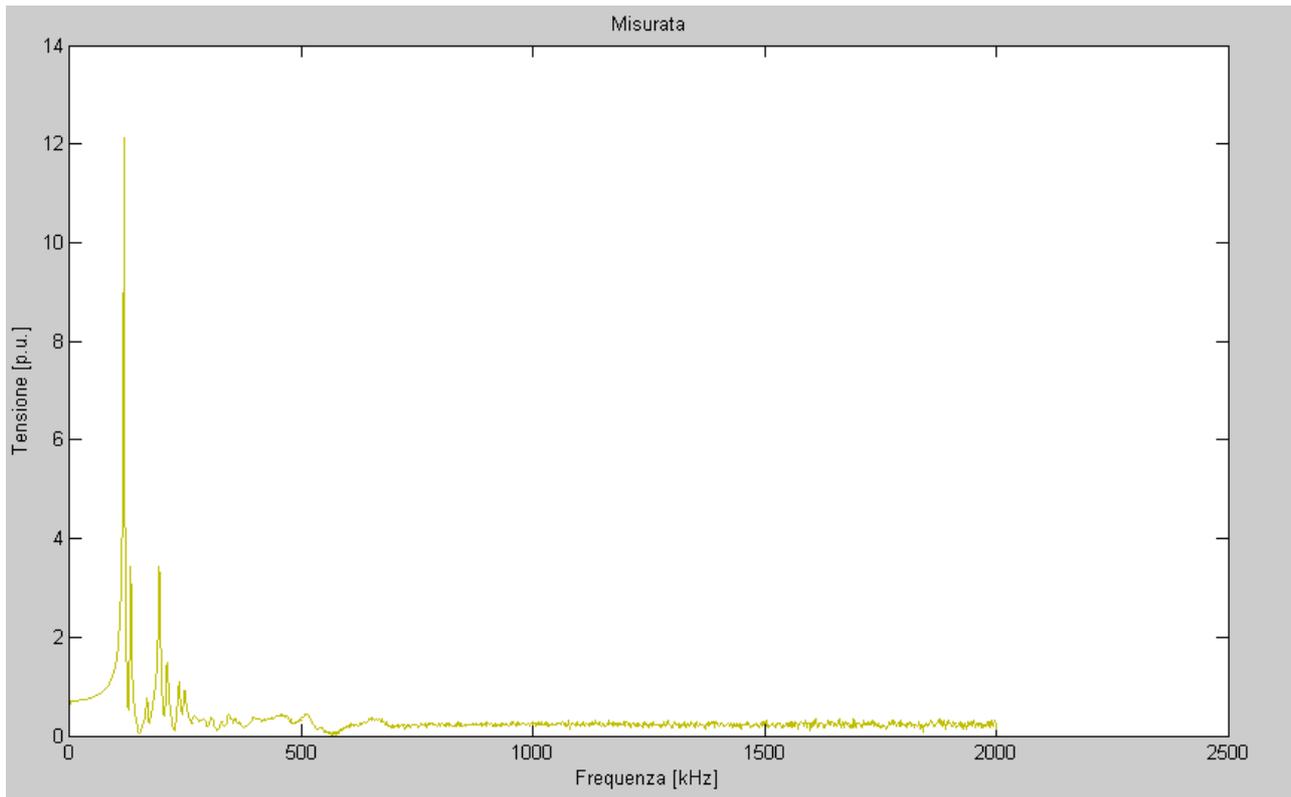


fig. 5.13 Funzione trasferimento alimentando morsetto 5_x

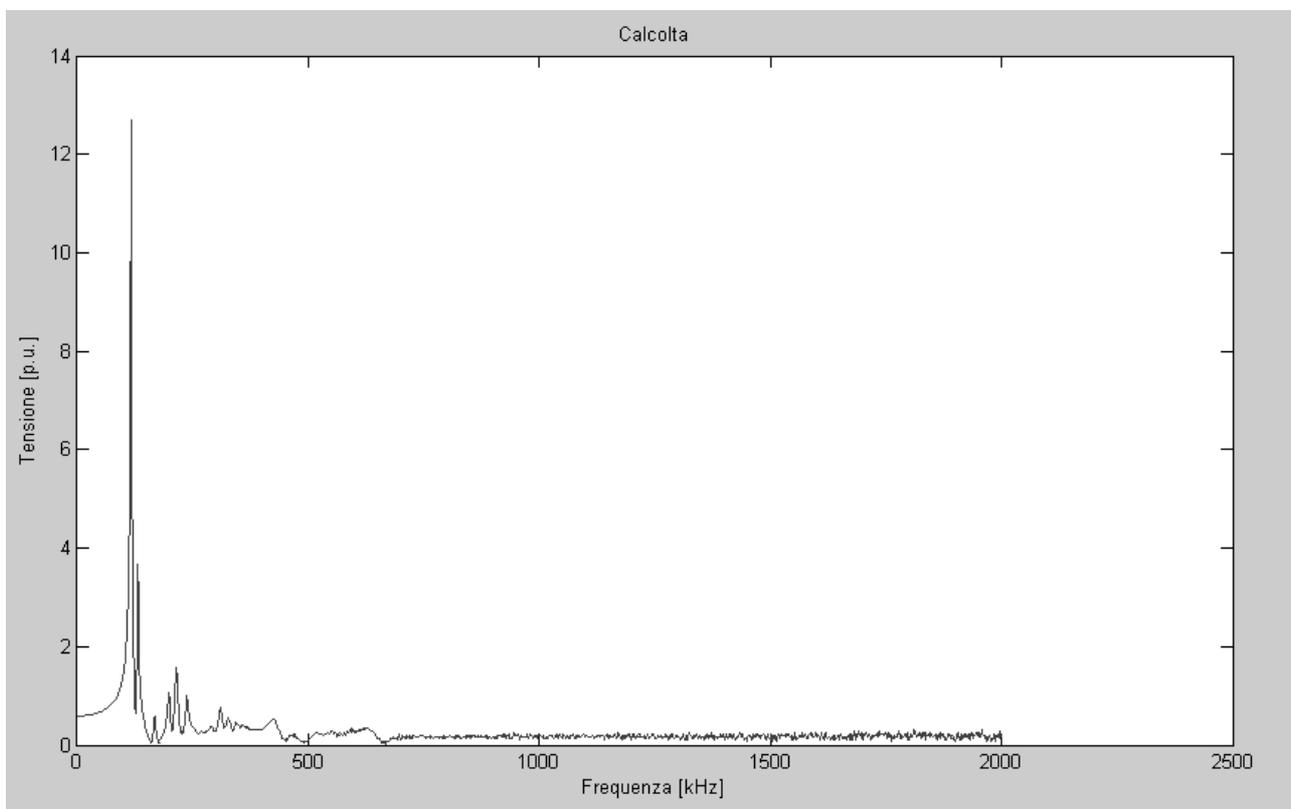
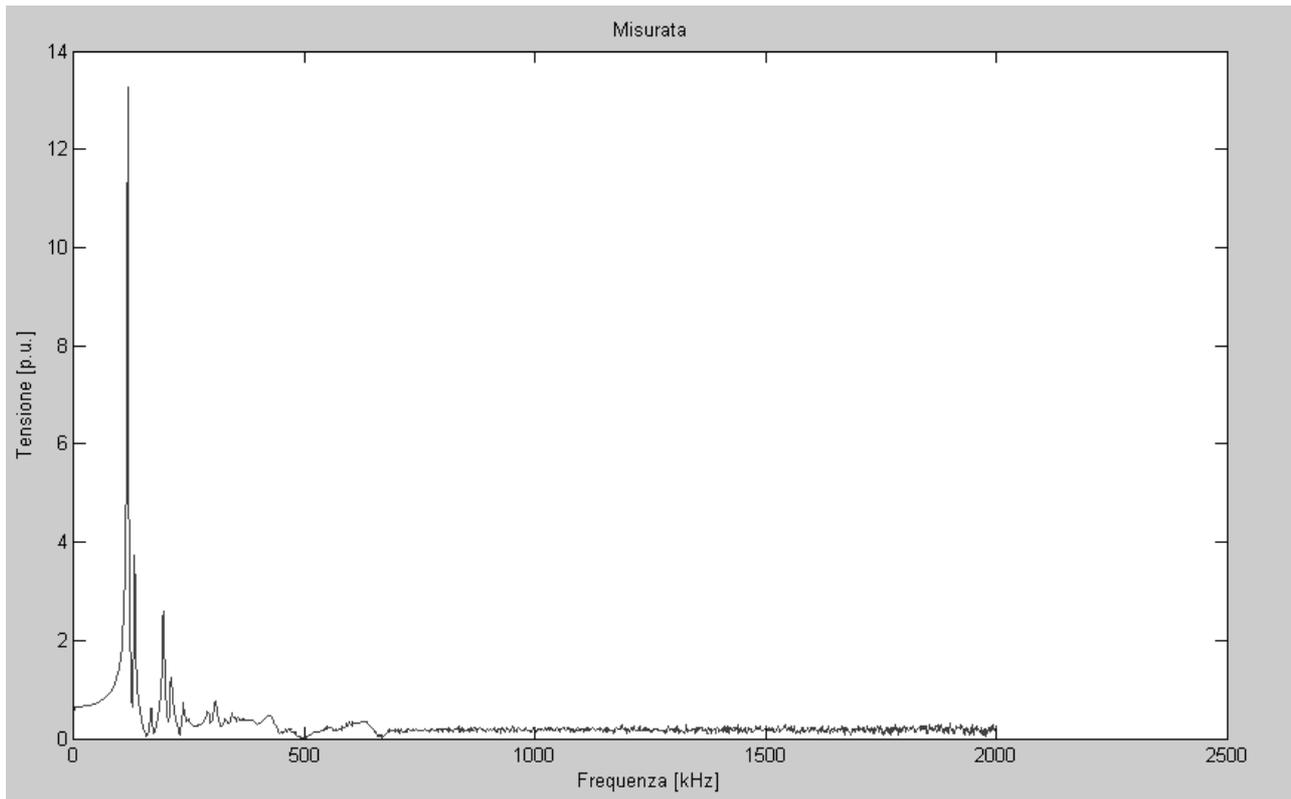


fig. 5.14 Funzione trasferimento alimentando morsetto 6_x

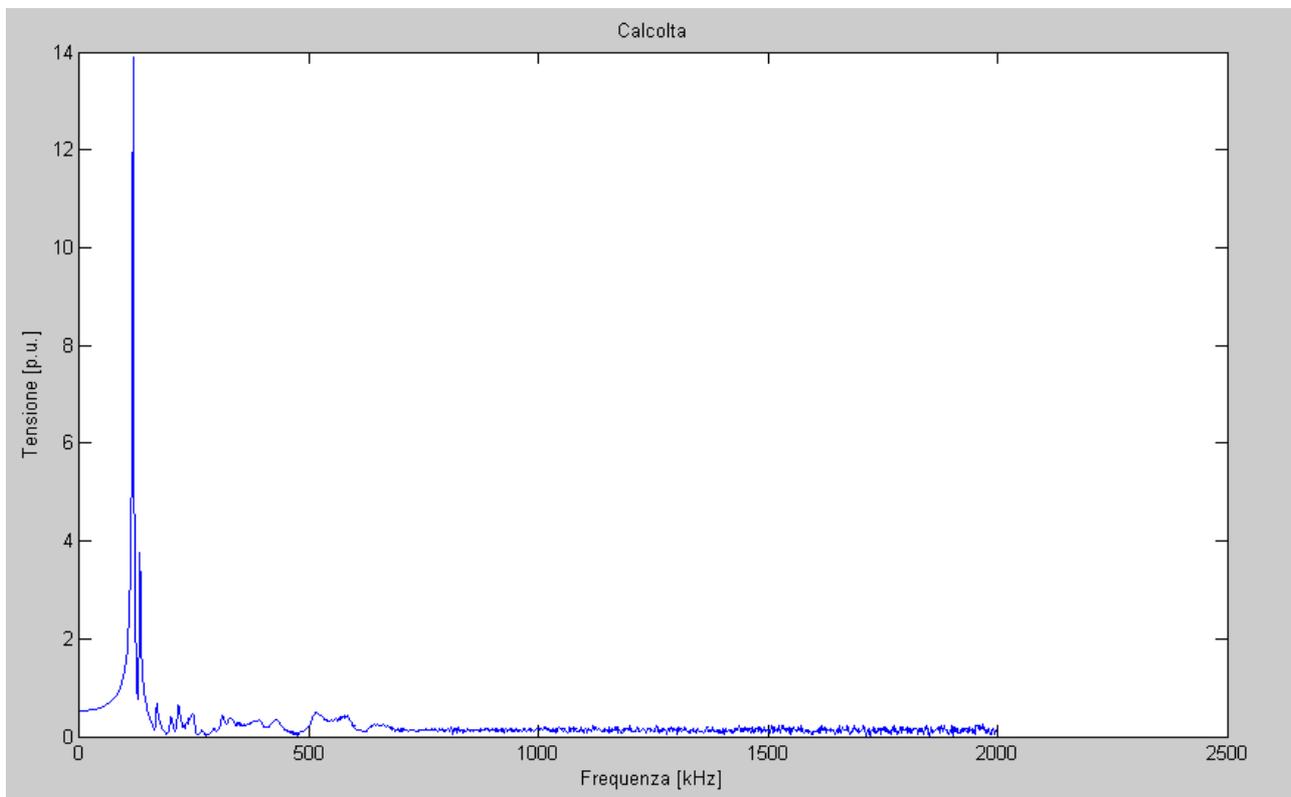
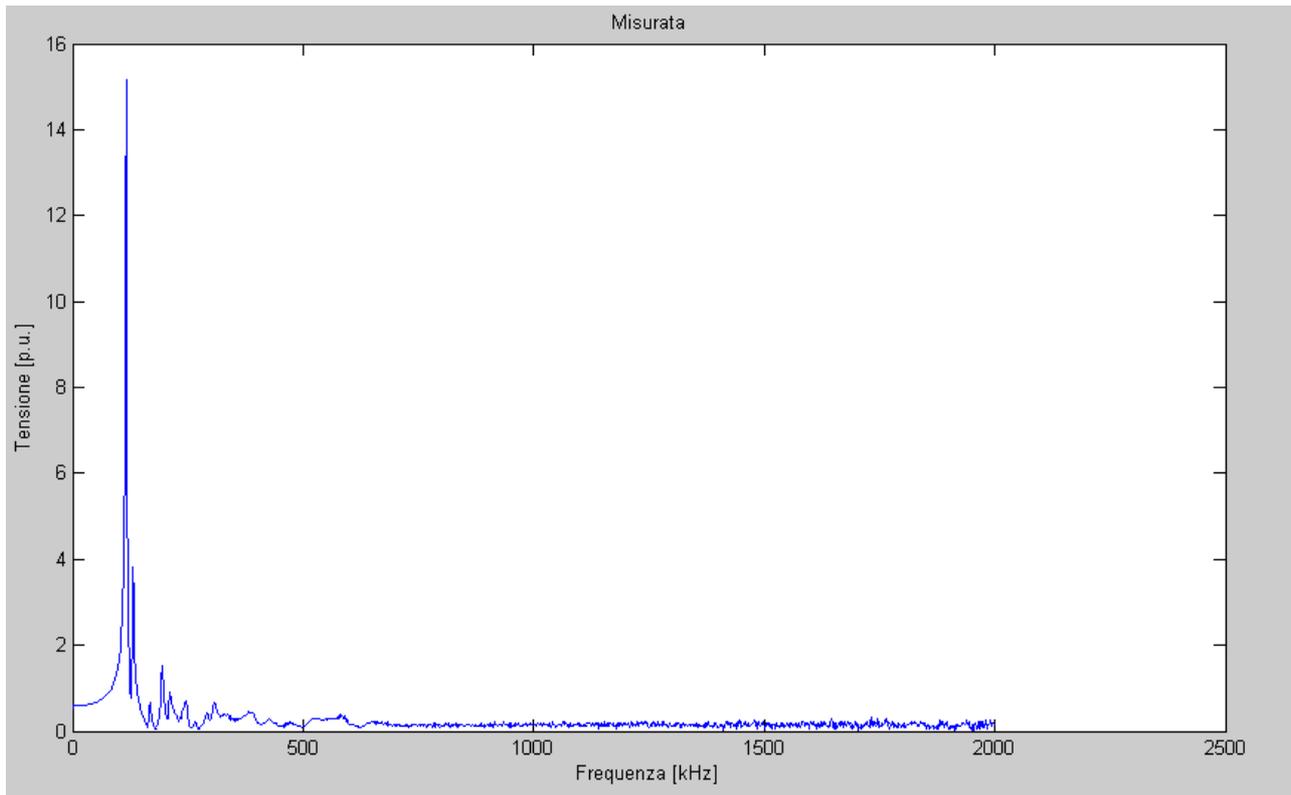


fig. 5.15 Funzione trasferimento alimentando morsetto 7_x

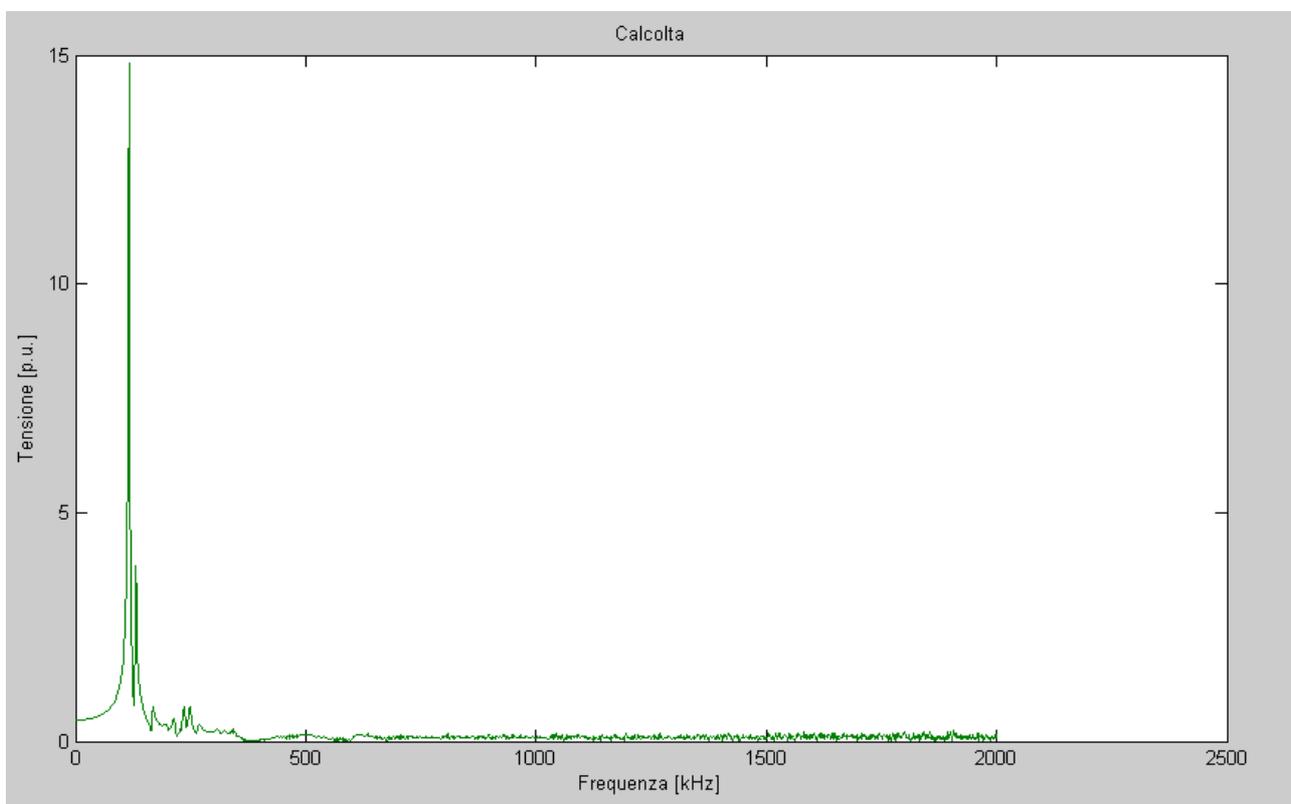
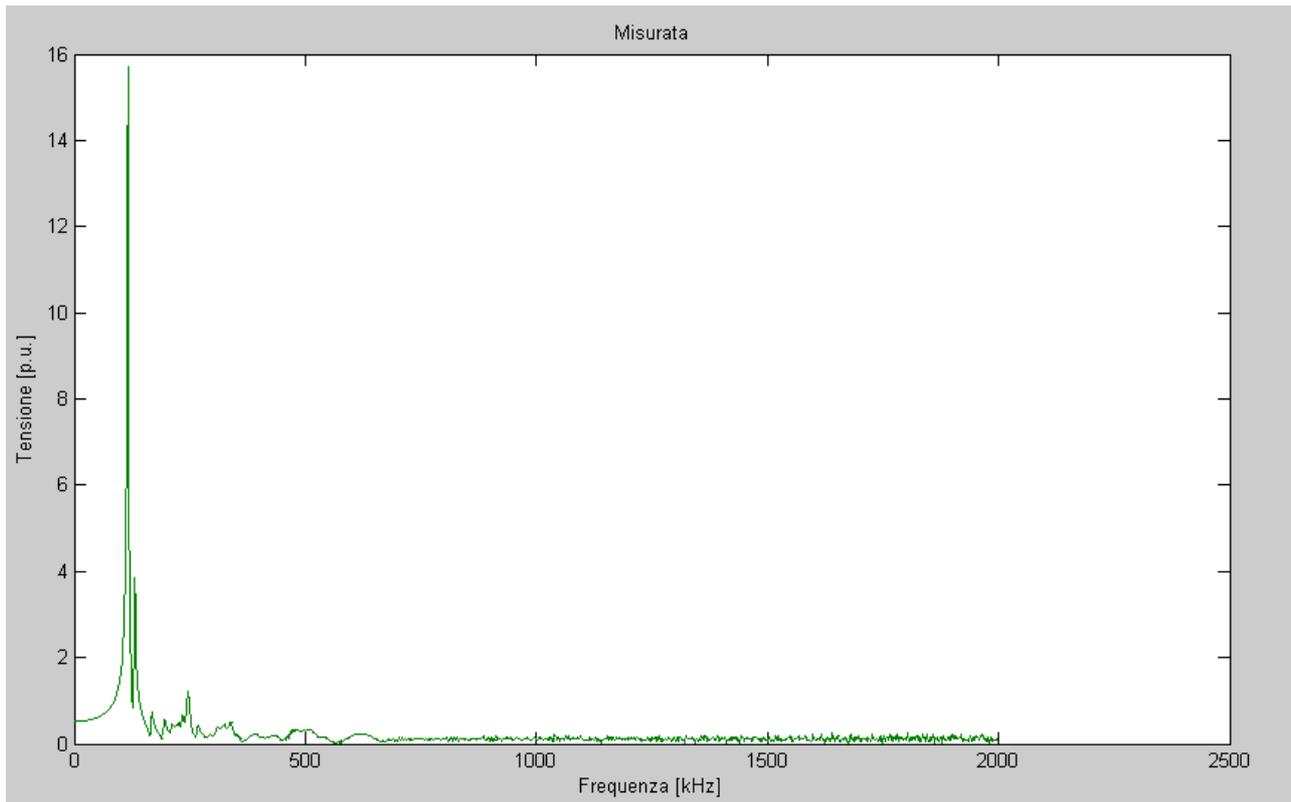


fig. 5.16 Funzione trasferimento alimentando morsetto 8_x

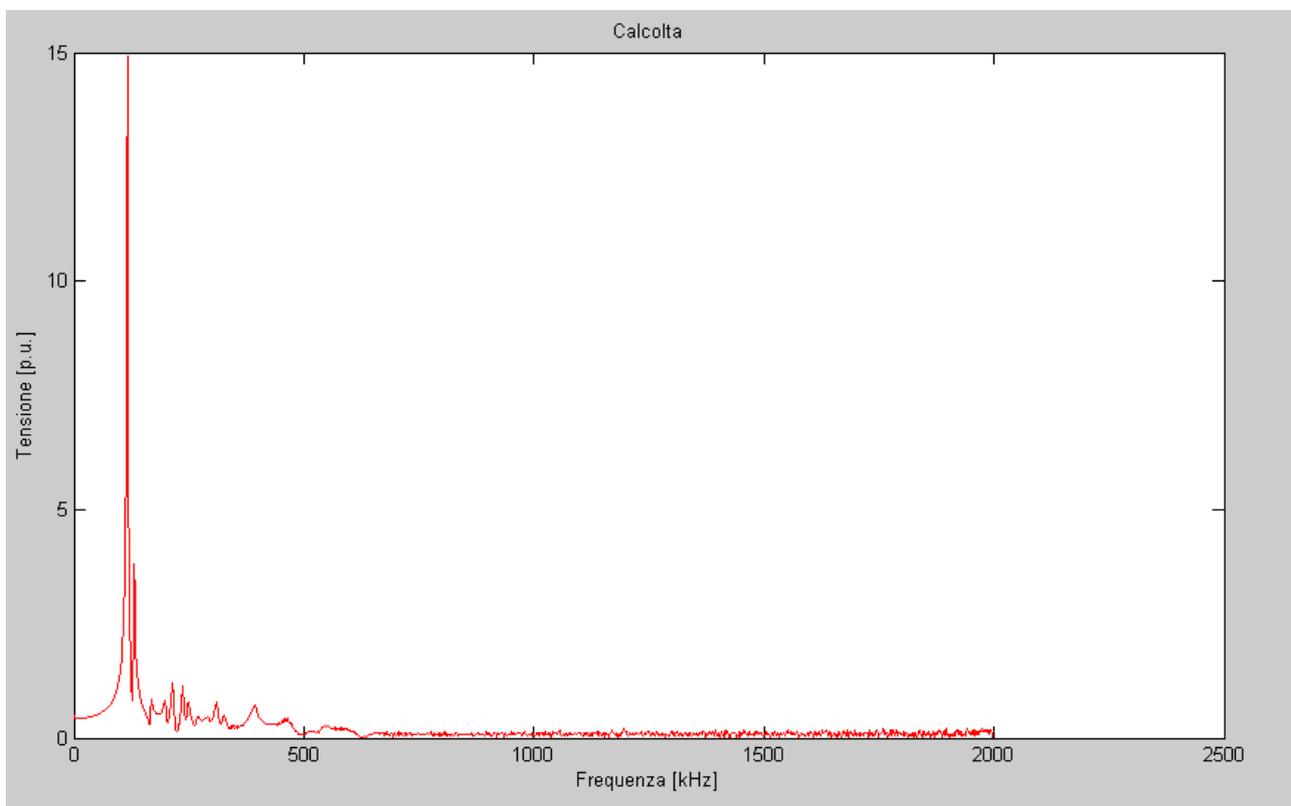
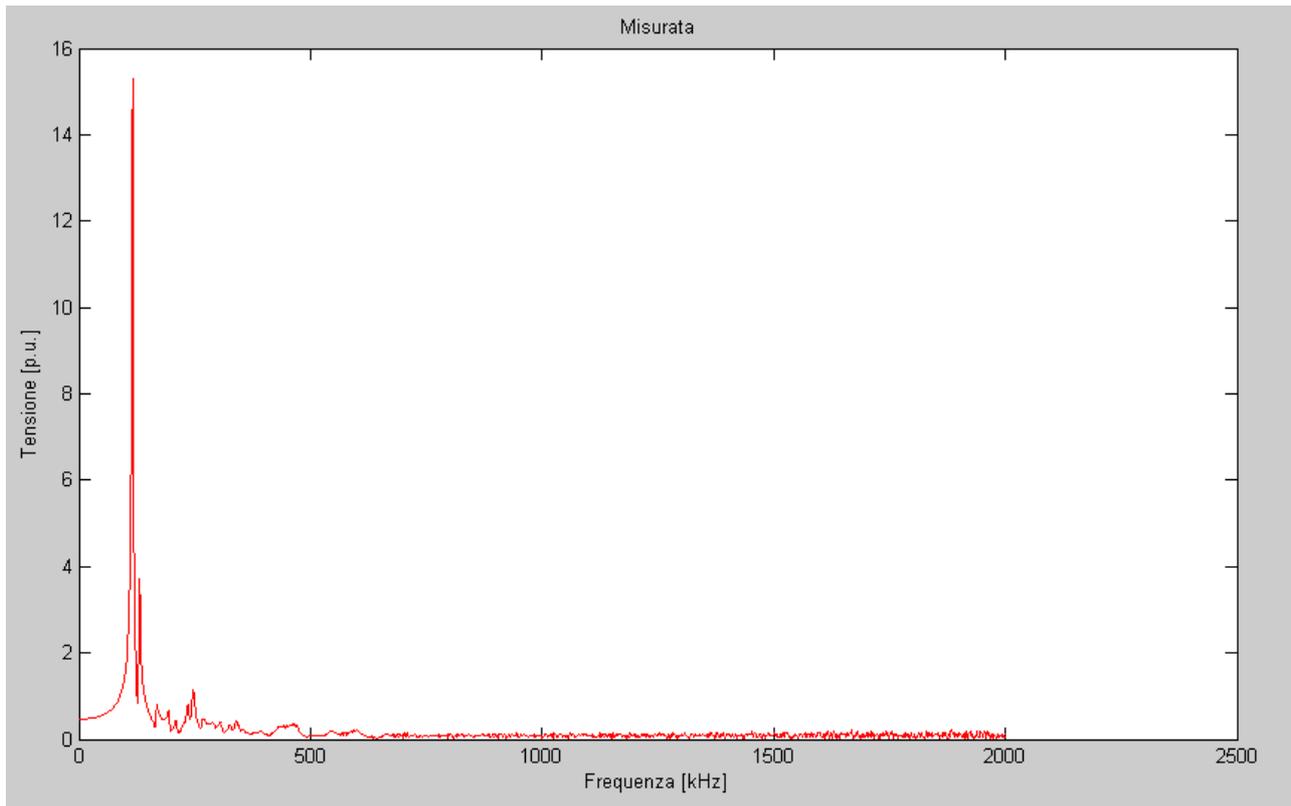


fig. 5.17 Funzione trasferimento alimentando morsetto 9a_x

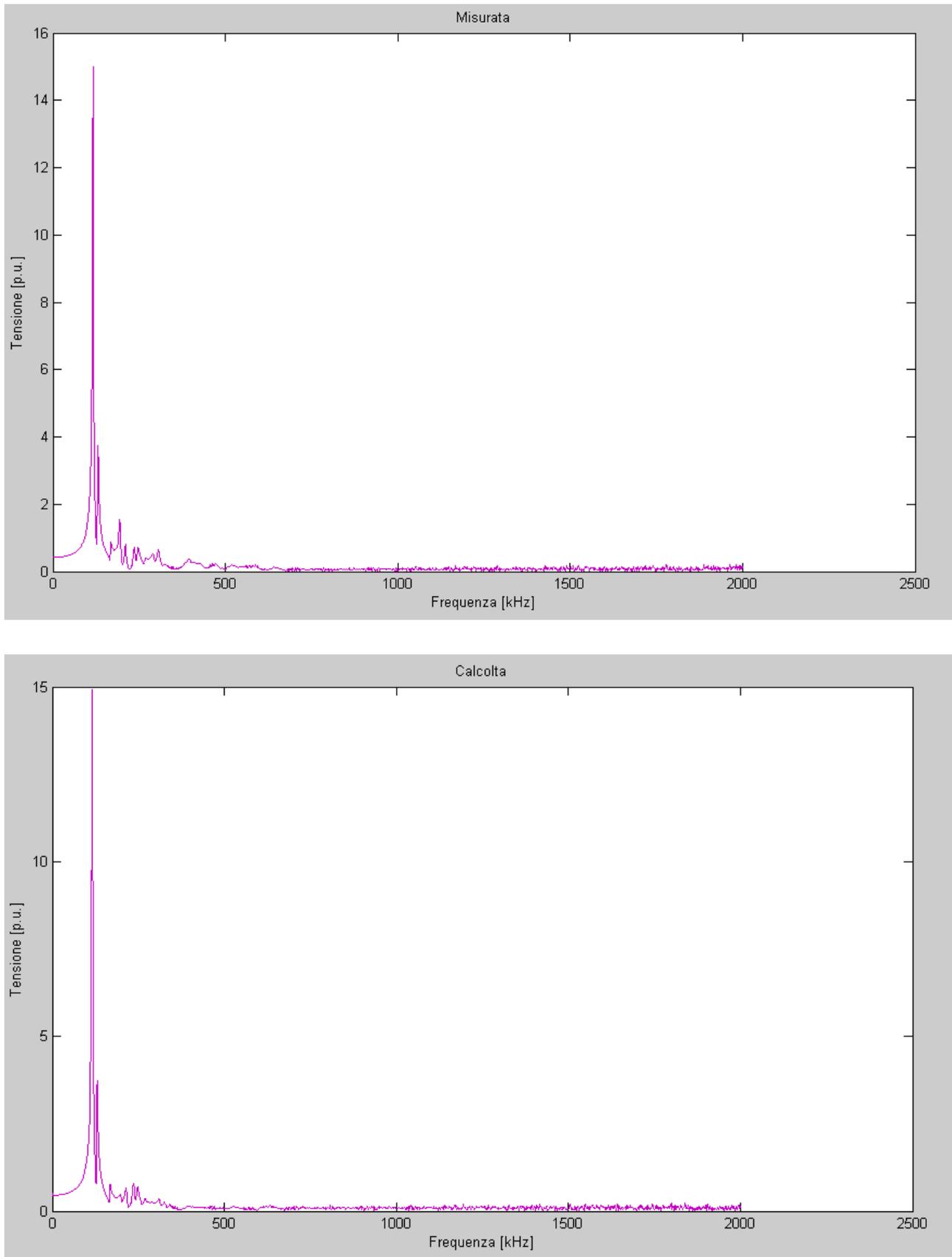


fig. 5.18 Funzione trasferimento alimentando morsetto 11_x

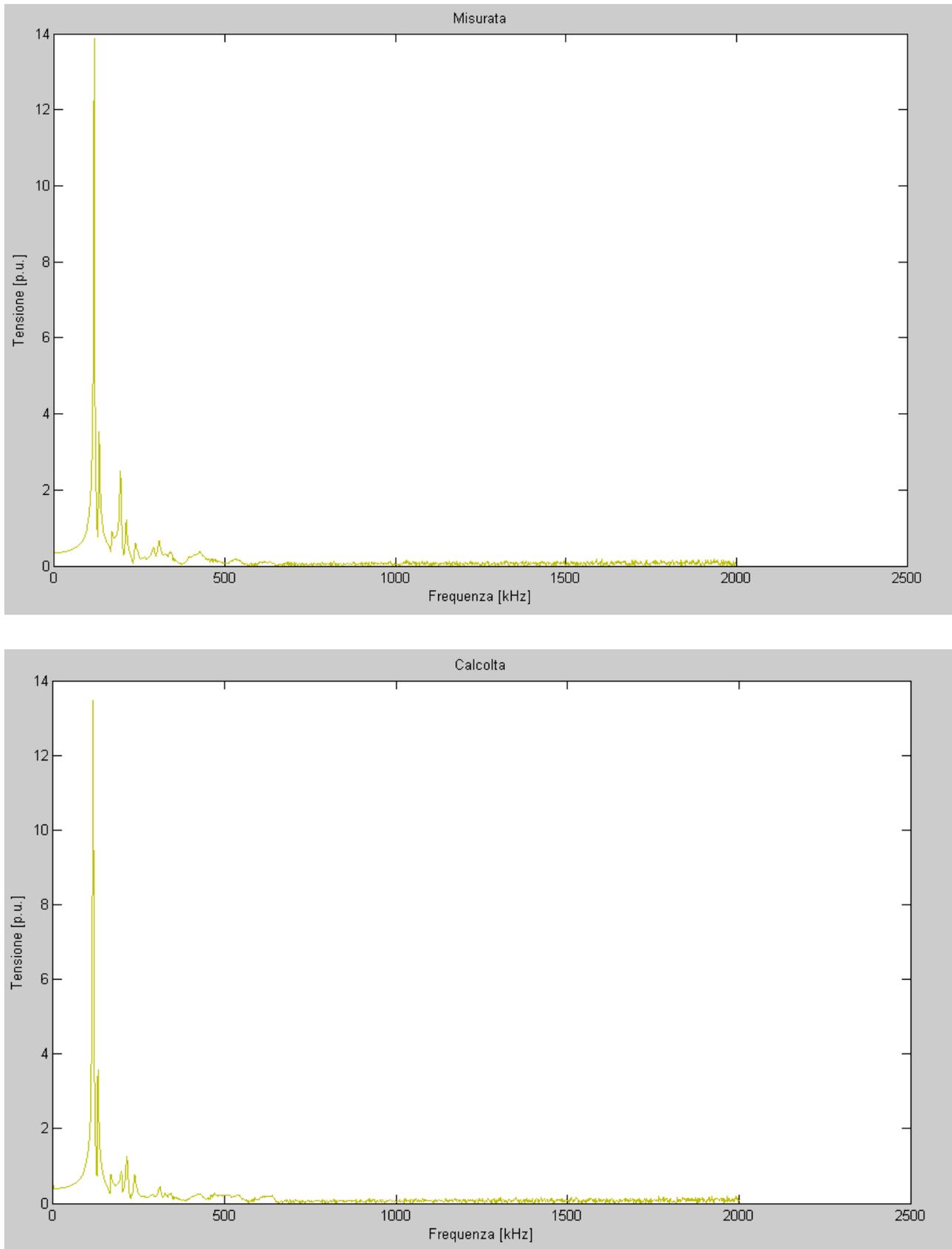


fig. 5.19 Funzione trasferimento alimentando morsetto 12_x

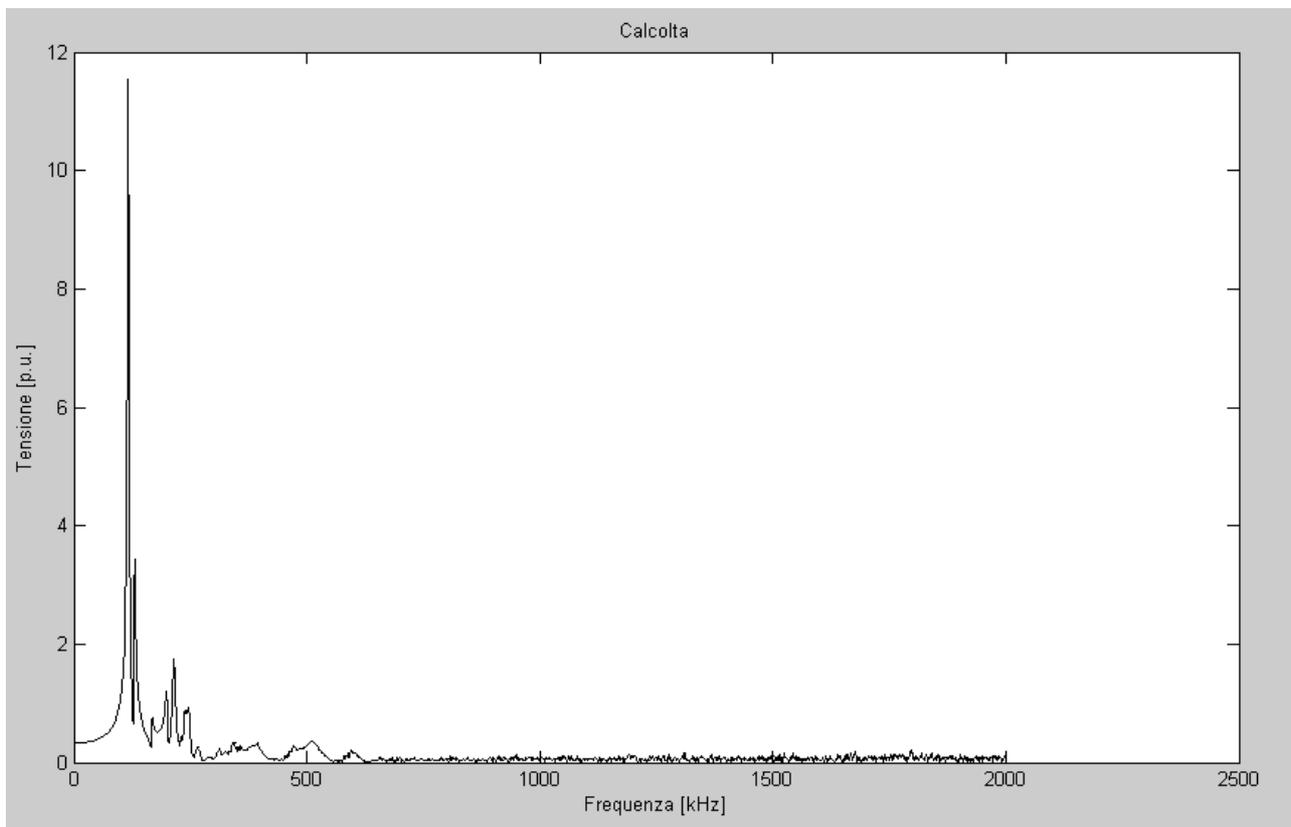
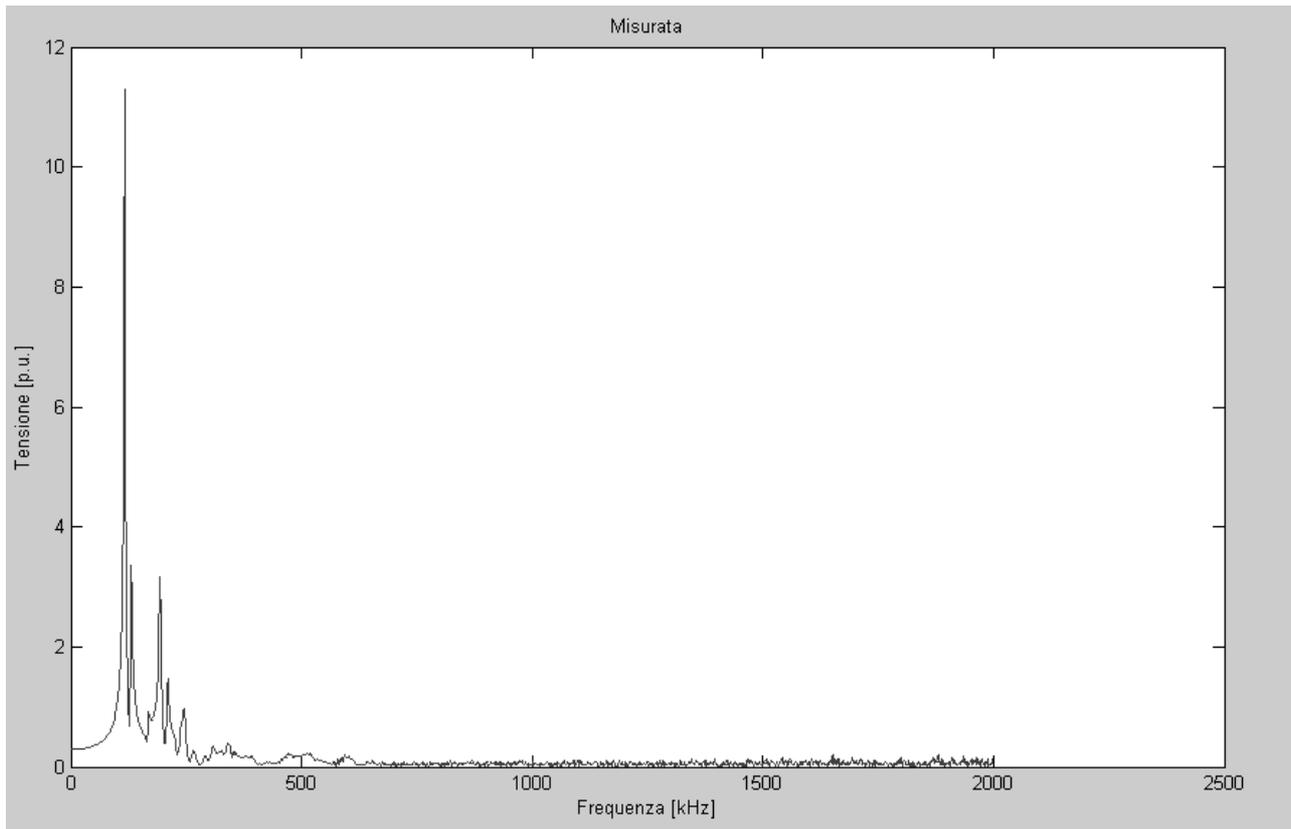


fig. 5.20 Funzione trasferimento alimentando morsetto 13_x

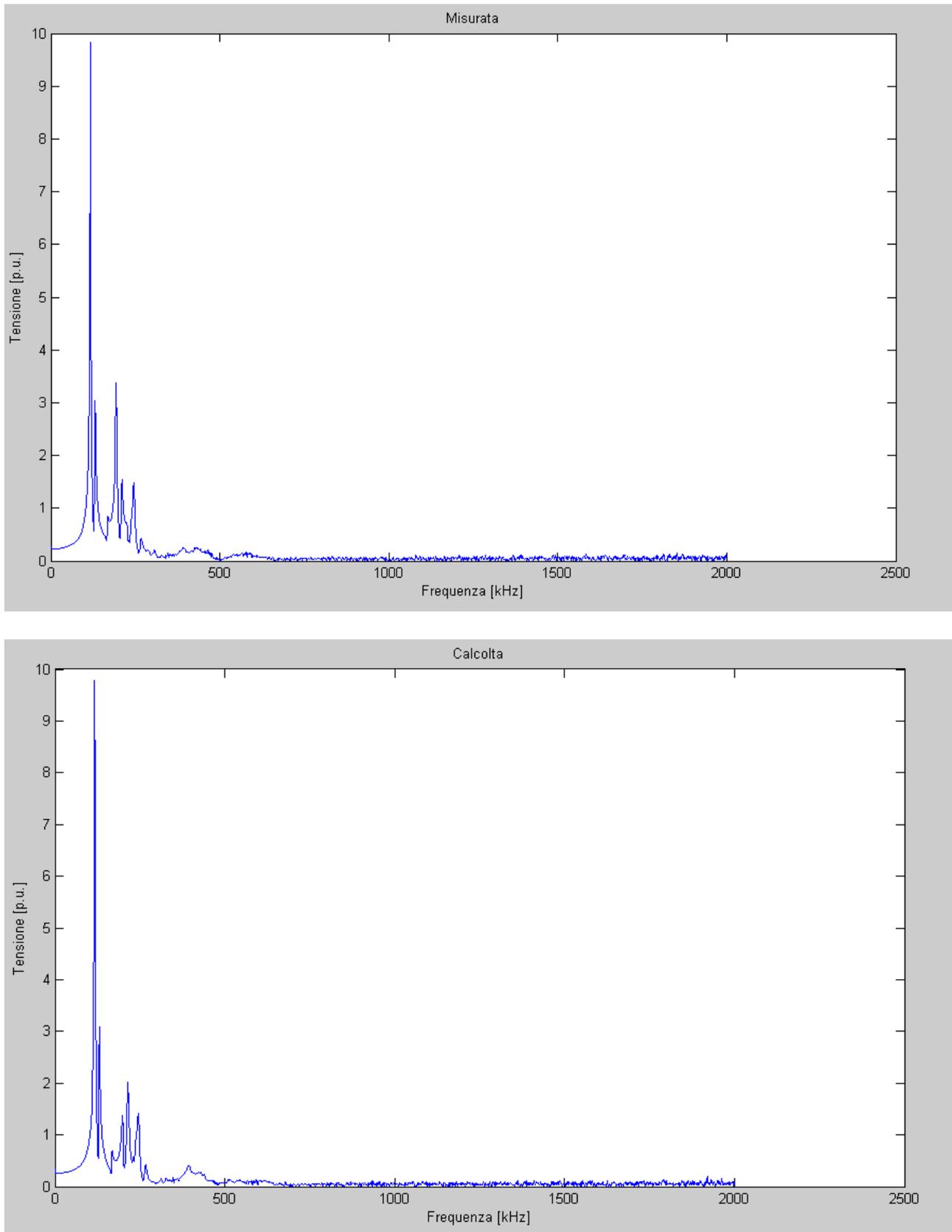


fig. 5.21 Funzione trasferimento alimentando morsetto 14_x

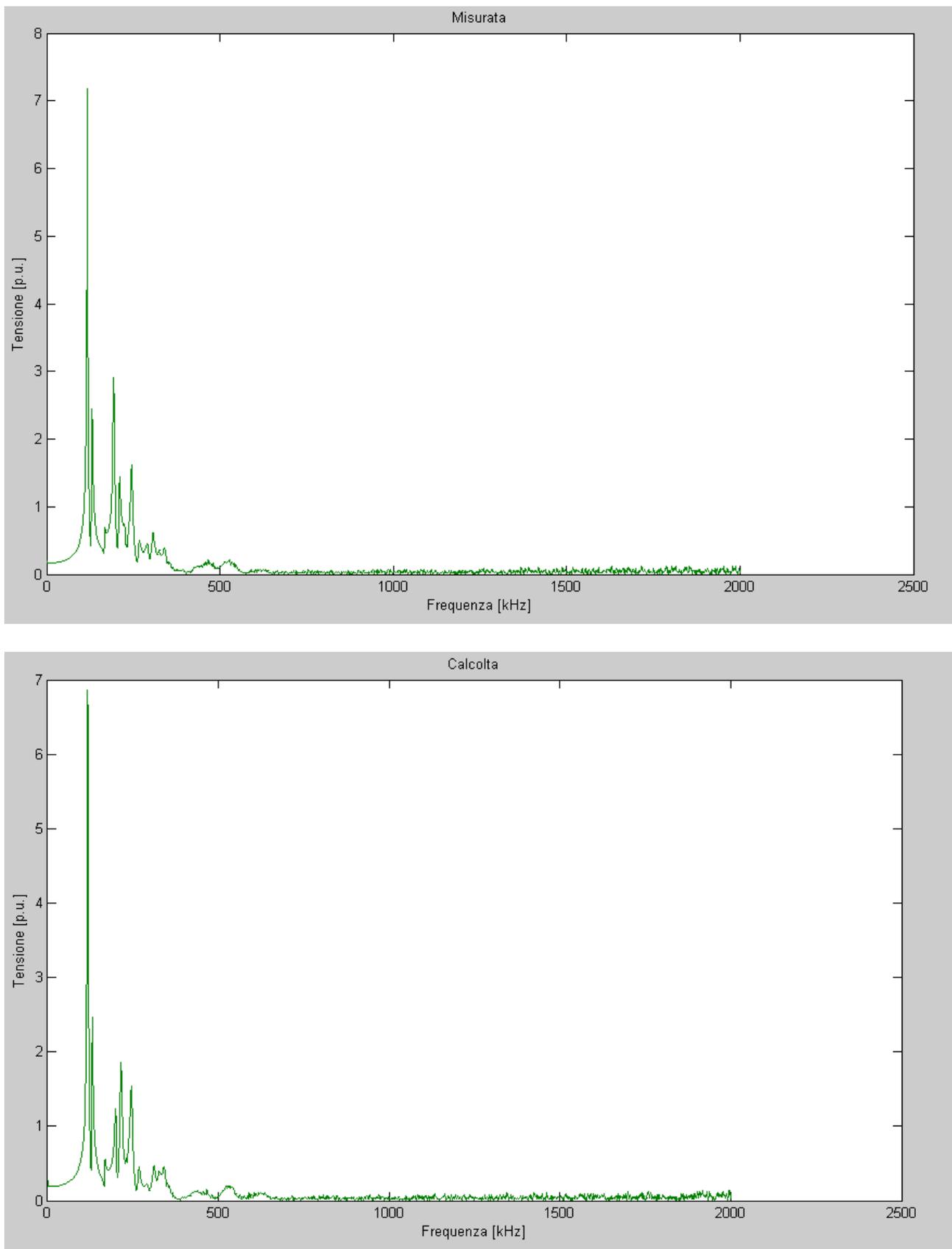


fig. 5.22 Funzione trasferimento alimentando morsetto 15_x

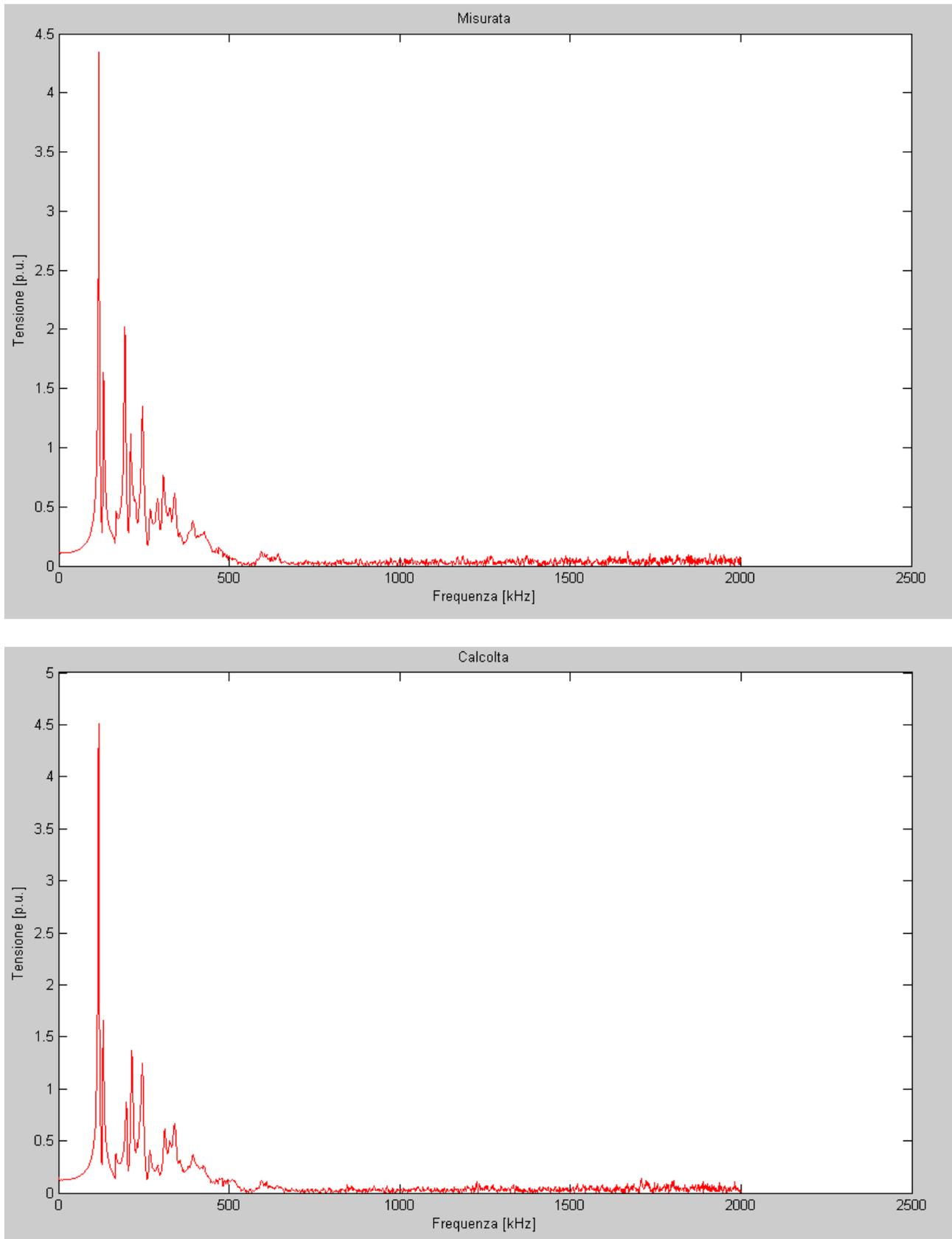


fig. 5.23 Funzione trasferimento alimentando morsetto 16_x

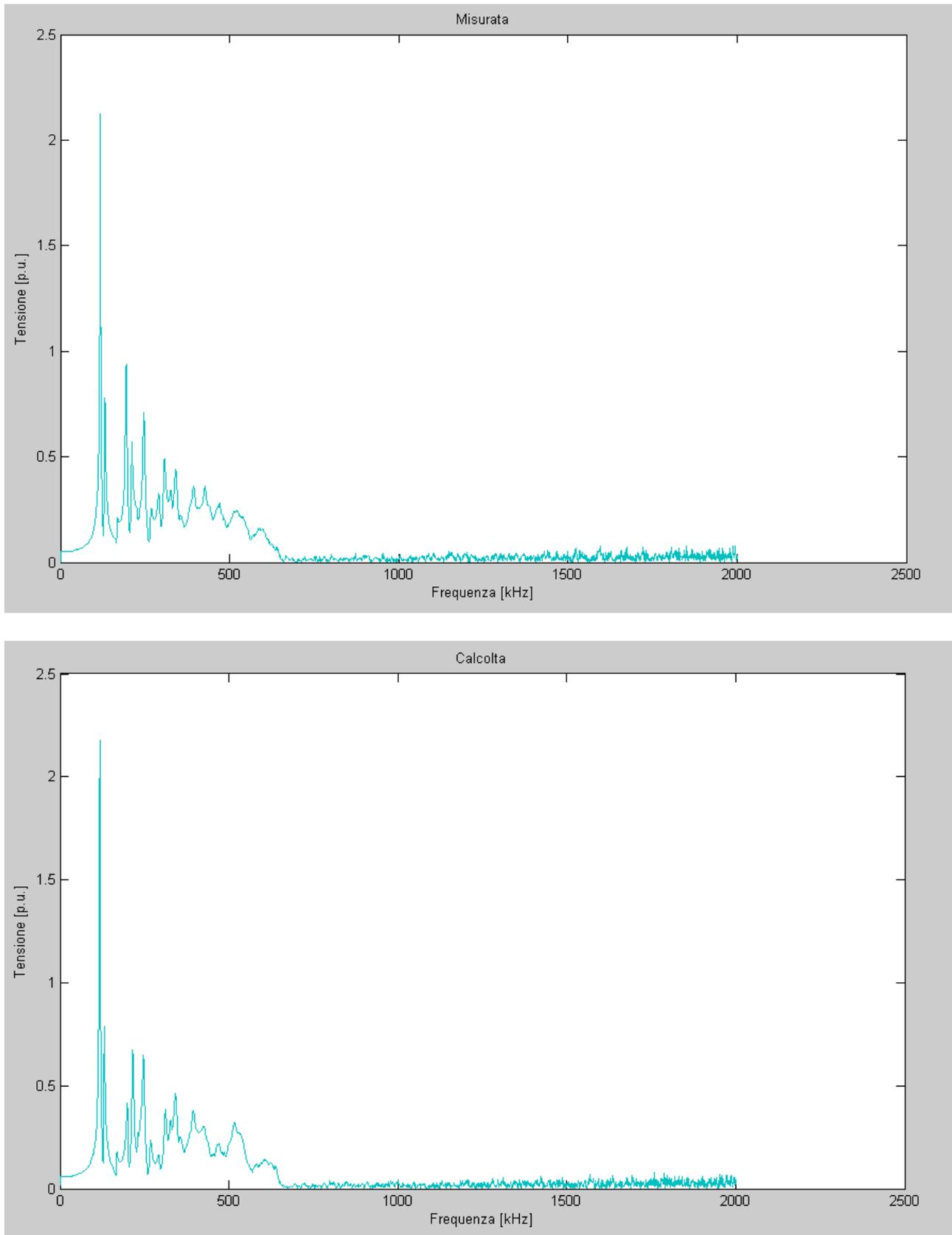


fig. 5.24 Funzione trasferimento alimentando morsetto 17_x

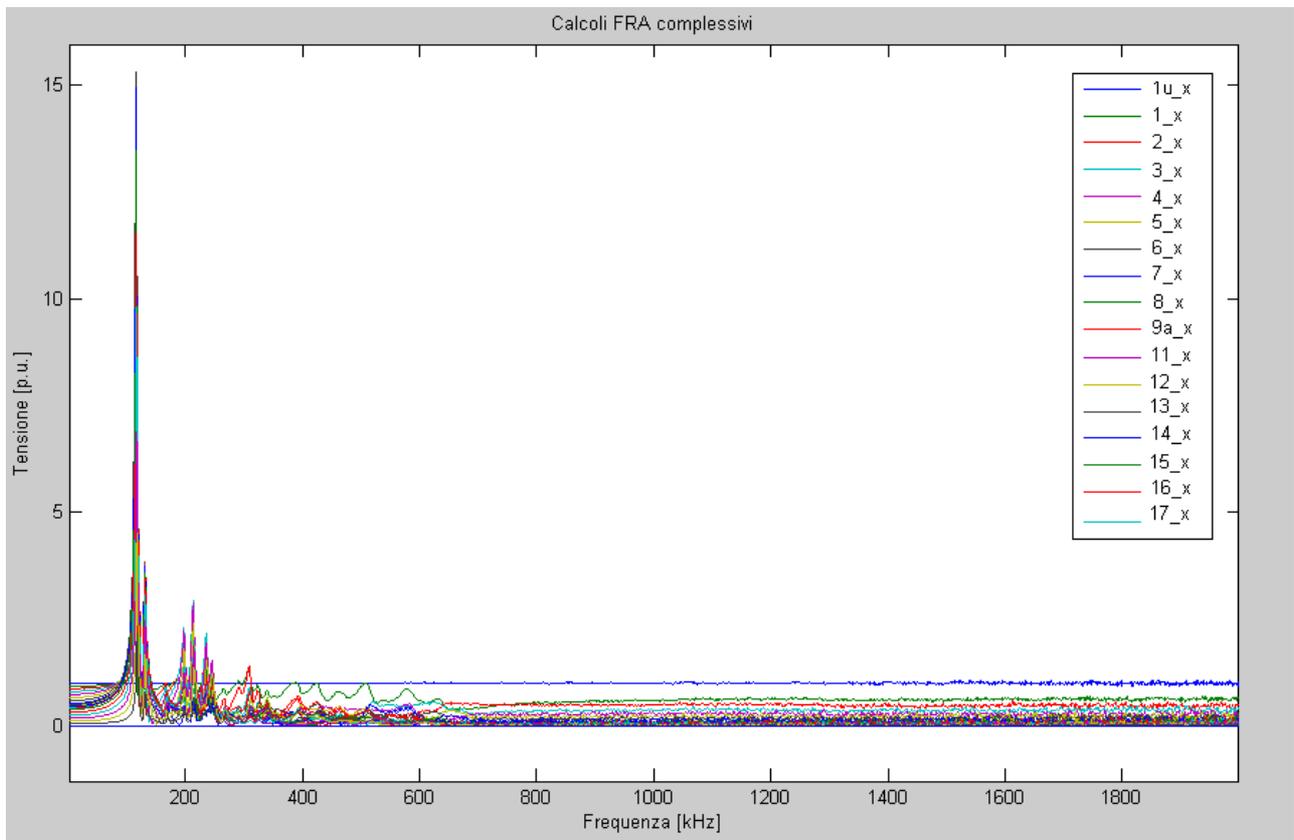
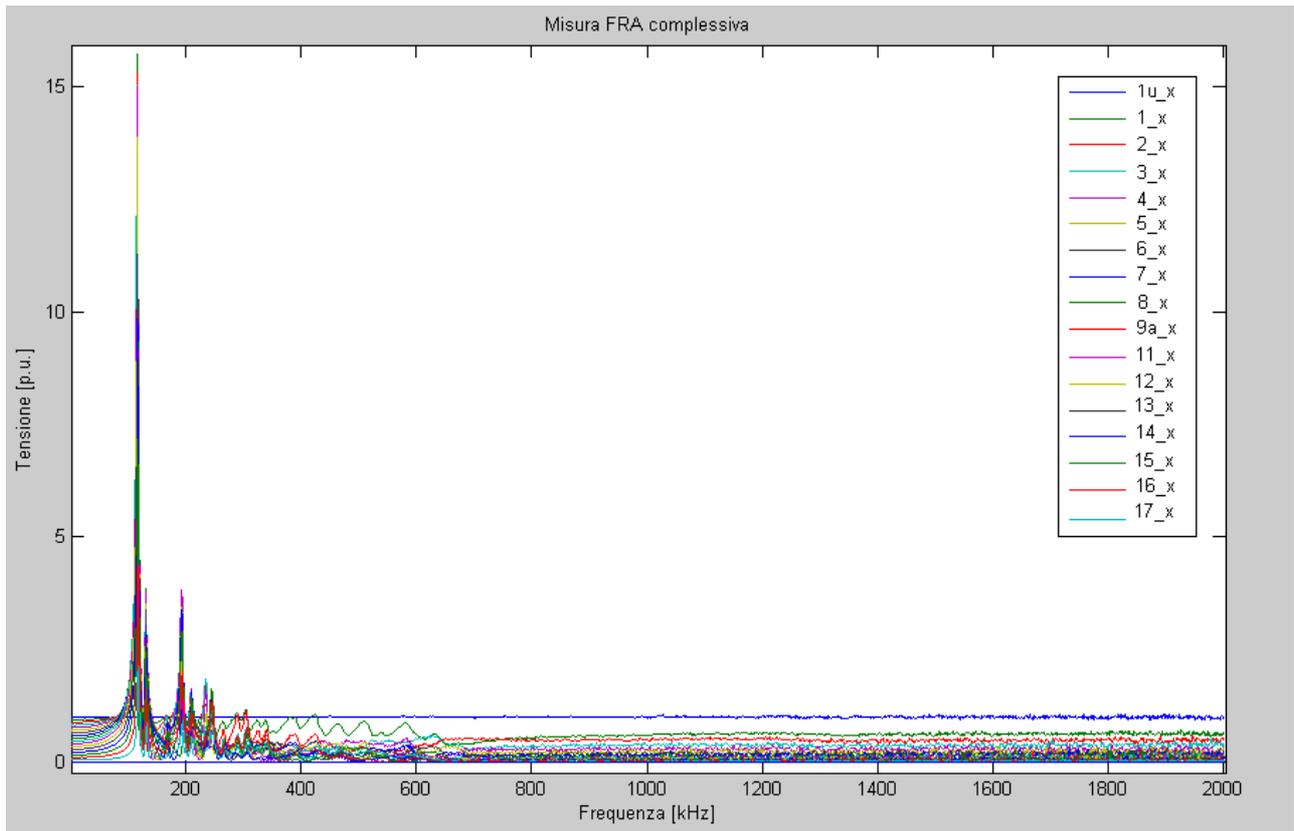


fig. 5.25 Funzione trasferimento complessiva ingrandimento da 0 Hz a 2 MHz

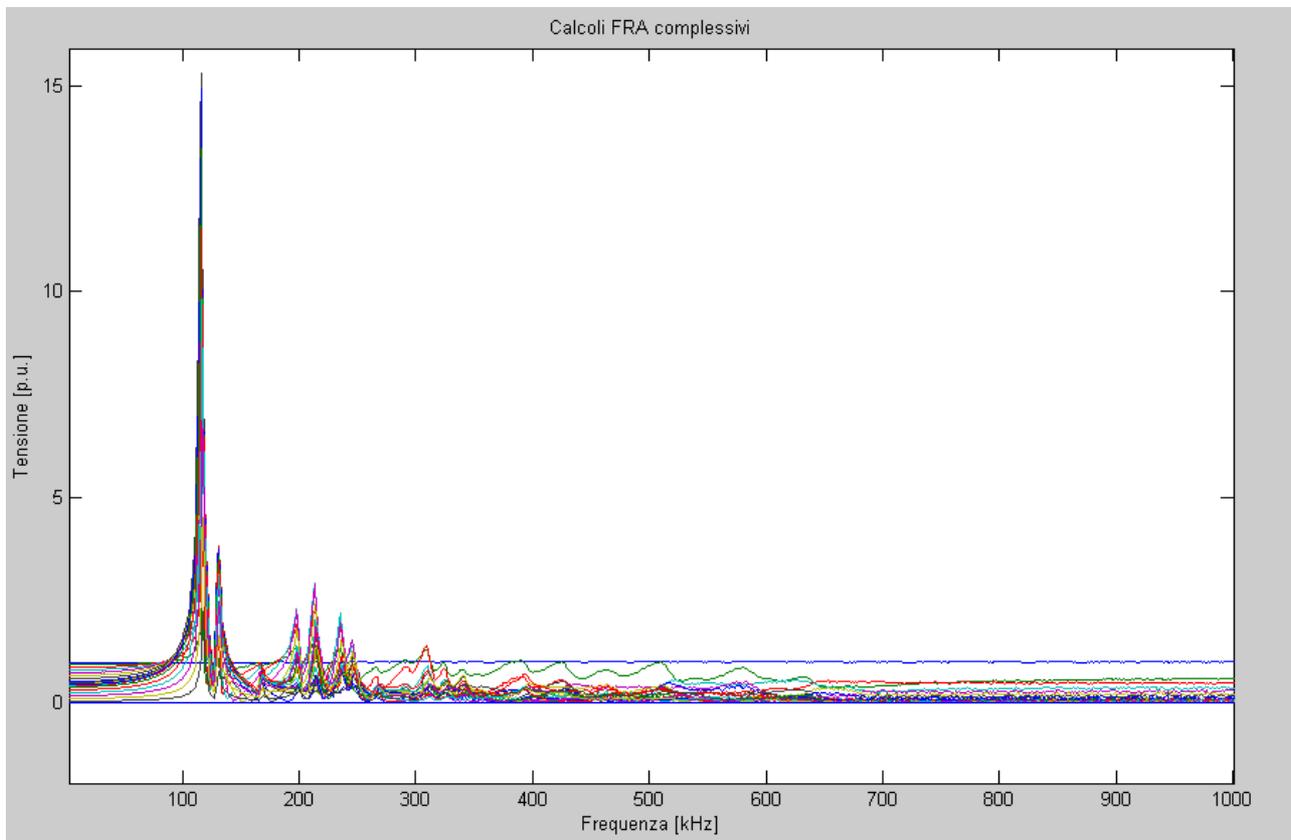
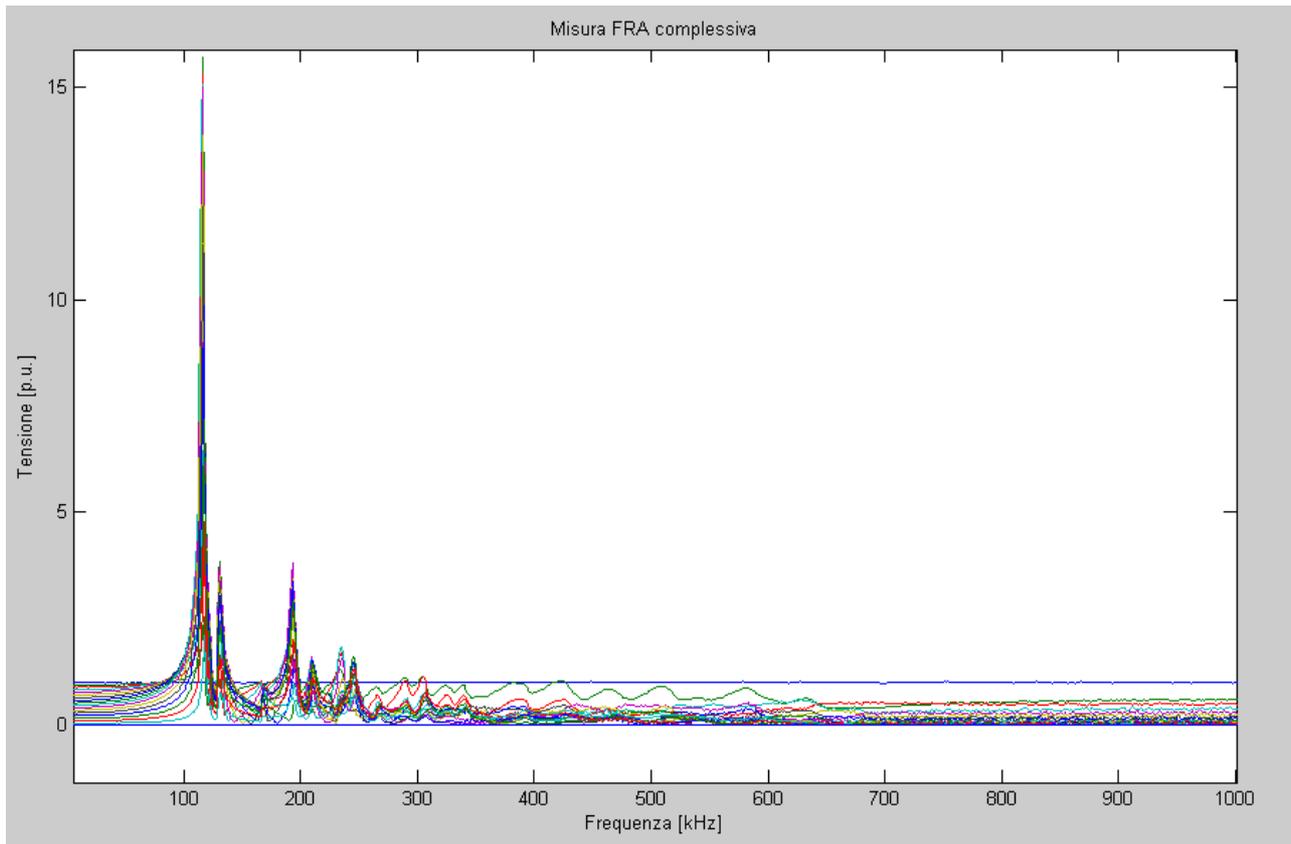


fig. 5.26 Funzione trasferimento complessiva ingrandimento da 0 Hz a 1 MHz

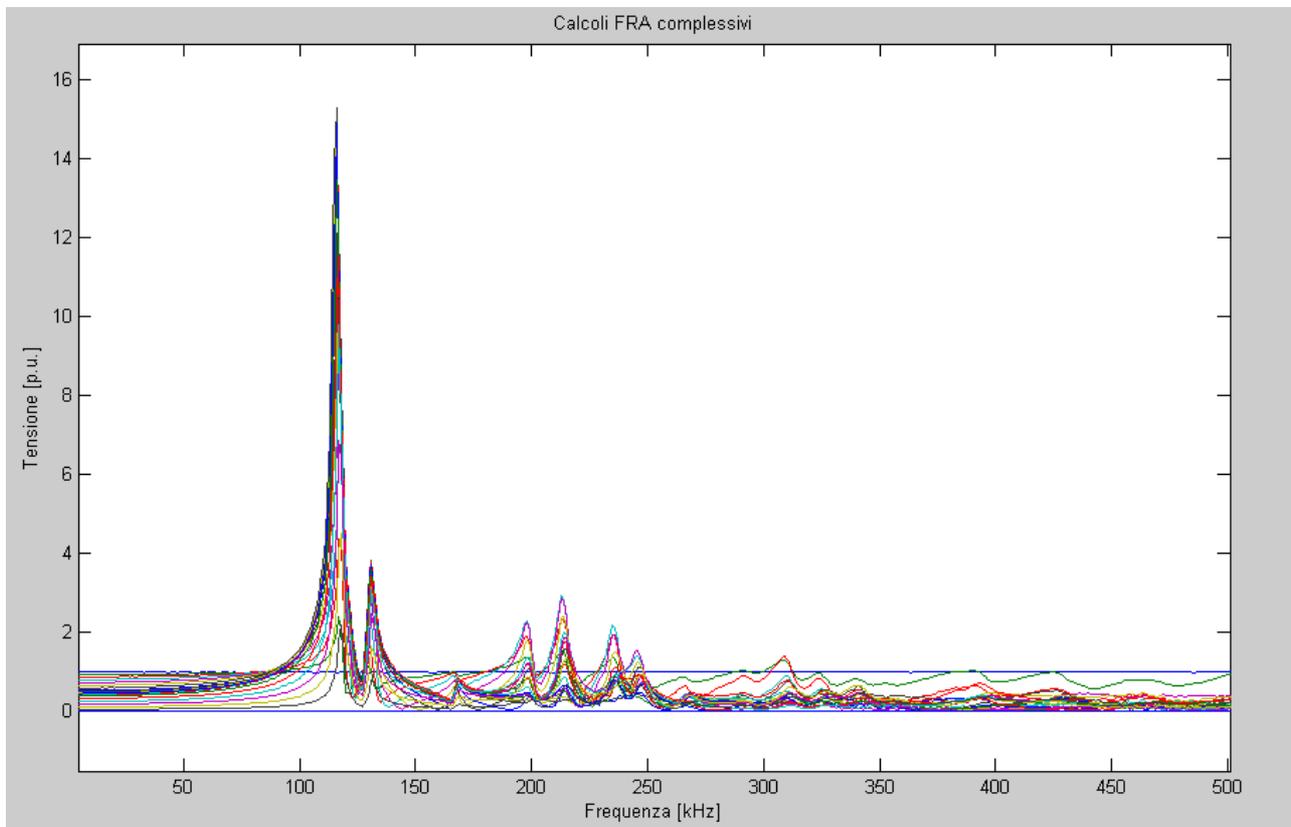
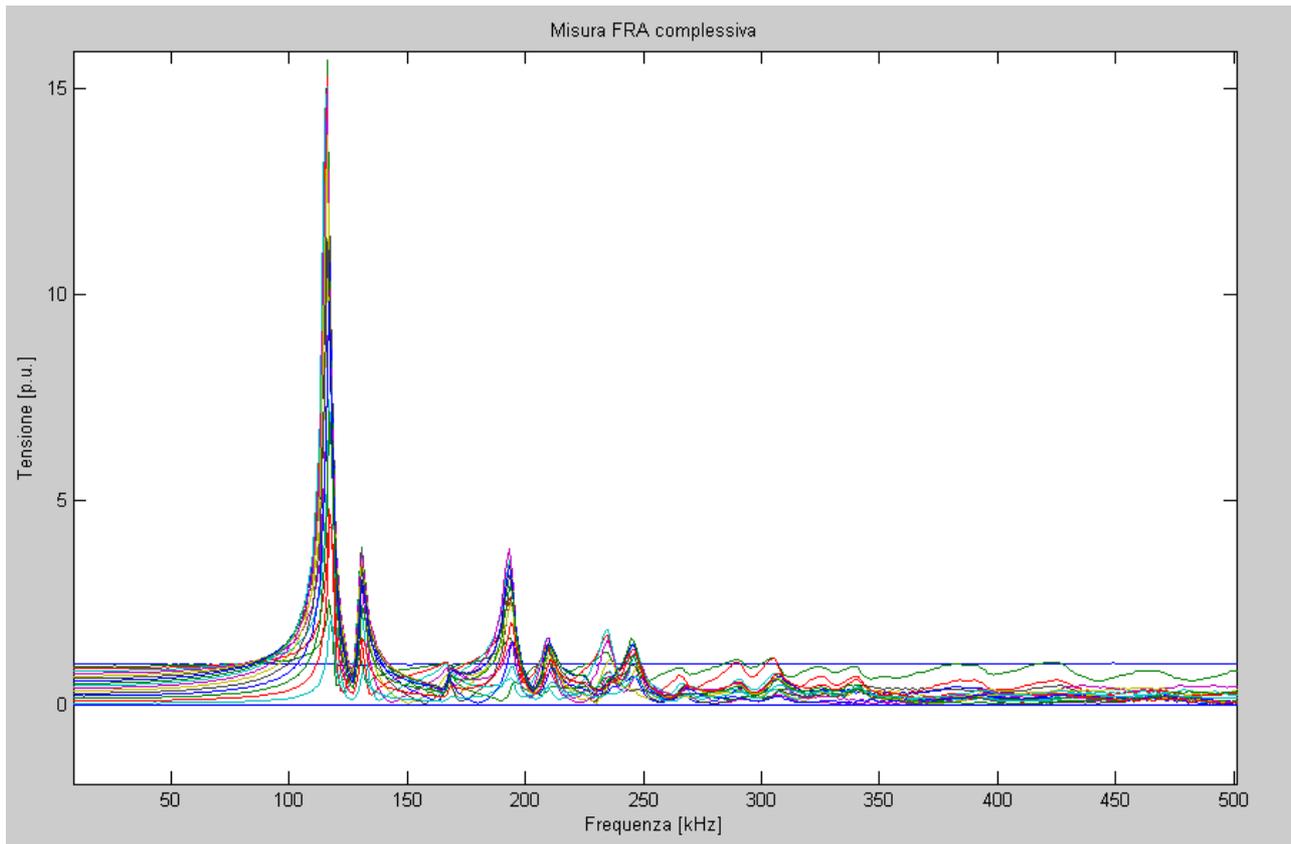


fig. 5.27 Funzione trasferimento complessiva ingrandimento da 0 Hz a 0.5 MHz

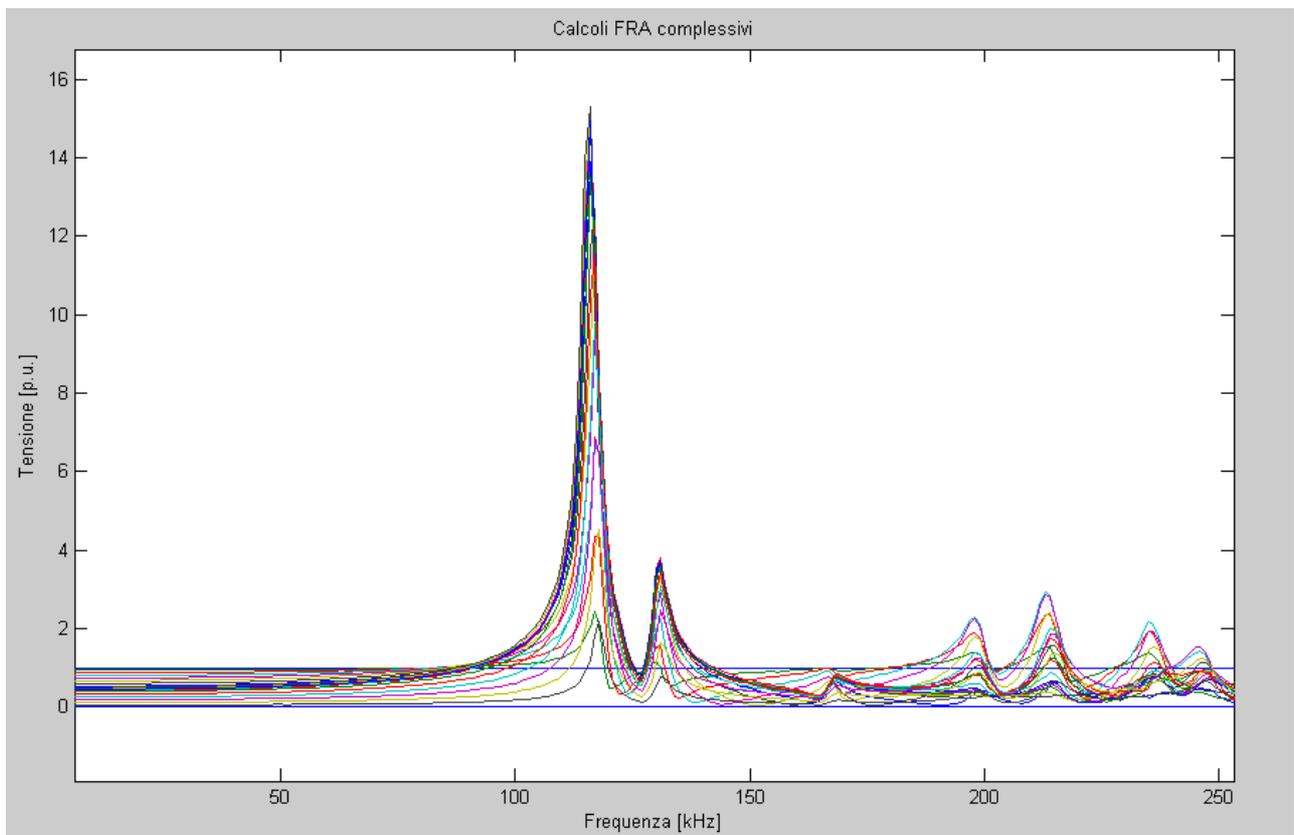
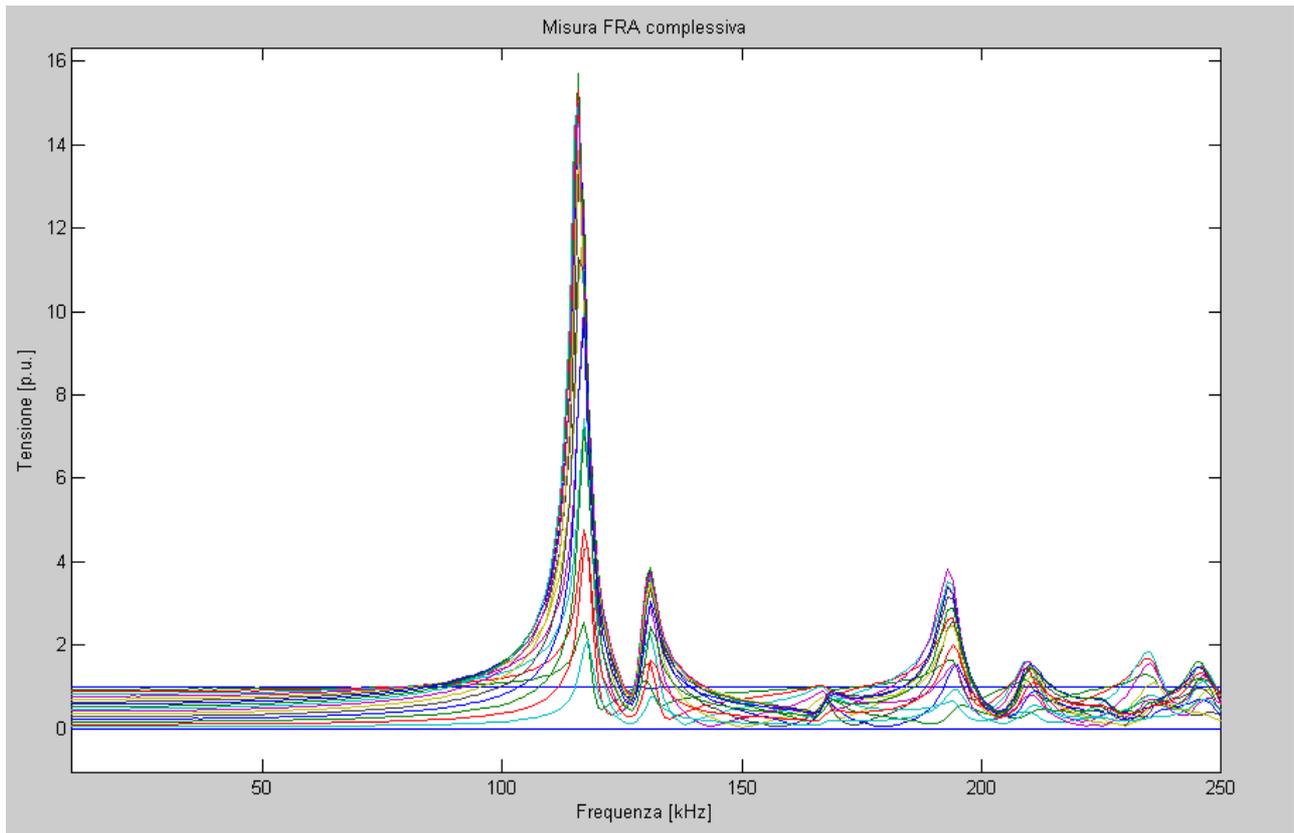


fig. 5.28 Funzione trasferimento complessiva ingrandimento da 0 Hz a 0.25 MHz

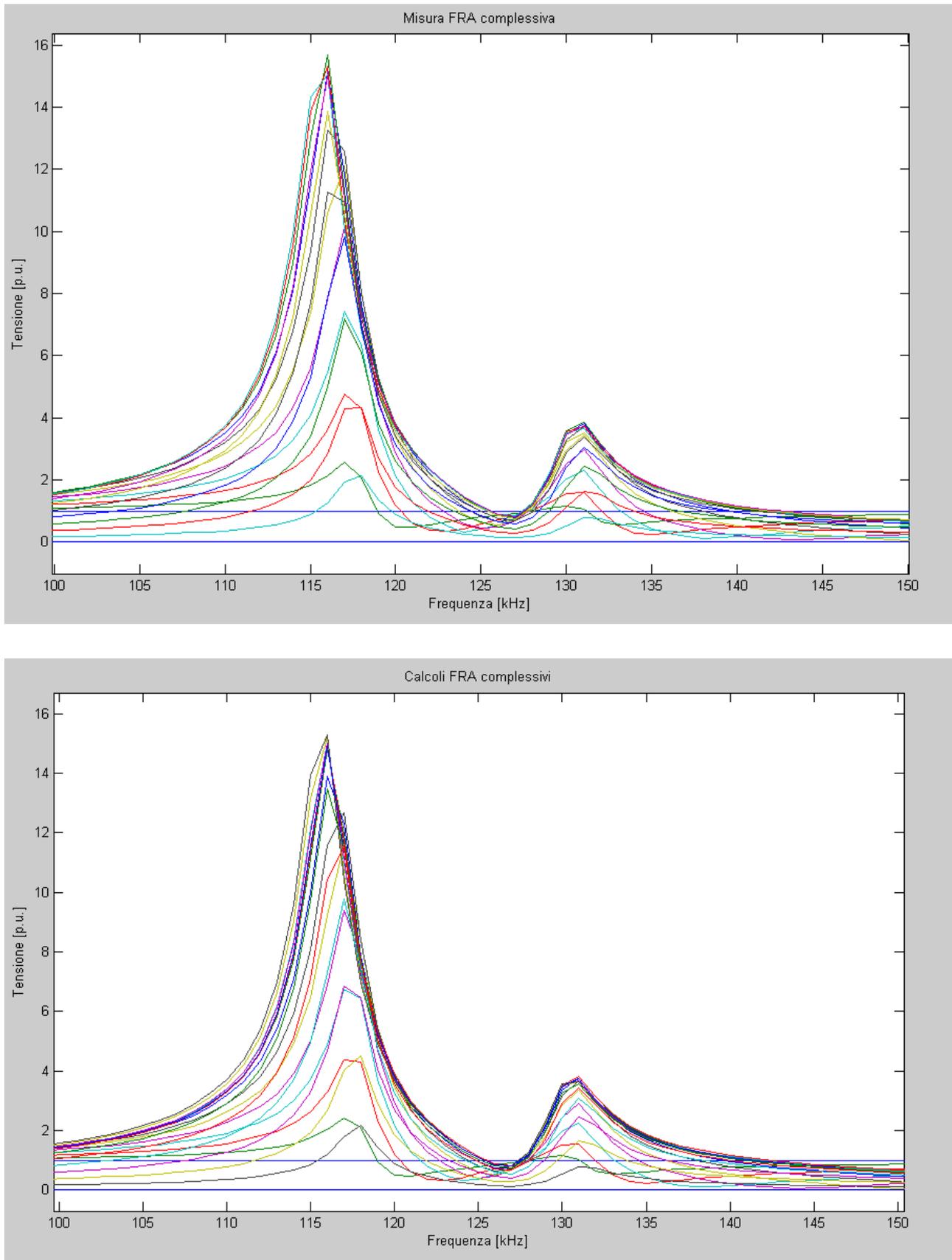


fig. 5.29 Funzione trasferimento complessiva ingrandimento da 100 kHz a 150 kHz

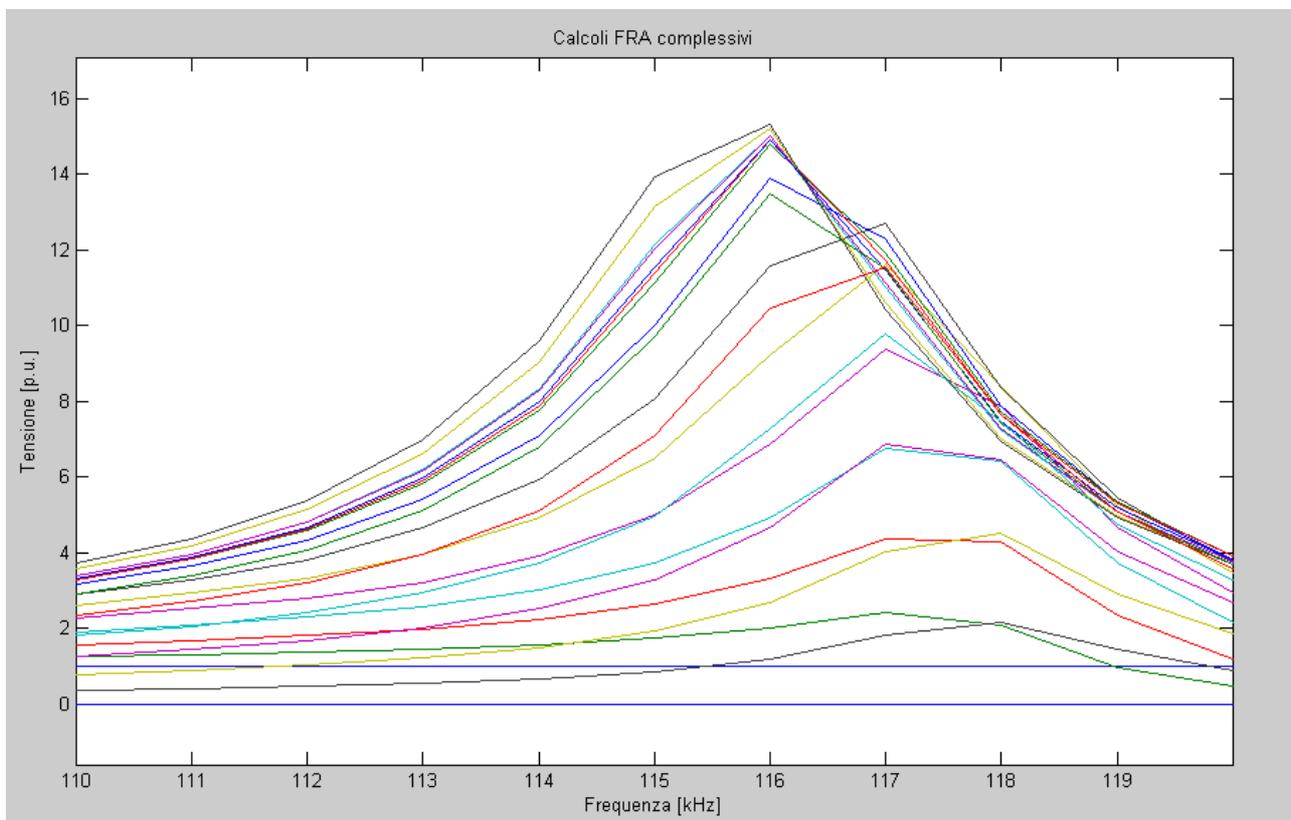
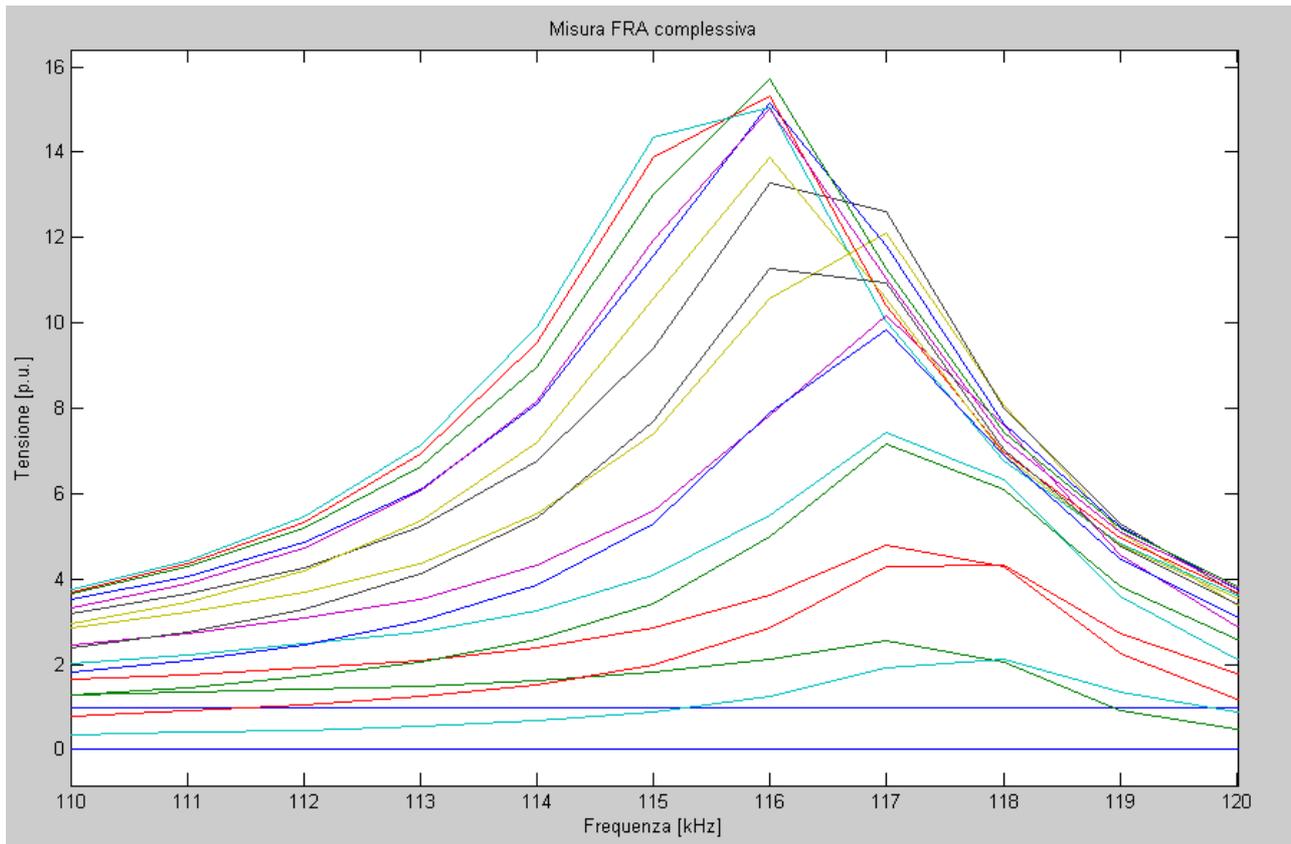


fig. 5.30 Funzione trasferimento complessiva ingrandimento da 110 kHz a 120 kHz

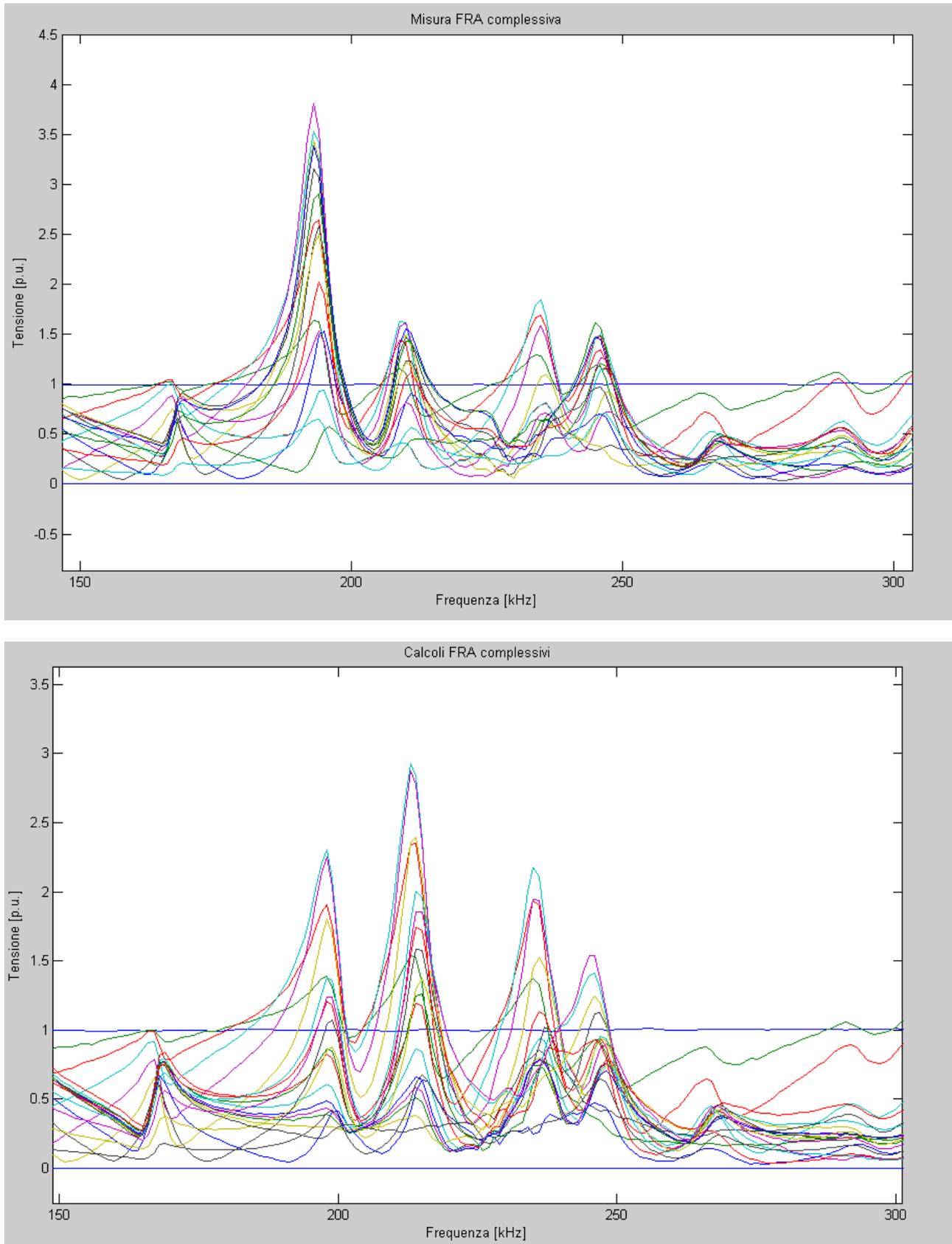


fig. 5.31 Funzione trasferimento complessiva ingrandimento da 150 kHz a 300 kHz

Misure FRA con collegamento presa centrale 9b_10b e 9c_10c

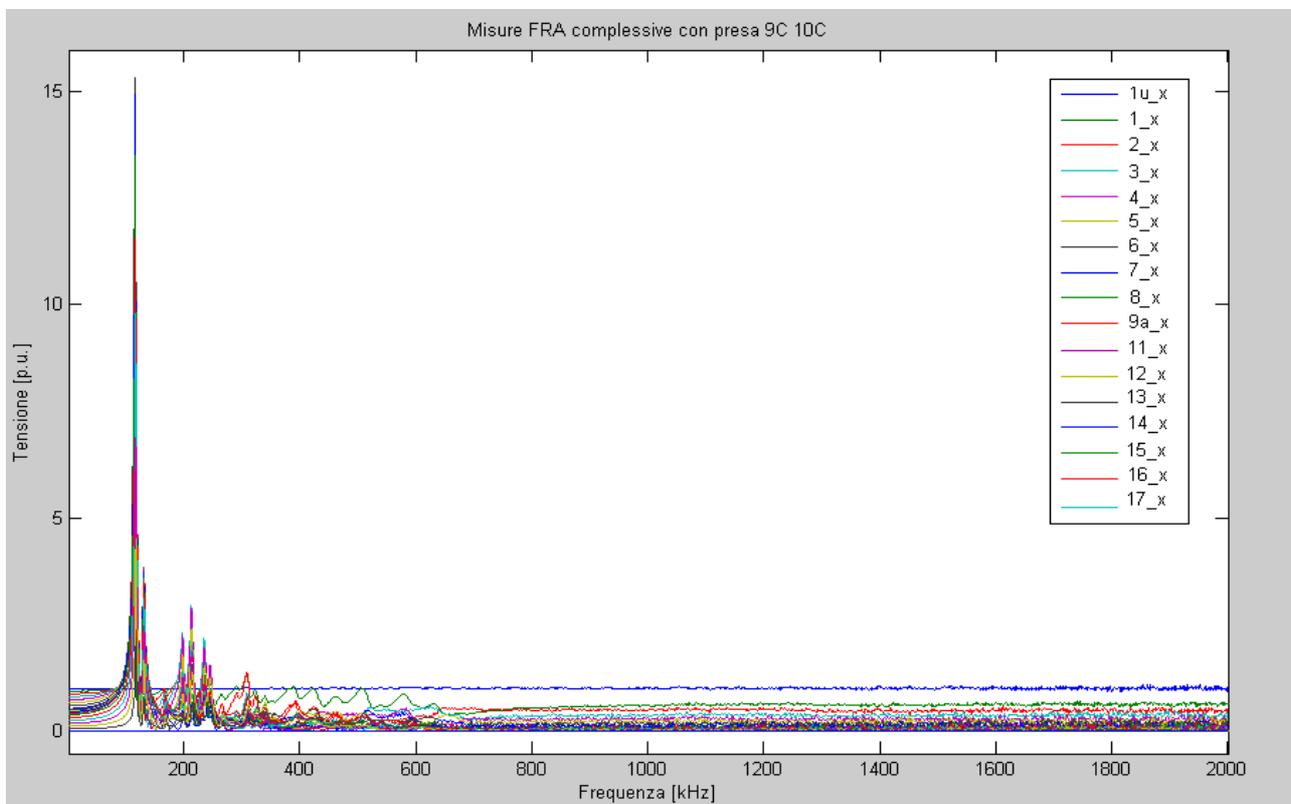
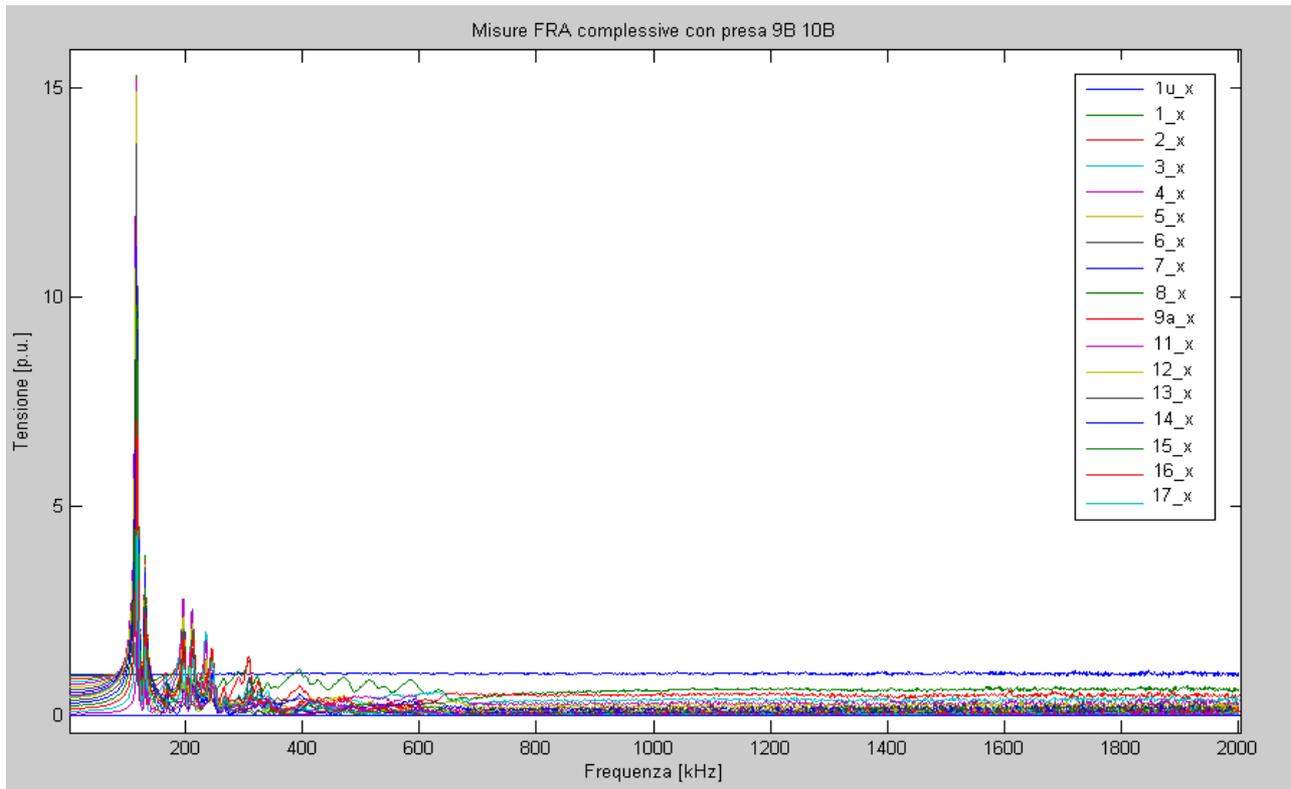


fig. 5.32 Funzione trasferimento complessiva collegando le altre prese centrali

Misure nel dominio del tempo presa 9a_10a

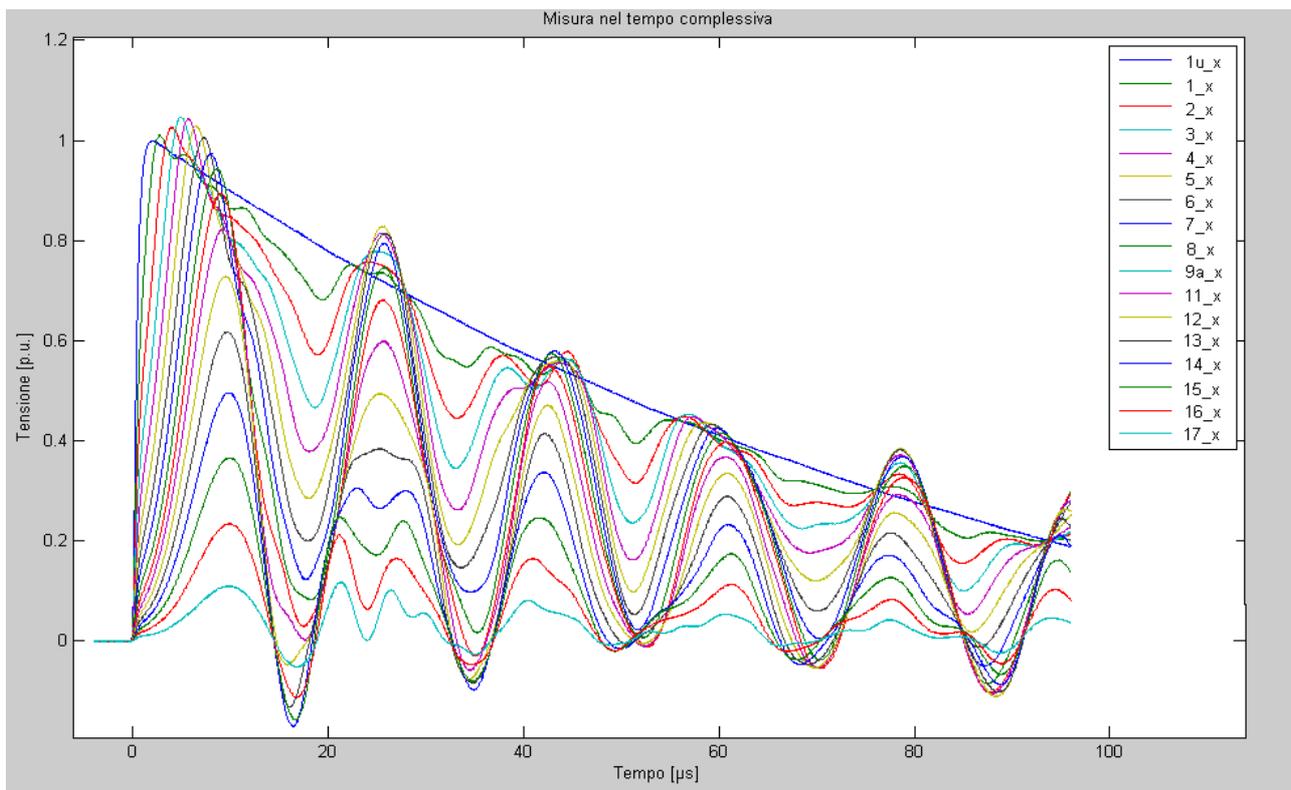


fig. 5.32 Misure nel dominio del tempo complessiva, tensioni nodali e impulso di fulminazione

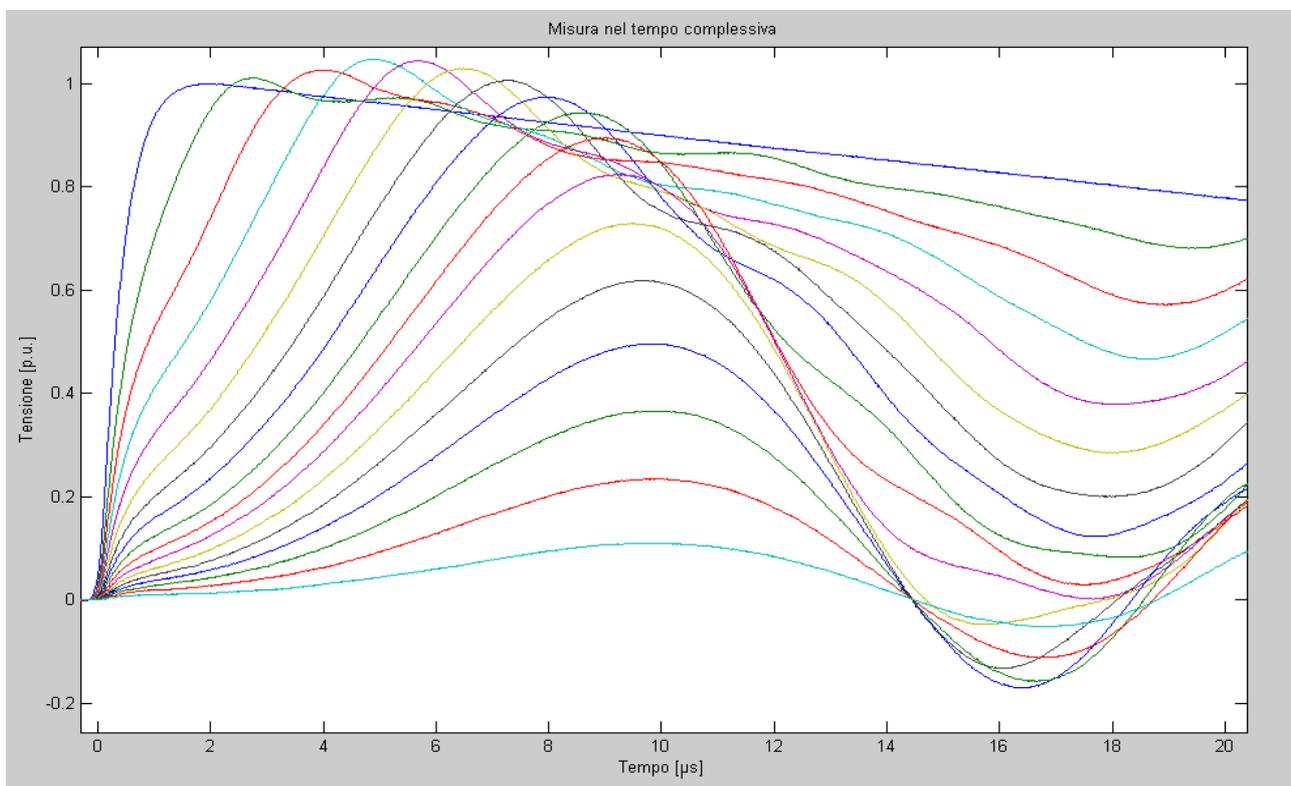


fig. 5.33 Misure nel dominio del tempo complessiva ingrandimento da 0 μ s a 20 μ s

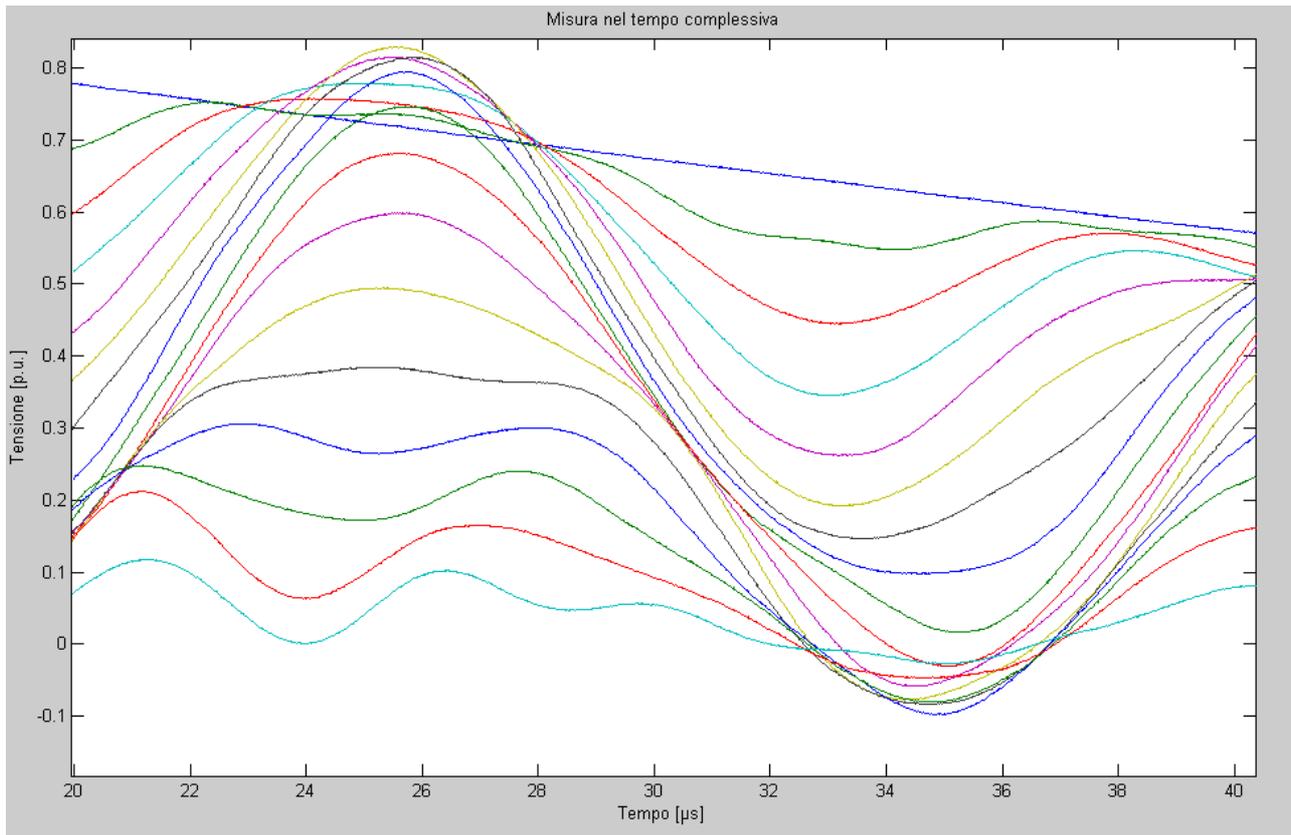


fig. 5.34 Misure nel dominio del tempo complessiva ingrandimento da 20 μ s a 40 μ s

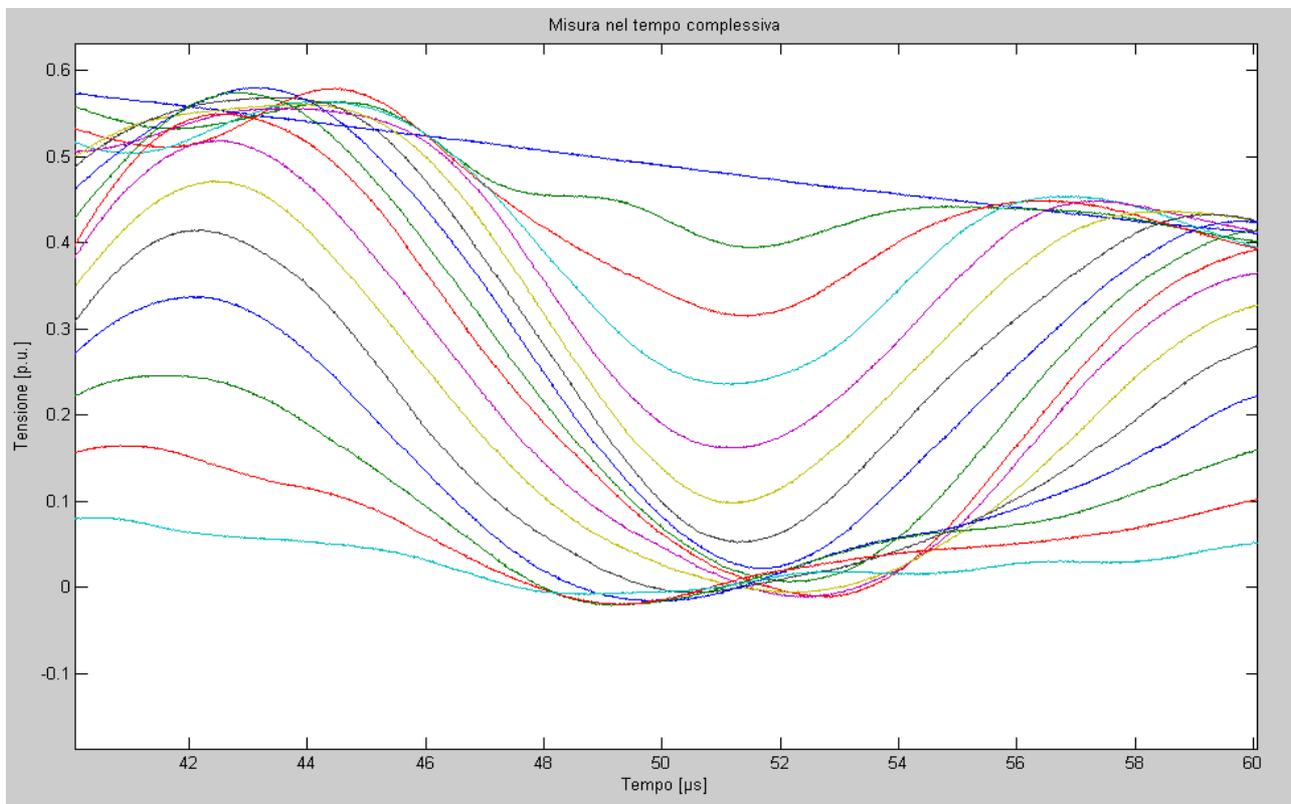


fig. 5.35 Misure nel dominio del tempo complessiva ingrandimento da 40 μ s a 60 μ s

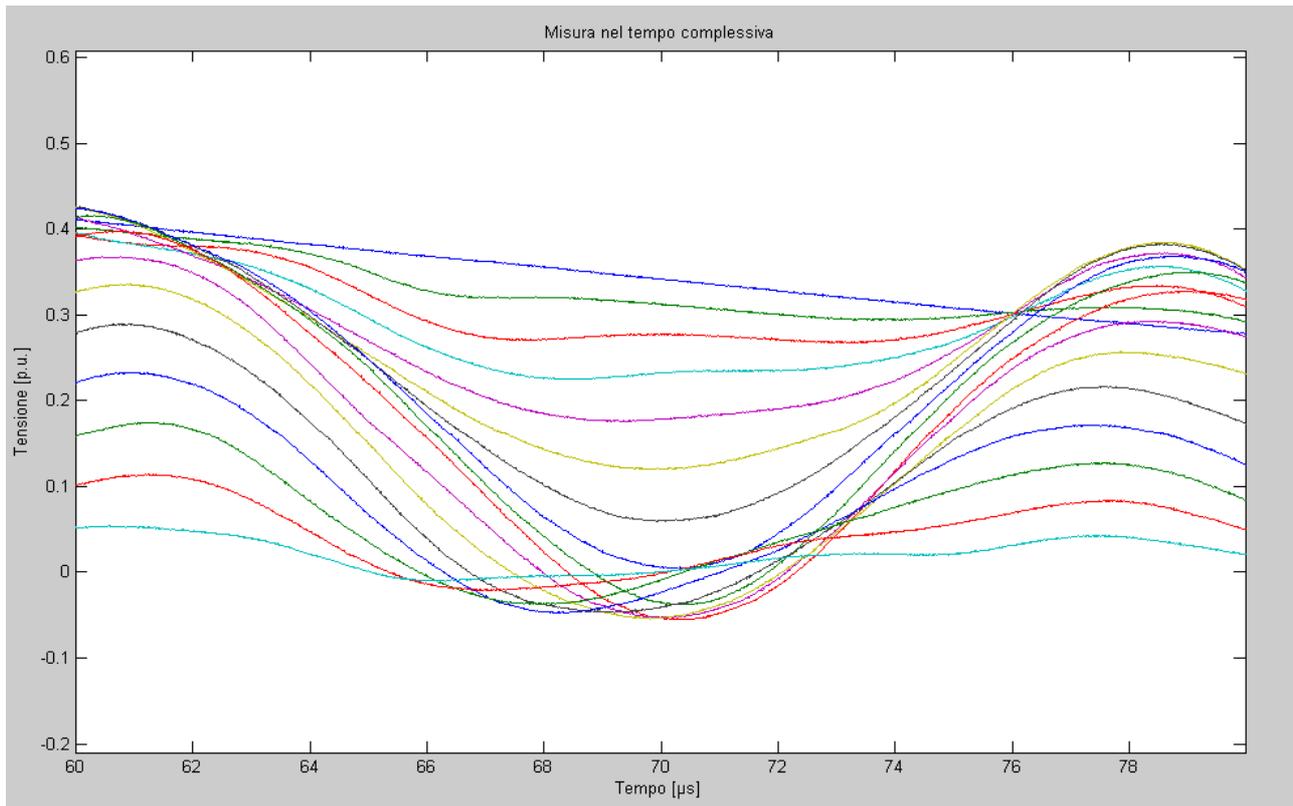


fig. 5.36 Misure nel dominio del tempo complessiva ingrandimento da 60 μ s a 80 μ s

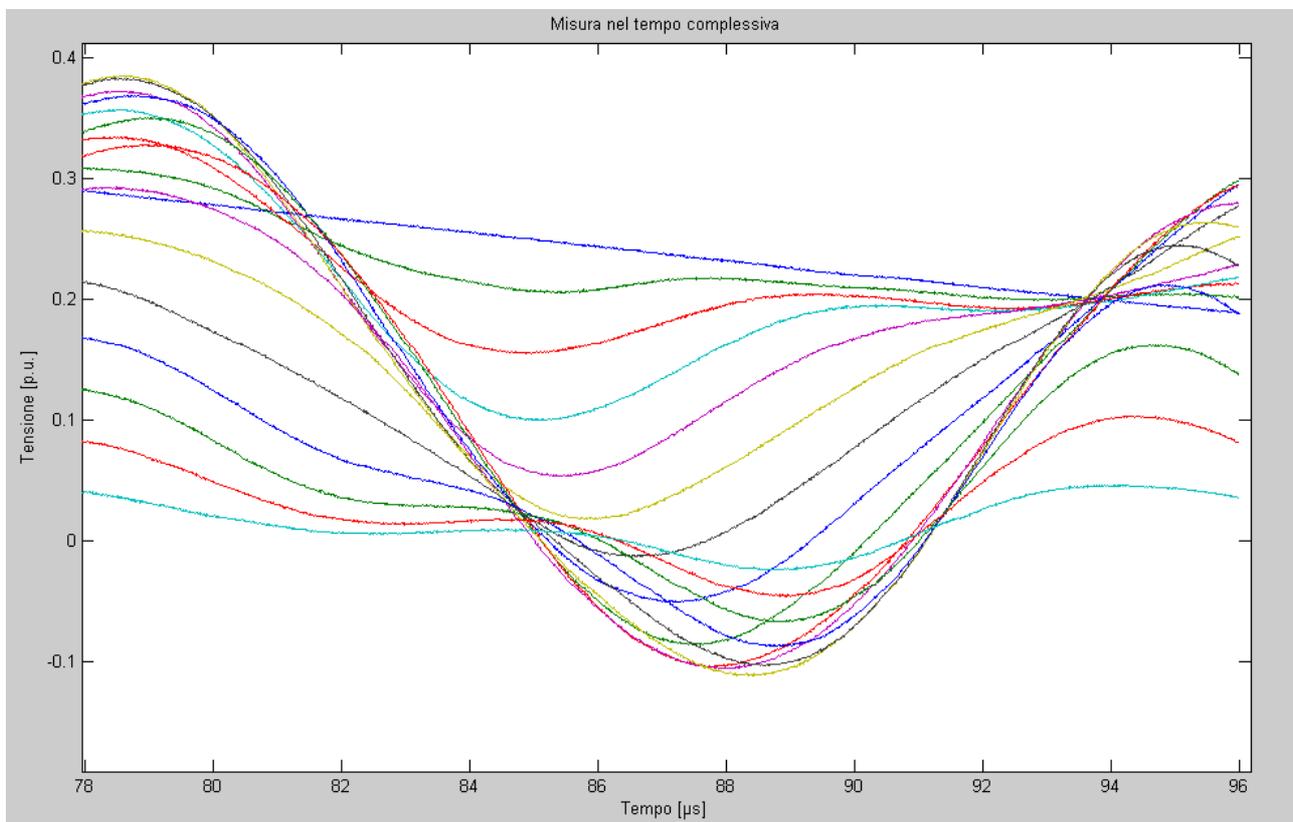


fig. 5.37 Misure nel dominio del tempo complessiva ingrandimento da 80 μ s a 100 μ s

Misure nel dominio del tempo presa 9a_10a tra dischi

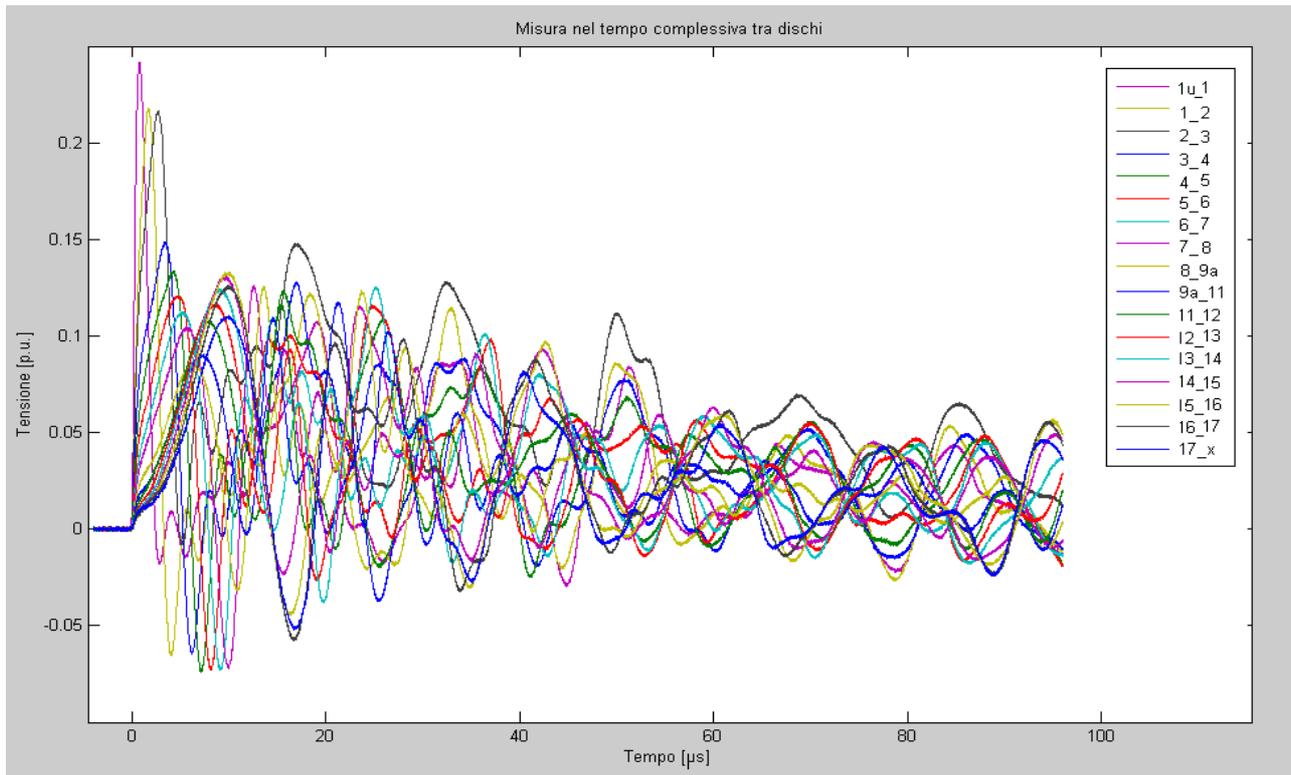


fig. 5.38 Misure nel dominio del tempo complessiva tra dischi

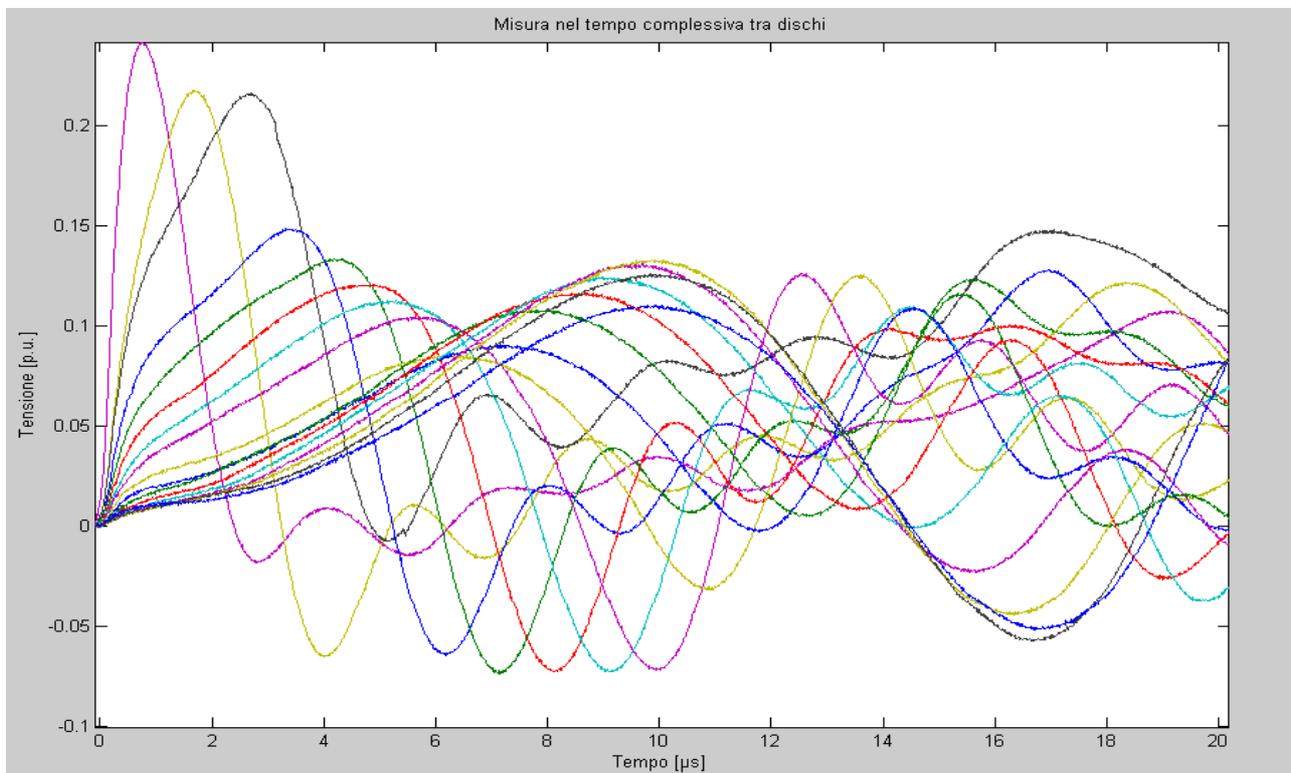


fig. 5.39 Misure nel dominio del tempo complessiva tra dischi, ingrandimento da 0 μ s a 20 μ s

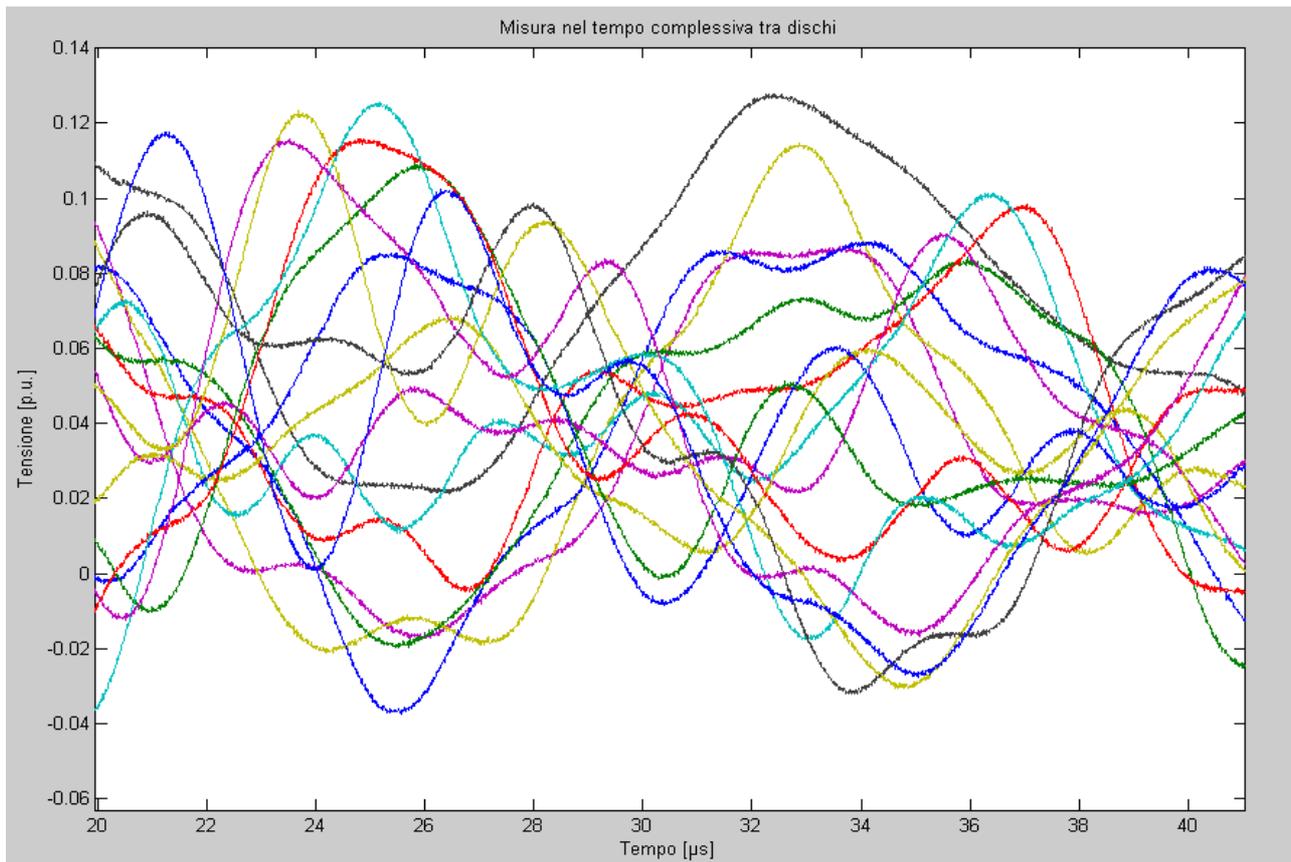


fig. 5.40 Misure nel dominio del tempo complessiva tra dischi, ingrandimento da 20 μs a 40 μs

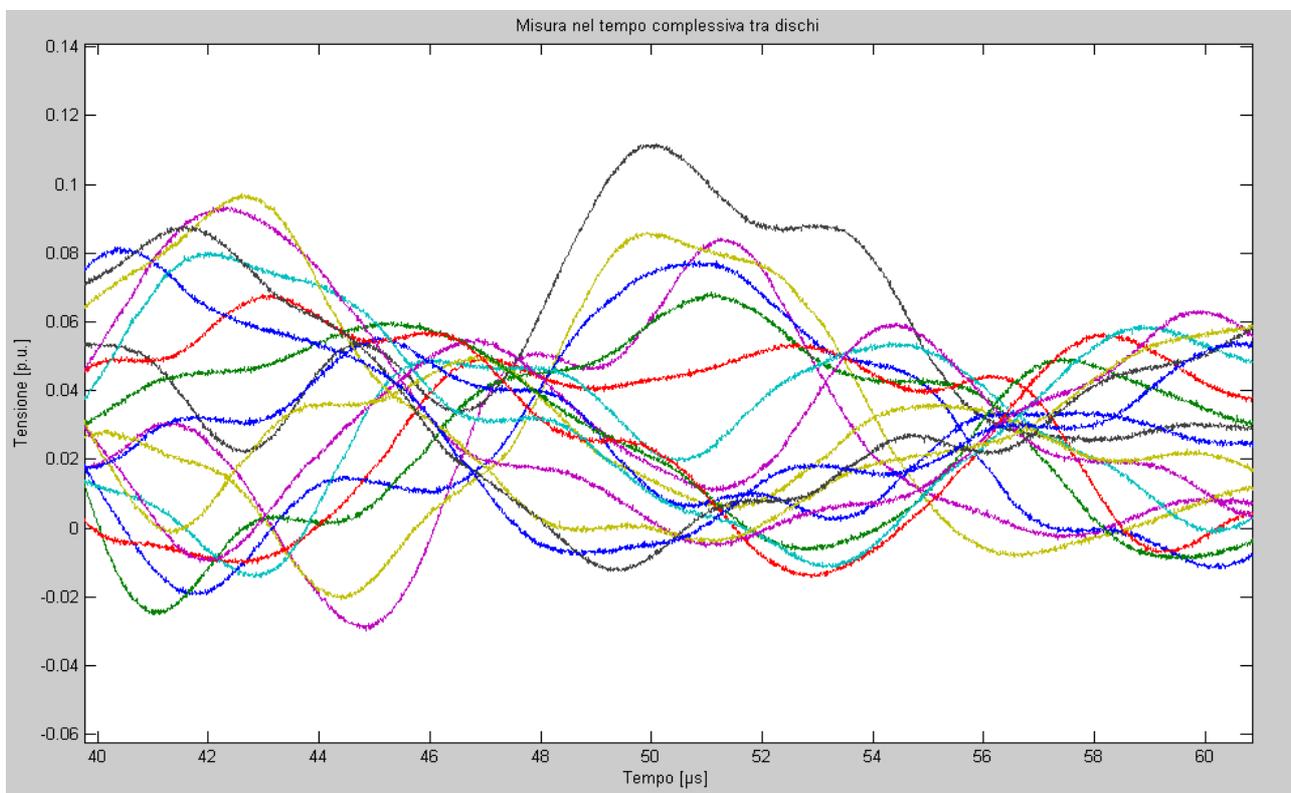


fig. 5.41 Misure nel dominio del tempo complessiva tra dischi, ingrandimento da 40 μs a 60 μs

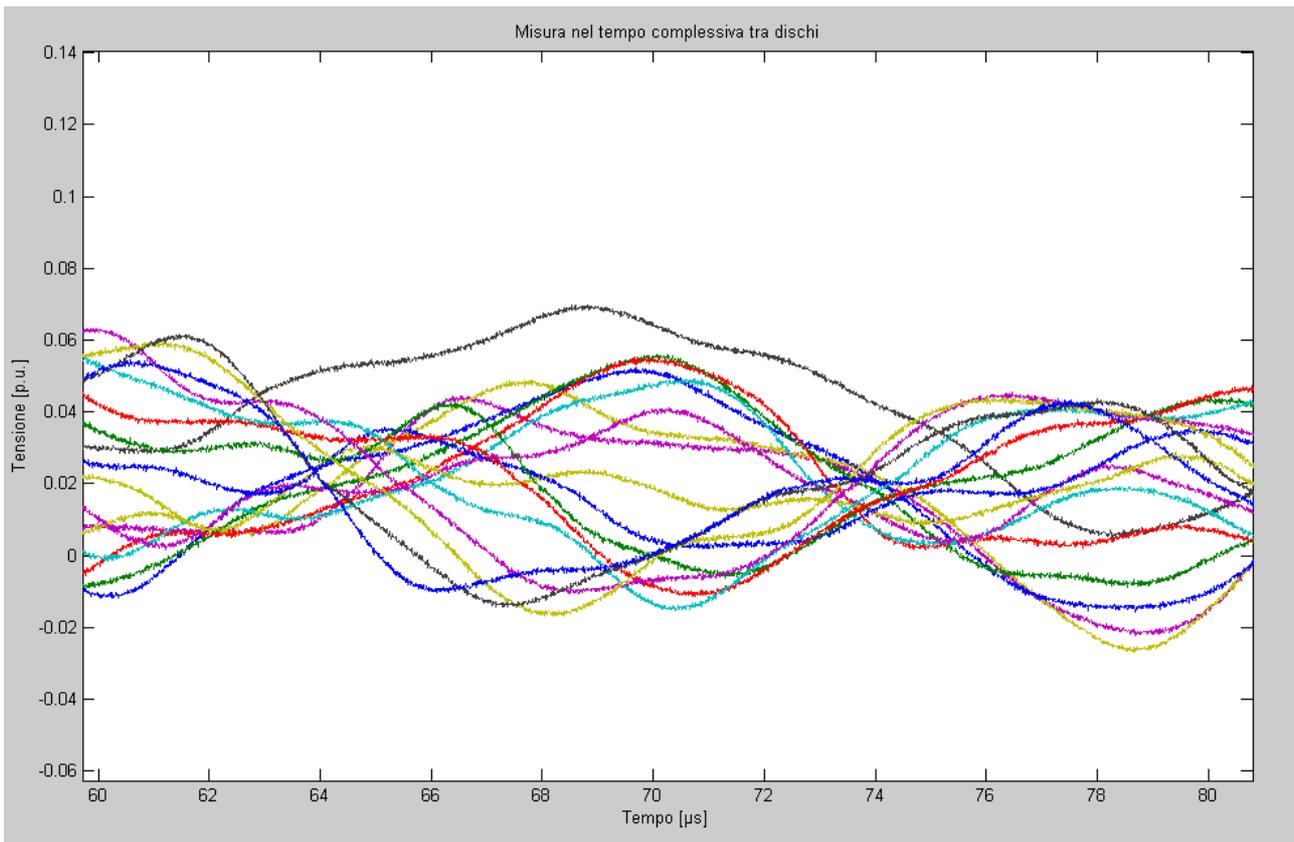


fig. 5.42 Misure nel dominio del tempo complessiva tra dischi, ingrandimento da 60 μs a 80 μs

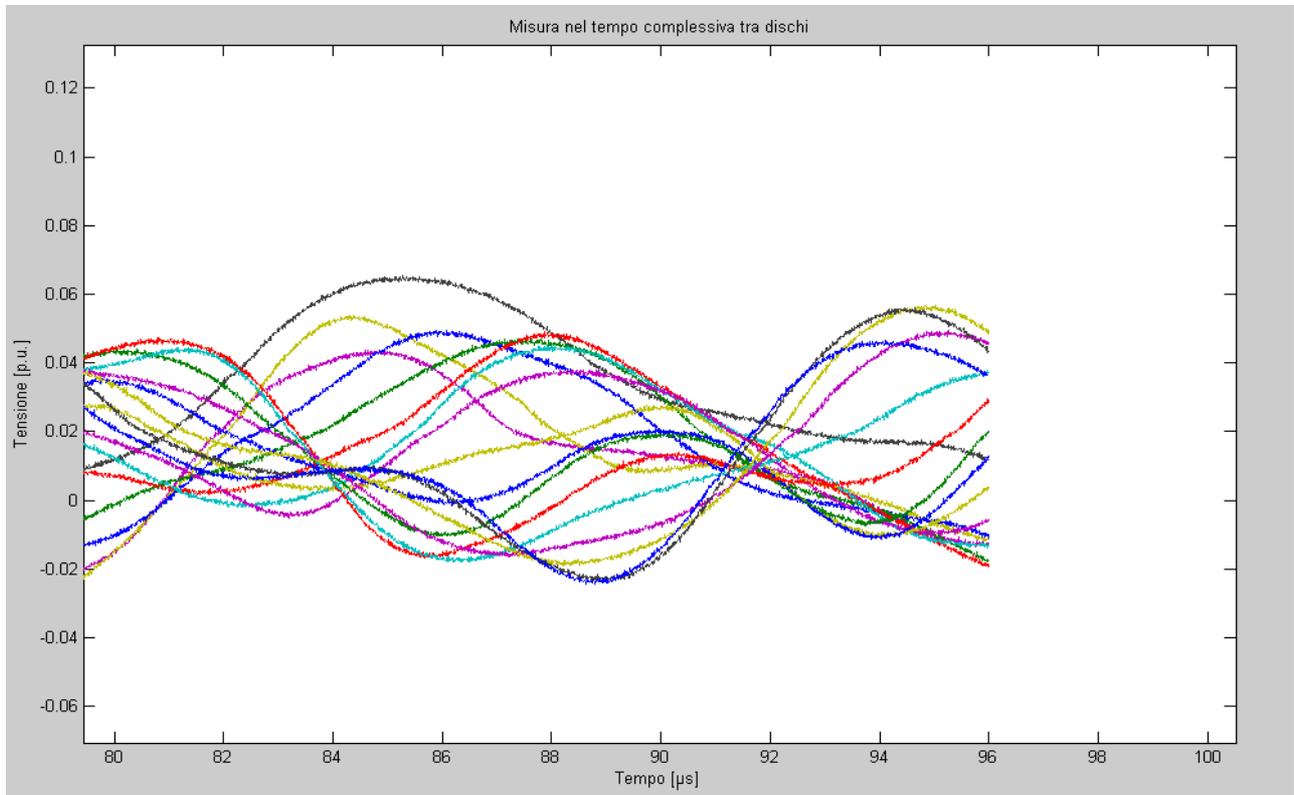


fig. 5.43 Misure nel dominio del tempo complessiva tra dischi, ingrandimento da 80 μs a 100 μs

Misure di tensione per calcolo induttanze

Avv. BT in corto	Alimento 1u-1			Alimento 1-2		
	V	2,15800	[V]	V	2,20046	[V]
	I	1,16710	[A]	I	1,24850	[A]
	P	1,07250	[W]	P	1,19450	[W]
	cos φ	0,42600		cos φ	0,43401	
Morsetti	V ₁ [V]	V ₂ [V]	Φ_{12}	V ₁ [V]	V ₂ [V]	Φ_{12}
1u-1	2,158	2,157	0°	2,204	1,000	340°
1-2	2,155	0,935	341°	2,218	2,127	0°
2-3	2,158	0,480	341°	2,217	0,934	339°
3-4	2,158	0,281	342°	2,216	0,478	339°
4-5	2,155	0,184	343°	2,210	0,281	340°
5-6	2,154	0,127	343°	2,211	0,183	341°
6-7	2,154	0,093	344°	2,212	0,125	341°
7-8	2,154	0,072	345°	2,212	0,091	342°
8-9a	2,156	0,050	346°	2,214	0,069	343°
9a-11	2,158	0,040	347°	2,234	0,047	344°
11-12	2,157	0,039	347°	2,235	0,043	344°
12-13	2,157	0,035	351°	2,251	0,038	344°
13-14	2,160	0,032	351°	2,249	0,035	345°
14-15	2,161	0,031	351°	2,250	0,033	345°
15-16	2,164	0,031	351°	2,251	0,032	345°
16-17	2,163	0,032	352°	2,254	0,033	346°
17-X	2,164	0,036	352°	2,253	0,036	347°
Avv. BT in corto	Alimento 2-3			Alimento 3-4		
	V	2,24320	[V]	V	2,20480	[V]
	I	1,28401	[A]	I	1,26840	[A]
	P	1,26020	[W]	P	1,22400	[W]
	cos φ	0,43754		cos φ	0,43769	
Morsetti	V ₁ [V]	V ₂ [V]	Φ_{12}	V ₁ [V]	V ₂ [V]	Φ_{12}
1u-1	2,242	0,058	340°	2,212	0,307	341°
1-2	2,241	0,095	339°	2,216	0,483	340°
2-3	2,237	2,232	0°	2,219	0,933	340°
3-4	2,238	0,936	339°	2,219	2,217	0°
4-5	2,235	0,485	339°	2,260	0,956	338°
5-6	2,236	0,281	339°	2,150	0,482	338°
6-7	2,236	0,178	340°	2,216	0,275	338°
7-8	2,235	0,122	340°	2,217	0,175	340°
8-9a	2,236	0,075	341°	2,218	0,098	341°
9a-11	2,234	0,055	342°	2,217	0,068	342°
11-12	2,235	0,049	342°	2,219	0,059	342°
12-13	2,233	0,042	343°	2,217	0,048	343°
13-14	2,235	0,037	343°	2,218	0,042	343°
14-15	2,236	0,034	344°	2,217	0,037	344°
15-16	2,234	0,032	344°	2,216	0,034	344°
16-17	2,235	0,032	344°	2,217	0,033	344°
17-X	2,235	0,034	347°	2,219	0,035	347°

Avv. BT in corto	<i>Alimento 4-5</i>			<i>Alimento 5-6</i>		
	V	2,19741	[V]	V	2,20380	[V]
	I	1,26890	[A]	I	1,27410	[A]
	P	1,21990	[W]	P	1,22570	[W]
	cos φ	0,43752		cos φ	0,43652	
Morsetti	V ₁ [V]	V ₂ [V]	Φ_{12}	V ₁ [V]	V ₂ [V]	Φ_{12}
1u-1	2,237	0,203	342°	2,199	0,138	343°
1-2	2,237	0,290	342°	2,200	0,183	341°
2-3	2,201	0,484	342°	2,204	0,280	340°
3-4	2,203	0,954	339°	2,203	0,482	339°
4-5	2,205	2,202	0°	2,200	0,983	339°
5-6	2,204	0,928	339°	2,201	2,199	0°
6-7	2,205	0,464	339°	2,201	0,911	339°
7-8	2,026	0,464	340°	2,202	0,462	339°
8-9a	2,206	0,268	341°	2,207	0,210	340°
9a-11	2,206	0,137	342°	2,208	0,213	341°
11-12	2,205	0,088	342°	2,209	0,097	341°
12-13	2,206	0,073	342°	2,208	0,073	342°
13-14	2,208	0,058	343°	2,205	0,058	342°
14-15	2,207	0,048	343°	2,203	0,048	343°
15-16	2,206	0,041	344°	2,201	0,042	344°
16-17	2,206	0,035	345°	2,202	0,039	345°
17-X	2,203	0,036	345°	2,203	0,039	347°
Avv. BT in corto	<i>Alimento 6-7</i>			<i>Alimento 7-8</i>		
	V	2,19420	[V]	V	2,22240	[V]
	I	1,26920	[A]	I	1,28760	[A]
	P	1,21180	[W]	P	1,23890	[W]
	cos φ	0,43514		cos φ	0,43258	
Morsetti	V ₁ [V]	V ₂ [V]	Φ_{12}	V ₁ [V]	V ₂ [V]	Φ_{12}
1u-1	2,195	0,100	344°	2,224	0,078	344°
1-2	2,193	0,125	342°	2,229	0,093	342°
2-3	2,195	0,176	341°	2,227	0,085	342°
3-4	2,193	0,274	340°	2,229	0,177	340°
4-5	2,193	0,463	339°	2,229	0,272	339°
5-6	2,194	0,909	339°	2,229	0,468	339°
6-7	2,198	2,196	0°	2,230	0,937	339°
7-8	2,198	0,924	339°	2,300	2,227	0°
8-9a	2,200	0,354	340°	2,231	0,676	340°
9a-11	2,201	0,187	340°	2,234	0,310	340°
11-12	2,201	0,137	340°	2,233	0,209	341°
12-13	2,198	0,097	340°	2,231	0,138	341°
13-14	2,200	0,074	342°	2,231	0,099	342°
14-15	2,199	0,058	342°	2,231	0,075	342°
15-16	2,199	0,049	343°	2,229	0,061	342°
16-17	2,198	0,044	345°	2,228	0,052	342°
17-X	2,194	0,043	345°	2,229	0,050	342°

Avv. BT in corto	Alimento 8-9a			Alimento 9a-11		
	V	2,13880	[V]	V	2,12940	[V]
	I	1,41860	[A]	I	1,41310	[A]
	P	1,37310	[W]	P	1,37600	[W]
	cos φ	0,45256		cos φ	0,45732	
Morsetti	V₁ [V]	V₂ [V]	Φ_{12}	V₁ [V]	V₂ [V]	Φ_{12}
1u-1	2,158	0,060	344°	2,129	0,048	344°
1-2	2,160	0,067	342°	2,140	0,051	342°
2-3	2,158	0,083	342°	2,142	0,060	342°
3-4	2,161	0,110	340°	2,143	0,075	340°
4-5	2,160	0,154	340°	2,143	0,098	340°
5-6	2,162	0,236	339°	2,143	0,138	340°
6-7	1,159	0,398	339°	2,145	0,209	339°
7-8	2,159	0,751	339°	2,144	0,342	339°
8-9a	2,157	2,154	0°	2,144	0,721	339°
9a-11	2,159	0,725	339°	2,142	2,138	0°
11-12	2,158	0,418	339°	2,142	0,962	337°
12-13	2,158	0,246	399°	2,142	0,480	337°
13-14	2,156	0,161	399°	2,144	0,279	338°
14-15	2,155	0,111	339°	2,144	0,174	338°
15-16	2,154	0,085	341°	2,145	0,124	338°
16-17	2,154	0,069	341°	2,146	0,095	341°
17-X	2,138	0,062	344°	2,146	0,081	341°
Avv. BT in corto	Alimento 11-12			Alimento 12-13		
	V	2,19370	[V]	V	2,20080	[V]
	I	1,26720	[A]	I	1,27030	[A]
	P	1,21210	[W]	P	1,22130	[W]
	cos φ	0,43603		cos φ	0,43685	
Morsetti	V₁ [V]	V₂ [V]	Φ_{12}	V₁ [V]	V₂ [V]	Φ_{12}
1u-1	2,213	0,042	346°	2,200	0,037	347°
1-2	2,214	0,043	346°	2,203	0,038	345°
2-3	2,214	0,049	343°	2,206	0,042	345°
3-4	2,214	0,059	342°	2,205	0,048	345°
4-5	2,214	0,073	342°	2,205	0,058	342°
5-6	2,214	0,097	342°	2,204	0,073	342°
6-7	2,214	0,137	341°	2,205	0,097	342°
7-8	2,214	0,207	341°	2,207	0,137	341°
8-9a	2,212	0,374	341°	2,209	0,219	340°
9a-11	2,215	0,867	339°	2,207	0,430	339°
11-12	2,218	2,211	0°	2,207	0,919	339°
12-13	2,214	0,923	339°	2,209	2,205	0°
13-14	2,215	0,472	339°	2,208	0,939	339°
14-15	2,215	0,268	340°	2,209	0,464	339°
15-16	2,223	0,176	341°	2,209	0,276	340°
16-17	2,221	0,126	341°	2,211	0,182	341°
17-X	2,215	0,102	344°	2,211	0,140	343°

Avv. BT in corto	Alimento 13-14			Alimento 14-15		
	V	2,19590	[V]	V	2,19720	[V]
	I	1,26530	[A]	I	1,26800	[A]
	P	1,21380	[W]	P	1,22050	[W]
	cos φ	0,43684		cos φ	0,43808	
Morsetti	V₁ [V]	V₂ [V]	Φ_{12}	V₁ [V]	V₂ [V]	Φ_{12}
1u-1	2,195	0,035	347°	2,208	0,033	347°
1-2	2,200	0,035	345°	2,207	0,032	345°
2-3	2,201	0,037	345°	2,208	0,034	345°
3-4	2,204	0,041	345°	2,209	0,037	344°
4-5	2,203	0,048	343°	2,208	0,041	343°
5-6	2,203	0,058	342°	2,209	0,048	343°
6-7	2,204	0,074	342°	2,207	0,058	343°
7-8	2,203	0,098	341°	2,207	0,074	342°
8-9a	2,202	0,143	340°	2,206	0,099	342°
9a-11	2,201	0,250	339°	2,206	0,157	340°
11-12	2,202	0,469	339°	2,206	0,268	340°
12-13	2,203	0,935	339°	2,207	0,464	339°
13-14	2,202	2,199	0°	2,206	0,903	339°
14-15	2,201	0,899	340°	2,202	2,202	0°
15-16	2,203	0,470	339°	2,200	0,943	339°
16-17	2,203	0,280	341°	2,202	0,484	339°
17-X	2,203	0,199	341°	2,197	0,308	339°
Avv. BT in corto	Alimento 15-16			Alimento 16-17		
	V	0,19080	[V]	V	2,21910	[V]
	I	1,25500	[A]	I	1,25180	[A]
	P	1,20270	[W]	P	1,21930	[W]
	cos φ	0,43745		cos φ	0,43896	
Morsetti	V₁ [V]	V₂ [V]	Φ_{12}	V₁ [V]	V₂ [V]	Φ_{12}
1u-1	2,190	0,033	347°	2,218	0,034	348°
1-2	2,204	0,031	346°	2,219	0,032	347°
2-3	2,205	0,032	345°	2,218	0,032	347°
3-4	2,206	0,034	344°	2,218	0,032	346°
4-5	2,208	0,037	344°	2,220	0,035	346°
5-6	2,211	0,042	344°	2,222	0,039	346°
6-7	2,213	0,049	343°	2,222	0,044	345°
7-8	2,214	0,060	343°	2,222	0,051	345°
8-9a	2,215	0,076	342°	2,222	0,061	344°
9a-11	2,215	0,111	341°	2,222	0,084	343°
11-12	2,215	0,175	341°	2,224	0,124	342°
12-13	2,215	0,275	341°	2,222	0,180	342°
13-14	2,218	0,471	339°	2,222	0,277	341°
14-15	2,218	0,954	339°	2,222	0,479	341°
15-16	2,218	2,216	0°	2,222	0,924	340°
16-17	2,220	0,937	339°	2,220	2,217	0°
17-X	2,220	0,520	339°	2,222	1,006	340°

Avv. BT in corto	<i>Alimento 17-X</i>			Avv. BT aperto	<i>Alimento 1U-X</i>	
	V	2,22860	[V]			
	I	1,19430	[A]			
	P	1,14350	[W]			
$\cos \varphi$	0,42963					
Morsetti	V_1 [V]	V_2 [V]	Φ_{12}	Morsetti	V_1 [V]	V_2 [V]
1u-1	2,208	0,037	349°	1u-1	79,000	4,690
1-2	2,209	0,034	349°	1-2	79,000	4,690
2-3	2,207	0,032	349°	2-3	79,000	4,690
3-4	2,208	0,033	348°	3-4	79,000	4,690
4-5	2,209	0,034	348°	4-5	79,000	4,690
5-6	2,209	0,037	348°	5-6	78,900	4,680
6-7	2,210	0,041	347°	6-7	78,900	4,680
7-8	2,211	0,046	347°	7-8	78,900	4,690
8-9a	2,211	0,053	347°	8-9a	78,900	4,330
9a-11	2,212	0,069	346°	9a-11	78,900	4,330
11-12	2,213	0,096	345°	11-12	79,000	4,690
12-13	2,213	0,131	345°	12-13	79,000	4,690
13-14	2,212	0,186	343°	13-14	79,000	4,690
14-15	2,214	0,289	342°	14-15	79,000	4,690
15-16	2,214	0,486	342°	15-16	79,000	4,690
16-17	2,215	0,953	341°	16-17	79,000	4,690
17-X	2,215	2,212	0°	17-X	79,000	4,690

5.4 OSSERVAZIONI

Le misure sono state eseguite sull'avvolgimento di alta tensione, sia nel dominio del tempo che nel dominio della frequenza e sono state condotte eccitando i terminali di tale avvolgimento con un impulso di fulminazione, seguendo lo schema riportato in fig. 5.7, al fine di studiare le oscillazioni interne. La risultante delle oscillazioni interne sono le funzioni di trasferimento riportate.

Raffrontando i valori misurati con quelli calcolati, si nota che il modello analitico presenta alcune incongruenze con i dati misurati soprattutto per frequenze inferiori a 600 kHz, dove i picchi di risonanza risultano, se pur di poco, inferiori a quelli misurati. Queste discrepanze potrebbero essere dovute alle differenze esistenti tra i parametri della geometria del modello con quelli della costruzione reale. Si utilizza un circuito a parametri concentrati per rappresentare un campo elettrico e magnetico distribuito. In oltre, il campo di dispersione a bassa frequenza, in un trasformatore reale, è principalmente assiale, mentre il campo di dispersione in una bobina e/o di una spira in aria è radiale/circolare, quindi si avrà che il flusso tra elementi distanti nell'avvolgimento, ad esempio tra i dischi della parte superiore con quelli della parte inferiore, risulterà molto più piccolo nel modello calcolato rispetto a quello della geometria reale (misurato). Cioché la funzione di trasferimento dell'avvolgimento con nucleo in aria risulterà inferiore.

Altri fattori che potrebbero aver influenzato le deviazioni esistenti tra valori misurati e calcolati, si potrebbero imputare alle caratteristiche delle strumentazioni utilizzate (sensori, cavi, tolleranze, ecc.) e alle compressioni radiali e/o assiali proprie dell'avvolgimento, dovute alle forze elettrodinamiche; è noto [6] infatti, che le deformazioni fisiche provocate alla struttura dell'avvolgimento a causa delle predette forze, creano un cambiamento del valore dell'induttanza del $\pm 2\%$ e un cambiamento del valore della capacità del $\pm 10\%$. Tali deformazioni non sono state considerate in questo lavoro.

Per frequenze superiori a 600 kHz, i valori sono praticamente uguali e l'influenza del nucleo è praticamente trascurabile.

Le situazioni di risonanza sono predette correttamente e si manifestano, per la maggiore, in un range di frequenze che va da 80 kHz a 400 kHz. Per frequenze superiori a 400 kHz i picchi di risonanza presenti sono piuttosto bassi, rispetto ai valori riportati nel resto delle misure.

Le risonanze a cui viene sottoposto l'avvolgimento mostrano che le sollecitazioni elettrodinamiche interne sono maggiori tra il 25% e il 75% dell'altezza dell'avvolgimento, zona nella quale si hanno i picchi di risonanza maggiori.

Rappresentare gli Skin Effect e i Proximity Effect ha aumentato notevolmente la coerenza tra calcoli e misure e ha mostrato che gli effetti delle Eddy Current sono importanti anche alle alte frequenze, almeno fino a qualche centinaio di kHz.

Alla luce dei valori ottenuti si può affermare che il metodo d'analisi proposto mostra una buona coerenza tra le misurazioni e i calcoli e ciò lo rende sufficientemente adatto per realizzare lo scopo prefissato da questo studio.

*Capitolo 6***CONCLUSIONI****6.1 CONCLUSIONI**

Lo scopo di questa tesi è stato quello di produrre un modello matematico per dare una soluzione affidabile, versatile, rigorosa e pratica per lo studio del comportamento degli avvolgimenti dei trasformatori di potenza, quando sono sottoposti alle alte frequenze prodotte da anomale sovratensioni transitorie, in modo da prevederne e/o limitarne i fault.

Il metodo proposto potrà essere applicato per indagare:

- sull' influenza dei transitori ad alta frequenza nell'avvolgimento
- sulla distribuzione della tensione interna dell'avvolgimento
- sulla determinazione dei punti di risonanza interna e/o esterna dell'avvolgimento

Una delle richieste per l'utilizzo del metodo è che la modellizzazione necessita dei dati di progetto del produttore. Il modello dovrebbe essere versatile in termini di applicabilità per il calcolo delle sovratensioni interne ed esterne e di risonanza. Più la modellizzazione sarà accurata più ci si avvicinerà al reale comportamento del trasformatore ma ciò andrà a discapito della semplicità di calcolo necessaria per arrivare al risultato finale.

Una serie di ipotesi sono state stabilite (capitolo 3) in base alle informazioni trovate in letteratura e dalle misure si può ritenere che il nucleo abbia una certa influenza ben al di sopra dei 10 kHz, a dispetto di quanto viene pubblicato dalla letteratura. In oltre, si può ritenere che alle alte frequenze, le caratteristiche dei materiali isolanti siano fortemente dipendenti anche da altri fattori che non siano la frequenza; le risonanze se non procurassero una rottura immediata dell'avvolgimento, potrebbero sviluppare delle scariche parziali, contribuendo notevolmente ad accelerare l'invecchiamento dell'

isolante. Nel lungo periodo, così, l'influenza delle risonanze non sarebbe visibile e in caso di guasto, la causa potrebbe non essere riconosciuta, facendo passare il guasto per un "fault inspiegabile".

La visibilità più evidente di eventuali danni meccanici che potrebbero accorrere sull'avvolgimento, può essere rilevata nelle caratteristiche di risonanze dominanti. Le risonanze a cui viene sottoposto l'avvolgimento mostrano che le sollecitazioni elettrodinamiche interne sono maggiori tra il 25% e il 75% dell'altezza dell'avvolgimento, zona nella quale si hanno i picchi di risonanza maggiori. Tale situazione indica chiaramente che i probabili faults si consumerebbero tendenzialmente nella parte centrale dell'avvolgimento anziché nell'ultima e/o nella prima.

Dal momento che il metodo d'analisi proposto ha mostrato una buona coerenza tra calcoli e misure lo si può considerare adatto per realizzare lo scopo predetto.

6.2 OSSERVAZIONI

L'uso sempre più ampio di attrezzature moderne, come interruttori elettronici di potenza ad altissima velocità di commutazione, aumenterà la presenza di onde viaggianti ad alte frequenze che verranno iniettate nella rete elettrica e quindi aumenteranno le possibilità di avere delle macchine risonanti.

La risonanza si potrà evitare, per un range di frequenze specifiche, solamente se si considererà in fase di progetto.

La tendenza della maggior parte degli specialisti di considerare il trasformatore come una macchina statica assestante, nella quale i fenomeni ad alta frequenza sono semplicemente trascurabili e irrilevanti o addirittura, per alcuni, inesistenti, dovrebbe essere rimossa. Come dimostrato da questo studio e dalla letteratura passata, pensare che un trasformatore sia in grado di resistere a qualsiasi tipo di sovratensione fintanto che quest'ultima resti inferiore alla tensione di tenuta ad impulso o a quella definita nella specifica di progetto, anche se tendenzialmente accettato, è errato perchè la risonanza di un trasformatore, posizionato in una rete elettrica, è inevitabile ed è un fenomeno tendenzialmente dannoso, sia nell'immediato che nel lontano periodo.

Soluzioni tecniche ai problemi transitori, oltre a quelle intuibili di:

- aumentare gli strati d'isolamento
- trovare nuovi materiali isolanti
- utilizzare scaricatori di tensione e di corrente in modo combinato posti opportunamente nella macchina o nelle sue prossimità

potrebbero essere quelle di:

- prestare molta più attenzione, in fase di progetto del sistema, all'influenza che le varie apparecchiature limitrofe al trasformatore (interruttori, lunghezza dei conduttori, generatori, ecc.) hanno sullo stesso. Ciò richiederà una più intensa interazione tra il cliente e il costruttore.
- Informare maggiormente il cliente sull'esistenza del problema, al fine di produrre il più vantaggioso accordo commerciale per

entrambi. Nonostante il produttore possa essere in piena conformità con tutte le norme vigenti, qualunque sia lo sforzo che egli farà per aiutare il cliente in caso di faults, ad esempio con una sostituzione con avvolgimenti rinforzati, sarà sempre considerato come una confessione di colpa, portando il cliente a sentirsi in diritto di chiedere la sostituzione di tutte le unità identiche ancora funzionanti.

- formulare delle linee guida specifiche, al fine di consentire ai progettisti di sistemi e ai produttori di trasformatori, di selezionare quelle più opportune per il trasformatore e la sua protezione. Gli sforzi compiuti dalla IEEE sono a questo riguardo molto promettenti.

6.3 PROPOSTE

Il nucleo magnetico ha dimostrato di essere influente per frequenze ben maggiori dei 10 kHz trovati in letteratura, dovrebbe essere data maggiore attenzione a questo fatto, al fine di migliorare la rappresentanza ancora di più.

Un modello di trasformatore universale viene spesso chiesto dalla letteratura. Il modello sviluppato da questa tesi potrebbe essere esteso anche per studiare il trasformatore alle frequenze più “basse” (comunque superiori di quelle industriali) e ciò lo si potrebbe fare con l'aggiunta di elementi equivalenti per la rappresentazione dell'isteresi e della saturazione.

Nel modello proposto non è stato considerato l'effetto che le forze elettrodinamiche producono sulla geometria dell'avvolgimento e di conseguenza sul valore che le capacità e le induttanze assumono a causa delle deformazioni. Considerare gli effetti del Free Buckling Mode e del Forced Buckling Mode [6] potrebbe aumentare ulteriormente la sensibilità del modello.

Il modello proposto potrebbe essere utilizzato come base di partenza per sviluppare un'analisi FEM/BEM a 2D o a 3D.

E' stato notato che le caratteristiche dei materiali isolanti sono fortemente dipendenti anche da altri fattori diversi dalla frequenza. Sarebbe interessante migliorare queste conoscenze e verificarne la validità.

APPENDICE

APPENDICE A: LYLE' S METHOD

Il Lyle's Method serve per calcolare la mutua induttanza tra bobine circolari a sezione rettangolare [1, 2, 3, 46] fig. A.1, in combinata con le equazioni (3.8) e (3.9):

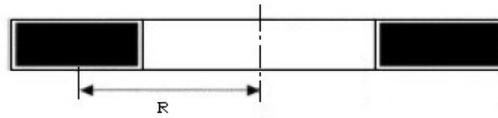


fig. A.1 Bobina circolare a sezione trasversale rettangolare

Il metodo consiste nel sostituire ogni bobina a sezione rettangolare con due equivalenti spire circolari, fig. A.2:

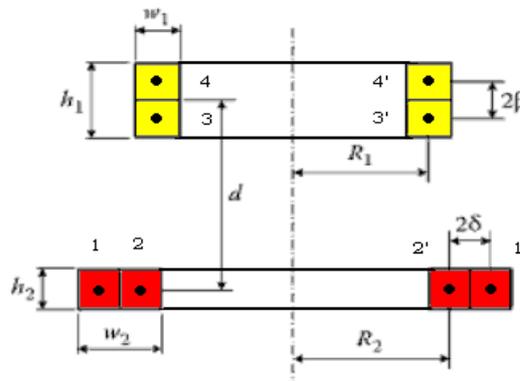


fig. A.2 Suddivisione di due bobine con Lyle's Method

Per $h > w$ la bobina è sostituita con le due spire 3-3' e 4-4' e i raggi sono dati dalla (a.1). Tali spire sono distanziate in ogni lato del piano mediano della bobina, della lunghezza β ottenuta dalla (a.2).

$$r_1 = R_1 \left(1 + \frac{w_1^2}{24 R_1^2} \right) \quad (a.1)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{h_1^2 - w_1^2}{12}} \quad (a.2)$$

Se $w > h$ la bobina è sostituita con le due spire 1-1' e 2-2' e i raggi $(r_2 + \delta)$ ed $(r_2 - \delta)$ sono dati dalla (a.3) e dalla (a.4):

$$r_2 = R_2 \left(1 + \frac{w_2^2}{24 R_2^2} \right) \quad (a.3)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{w_2^2 - h_2^2}{12}} \quad (a.4)$$

Ora, poichè le due bobine rettangolari sono sostituite da un totale di quattro spire, si ottengono quattro combinazioni di mutua induttanza applicando ad esempio l'equazione (3.9). Perciò ne segue che la mutua induttanza tra le due bobine sarà ottenuta dalla media matematica di queste quattro mutue induttanze:

$$M = \frac{L_{13} + L_{14} + L_{23} + L_{24}}{4}$$

APPENDICE B: RICHIAMI MATEMATICI

In questa Appendice, sono riportate, allo scopo di una rapida consultazione, le principali proprietà matematiche richiamate nella tesi. Si rinvia ai testi specializzati sull'argomento [129÷132, 151÷153] per eventuali approfondimenti e/o dimostrazioni. Per una immediata applicazione si segnala in particolare [152, 153].

(B.1) INTEGRALI ELLITTICI

Un integrale ellittico è una qualsiasi funzione reale $f(x)$ che può esprimersi nella forma:

$$f(x) = \int_c^x R(t, P(t)) dt$$

dove R denota una funzione razionale dei suoi due argomenti, P è la radice quadrata di un polinomio di grado 3 o 4 (di una cubica o di una quartica) privo di radici multiple, e c è una costante. Oltre alle forme sopra definite, gli integrali ellittici possono essere espressi nella Forma di Legendre e nella Forma Simmetrica di Carlson. Ulteriori informazioni nella teoria degli integrali incompleti possono essere ricavate tramite l'utilizzo della Trasformazione di Schwarz-Christoffel. Gli integrali ellittici sono spesso espressi come funzioni di argomenti variamente definiti. Queste rappresentazioni sono completamente equivalenti, ma possono confondere a causa del loro differente aspetto. Nella maggior parte dei testi si utilizza la seguente nomenclatura:

- k è il modulo ellittico
- $m = k^2$ è detto parametro modulare
- α è l'angolo modulare, $k = \sin(\alpha)$
- φ è l'ampiezza
- $x = \sin(\Phi)$
- n è la caratteristica

L'integrale ellittico incompleto di prima specie F è definito:

$$F(x, k) = \int_0^x \frac{1}{\sqrt{(1-t^2)(1-k^2 t^2)}} dt$$

$$F(x, \phi) = \int_0^\phi \frac{1}{\sqrt{1-\sin^2 \alpha \sin^2 \theta}} d\theta$$

L' integrale ellittico incompleto di seconda specie **E** è definito:

$$E(x; k) = \int_0^x \frac{\sqrt{1 - k^2 t^2}}{\sqrt{1 - t^2}} dt$$

$$E(x; \phi) = \int_0^\phi \sqrt{1 - \sin^2 \alpha \sin^2 \theta} d\theta$$

L' integrale ellittico incompleto di terza specie **\(\Pi\)** è definito:

$$\Pi(x; k) = \int_0^x \frac{1}{1 - nt^2} \frac{1}{\sqrt{(1 - k^2 t^2)(1 - t^2)}} dt$$

$$\Pi(x; \phi) = \int_0^\phi \frac{1}{1 - n \sin^2 \theta} \frac{1}{\sqrt{(1 - \sin^2 \alpha \sin^2 \theta)}} d\theta$$

L' integrale ellittico completo di prima specie **K** è definito:

$$K(k) = \int_0^1 \frac{1}{\sqrt{(1 - t^2)(1 - k^2 t^2)}} dt$$

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}}$$

L' integrale ellittico completo di seconda specie **E** è definito:

$$E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta} d\theta$$

$$E(k) = \int_0^1 \frac{\sqrt{1 - k^2 t^2}}{\sqrt{1 - t^2}} dt$$

Usando lo sviluppo in serie di McLaurin della:

$$(1+x)^\alpha = \sum_{m=0}^{\infty} \binom{\alpha}{m} x^m$$

dove

$$\begin{aligned} \binom{\alpha}{0} &= 1 \\ \binom{\alpha}{m} &= \frac{\alpha(\alpha-1)\dots(\alpha-m+2)(\alpha-m+1)}{m!} \quad \text{per } m \geq 1 \end{aligned}$$

con α numero reale, si ha che gli integrali ellittici completi di prima e seconda specie, $K(k)$ ed $E(k)$, si possono calcolare attraverso l'espansione in serie del modulo:

$$E(k) = \frac{\pi}{2} \sum_{m=0}^{\infty} \binom{\frac{1}{2}}{m} (1-2m) k^{2m}$$

$$K(k) = \frac{\pi}{2} \sum_{m=0}^{\infty} \binom{-\frac{1}{2}}{m} \binom{\frac{1}{2}}{m} (1-2m) k^{2m}$$

e cioè

$$E(k) = \frac{\pi}{2} \left[1 - \left(\frac{1}{2}k\right)^2 - \frac{1}{3} \left(\frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4}k^2\right)^2 - \frac{1}{5} \left(\frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6}k^3\right)^2 - \dots \right]$$

$$K(k) = \frac{\pi}{2} \left[1 + \left(\frac{1}{2}k\right)^2 + \left(\frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4}k^2\right)^2 + \left(\frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6}k^3\right)^2 + \dots \right]$$

(B.2) I DIFFERENZIALI DI BESSEL

Le **Funzioni di Bessel** sono le soluzioni canoniche $y(z)$ di una equazione differenziale del seguente tipo:

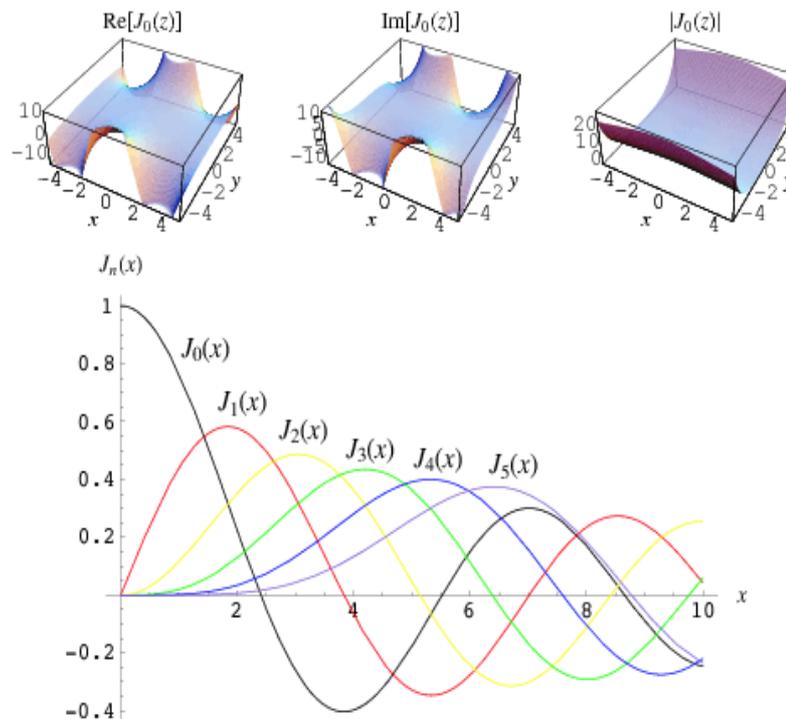
$$z^2 \frac{d^2 y}{dz^2} + z \frac{dy}{dz} + (z^2 - \alpha^2) y = 0$$

dove α è un numero reale e rappresenta l'ordine della funzione, z è un numero complesso. Il più comune e importante caso particolare è quello in cui α è un numero intero. Per la parità della funzione in α , ($+\alpha$ e $-\alpha$ hanno la stessa soluzione), si usa definire convenzionalmente due differenti Funzioni di Bessel per questi due ordini di soluzione, i loro nomi sono:

1) Funzioni di Bessel di prima specie:

$$J_\alpha(z) = \left(\frac{z}{2}\right)^\alpha \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n z^{2n}}{2^{2n} \Gamma(n+\alpha+1) n!}$$

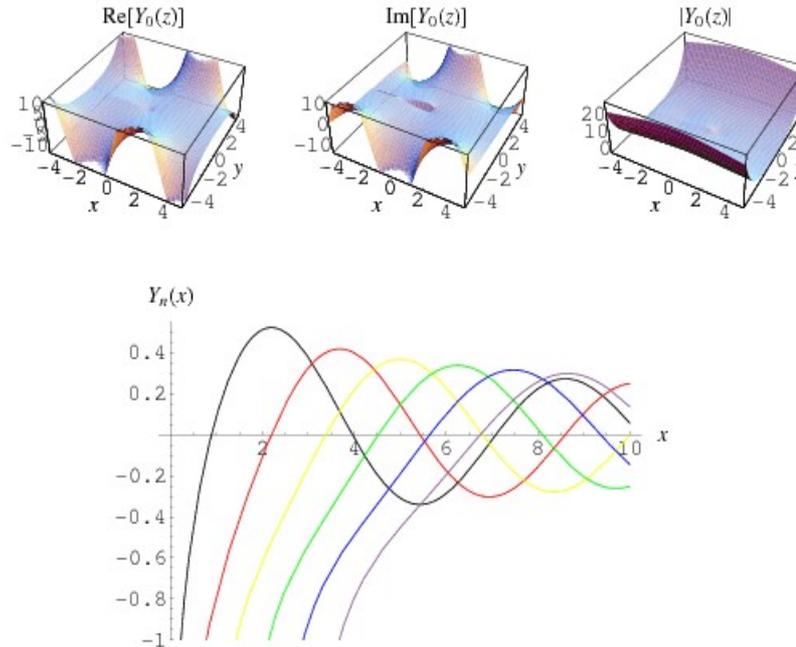
dove z è un complesso, α intero e Γ è la funzione Gamma Euleriana. Per $z=0$ e α positivo, ci sono finite soluzioni. La loro mappa è:



2) Funzioni di Bessel di seconda specie o Funzione di Neumann:

$$Y_{\alpha}(z) = \frac{J_{\alpha}(z) \cos(\alpha \pi) - J_{-\alpha}(z)}{\sin(\alpha \pi)}$$

dove z è un complesso, α intero. Per $z=0$ ci sono soluzioni singolari.



Le **Funzioni di Bessel Modificate** sono le soluzioni canoniche $y(z)$ di una equazione differenziale del seguente tipo:

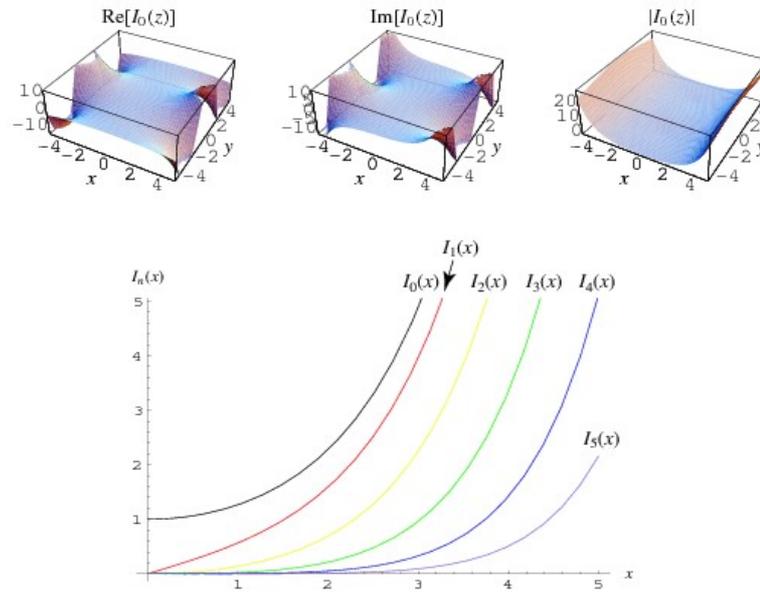
$$z^2 \frac{d^2 y}{dz^2} + z \frac{dy}{dz} - (z^2 + \alpha^2) y = 0$$

dove α è un numero reale e rappresenta l'ordine della funzione, z è un numero complesso. Il più comune e importante caso particolare è quello in cui α è un numero intero. Per la parità della funzione in α , ($+\alpha$ e $-\alpha$ hanno la stessa soluzione), si usa definire convenzionalmente due differenti Funzioni di Bessel Modificate per questi due ordini di soluzione, i loro nomi sono:

1) Funzioni di Bessel Modificate di prima specie:

$$I_{\alpha} = i^{-\alpha} J_{\alpha}(iz)$$

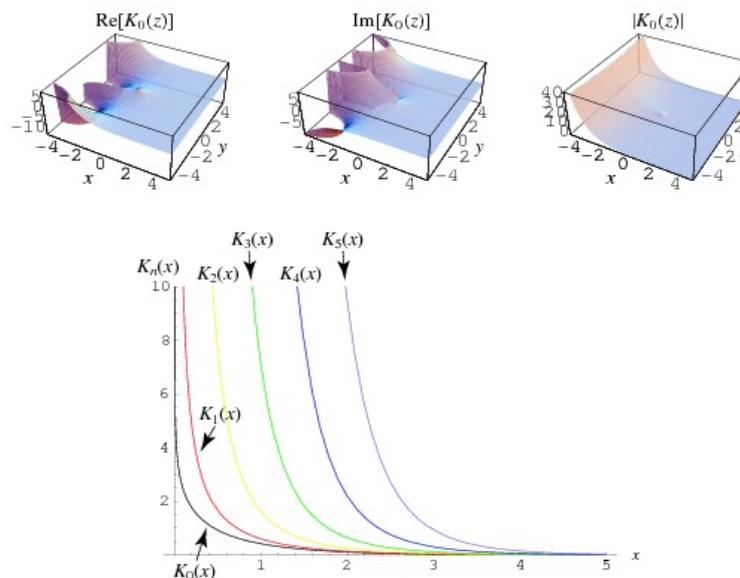
dove z è un complesso, α intero, i è l'operatore immaginario. Per $z=0$ ci sono finite soluzioni. La loro mappa è:



2) Funzioni di Bessel Modificate di seconda specie:

$$K_{\alpha}(z) = \frac{\pi}{2} i^{\alpha+1} J_{\alpha}(z) + i Y_{\alpha}(z)$$

dove z è un complesso, α intero, i è l'operatore immaginario. Per $z=0$ ci sono soluzioni singolari.



Le **Proprietà Fondamentali** delle Funzioni di Bessel Modificate sono:

$$I_{-\alpha}(z) = I_{\alpha}(z)$$

$$I_{\alpha}(-z) = (-1)^{\alpha} I_{\alpha}(z)$$

$$I_{\alpha+1}(z) = \frac{2\alpha}{z} I_{\alpha}(z) + I_{\alpha-1}(z)$$

$$I'_{\alpha}(z) = I_{\alpha+1}(z) + \frac{\alpha}{z} I_{\alpha}(z) = I_{\alpha-1}(z) - \frac{\alpha}{z} I_{\alpha}(z)$$

$$\int z^{\alpha+1} I_{\alpha}(z) dz = z^{\alpha+1} I_{\alpha+1}(z) + cost.$$

$$\int z^{-\alpha+1} I_{\alpha}(z) dz = z^{-\alpha+1} I_{\alpha-1}(z) + cost.$$

$$K_{-\alpha}(z) = K_{\alpha}(z)$$

$$K_{\alpha}(-z) = (-1)^{\alpha} K_{\alpha}(z)$$

$$K_{\alpha+1}(z) = \frac{2\alpha}{z} K_{\alpha}(z) + K_{\alpha-1}(z)$$

$$K'_{\alpha}(z) = -K_{\alpha+1}(z) + \frac{\alpha}{z} K_{\alpha}(z) = -K_{\alpha-1}(z) - \frac{\alpha}{z} K_{\alpha}(z)$$

$$\int z^{\alpha+1} K_{\alpha}(z) dz = -z^{\alpha+1} K_{\alpha+1}(z) + cost.$$

$$\int z^{-\alpha+1} K_{\alpha}(z) dz = -z^{-\alpha+1} K_{\alpha-1}(z) + cost.$$

$$z [I_{\alpha}(z) K_{\alpha-1}(z) + I_{\alpha-1}(z) K_{\alpha}(z)] = 1$$

La **Funzione Bei** è definita attraverso l'equazione:

$$bei_{\alpha}(z) = \Im \left[J_{\alpha} \left(z e^{\frac{3\pi i}{4}} \right) \right] = \Im \left[e^{\frac{\alpha \pi i}{2}} I_{\alpha} \left(z e^{\frac{\pi i}{4}} \right) \right]$$

dove \Im indica la parte immaginaria delle funzione di Bessel, z è un

numero complesso, α intero, i è l'operatore immaginario. Nel caso in cui $\alpha=0$, si ha:

$$bei_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n z^{4n+2}}{2^{4n+2} [(2n+1)!]^2} = \frac{1}{2i} \left[I_0\left(z e^{\frac{\pi i}{4}}\right) - I_0\left(z e^{-\frac{\pi i}{4}}\right) \right]$$

con n intero positivo.

La **Funzione Ber** è definita attraverso l'equazione:

$$ber_{\alpha}(z) = \Re_e \left[J_{\alpha} \left(z e^{\frac{3\pi i}{4}} \right) \right] = \Re_e \left[e^{\frac{\alpha\pi i}{2}} I_{\alpha} \left(z e^{\frac{\pi i}{4}} \right) \right]$$

dove \Re_e indica la parte reale delle funzione di Bessel, z è un numero complesso, α intero, i è l'operatore immaginario.

Nel caso in cui $\alpha=0$, si ha:

$$ber_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n z^{4n}}{2^{4n} [(2n)!]^2} = \frac{1}{2} \left[I_0\left(z e^{\frac{\pi i}{4}}\right) + I_0\left(z e^{-\frac{\pi i}{4}}\right) \right]$$

con n intero positivo.

Le **Proprietà Fondamentali** delle funzioni Ber, Bei sono:

$$ber_{\alpha}(z) + i bei_{\alpha}(z) = J_{\alpha} \left(z e^{\frac{3\pi i}{4}} \right) = e^{\alpha\pi i} J_{\alpha} \left(z e^{-\frac{\pi i}{4}} \right)$$

$$ber_{\alpha}(z) + i bei_{\alpha}(z) = e^{\frac{\alpha\pi i}{2}} I_{\alpha} \left(z e^{\frac{\pi i}{4}} \right) = e^{\frac{3\alpha\pi i}{2}} I_{\alpha} \left(z e^{-\frac{3\pi i}{4}} \right)$$

$$f'_{\alpha} = \frac{1}{2\sqrt{2}} (f_{\alpha+1} + g_{\alpha+1} - f_{\alpha-1} - g_{\alpha-1})$$

con

$$\left. \begin{array}{l} f_{\alpha} = ber_{\alpha}(z) \\ g_{\alpha} = bei_{\alpha}(z) \end{array} \right\} \quad \left. \begin{array}{l} f_{\alpha} = bei_{\alpha}(z) \\ g_{\alpha} = -ber_{\alpha}(z) \end{array} \right\}$$

$$\sqrt{2} ber'_0(z) = ber_1(z) + bei_1(z)$$

$$\sqrt{2} bei'_0(z) = -ber_1(z) + bei_1(z)$$

(B 3) LA TRASFORMATATA DI LAPLACE

La **Trasformata di Laplace** è un operatore che associa alla funzione $f(t)$ una funzione $F(s)$ della variabile complessa s . Esistono due tipi diversi di operatori che vengono scelti a seconda dei casi, e sono:

1) la Trasformata di Laplace Bilatera:

$$F(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-st} dt$$

2) la Trasformata di Laplace Monolatera:

$$F(s) = \int_{0^-}^{+\infty} f(t) e^{-st} dt$$

La Trasformata di Laplace Monolatera viene introdotta per lo studio di sistemi in cui si è interessati a determinare funzioni per $t > 0$ con condizioni iniziali eventualmente non nulle. Solitamente come estremo inferiore di integrazione si sceglie lo 0^- in questo modo si può tenere conto di eventuali impulsi presenti nello 0 nella funzione $f(t)$. Osserviamo che se consideriamo funzioni definite nulle per $t < 0$ e con condizioni iniziali nulle, le definizioni precedenti sono equivalenti. La Trasformazione di Laplace non è definita per tutte le funzioni. Affinché una funzione sia trasformabile secondo Laplace (o L-trasformabile) deve esistere l'integrale per almeno un valore di s . Quando questo avviene possiamo dire che l'integrale è definito su regioni del piano complesso della s (semipiani di convergenza) del tipo:

$$\Re\{s\} < \beta$$

dove s si chiama **Operatore Laplaciano** o **Pulsazione Complessa** e β si chiama **Ascissa di Convergenza**. L'operatore di trasformata si indica con il simbolo L , quindi si ha che:

$$F(s) = L\{f(t)\}$$

La trasformazione inversa si definisce **Antitrasformata** e si indica:

$$L^{-1}\{F(s)\} = f(t)$$

Le **Proprietà Principali** della Trasformata di Laplace sono:

Proprietà	Formula	
Unicità	$f_1(t) = f_2(t)$	$F_1(s) = F_2(s)$
Moltiplicazione per costante	$k \cdot f(t)$	$k \cdot F(s)$
Somma	$f_1(t) + f_2(t)$	$F_1(s) + F_2(s)$
Traslazione nel campo t	$u(t-a) \cdot f(t-a)$ $a \in \mathbb{R}^+$	$e^{-s \cdot a} \cdot F(s)$
Traslazione nel campo s	$e^{a \cdot t} \cdot f(t)$ $a \in \mathbb{C}$	$F(s-a)$
Derivazione rispetto a t	$f(t)^{(n)}$	$s^n \cdot F(s) - \sum_{k=1}^n s^{n-k} \cdot f(0)^{(k-1)}$ Esempio: $s^3 \cdot F(s) - s^2 \cdot f(0) - s \cdot f'(0) - f''(0)$
Integrazione	$\int_0^t f(t) dt$	$\frac{F(s)}{s}$
Prodotto di convoluzione	$f(t) * g(t) = \int_0^x f(x) \cdot g(x-t) dt$ $f(t) * g(t) = \int_0^x f(x-t) \cdot g(t) dt$	$F(s) \cdot G(s)$
Derivata della trasformata	$-t \cdot f(t) =$ $(-1)^n \cdot X^n \cdot f(x) =$	$F(s)^{(1)}$ $F(s)^{(n)}$
Integrazione	$\frac{f(x)}{x}$	$\int_s^{+\infty} F(u) du$
Funzioni periodiche	$F(s)$ periodica	$F_0(s) \cdot \frac{1}{1 - e^{-s \cdot T}}$ $F_0 =$ Trasformata della funzione base periodica $T =$ periodo della funzione
Teorema del valore iniziale	$\lim_{t \rightarrow 0^+} f(t)$ $\lim_{t \rightarrow 0^-} f(t)$	$\lim_{s \rightarrow +\infty} s \cdot F(s)$ $\lim_{s \rightarrow -\infty} s \cdot F(s)$ Il teorema del valore iniziale vale se e solo se esiste il limite di $f(x)$.
Teorema del valore finale	$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t)$	$\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot F(s)$ Il teorema del valore finale esiste se e solo se esiste il limite di $f(x)$.
Scalamiento	$f(a \cdot t)$ $a > 0$	$\frac{1}{a} \cdot F\left(\frac{s}{a}\right)$

APPENDICE C: DATI DI PROGETTO

M F	SPECIFICA CALCOLO	Cliente Progetto	- 500 TR 15 / 0,4 hf	Comm Data consegna	prova-padova -	N Trasf	1
POTENZA KVA	500	3 fase - Hz	50	Raffr	AN	Classe Temper	F 100 °C
Volt	15.000	+ 2	- 2	x 2,5	/ 400	Norme	CEI 14 - 4
	375	15750	15000	14250	/ 400		
Collegamento	D		/	y	Gruppo	D y	-
Classe isolamento 12 - 17,5 - 24 - 36	17,5		Schermo tra BT e AT		no	0	
Amp Linea	18,3	19,2	20,3	/	722	XI % rete	0
Amp fase	10,58	11,11	11,70	/	721,7	MVA Rete	0
Ordine Armoniche	0	0	0	0	0	0	0
Corr Armon % In	0	0	0	0	0	0	0
						K pot	1,00
Volt / sp	Sez Fe	Induzione	H finestra	Interas	Δ t fe	aria	
10,04	279,6	1,62	930	464	64	75	55
			- sp can	0		BT	48
V cc GAR	Tipo lamier	Φ Nucleo	N° Canali	kg Fe	can	13	43 aria
6	M6T 35	198	0	1090	cil	1	5
						0 stecche	
N.B SPIRE NON ESATTE							
Numero spire	23		max ε % =	0,06	togliere 1	spira	Gar
			teor	1493,9	+ 2 x	37,3	Calc
			Reali	1494	- 2 x	37	75
Tipo condutt	Alluminio	1 x 1100	Alluminio	nastro	0,2 x 50		Vcc
							6
			n° Gallet TOT	17	di spire	92,2	5,3
			gallette Reg	2	norm		P Cu
			spire x gallett	86	+	93	6,7
			volt x sezione	934			7,0
							P fe
							1,6
							1,4
							Tot
							8,3
							8,4
							lo %
							1
							0,51
							Rum Pot / press : 74 / 61
Dens / Sezione	1,13	(sez = 640)	2,22	(sez = 5)			Φ Nucleo
Δt Avvolg	93 °C	W /dm2	5,6	116 °C	W /dm2	6,8	198
							aria
							24
Sez barre uscita	350	dens sbarre	2,1	2 x can estrem	1 + 1 per prese	14 can normali	cilindro
							2
n° sbarre di B T	1	x 65	x 6	spess	20	20	20
							4,285714286
n° cond in //		1 radiale	regolare con	-10	+ 4	5	4
							224
N° can assiali	0	x 0	Num°	0	can assiali da	0	mm
							BT
							46
Cond nudo	0,8	x 800	0,2	x 25			270
							aria
							86
Interstrato	0,15	x 820	0,10	x 40			Φ int ST
							356
H avvolg finito	820	820	h con interstr	780			resina
							10
Radiale	23	29					366
Peso avvolg	95	Allum	80	Allum			AT
							58
K cto cto	3,3 / 10,3	3,2 / 5,8					424
Resist fase 75°	1,011	milli Ohm	13,57	ohm	25	11,311	resina
							10
							Φ est ST
							434
							rame rame
							40
							Interasse
							464
0 RESINA NAS	TRAFO IN RESINA AT in nastro		Calc	Ing Rob. Festa	Data	11-lug-08	Fg
29-ott-07	Rev 1		Verif	Festa Michele	Data	-	1

M F	SPECIFICA	Cliente	-	Comm	prova-padova		
	CALCOLO	Progetto	500 TR 15 / 0,4 hf	Data consegna	-	N Trasf	1

% Sovracc	Δ t avvolg			Δ t avvolg in sovracc	tempo sovraccarico in minuti							
	avv	inizial	finale		0	0	0	0	0	0	0	
0					-	-	-	-	-	-	-	-
Pot in sovr	BT	93	93		-	-	-	-	-	-	-	-
500	AT	116	116		-	-	-	-	-	-	-	-

Pesi calcolati	kg	€ unitario	sfrido	€ Importo
Nucleo	1090	0	2	0
Armature	120	0	2	0
Allum B T	95	0	3	0
Allum A T	80	0	3	0
Conness	10	0	3	0
Mylar B T	7	0	3	0
Mylar A T	40	0	3	0
Resina	140	0	2	0
-				-
Canali		0	-	0
Blocchi Repoglass	10			80
Carrello	20	0	-	0
Accessori	20			Accessori 0
Piedi + connes vari	0			Piedi + connes vari 0
Vari	100			Vari 0
TOTALE	1740			0
				Materiali 0
				M. O. 0
				Trasporto 0
				TOTALE EURO 0

Montaggio	8
Avvolg B T	8
Avvolg A T	9
Colata	10
vari	3
ORE Tot	39

€ / ora	52
---------	----

€ M O	2100
-------	------

1,2	0
1,3	0

ACCESSORI

0 - 1 - 2 - 3	Tipo	N°
0	Centralina	-
0	Sonde	-
0	Passanti	-
0	Ventilatori	-

Protezione	Dimensioni	Colore
1	Box	IP21

1	2	3
ORION	T 154	
PT 100	PTC	
Elastimold		
piccole	medie	grandi
IP21	IP22	IP23

0 RESINA NAS	Rev 1	29-ott-07	Calc	Ing Rob. Festa	Data	11-lug-08	Fg	2
--------------	-------	-----------	------	----------------	------	-----------	----	---

M F	SPECIFICA	Cliente	-	Comm	prova-padova	
	CALCOLO	Progetto	500 TR 15 / 0,4 hf	Data consegna	-	N Trasf 1

Pesi e Perdite di c.to c.to BASE **500 KVA**

K ohm	K avv	K disp
1	1	1

		Vcc %	Calc	5,3			
avvolgimento		Rapporto	M E D I O		M I N I M O		
		Peso kg	dens	Watt	dens	Watt	
ALLUM	BT	95	1,13	1.580	1,13	1.580	
		%	0,6	10	0,6	10	
ALLUM	AT	80	2,22	4.790	2,34	5.100	
		%	0,6	30	0,6	30	
connessioni				150		150	
dispers			K =	8	400	8,8	450
WATT TOTALI =				6.960		7.350	

Perd con Arm rapp med		
W a t t		
1.580		
10		
4.790		
30		
150		
400		K pot
6.960		1

Calc

ohm BT 1.730

ohm AT 4.790

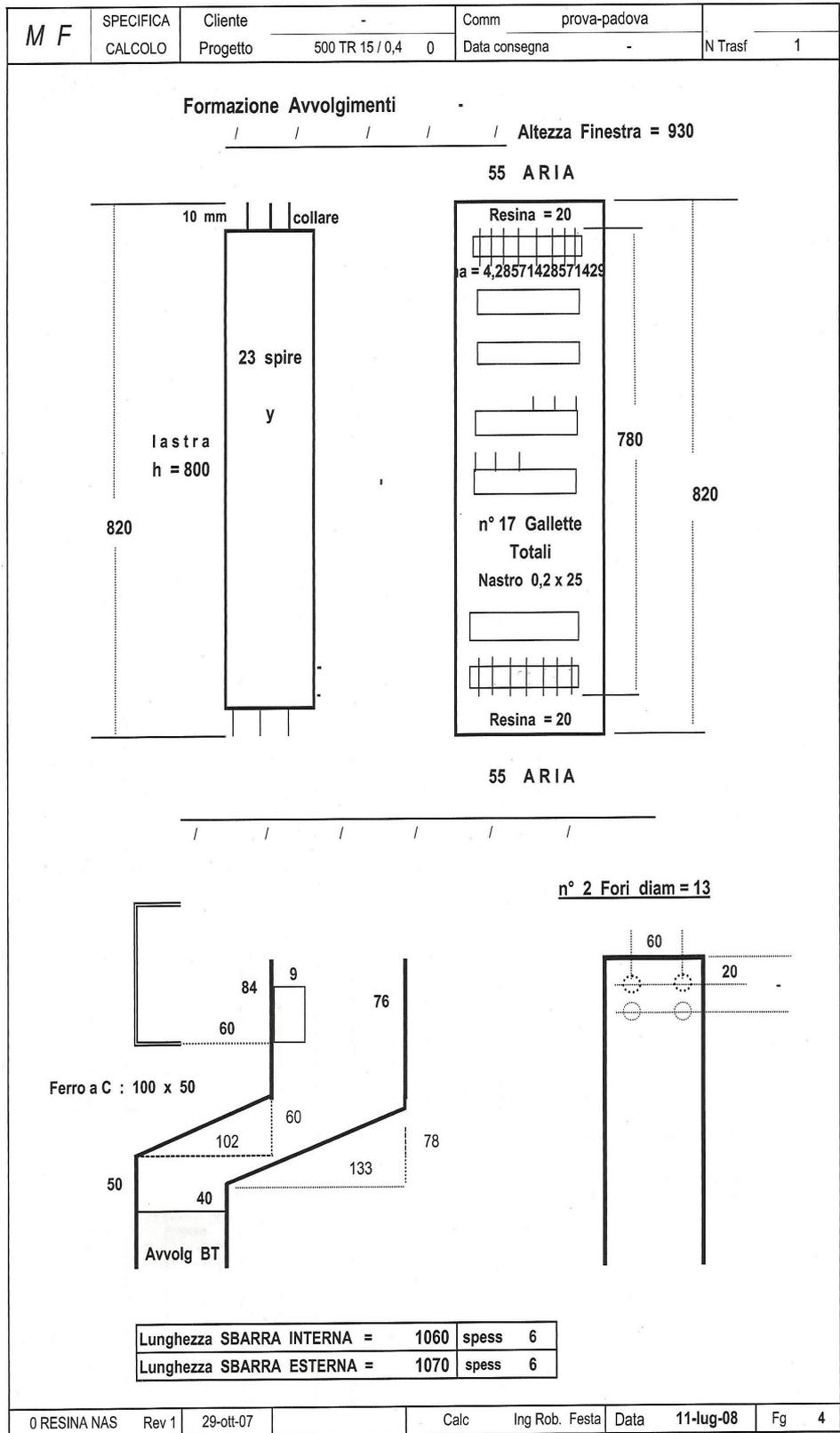
addiz 500

PERDITE FERRO Corrente a vuoto

Tens	Induz	W Fe	Io %
0,9 Vn	1,456	1067	0,330
0,95 Vn	1,537	1224	0,385
Vn	1,618	1418	0,512
1,05 Vn	1,698	1661	0,688
1,1 Vn	1,779	1967	1,139

Corr a vuoto all'inserz lato AT :	11,2 In -	200 Amp
Tempo di smorzamento all'emivalore :	30 milli sec	

0 RESINA NAS	Rev 1	29-ott-07	Calc	Ing Rob. Festa	Data	11-lug-08	Fg	3
--------------	-------	-----------	------	----------------	------	-----------	----	---



MF Trasformatori srl

TRASFORMATORE IN RESINA : AVVOLG. A. T.



N°	CLIENTE	DATA	COMM	N° PROGETTO	N° FABBRICA
1	-		prova-padova	500 TR 15 / 0,4 hf	

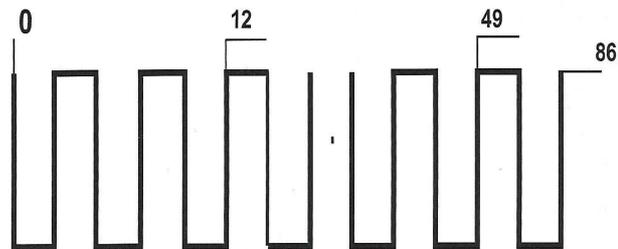
N° canali	Spess canale
0	-

Diam Inter	Diam Ester	Spess tra canali
366	424	29
-	-	-
-	-	-
-	-	-
-	-	-

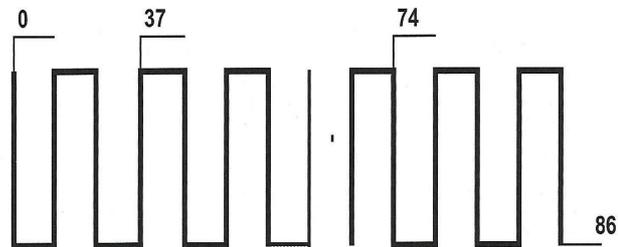
$N1 = 1494 + 2 - 2 \times 37$ Resistenza di fase Rapp Max a $25\text{ }^{\circ}\text{C} = 11,311\text{ ohm}$

NASTRO :	Allum	25	x	0,2
MYLAR :	sp	40	x	0,10

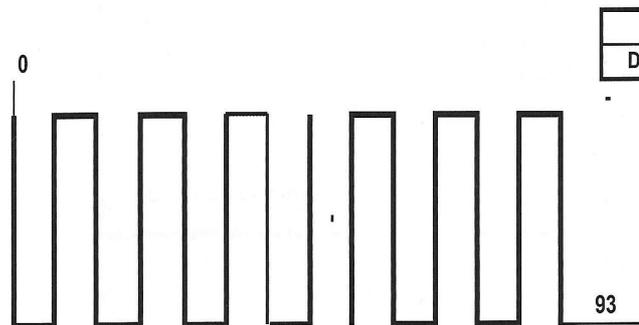
N 2 = 23



Gall	N°
A	1



Gall	N°
B	1



Avvolgimento	
D int = 366	D est = 424

Gall	N°
C	15

0 RESINA NAS	Calc	Ing Rob. Festa	Data	11-lug-08	Revisione n° 0	Data	24/09/2000
DL TEC 301 / 1	Approvato						

MF Trasformatori srl


TRASFORMATORE IN RESINA : AVVOLG. A. T.

N°	CLIENTE	COMM	N° PROGETTO	N° FABBRICA
1	-	prova-padova	500 TR 15 / 0,4 hf	

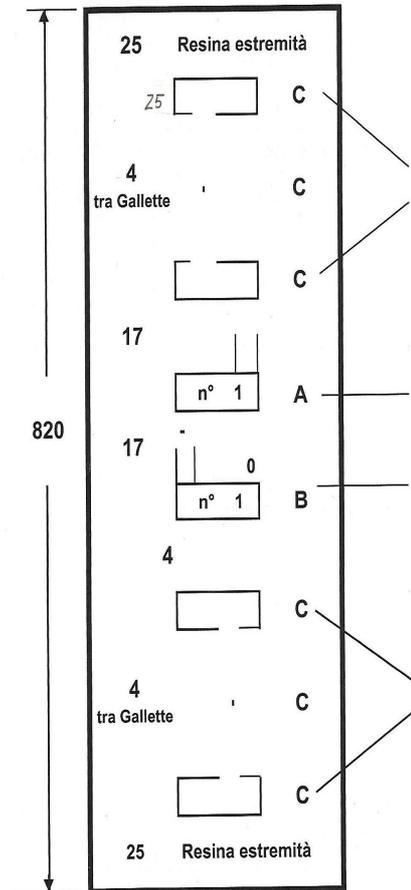
Nastro	AL	25 x 0,20
Mylar		40 x 0,10

N 2 = 23

Φ interno stampo	352 - 356
Φ esterno stampo	434

Φ interno avvolg	366
Φ esterno avvolg	424

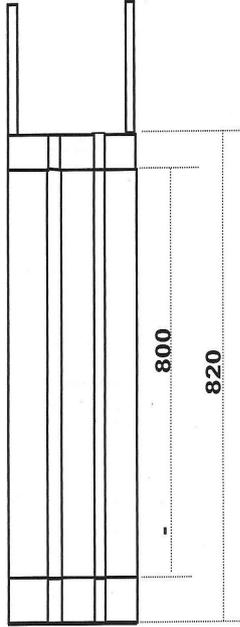
GALLETTE			
N°	Tipo	AUTOMATICO	MANUALE
8	C	44	755
	C	44	711
	C	44	667
	C	44	623
	C	44	579
	C	44	535
	C	44	491
	C	57	447
1	A	57	390
1	B	44	333
7	C	44	289
	C	44	245
	C	44	201
	C	44	157
	C	44	113
	C	44	69
	C	25	25
.	Partenza	Partenza	
.	.	.	
.	.	.	



0 RESINA NAS	Calc	Ing Rob. Festa	Data	11-lug-08	Revisione n° 0	Data	24/09/2000
DL TEC 301 / 2	Approvato						

N°		CLIENTE	COMMESSA	N° PROGETTO	N° DI FABBRICA
1		-	prova-padova	500 TR 15 / 0,4 hf	

Numero Spire	23
LASTRA	AL 800 x 0,8
Can Raffred	-
Collarino	10
Interstrato	820 x 0,15
Sez Barre	350
Dimens Barre	1 x 65 x 6
Φ INT. Cilindro	222
Φ INT. Avvolg	224
Φ EST. Avvolg	270
-	-



Technical drawing showing a cross-section of the transformer core with dimensions 800 and 820 indicated.

Lunghezza SBARRA INTERNA = 1060
Lunghezza SBARRA ESTERNA = 1070

0 RESINA NAS	Calc	Ing Rob. Festa	Data	11/07/2008	Revisione n° 0	Data	24/09/2000
DL TEC 401	Visto						

MF Trasformatori srl

TRASFORMATORE IN RESINA : ALZATA TRAF0



N°	CLIENTE	DATA	COMMESSA	N° DI PROGETTO	N° FABBRICA
1	-		prova-padova	500 TR 15 / 0,4 hf	

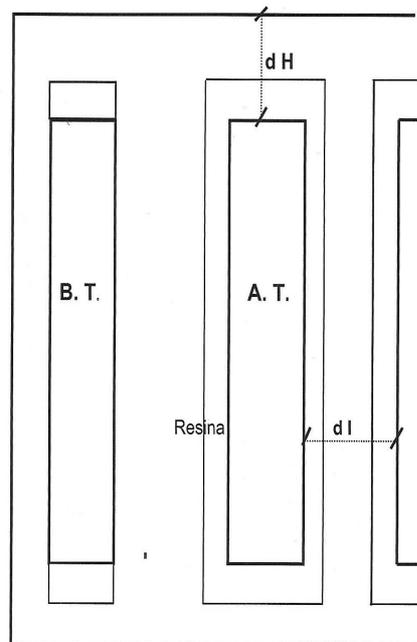
ALZATA TRASFORMATORE

Tipo RESINA classe		<u>17,5</u>
POTENZA	k V A	<u>500</u>
Tensione V 1	Volt	<u>15000 + 2 - 2 x 2,5 %</u>
Tensione V 2	Volt	<u>400</u>

Diam Nucleo	198
Aria	24
Cilindro	2
stecche	0
Diam INT. B. T.	224
Avvolg B.T.	46
Diam EST. B. T.	270
-	-
Aria	86
Diam INT. Stampo	356 ÷ 352
RESINA	10
Diam INT A. T.	366
Avvolg A.T.	58
Diam EST. A. T.	424
RESINA	10
Diam EST. Stampo	434

distanza d I	40
INTERASSE	464

ALT. FINESTRA	930
Distanza d H	82,5



0 RESINA NAS	Calc	Ing Rob. Festa	Data	11/07/2008	Revisione n° 0	Data	#####
DL TEC 701	Approvato						

APPENDICE D: CODICE MATLAB

Di seguito viene mostrato il codice Octave/Matlab utilizzato per i calcoli e per l'elaborazione dei dati.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%          CALCOLO DELLE CAPACITA SERIE Cii          %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%          equazione 3.1          riferimento fig.3.3          %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all
close all
format long e

%%% COSTANTI
eps0 = 8.854*1e-12; % permittivita dielettrica del vuoto

%%% INPUT
D_int = input('Inserire il Diametro Interno Avv. [m]: ');
D_est = input('Inserire il Diametro Esterno Avv. [m]: ');
N = input('Inserire il Numero delle Sezioni: ');
n_spi =input('Inserire il Numero di Spire per Sezione: ');
h = input('Inserire Altezza Concuttore [m]: ');
epsMylar = input('Inserire Permittivita dielettrica relativa
isolante: ');
epsEpossidica = input('Inserire Permittivita dielettrica relativa
isolante posto tra due bobine: ');
SpessMylar = input('Inserire Spessore Isolante che ricopre il
Conduttore [m]: ');
SpessEpossidica = input('Inserire Spessore Isolante posto tra due
Dischi [m]: ');
SpessSpira = input('Inserire Spessore Conduttore [m]: ');

%%% CALCOLI
D = D_int + ((D_est - D_int)/2); % Diametro medio disco
r = (SpessSpira + 2 * SpessMylar)* n_spi;% Larghezza Disco

C_s = ( (eps0 * pi * D)/N ) * (((n_spi-1) * epsMylar * (h + 2 *
SpessMylar) / (n_spi^2 * 2 * SpessMylar)) + (4 * (N-1) *
(r+SpessEpossidica) / (3 * N * (2*SpessMylar/epsMylar +
SpessEpossidica/epsEpossidica))));

%%% OUTPUT
fprintf(' Cii = %e \t [F] \t Capacità serie di un disco \n\n',
C_s);

break

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%          CALCOLO DELLA CAPACITA' PARALLELO Cij          %%
%%          %%
%%          equazione 3.5          riferimento fig.3.7          %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

clear all
close all
format long e

```

```

%%% COSTANTI
eps0 = 8.854*1e-12; %permittivita dielettrica del vuoto

```

```

%%% INPUT
D_int = input('Inserire il Diametro Esterno Avv. Interno [m]: ');
D_est = input('Inserire il Diametro Interno Avv. Esterno [m]: ');
H1 = input('Inserire il Altezza Primo Cilindro [m]: ');
H2 = input('Inserire il Altezza Secondo Cilindro [m]: ');
N_disc = input('Inserire il Numero Dischi: ');

```

```

%%% CALCOLI
C_p = (2* pi * eps0 * ((H1+H2)/2)) / (log(D_est/D_int));

C_ij = C_p/N_disc;

```

```

%%% OUTPUT
fprintf(' Cp = %e \t [F] \t Capacità // dell''Avvolgimento \n\n',
C_p);

fprintf(' Cij = %e \t [F] \t Capacità // di un disco \t \n\n',
C_ij);

```

```

break

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%          CALCOLO MUTUA INDUTTANZA TRA DUE BOBINE A SEZ.RETTANGOLARE %%
%%          %%
%%          equazione 3.13          riferimento fig.3.12          %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

clear all
close all
format long e

```

```

%%% COSTANTI
mu0 = 4*pi*1e-7; % permeabilità magnetica del vuoto

```

```

%%% INPUT
N1 = input('Inserire il Numero di Spire della Bobina Primaria: ');
a = input('Inserire l'' Altezza della Bobina Primaria in [m]: ');
R1 = input('Inserire il Raggio Interno della Bobina Primaria in
[m]: ');

```

```

R2 = input('Inserire il Raggio Esterno della Bobina Primaria in
[m]: ');
N = input('Inserire il Numero N delle suddivisioni della Bobina
Primaria: ');
K = input('Inserire il Numero K delle suddivisioni della Bobina
Primaria: ');

N2 = input('Inserire il Numero di Spire della Bobina Secondaria:
');
b = input('Inserire l'' Altezza della Bobina Secondaria in [m]: ');
R3 = input('Inserire il Raggio Interno della Bobina Secondaria in
[m]: ');
R4 = input('Inserire il Raggio Esterno della Bobina Secondaria in
[m]: ');
n = input('Inserire il Numero n delle suddivisioni della Bobina
Secondaria: ');
m = input('Inserire il Numero m delle suddivisioni della Bobina
Secondaria: ');

c = input('Distanza assiale tra gli assi delle bobine in [m]: ');

%%% CALCOLI

% Costruisco M(h,l,g,p) e calcolo la quadrupla sommatoria
Sommatoria=0;
h_p = R2-R1;
h_s = R4-R3;

for i = 0:1:(2*N);
    h = -N + i; % h= -N, ..., 0, ..., N
    Rp_h = ((R1+R2)/2) + ((h_p) * h / (2 * N + 1)); % Raggio Rp(h)
    for j = 0:1:(2*n);
        l = -n + j; % l= -n, ..., 0, ..., n
        Rs_l = ((R3+R4)/2) + ((h_s) * l / (2 * n + 1)); % Raggio
Rs(l)
        for x = 0:1:(2*K);
            g = -K + x; % g= -K, ..., 0, ..., K
            for y = 0:1:(2*m)
                p = -m + y; % p= -m, ..., 0, ..., m

                kappa_hlgp = sqrt( ( 4 * Rs_l /Rp_h) / ( (1+
Rs_l /Rp_h)^2 + ((c + a*g/(2*K+1) + b*p/(2*m+1))/
Rp_h)^2 ) );

                [K_k, E_k] = ellipke(kappa_hlgp^2); % integrale
ellittico completo di prima K(k) e seconda E(k) specie vedere nota
pag.42

                M_hlgp = (2 * mu0) * sqrt(Rp_h * Rs_l) *
(1/kappa_hlgp) * ( (1-kappa_hlgp^2/2)* K_k - E_k ); % mutua
M(h,l,g,p)

                Sommatoria=Sommatoria+M_hlgp; % Sommatoria
Quadrupla
            end
        end
    end
end

% Calcolo Mutua
Mutua = N1 * N2 * Sommatoria / ((2*K+1)*(2*N+1)*(2*m+1)*(2*n+1));
%%% OUTPUT

```

```

fprintf(' M = %e [H] \t Mutua induttanza di una bobina \n',
Mutua);

break

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% CALCOLO AUTOINDUTTANZA DI UNA BOBINA A SEZ. RETTANGOLARE %%
%% equazione 3.14 riferimento fig.3.13 %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all
close all
format long e

%%% COSTANTI

mu0 = 4*pi*1e-7; % permeabilità magnetica del vuoto

%%% INPUT

D_int=input('Inserire il Diametro Interno Avv. [m]: ');
D_est=input('Inserire il Diametro Esterno Avv. [m]: ');
SpessIsola=input('Inserire Spessore Isolante [m]: ');
SpessSpira=input('Inserire Spessore del Conduttore [m]: ');
hSpira=input('Inserire Altezza del Conduttore [m]: ');
hIsola=input('Inserire Altezza dell'isolante [m]: ');
N1=input('Inserire Numero di Spire Disco : ');

%%% CALCOLI

R = (D_int + ((D_est - D_int)/2))/2; % Raggio Medio Bobina
b = (SpessSpira + 2 * SpessIsola)* N1; % Larghezza Disco
a = hIsola; % Altezza Disco

A_1 = log(sqrt(a^2 + b^2));
A_2 = ((2 * b) / (3 * a)) * atan(a/b);
A_3 = ((2 * a) / (3 * b)) * atan(b/a);
A_4 = (b^2 / (12 * a^2)) * log(1 + (a^2/b^2));
A_5 = (a^2 / (12 * b^2)) * log(1 + (b^2/a^2));
A_6 = 25/12;
LogRs = A_1 + A_2 + A_3 - A_4 - A_5 - A_6;

L_1 = mu0 * R * ((log(8 * R)) - LogRs - 2); % Autoinduttanza di
Una Spira
L = L_1 * N1^2; % Autoinduttanza Della Bobina

%%% OUTPUT

fprintf(' L = %e \t [H] \t Autoinduttanza di UN Disco \n\n', L);

break

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

%%          CALCOLO DEL PROXIMITY FACTOR E DELLO SKIN FACTOR          %%
%%          PER UN CONDUTTORE A SEZIONE RETTANGOLARE                  %%
%%          equazione 3.32                                           %%
%%          equazione 3.33                                           %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all
close all
format long e

%% INPUT
N = input(' Numero di Bobine avvolgimento: ');
R1 = input('Raggio Interno della Bobina in [m]: ');
R2 = input('Raggio Esterno della Bobina in [m]: ');
R_avv = input('Resistenza dell'avvolgimento in [Ohm] a 75°C: ');
Ntot = input('% Inserire il Numero di Spire Totali: ');
xi = input('Raggio Medio Spira in [m]: ');

%% CALCOLI

R_DC = R_avv/Ntot; % resistenza dc di un conduttore

Fs_1_xi = xi/2 * ( ( sinh(xi) + sin(xi) ) / ( cosh(xi) -
cos(xi) ) ); % Fattore di Skin Effect

Fp_1_xi = 2 * xi * ( ( sinh(xi) - sin(xi) ) / ( cosh(xi) +
cos(xi) ) ); % Fattore di Proximity Effect

F_prox = Fp_1_xi;

F_skin = Fs_1_xi + Fp_1_xi/4;

%% OUTPUT

fprintf(' F_skin = %e \t Fattore di Skin Effect di un conduttore
a sez. quadrata \n\n', F_skin);
fprintf(' F_skin = %e \t Fattore di Proximity Effect di un
conduttore a sez. quadrata \n\n', F_prox);

break

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%          CALCOLO DEL CONDUTTANZE                                  %%
%%          equazione 3.51                                           %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all
close all
format long e

%% INPUT
cii = input(' Capacità serie Cii in [F]: ');
cij = input(' Capacità parallelo Cij in [F]: ');
f = input(' Frequenza in [Hz]: ');

%% CALCOLI

```

```

omega = 2*pi*f; % velocità angolare

Gij = cij * omega * (1.082*1e-8 * omega + 5*1e-3); % conduttanza
parallelo

Gii = cii * omega * (1.082*1e-8 * omega + 5*1e-3);% conduttanza
serie

%%% OUTPUT

fprintf(' Gij = %e \t [S] \t Conduttanza parallelo \n\n', Gij);
fprintf(' Gii = %e \t [S] \t Conduttanza serie \n\n', Gii);

break

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%          GRAFICI DELLA RISPOSTA ALL'IMPULSO DI FULMINAZIONE          %%
%%          %%                                                         %%
%%          %%                                                         %%
%%          ASCISSE = Frequenza [Hz]  o tempo [s]                       %%
%%          %%                                                         %%
%%          ORDINATE = valore in p.u. (per unità) della tensione (significa %%
%%          che se applico ad es. 10 [V], di picco mi trovo una        %%
%%          risonanza pari 10 [V] * 15)                                 %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% leggiamo i file prodotti dal tds 5000 per vedere le
% oscillazioni all'interno dell'avvolgimento di prova fornito
% da MF

close all
clear all

Htot=zeros(2001,22);
Uout=zeros(12500,22); % tensione out
% cambiare 12500 in 24500 o maggiore per aumentare sensibilità
figura
% se si cambia farlo anche alla riga57:
% Uout(:,nl+1)=y2(itrig-499:itrig+12000)/maxin*ksonde;

% posizione dei dati misurati dall'oscilloscopio
dire='mf_630\imp_fullulx9c10c_'; % presa centrale 9C 10C
dire='mf_630\imp_fullulx9B10B_'; % presa centrale 9B 10B
dire='mf_630\imp_fullulx9A10A_'; % presa centrale 9A 10A

for nl=0:20
    nls=num2str(nl);
    lnls=length(nls);
    indice='000';
    indice(4-1nls:3)=nls;

% registrazione oscilloscopio
[V1] = lesiTDS5000([dire indice '_ch3.wfm']);
[V2] = lesiTDS5000([dire indice '_ch4.wfm']);
x2 = offset(V1.value,0.08);
y2 = offset(V2.value,0.08);
t=V1.time;
ts=t(2)-t(1);

```

```

T=length(t)*ts;
df=1/T;
f=(0:length(t)-1)*df;
if nl==0
    maxUin=max(x2);
    maxUout=max(y2);
    ksonde=maxUin/maxUout;
end

maxin=max(x2);
maxout=max(y2);
[m,itrig]=max(x2/maxin>.05);

% cambiare qui di seguito per aumentare
% risoluzione, sostituire 12000 con 24000
Uout(:,nl+1)=y2(itrig-499:itrig+12000)/maxin*ksonde;
figure(1)
plot(Uout(:,nl+1))
hold on

% Andamenti in frequenza
clear V1 V2

X=fft(x2);
Y=fft(y2);
H2=Y./X;
Htot(:,nl+1)=H2(1:2001);

clear X Y

end

figure(1)% grafico misure nel tempo
hold off
tdisegno=t(itrig-499:itrig+12000)-t(itrig);
plot(tdisegno*1e6,Uout) % unita di misura in secondi
xlabel('Tempo [µs]')
ylabel('Tensione [p.u.]')

figure(2) % grafico misure nella frequenza
plot(abs(Htot))
xlabel('Frequenza [MHz]')
ylabel('Tensione [p.u.]')

% valutazione delle differenze
Udiff=diff(Uout,1,2);
figure(3) % grafico differenze misure nel tempo
plot(Udiff)
xlabel('Tempo [µs]')
ylabel('Tensione [p.u.]')

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%%                               FUNZIONE PER OFFSET                               %%
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Funzione che rimuove l'offset di un segnale
function [value] = offset(value,pretrigger)

close all
clear all

```

```

% [RD] = legTDS5000quadB('sc_sup010_Ch1.wfm');
% value = RD.value;
% pretrigger=.25;

[r c] = size(value)          ;
%nc   = c                   ;
x     = 0:1:c-1             ;
vett  = 1:round(c*pretrigger);
off   = value(1:r,vett)    ;
Med   = mean(off,2)        ;
Med   = Med*ones(1,c)      ;
value = value-Med          ;

% plot(RD.time,RD.value(1,:))
% hold on
% plot(RD.time,value(1:,:), 'r')

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%%      AQUISIZIONE E CONVERSIONE DELLE MISURE FATTE DALL' N4L      %%
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all
close all

%% MISURE E DISEGNO PRESA CENTRALE 9a-10a
Htot_n4l=zeros(1000,17);
dire='mf_630_n4l\PresaCentrale9A10A\fra_mf_630_9A10A_';

%Htot_n4l(:,1)=ones(1000,1);
for nl=0:17
    nls=num2str(nl);
    lnls=length(nls);
    indice='00'; %% nome finale dei file
    indice(3-1nls:2)=nls;

    [DATA] = lesi_N4L2([dire indice '.txt']); %legge i file
    %[DATA] = lesi_N4L2([dire '.txt']);
    freq=DATA.FREQ;
    ch1=DATA.MAG1*20;
    ch2=DATA.MAG2*20;
    fase=DATA.FASE;
    Htot_n4l(:,nl+1)=ch2./ch1.*exp(i*fase/180*pi);
%     Htot_n4l(:,nl+1)=Htot_n4l(:,nl+1)./(Htot_n4l(:,1));
end

%% Per acquisire misure delle altre prese inserire:
%
% dire='mf_630_n4l\PresaCentrale9B10B\fra_mf_630_9B10B_';
% dire='mf_630_n4l\PresaCentrale9C10C\fra_mf_630_9c10c_';

% transitorio di sovratensione

f=47.7e3;
wo=2*pi*f;

```

```

xi=.005;

wf=2*pi*50;

si=-xi*wo;
w=wo*sqrt(1-xi^2);
p1=si+i*w;
% residuo del polo p1
A1=p1/((p1^2)+wf^2)*wo^2/(p1-conj(p1));

p2=i*wf;
% residuo di p2
A2=p2/(p2-conj(p2))*wo^2/((p2)^2+2*xi*wo*(p2)+wo^2);

len=2^16;
len2=len/2;
dt=10e-3/len;
t=(0:len/2-1)*dt;

x=2*exp(si*t).*(real(A1)*cos(w*t)-imag(A1)*sin(w*t));
x=x+2*(real(A2)*cos(wf*t)-imag(A2)*sin(wf*t));
x=x/2;

figure(1)
plot(x)

% facciamo una convoluzione per simulare le sollecitazioni
% dovute a sovratensioni transitorie
% 5 ms di transitorio
% fft per 10 ms

T=5e-3;
df=1/(2*T);
fs=1/dt;

frei=freq(1):df:freq(length(freq));

H=spline(freq,abs(Htot_n4l(:,9)),frei);
aH=spline(freq,unwrap(angle(Htot_n4l(:,9))),frei);
% H=spline(freq,abs(Htot_n4l(:,3)-Htot_n4l(:,4)),frei);
% aH=spline(freq,unwrap(angle(Htot_n4l(:,3)-Htot_n4l(:,4))),frei);

np=round(freq(1)/df);
frep=(0:np-1)*df;
nd=round((fs/2-freq(length(freq)))/df)-1;
fred=freq(length(freq))+(1:nd)*df;
fregt=[frep frei fred];

H=[ones(1,length(frep))*H(1) H
ones(1,length(fred))*H(length(frei))];
aH=[interp1([0 freq(1)],[0, aH(1)],frep) aH
ones(1,length(fred))*aH(length(frei))];

xi=[x zeros(1,len2)];
Xi=fft(xi);

Yi=Xi(1:len2).*(H.*exp(i*aH));
Yi=[Yi 0 fliplr(conj(Yi(2:len2)))];

yi=real(iff(Yi));
% mV1=max(V1.value);
% [m,itrig]=max(V1.value>.05*mV1);
% t=t-t(itrig);

```

```

%
figure(2)
plot(t,x)
hold on
plot(t,yi(1:len2)/H(1),'r')

hold off
grid

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%%          FUNZIONE PER LEGGERE I FILE DAL N4L2          %%
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function [DATA,PREA] = lesi_N4L2(Nomefile)

%Nomefile

if nargin==0
    Nomefile='';
end

if isempty(Nomefile)
    [fname,pname]=uigetfile({'*.txt', 'File di testo
(*.txt)';'*.*', 'Tutti i files (*.*)'},'Cerca il file di testo');
    Nomefile=[pname fname];
end

[pname,fname,ext] = fileparts(Nomefile);

if isempty(ext)
    Nomefile=[Nomefile, '.txt'];
end

if exist(Nomefile)~=2
    error('Il nome del file è sbagliato oppure è da un'altra
parte');
end

[fid,message]=fopen(Nomefile);

if fid==-1
    error(message);
end

% Estrazione del preambolo PREA

A = textread(Nomefile,'%s','delimiter','','','whitespace','');
A = A(1:236);

PREA.FILE_Format      =   cell2mat(A(4))                ;

PREA.ACQ_mode         =   cell2mat(A(7))                ;
PREA.ACQ_speed        =   str2num(cell2mat(A(10)))      ;
PREA.ACQ_phrefer      =   cell2mat(A(13))              ;
PREA.ACQ_filter       =   cell2mat(A(16))              ;
PREA.ACQ_filterdyn    =   cell2mat(A(19))              ;
PREA.ACQ_lowfreq      =   cell2mat(A(22))              ;
PREA.ACQ_datalog      =   cell2mat(A(25))              ;

PREA.SWEEP_start      =   str2num(cell2mat(A(28)))      ;

```

```

PREA.SWEEP_stop      =  str2num(cell2mat(A(31)))  ;
PREA.SWEEP_steps    =  str2num(cell2mat(A(34)))  ;
PREA.SWEEP_sweep    =  cell2mat(A(37))          ;
PREA.SWEEP_graph_sc =  cell2mat(A(40))          ;

PREA.TRIM_actrimdata=  cell2mat(A(43))          ;
PREA.TRIM_ac_level  =  str2num(cell2mat(A(46)))  ;
PREA.TRIM_tolerance =  str2num(cell2mat(A(49)))  ;

PREA.ALARM_parallel =  cell2mat(A(52))          ;
PREA.ALARM_monitor  =  cell2mat(A(55))          ;
PREA.ALARM_analscale=  str2num(cell2mat(A(58)))  ;
PREA.ALARM_analzero =  str2num(cell2mat(A(61)))  ;
PREA.ALARM_alar_type=  cell2mat(A(64))          ;

PREA.AUXILIARY_fixt =  cell2mat(A(67))          ;

PREA.OUTPUT_amplitud= str2num(cell2mat(A(70)))  ;
PREA.OUTPUT_frequenc= str2num(cell2mat(A(73)))  ;
PREA.OUTPUT_offset  =  str2num(cell2mat(A(76)))  ;
PREA.OUTPUT_waveform= cell2mat(A(79))          ;
PREA.OUTPUT_amp_step= str2num(cell2mat(A(82)))  ;
PREA.OUTPUT_freqstep= str2num(cell2mat(A(85)))  ;
PREA.OUTPUT_output  =  cell2mat(A(88))          ;

PREA.CH1_input_1    =  cell2mat(A(91))          ;
PREA.CH1_min_range  =  str2num(cell2mat(A(94)))  ;
PREA.CH1_autoranging= cell2mat(A(97))          ;
PREA.CH1_coupling   =  cell2mat(A(100))         ;
PREA.CH1_scale_fact =  str2num(cell2mat(A(103))) ;

PREA.CH2_input_2    =  cell2mat(A(106))         ;
PREA.CH2_min_range  =  str2num(cell2mat(A(109))) ;
PREA.CH2_autoranging= cell2mat(A(112))         ;
PREA.CH2_coupling   =  cell2mat(A(115))         ;
PREA.CH2_scale_fact =  str2num(cell2mat(A(118))) ;

PREA.SYST_phase_con =  cell2mat(A(121))         ;
PREA.SYST_low_blank =  cell2mat(A(124))         ;
PREA.SYST_graph     =  cell2mat(A(127))         ;
PREA.SYST_keybeep   =  cell2mat(A(130))         ;
PREA.SYST_autozero  =  cell2mat(A(133))         ;
PREA.SYST_length_uni= cell2mat(A(136))         ;
PREA.SYST_shunt     =  cell2mat(A(139))         ;
PREA.SYST_step_mess =  cell2mat(A(142))         ;
PREA.SYST_program   =  cell2mat(A(145))         ;

PREA.MODE_op_mode   =  cell2mat(A(148))         ;
PREA.MODE_fra_offset= str2num(cell2mat(A(151))) ;
PREA.MODE_gain_ph_m =  cell2mat(A(154))         ;

PREA.ZOOM_P1        =  cell2mat(A(157))         ;
PREA.ZOOM_P2        =  cell2mat(A(160))         ;
PREA.ZOOM_P3        =  cell2mat(A(163))         ;
PREA.ZOOM_P4        =  cell2mat(A(166))         ;

%PREA.PRES.graph    =  cell2mat(A(163))         ;

PREA.RED_C1_frequenc= str2num(cell2mat(A(171))) ;
PREA.RED_C1_gain     =  str2num(cell2mat(A(174))) ;
PREA.RED_C1_phase    =  str2num(cell2mat(A(177))) ;
PREA.RED_C1_slope    =  str2num(cell2mat(A(180))) ;
PREA.RED_C1_entry    =  str2num(cell2mat(A(183))) ;

PREA.BLUE_C1_frequenc= str2num(cell2mat(A(186))) ;
PREA.BLUE_C1_gain    =  str2num(cell2mat(A(189))) ;

```

```

PREA.BLUE_C1_phase = str2num(cell2mat(A(192))) ;
PREA.BLUE_C1_slope = str2num(cell2mat(A(195))) ;
PREA.BLUE_C1_entry = str2num(cell2mat(A(198))) ;

PREA.RED_C2_frequenc= str2num(cell2mat(A(201))) ;
PREA.RED_C2_gain = str2num(cell2mat(A(204))) ;
PREA.RED_C2_phase = str2num(cell2mat(A(207))) ;
PREA.RED_C2_slope = str2num(cell2mat(A(210))) ;
PREA.RED_C2_entry = str2num(cell2mat(A(213))) ;

PREA.BLUE_C2_frequenc= str2num(cell2mat(A(216))) ;
PREA.BLUE_C2_gain = str2num(cell2mat(A(219))) ;
PREA.BLUE_C2_phase = str2num(cell2mat(A(222))) ;
PREA.BLUE_C2_slope = str2num(cell2mat(A(225))) ;
PREA.BLUE_C2_entry = str2num(cell2mat(A(228))) ;
clear('A');

% Estrazione dei dati DATA

fid = fopen(Nomefile,'r');
while 1
    tline = fgetl(fid);
    if strncmp(tline, 'Freq', 4), break, end ;
end
%tline;

A = (fscanf(fid, '%g,%g,%g,%g,%g' ,[5,inf]))';

DATA.FREQ = A(:,1);
DATA.MAG1 = A(:,2);
DATA.MAG2 = A(:,3);
DATA.GUAD = A(:,4);
DATA.FASE = A(:,5);

fclose(fid);
clear('A','Nomefile','fid');

%PREA(1) = PREA.FILE;
%PREA(2) = PREA.ACQ;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%% FUNZIONE PER LEGGERE I FILE DALL'OSCILLOSCOPIO TDS 5000 %%
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function [RD,WSI,WHI,ED1,ED2, ID1, ID2, TB1, TB2, WUS, WCI, CB, x] =
lesiTDS5000(nomefile)
% clc
% clear all
% close all

% nomefile = ('21_frame.wfm')
if nargin==0
    nomefile=''; %Se non si dichiara nulla il nomefile è vuoto
end
if isempty(nomefile)
    [nomef,nomep]=uigetfile({'*.WFM'},'Cerca la registrazione che
si desidera vedere!!'); %Apre la finestra di ricerca del file da
leggere
    nomefile=[nomep nomef];
end

```

```

[nomep,nomef,ext] = fileparts(nomefile);
ext = upper(ext);

if isempty(ext)
    nomefile=[nomefile, '.WFM'];%Se non è .dat lo facciamo
    diventare!!
    errordlg('Estensione del file errata: ...','ERRORE 01 !!!');
end

if ((isequal(ext,['.WFM'])==0))
    nomefile=[nomefile, '.WFM'];%Se non è .dat lo facciamo
    diventare!!
    errordlg('Estensione del file errata: l''estensione è *.WFM
    ','ERRORE 02 !!!');
end

if exist(nomefile)~=2
    errordlg('Il nome del file è errato oppure è in un altra
    posizione','ERRORE 03 !!!');
    error('Il nome del file è errato oppure è in un altra
    posizione'); %Si controlla l'esistenza del file
end

    [fid,message]=fopen(nomefile);

if fid==-1
    error(message);
end

% messo giù come funzione
% tds5000 leggere dati *.wfm

% WSI waveform static file information:

WSI.byte_order =
dec2hex(fread(fid,1,'uint16'),4); %Verifica dell'ordine
di scrittura
WSI.ver_number = char(fread(fid,[1,8],'char'));
%Verifica della versione
WSI.num_digits_byte_count = fread(fid,[1,1],'char');
%
WSI.byte_to_eof = fread(fid,[1,1],'int32');
%
WSI.byte_point = fread(fid,[1,1],'char');
WSI.byte_beg_curve_buffer = fread(fid,[1,1],'int32');

WSI.horiz_zoom_scale_factor = fread(fid,[1,1],'int32');
WSI.horiz_zoom_scale_posit = fread(fid,[1,1],'float');
WSI.vert_zoom_scale_factor = fread(fid,[1,1],'double');
WSI.vert_zoom_scale_posit = fread(fid,[1,1],'float');

WSI.waveform_label = char(fread(fid,[1,32],'char'));
WSI.num_fast_frame = fread(fid,[1,1],'uint32');
WSI.size_wave_header = fread(fid,[1,1],'uint16');

%WSI

% WHD waveform header:

WHD.set_type = fread(fid,[1,1],'uint32');
WHD.wfm_cnt = fread(fid,[1,1],'uint32');
WHD.acquisition_counter = fread(fid,[1,1],'uint64');
WHD.transaction_counter = fread(fid,[1,1],'uint64');
WHD.slot_ID = fread(fid,[1,1],'uint32');
WHD.is_static_flag = fread(fid,[1,1],'uint32');

```

```

WHD.wfm_update_spec_count      = fread(fid,[1,1],'uint32');
WHD.imp_dim_ref_count          = fread(fid,[1,1],'uint32');
WHD.exp_dim_ref_count          = fread(fid,[1,1],'uint32');
WHD.data_type                  = fread(fid,[1,1],'uint32');
WHD.gen_purpose_counter          = fread(fid,[1,1],'uint64');
WHD.accumulated_waveform       = fread(fid,[1,1],'uint32');
WHD.target_accumulation_cou    = fread(fid,[1,1],'uint32');
WHD.curve_reference_count      = fread(fid,[1,1],'uint32');
WHD.num_req_fast_frames        = fread(fid,[1,1],'uint32');
WHD.num_acq_fast_frames        = fread(fid,[1,1],'uint64');

if WSI.ver_number == ':WFM#002'
WHD.summary_frame              = fread(fid,[1,1],'uint16');
end

WHD.pix_map_disp_format        = fread(fid,[1,1],'uint32');
WHD.pix_map_max_value          = fread(fid,[1,1],'uint32');
%WHD

% Explicit dimension 1

ED1.dim_scale                  = fread(fid,[1,1],'double');
ED1.dim_offset                 = fread(fid,[1,1],'double');
ED1.dim_size                   = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED1.units                      = char(fread(fid,[1,20],'char'));
ED1.dim_extent_min             = fread(fid,[1,1],'double');
ED1.dim_extent_max             = fread(fid,[1,1],'double');
ED1.dim_resolution             = fread(fid,[1,1],'double');
ED1.dim_referece_point         = fread(fid,[1,1],'double');
ED1.format                     = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED1.storage_type               = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED1.n_value                    = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED1.over_range                 = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED1.under_range                = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED1.high_range                 = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED1.low_range                  = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED1.user_scale                 = fread(fid,[1,1],'double');
ED1.user_units                 = char(fread(fid,[1,20],'char'));
ED1.user_offset                = fread(fid,[1,1],'double');
ED1.point_density              = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED1.horizontal_trig_pos        = fread(fid,[1,1],'double');
ED1.trigger_delay              = fread(fid,[1,1],'double');

%ED1

% Explicit dimension 2
% position = ftell(fid)

ED2.dim_scale                  = fread(fid,[1,1],'double');
ED2.dim_offset                 = fread(fid,[1,1],'double');
ED2.dim_size                   = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED2.units                      = char(fread(fid,[1,20],'char'));
ED2.dim_extent_min             = fread(fid,[1,1],'double');
ED2.dim_extent_max             = fread(fid,[1,1],'double');
ED2.dim_resolution             = fread(fid,[1,1],'double');
ED2.dim_referece_point         = fread(fid,[1,1],'double');
ED2.format                     = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED2.storage_type               = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED2.n_value                    = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED2.over_range                 = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED2.under_range                = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED2.high_range                 = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED2.low_range                  = fread(fid,[1,1],'uint32');
ED2.user_scale                 = fread(fid,[1,1],'double');
ED2.user_units                 = char(fread(fid,[1,20],'char'));
ED2.user_offset                = fread(fid,[1,1],'double');

```

```

ED2.point_density           = fread(fid, [1,1], 'uint32');
ED2.horizontal_trig_pos    = fread(fid, [1,1], 'double');
ED2.trigger_delay          = fread(fid, [1,1], 'double');

%ED2

% Implicit dimension 1

ID1.dim_scale              = fread(fid, [1,1], 'double');
ID1.dim_offset             = fread(fid, [1,1], 'double');
ID1.dim_size               = fread(fid, [1,1], 'uint32');
ID1.units                  = char(fread(fid, [1,20], 'char'));
ID1.dim_extent_min        = fread(fid, [1,1], 'double');
ID1.dim_extent_max        = fread(fid, [1,1], 'double');
ID1.dim_resolution        = fread(fid, [1,1], 'double');
ID1.dim_referece_point    = fread(fid, [1,1], 'double');
ID1.spacing                = fread(fid, [1,1], 'uint32');
ID1.user_scale             = fread(fid, [1,1], 'double');
ID1.user_units            = char(fread(fid, [1,20], 'char'));
ID1.user_offset           = fread(fid, [1,1], 'double');
ID1.point_density         = fread(fid, [1,1], 'uint32');
ID1.horizontal_trig_pos   = fread(fid, [1,1], 'double');
ID1.trigger_delay         = fread(fid, [1,1], 'double');

%ID1

% Implicit dimension 2

ID2.dim_scale              = fread(fid, [1,1], 'double');
ID2.dim_offset             = fread(fid, [1,1], 'double');
ID2.dim_size               = fread(fid, [1,1], 'uint32');
ID2.units                  = char(fread(fid, [1,20], 'char'));
ID2.dim_extent_min        = fread(fid, [1,1], 'double');
ID2.dim_extent_max        = fread(fid, [1,1], 'double');
ID2.dim_resolution        = fread(fid, [1,1], 'double');
ID2.dim_referece_point    = fread(fid, [1,1], 'double');
ID2.spacing                = fread(fid, [1,1], 'uint32');
ID2.user_scale             = fread(fid, [1,1], 'double');
ID2.user_units            = char(fread(fid, [1,20], 'char'));
ID2.user_offset           = fread(fid, [1,1], 'double');
ID2.point_density         = fread(fid, [1,1], 'uint32');
ID2.horizontal_trig_pos   = fread(fid, [1,1], 'double');
ID2.trigger_delay         = fread(fid, [1,1], 'double');

%ID2

% Time base 1

TB1.point_density         = fread(fid, [1,1], 'uint32');
TB1.sweep                 = fread(fid, [1,1], 'uint32');
TB1.type_of_base          = fread(fid, [1,1], 'uint32');

%TB1

% Time base 2

TB2.point_density         = fread(fid, [1,1], 'uint32');
TB2.sweep                 = fread(fid, [1,1], 'uint32');
TB2.type_of_base          = fread(fid, [1,1], 'uint32');

%TB2

% Waveform update specification

WUS.real_point_offset(1) = fread(fid, [1,1], 'uint32');
WUS.tt_offset(1)         = fread(fid, [1,1], 'double');

```

```

WUS.frac_sec(1)           = fread(fid,[1,1],'double');
WUS.gmt_sec(1)           = fread(fid,[1,1],'int32');

%WUS

% Waveform curve information

WCI.state_flags(1)       = fread(fid,[1,1],'uint32');
WCI.type_of_check_sum(1) = fread(fid,[1,1],'uint32');
WCI.check_sum(1)         = fread(fid,[1,1],'uint16');
WCI.precharge_start_offset(1) = fread(fid,[1,1],'uint32');
WCI.data_start_offset(1) = fread(fid,[1,1],'uint32');
WCI.postcharge_start_offset(1) = fread(fid,[1,1],'uint32');
WCI.postcharge_stop_offset(1) = fread(fid,[1,1],'uint32');
WCI.end_of_curve_buf_offset(1) = fread(fid,[1,1],'uint32');

%WCI
% position = ftell(fid)

% Fast Frame Frames

if WSI.num_fast_frame > 0
    for i=2:1:WSI.num_fast_frame%+1
        WUS.real_point_offset(i) = fread(fid,
[1,1],'uint32');
        WUS.tt_offset(i) = fread(fid,
[1,1],'double');
        WUS.frac_sec(i) = fread(fid,
[1,1],'double');
        WUS.gmt_sec(i) = fread(fid,
[1,1],'int32');
    end

    for i=2:1:WSI.num_fast_frame%+1
        WCI.state_flags(i) = fread(fid,
[1,1],'uint32');
        WCI.type_of_check_sum(i) = fread(fid,
[1,1],'uint32');
        WCI.check_sum(i) = fread(fid,
[1,1],'uint16');
        WCI.precharge_start_offset(i) = fread(fid,
[1,1],'uint32');
        WCI.data_start_offset(i) = fread(fid,
[1,1],'uint32');
        WCI.postcharge_start_offset(i) = fread(fid,
[1,1],'uint32');
        WCI.postcharge_stop_offset(i) = fread(fid,
[1,1],'uint32');
        WCI.end_of_curve_buf_offset(i) = fread(fid,
[1,1],'uint32');
    end
end

% position = ftell(fid)

%FFF = fread(fid,[1,WSI.num_fast_frame*24],'uint32');

switch ED1.format
    case 0
        format='int16';
    case 1
        format='int32';
    case 2
        format='uint32';
    case 3

```

```

        format='uint64'; %potrebbe non funzionare correttamente.
Bug in Matlab? Non converte uint64.
    case 4
        format='float32';
    case 5
        format='float64';
    otherwise
        error(['invalid data format or error in file ' filename]);
end

% Curve buffer
if WSI.num_fast_frame == 0
CB.data(1,:) = fread(fid,
[1,ID1.dim_size],format);
RD.frame= 0;
end

if WSI.num_fast_frame > 0

CB.data = (fread(fid,[ID1.dim_size,
(WSI.num_fast_frame+1)],format))';
%CB.data = (fread(fid,[ID1.dim_size,
(WSI.num_fast_frame)],format))';
RD.frame= WUS.gmt_sec-WUS.gmt_sec(1)+WUS.frac_sec-
WUS.frac_sec(1);
end

% Da usare se si vuole leggere tutti i punti

chksum = fread(fid,[1,1],'uint64');

% position = ftell(fid)

%break
fclose(fid);

% Calcoli:
%
%RD real data composed by
%1- RD.frame List of frames time referred to first
%2- RD.value Value of voltage readed
%3- RD.time Relative time of registration
%4- RD.time_tr Absolute value of time referred to trigger

SVA = size(CB.data);
%CB.data = CB.data[: 17:(SVA(2)-17)];
CB.data = CB.data(:,33:1:(SVA(2)));
x = 0:1:(ID1.dim_size-33) ;
RD.value =
CB.data*ED1.dim_scale+ED1.dim_offset ;
RD.time = x*ID1.dim_scale;
RD.time_tr = RD.time+((ID1.dim_offset-
16)*ID1.dim_scale);

% Da usare se si vuole leggere tutti i punti
%-----
%-----
% x = 0:1:(ID1.dim_size-1) ;
% RD.value =
CB.data*ED1.dim_scale+ED1.dim_offset ;
% RD.time = x*ID1.dim_scale;

```

```
% RD.time_tr = RD.time+((ID1.dim_offset-
16)*ID1.dim_scale);
%-----
-----

% RD.time_fff = RD.time_tr;
% RD.value_fff = RD.value(1,:);
% if WSI.num_fast_frame > 0
%     delta = cumsum(WUS.tt_offset);
%     for i=2:1:WSI.num_fast_frame+1
%         RD.value_fff = [RD.value_fff ,
RD.value(i,:) ];
%         RD.time_fff = [RD.time_fff ,
RD.time_tr+delta(i-1)];
%     end
% end
%
```

APPENDICE E: DATA SHEET

Di seguito sono riportati i data sheet degli strumenti usati per effettuare le misure.

1) Analizzatore della risposta in frequenza [163]:

	PSM1700	PSM1735
Frequency Response Analyser		
Measurement	Magnitude, gain (CH1/CH2 or CH2/CH1), gain (dB), offset gain (dB), phase (°)	
Frequency range	10uHz to 1MHz	10uHz to 35MHz
Gain accuracy in dB	20mHz to 500kHz with ext source 0.02dB < 1kHz 0.05dB < 10kHz 0.1dB + 0.001dB/kHz < 1MHz	20mHz to 35MHz with ext source 0.01dB + 0.001dB/kHz < 1MHz 0.1dB + 0.04dB/MHz < 35MHz
Phase accuracy	0.02° < 10kHz 0.02° + 0.003°/kHz < 1MHz	0.02° < 10kHz 0.05° + 0.0001°/kHz < 35MHz
Frequency source	Generator or CH1 input	
Measurement	Real-time DFT, no missing data	
Speed	Up to 100 readings per second	
Filter	Selectable from 0.2 seconds	
Resolution	5 or 6 digits	
Vector Voltmeter		
Measurement	In-phase, quadrature, tan Ø, magnitude, phase, in-phase ratio, rms, rms ratio, LVDT differential, LVDT ratiometric	
Frequency range	10uHz to 1MHz 20mHz to 500kHz with ext source	10uHz to 35MHz 20mHz to 35MHz with ext source
Basic accuracy (ac)	0.05% range + 0.05% reading + 0.05mV < 1kHz Basic + 0.02%/kHz < 10kHz Basic + 0.2% + 0.002%/kHz < 1MHz	
		Basic + 0.001%/kHz < 10kHz Basic + 0.002%/kHz < 1MHz Basic + 1.6% + 0.4%/MHz < 35MHz
LCR Meter		
Functions	L, C, R (ac), Q, tan delta, impedance, phase – Series or parallel circuit	
Frequency range	10uHz to 1MHz	10uHz to 35MHz
Current shunt	External or N4L active head or Impedance Analysis Interface	
Ranges (LCR Head or IAI)	Inductance – 100nH to 10kH Capacitance – 10pF to 1000uF Resistance – 10mΩ to 100MΩ	
Basic accuracy	0.1% + tolerance of selected current shunt	
Sweep capability	All ac functions	
True RMS Voltmeter		
Channels	2	
Frequency range	DC to 1MHz	DC to 1MHz 1MHz to 35MHz fundamental only
Measurement	rms, ac, dc, peak, cf, surge, dBm	
Basic accuracy (ac)	As VVM + 0.2mV	As VVM + 0.05mV
Accuracy (dc)	0.1% range + 0.1% reading + 1mV	0.1% range + 0.1% reading + 0.5mV
Power Meter		
Measurements	W, VA, PF, V, A, - total, fundamental and integrated, power harmonics	
Frequency range	20mHz to 1MHz	20mHz to 1MHz 1MHz to 35MHz fundamental only
Current shunt	External or use N4L power adaptor	
Current accuracy	As voltage + external shunt tolerance	
Watts accuracy	0.15% VA range + 0.15% reading + external shunt tolerance	0.1% VA range + 0.1% reading + external shunt tolerance
Harmonic Analyser		
Scan	Single or series	
Frequency range	10uHz to 1MHz	
Measurement	Harmonic, series THD or difference THD	
Max harmonic	50	

	PSM1700	PSM1735
Input Ranges		
Inputs	2 differential	2 balanced differential
Connectors	Isolated BNC	Dual grounded BNC
Coupling	ac or ac+dc	
Max input	100Vpk from earth	10Vpk from earth
Input ranges	100V, 30V, 10V, 3V, 1V, 300mV, 100mV, 30mV, 10mVpk	10V, 3V, 1V, 300mV, 100mV, 30mV, 10mV, 3mV, 1mVpk
Scaling	1 x 10 ⁻⁹ to 1 x 10 ⁻⁹	
Ranging	Full auto, up only or manual	
Input impedance	1M // 50pF (exc. leads)	1M // 30pF (exc. leads)
Signal Generator		
Type	Direct digital synthesis	
Frequency	10uHz to 1MHz	10uHz to 35MHz
Waveforms	Sine, triangle, square, sawtooth	Sine, square (1MHz)
Accuracy (with no trim)	Frequency $\pm 0.05\%$ Amplitude $\pm 5\% < 100\text{kHz}$ Amplitude $\pm 10\% < 1\text{MHz}$	Frequency $\pm 0.05\%$ Amplitude $\pm 5\% < 10\text{MHz}$ Amplitude $\pm 10\% < 35\text{MHz}$
Impedance	50 Ω $\pm 2\%$	
Output voltage	0V to $\pm 10\text{Vpk}$	
Output resolution	5mV	50uV to 5mV level dependent
Offset	0V to $\pm 10\text{Vpk}$	
Offset resolution	$\pm 10\text{mV}$	
Clock rate	11.52MHz	150MHz
Connector	Grounded BNC	

2) Oscilloscopio digitale elettronico [164]:

Time-base System

Characteristic	Description
Time-base Range	200 ps/div to 1000 s/div
Time-base Delay Time Range	(s/div \times 10) to 1000 s
Channel-to-Channel Deskew Range	± 75 ns
Time-base Accuracy	15 ppm
Delta Time Measurement Accuracy	(0.06/sample rate + 15 ppm \times Reading) RMS
Trigger Jitter (RMS)	8 ps _{RMS} (typical)
Long-term Sample Rate and Delay Time Accuracy	± 15 ppm over any ≥ 1 ms interval

Acquisition System

Characteristic	TDS5034B	TDS5054B / TDS5104B
Real-time Sample Rates		
1 Channel (Max)		5 GS/s
2 Channels (Max)		2.5 GS/s
3-4 Channels (Max)		1.25 GS/s
Equivalent Time Sample Rate (Max)		250 GS/s
Maximum Record Length per Channel with Standard Memory	8M/4M/2M	16M/8M/4M
With Opt. 3M	16M/8M/4M	NA

Vertical System

Characteristic	TDS5034B	TDS5054B	TDS5104B
Input Channels	4		
Analog Bandwidth (-3 dB) 5 mV/div - 1 V/div	350 MHz	500 MHz	1 GHz
Calculated Rise Time 5 mV/div (Typical)	1.15 ns	800 ps	300 ps
Hardware Bandwidth Limits	150 MHz or 20 MHz		
Input Coupling	AC, DC, GND		
Input Impedance, 1 M Ω	$\pm 1\%$		
Input Impedance, 50 Ω	$\pm 1\%$		$\pm 2.5\%$
Input Sensitivity, 1 M Ω	1 mV/div to 10 V/div		
Input Sensitivity, 50 Ω	1 mV/div to 1 V/div		
Vertical Resolution	8 bits (>11 bits w/ averaging)		
Max Input Voltage, 1 M Ω	150 V CAT I, ≤ 400 V peak. Derate at 20 dB/decade to 9 V _{RMS} above 200 kHz		
Max Input Voltage, 50 Ω	5 V _{RMS} with peaks $< \pm 30$ V		< 100 mV/div < 1 V _{RMS} ≥ 100 mV/div < 5 V _{RMS}
DC Gain Accuracy	1.5% with offset set to 0 V		
Offset Range, 1 M Ω	1 mV/div - 99.5 mV/div ± 1 V 100 mV/div - 1 V/div ± 10 V 1.01 V/div - 10 V/div ± 100 V		
Offset Range, 50 Ω	1 mV/div - 99.5 mV/div ± 1 V 100 mV/div - 1 V/div ± 10 V		1 mV/div - 50 mV/div ± 0.5 V 50.5 mV/div - 99.5 mV/div ± 0.25 V 100 mV/div - 500 mV/div ± 5 V 505 mV/div - 1 V/div ± 2.5 V
Channel-to-Channel Isolation for Any Two Channels at Equal Vertical Scale	$\geq 100:1$ at ≤ 100 MHz and $\geq 30:1$ at > 100 MHz up to the rated bandwidth		

3) Analizzatore di potenza [165]:

Power Phase Overview

Power Phase Channels	
PP42	Accuracy: 0.2% (0.1% rd + 0.1 % rg) Current range: 20 A Sampling rate: 341 kHz Bandwidth: 3 MHz
PP50	Accuracy: 0.1% (0.05% rd + 0.05 % rg) Current range: 10 A Sampling rate: 1 MHz Bandwidth: 10 MHz
PP54	Accuracy: 0.1% (0.05% rd + 0.05 % rg) Current range: 10 A Sampling rate: 341 kHz Bandwidth: 3 MHz
PP64	Accuracy: 0.03% (0.02% rg + 0.01% rg) Current range: 10 A Sampling rate: 341 kHz Bandwidth: 3 MHz

BIBLIOGRAFIA

1. "Transformer Engineering Design and Practice" S.V.Kulkarni and S.A.Khaparde, ed. Marcell Dekker Inc. New York-Basel 2004
2. "Large Power Transformers" K.Krsadi, D. Kerenyi and L. Kiss; ed. Elsevier, Amsterdam - Oxford - New York - Tokyo 1987
3. De Leon, G, "Transformer model for the study of Electromagnetic Transients", Dissertation, University of Toronto, dept. of El. Eng., 1992
4. "An international survey on failures in large power transformers" CIGRE WG 12-05, Electra No.88, May 1983, pp. 21-48
5. "Fondamenti di teoria dei circuiti" C. A. Desoer and E. S. Kuh, Franco Angeli Editore 1972 Milano
6. "Transfer Function Method to Diagnose Axial Displacement and Radial Deformation of Transformer Windings" Feser, Rahimpour, Christian, Mohseni, IEEE Trans. on PD, Vol.18, No.2, April 2003, pp. 493-505
7. "Abnormal Voltages in Transformers" Weed, J.M., AIEE Trans., Vol. 34, pt.II, 1915, pp. 2197-2236
8. "Transient oscillations in multiwinding transformers" Fergestad, P.I., Henriksen, T., IEEE Trans. on PAS., Vol.93, Nr. 3, 1974, pp. 500-509
9. "Transient oscillations in transformer windings" Fergestad, P.I., dissertation, NTH, Norway, 1971
10. "Magnetiske felter og felt-avhengige størrelser i spoler ogtransformatorer" Olaussen, E.M., lic.thesis., NTH, 1971
11. "Calculation of self and mutual impedances between sections of transformer windings" Wilcox, D.J, Hurley, W.G, Conion, M., IEE proc. Vol.136, Pt.C, No.5, Sept. 1989
12. "Modeling of a coil system considering frequency-dependent inductances and losses; I. Analysis of the impedance matrix characteristics", Mombello, E.E., El.Eng. Springer Verlag, Vol. 84, 2002, pp. 3-10
13. "Transformer reactance calculations with digital computers", Rabins, L., AIEE trans., Vol.75, pt.1, 1956, pp.261-67
14. "Abnormal Voltages Within Transformers", lume, L.F., Boyajian, A., AIEE Trans., Vol.38, pt.I, 1919, pp. 577-620
15. "Determination of Impulse Stresses within Transformer Windings by Computers.",McWhirter, J.H Fahrnkopf, C.D., Steele, J.H., AIEE Trans. on PAS, Feb.1957, Vol.75, pp.1267-1274
16. "Transformer Circuits for Digital Studies", Shipley, R.B., Coleman, D., Watts, C.F., AIEE Trans., Feb. 1963, Vol.81, pp.1028-1031
17. "Matrix Representation of Three-Phase N-Winding Transformers for Steady-state and Transient Studies", Brandwajn, V., Dommel, H.W., Dommel, I.I., IEEE Trans., June 1982, Vol. PAS-101, No.6, pp.1369-1378
18. Cherry, E.C., "The duality between Interlinked Electric and Magnetic Circuits and the Formation of Transformer Equivalent Circuits", Proc. Phys. Soc., Feb.1949, Section B, Vol.62, pp.101-111

19. Edelmann, H., "Anschauliche Ermittlung von Transformator-Ersatzschaltbildern", Archiv für elektrische Übertragung, 1959, Band 13, Heft 6, pp.253-261
20. Krähenbühl, Kulicke, Webs, A., "Simulationsmodell eines Mehrwicklungstransformators zur Untersuchung von Sättigungsvorgängen, Siemens Forschungs- und Entwicklungsberichte", 198, Band 12, Heft 4, s. 232-235
21. Wagner, K.W., "The Progress of an Electromagnetic Wave in a Coil with Capacity between Turns", Elektrotechnik und Maschinenbau, Vol.33, 1915, pp. 89-92 & pp.105-108.
22. Al-Khayat, N., Haydock, L., "Analytical and new Transmission Line Equivalent circuit modeling methods for swept frequency of Power Transformers", Proc on El. Ins. and El. Manufacturing & Coil Winding Conf., 18-21 September 1995, pp. 45 – 47
23. M., Popov, L., van der Sluis, G., Paap, H., De Herdt, "Computation of Very Fast Transient Overvoltages in Transformer Windings", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 18, No. 4, October 2003, pp. 1268-1274
24. Gustavsen, B.; Semlyen, A. "Application of vector fitting to state equation representation of transformers for simulation of electromagnetic transients", IEEE Trans. on PD. , Vol. 13 Issue 3 , Jul 1998 pp. 834 -842
25. Gustavsen, B., "Wide Band Modeling of Power Transformers", IEEE Trans. On PD, Vol.19, No.1, Jan. 2004, pp.414-422
26. Degeneff, R.C., "A general method for determining resonances in transformer windings", IEEE Trans. on PAS., Vol. PAS-96, No.2, March/April 1977
27. Liu, Y., Sebo, S.A., Caldecott, R., Kasten, D.G., Wright, S.E., "Power Transformer Resonance - Measurements and Prediction", IEEE/PES Winter meeting, February 3-7, 1991, paper No.91 WM 048-9 PWRD
28. Software per calcolo matematico, Octave: <http://www.gnu.org/software/octave/>
29. CEA Report 485T1049, "On-line Condition Monitoring of Substation Power Equipment - Utility Needs", Report for the Canadian Electricity association, B.C. Hydro, Ontario Hydro, Transalta Utilities Corporation, December 1996
30. Software commerciale di simulazione elettrica/elettronica, Pspice: <http://www.cadence.com/products/orcad/pages/default.aspx>
31. Lian, G., Ruopin, Y., Pizhang, C., "An Equivalent Magnetization Surface Current Approach of Calculation 3-Dimensional Leakage Fields of a Transformer", IEEE Trans. on PD., Vol. PWRD-2, No.3, July 1987, pp. 817-822
32. Moreau, O., Guillot, Y., "SUMER: A Software For Overvoltage Surges Computation Inside Transformers", Int. Conf. On Electrical Machines, 1998, pp. 965-970
33. Software commerciale di analisi/simulazione FEM: http://www.integratedsoft.com/support/FaqAnswers.aspx?Answer=hardware_config
34. L.V. Bewley: Traveling Waves on Transmission Systems. John Wiley & Sons, New York, 1951. Also Dover Publications.
35. Guida allo studio dei controlli automatici - Lepschy – Viaro ed Patron 2000 Pd
36. Del Vecchio, R.M., Poulin, B., Ahuja, R., "Calculation and Measurement of Winding Disk Capacitances with Wound-in-shields", IEEE Trans. on PD., Vol. 13, No.2, April 1998,
37. Modeling of Pulse Transformers with Parallel- and Non-Parallel-Plate Windings for Power Modulators J. Biela, D. Bortis and J.W. Kolar Power Electronics Laboratory, ETH Zurich Physikstrasse 3 CH-8092, Zurich, Switzerland

38. Dowell, P.L., "Effects of eddy currents in transformer windings", IEE Proc., Vol.113, No. 8, 1966, pp. 1387-1394
39. J., Feser. Christian, K., Mohseni, H. Rahimpour, E., "Modeling of a transformer winding for calculation of its transmission function", *Elektrie*, Vol.54, no.1-2, 2000, pp.18-30
40. J., Feser. Christian, K., Mohseni, H., Rahimpour, E., "Ability of detailed model to diagnose axial displacement of transformer windings", *Electrical-Engineering*, Vol.83, no.1-2, Feb. 2001, pp.55-61
41. Buckow, E., "Berechnung des verhaltens von leistungs-transformatoren bei resonanzanregung und möglichkeiten des abbaus innerer spannungsberhöhungen", Dissertation der Technischen Hochschule Darmstadt, 1986
42. Wagner, K.W., "Oscillations due to Traveling Waves in Transformer Windings" *Arch. Elektrotech.*, Vol.6, 1918, pp. 301-26
43. Wagner, K.W., "Observations on my paper: Oscillations due to Traveling Waves in Transformer Windings", *Arch. Elektrotech.*, Vol.7, 1919, pp. 32-35
44. I Trasformatori, M. Andriolo G. Martinelli, A. Morini, ed Cortina 2000
45. Arturi, C.M., "Transient Simulation and Analysis of a Three-Phase Five-Limb Step-Up Transformer Following an Out-of-Phase Synchronization", *IEEE Trans. on PD*, Jan. 1991, Vol.6, No.1, pp.196-207
46. Power System Transients: Parameter Determination Di Juan A. Martinez-Velasco CRC PRESS 2009
47. IEC TR 60071-4, Insulation Co-ordination-part 4: Computational Guide to Insultion Co-ordination and Modelling of electrical networks, IEC 2004
48. Modeling of Pulse Transformers with Parallel- and Non-Parallel-Plate Windings for Power Modulators J. Biela, D. Bortis and J.W. Kolar
49. Jackson, R.P., "Recent Investigation of Lightning Protective Apparatus", *AIEE Trans.*, Vol.25, 1906, pp.881-926
50. Sokolov, V., Berler, Z., Rashkes, V., "Effective Methods of Assessment of Insulation System Conditions in Power Transformers: A view based on practical experience", *Proceeding from Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Conference*, Oct. 1999, pp. 659-667
51. Weiser, B., Pftzner, H., "Relevance of magnetostriction and forces for the generation of audible noise of transformer cores". *IEEE trans. on magnetic*, Vol.36, No.5, 2000, pp. 3759-3777
52. Bartoletti, C., Desiderio, M., Di Carlo, D., Fazio, G., Muzi, F., Sacerdoti, G., Salvatori, F., "Vibro-acoustic techniques to diagnose power transformers" *IEEE Trans. on PD*, Vol.19, Iss.1, Jan. 2004 pp. 221-229
53. Klerk, P.J., Reynders, J.P., "Winding slackness monitoring as a diagnostic for insulation ageing in oil-paper insulated power transformers" *Eleventh International Symposium on High Voltage Engineering*, 1999. (Conf. Publ. No.467), Vol.1, 23-27 Aug. 1999, pp. 185-188
54. Gabriele Marchesi "Lezioni di Materiali per Ingegneria Elettrica" Libreria Progetto 2000 Pd
55. Wilcox, D.J, Hurley, W.G, Conion, M., "Calculation of self and mutual impedances for coils on ferromagnetic cores", *IEE proc.* Vol.135, Pt.A, No.7, Sept. 1988
56. Edelmann, H., "Anschauliche Ermittlung von Transformator-Ersatzschaltbildern", *Archiv für elektrische Übertragung*, 1959

57. Krähenbühl, Kulicke, Webs, A., "Simulationsmodell eines Mehrwicklungstransformators zur Untersuchung von Sättigungsvorgängen, Siemens Forschungs- und Entwicklungsberichte", 198, Band 12, Heft 4, s. 232-235
58. Wilcox, D.J., "Theory of transformer modeling using modal analysis", IEE Proc.-C, Vol.138, No.2, March 1991, pp. 121-128
59. Wilcox, D.J., McHale, T.P., "Modified theory of modal analysis for the modeling of multilwinding transformers", IEE Proc.-C, Vol.139, No.6, November 1992,pp.505-512
60. Wilcox, D.J., Hurley, W.G., McHale, T.P., Conlon, M., "Application of modified modal theory in the modeling of practical transformers", IEE Proc.-C, Vol.139, No.6, November 1992,pp. 513-520
61. Glaninger, "Modale Parameter der elektrischen Eigenschwingung von Transformatoren", Etz-Archiv, Vol. 6, No. 12, 1984, pp. 399-405
62. Glaninger, "Ersatzschaltbilder zur Berechnung der elektrischen Eigenschwingungen von Transformatoren mit Berücksichtigung der modalen Dämpfung", E&I, Vol. 109, 1992
63. Soysal, A.O., Semlyen, A., "Practical transfer function estimation and its application to wide frequency range representation of transformers", IEEE Trans. on PD., Vol.8, No. 1993, pp. 1627-1637
64. Gustavsen, B.; Semlyen, A. "Application of vector fitting to state equation representation of transformers for simulation of electromagnetic transients", IEEE Trans. on PD. , Vol. 13 Issue 3 , Jul 1998 pp. 834 -842
65. Gustavsen, B., "Wide Band Modeling of Power Transformers", IEEE Trans. On PD, Vol.19, No.1, Jan. 2004, pp.414-422
66. De León - Semlyen COMPLETE TRANSFORMER MODEL FOR ELECTROMAGNETIC TRANSIENTS IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 1, January 1994
67. Chari, M.V.K., D'Angelo, J., Palmo, M.A., Sharma, D.K., "Application of Three-Dimensional Electromagnetic Analysis Methods to Electrical Machines and Devices", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. EC-1, No. 2, June 1986, pp. 145-157
68. E. Tonti, Formulazione Finita delle Equazioni di Campo: Il Metodo delle Celle, XIII Convegno Italiano di Meccanica Computazionale Brescia, 13-15 novembre 2000
69. De Leon, F., Semlyen, A., "Efficient calculation of Elementary Parameters of Transformers", IEEE Trans. on PD, January 1992, Vol.7, No.1, pp. 361-369
70. Gharehpetian, G.B., Mohseni, H., Möller, K., "Hybrid Modeling of Inhomogeneous Transformer Windings for Very Fast Transient Overvoltage Studies", IEEE Trans. on PD., Vol. 13, No. 1, January 1998, pp. 157-163
71. "Guasti per fenomeni di risonanza nei trasformatori in resina" di Bonto-Nori SEA s.p.a.
72. McWhirter, J.H., Fahrkopf, C.D., Steele, J.H., "Determination of Impulse Stresses within Transformer Windings by Computers", AIEE Trans. on PAS, Feb. 1957, Vol.75, pp.1267-1274
73. Dent, B.M., Harthill, E.R., Miles, J.G., "A Method of analysis of transformer impulse voltage distribution using a digital computer", Proc.of the IEE, Vol. 105, No. 23, 1958, pp.445-59
74. Dong, X., Zhu, D., Wang, C., Tan, K., Liu, Y., "Simulation of Transformer PD Pulse Propagation and Monitoring for a 500 kV Substation", IEEE Trans. On Dielect. Ins., Vol. 6, No. 6, December 1999, pp. 803-813

75. Akbari, A., Werle, P., Borsi, H., Gockenbach, E., "Transfer function-based partial discharge localization in power transformers: a feasibility study", *El.Ins.Mag., IEEE*, Vol. 18, Iss. 5, July-August 2002, pp. 5-16
76. Miki, A., Hosoya, T., Okuyama, K., "A calculation method for impulse voltage distribution and transferred voltage in transformer windings", *IEEE Trans.*, Vol. PAS-97, No. 3, May/June 1978, pp. 930-939
77. Degeneff, R.C., McNutt, W.J., Neugebauer, W., Panek, J., McCallum, M.E., Honey, C.C., "Transformer Response to System Switching Voltages", *IEEE Trans. on PAS.*, Vol. PAS-101, No. 6, June 1982, pp. 1457-1470
78. Dent, B.M., Harthill, E.R., Miles, J.G., "A Method of analysis of transformer impulse voltage distribution using a digital computer", *Proc.of the IEE*, Vol. 105, No. 23, 1958, pp.445-59
79. Waldvogel, P., Rouxel, R., "Predetermination by calculation of electric stresses in a winding subjected to a surge voltage", in *Proc. CIGRE*, 1956, Paper No. 126
80. "The J & P transformer book: a practical technology of the power transformer" Martin J. Heathcote, Elsevier LTD 2007, Oxford ISBN-13:978-0-7506-8164-3
81. W.J. McNutt, T.J. Blalock, R.A. Hinton: "Response of Transformer Windings to System Transient Voltages": *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-93 (1974), pp. 457-467.
82. G. B. Garehpetian, "Modellierung von Transformatorwicklungen zur Untersuchung schnellveränderlicher transients Vorgänge", Dissertation, RWTH Aachen und Universität Teheran. 1996.
83. Nothaft, M., "Untersuchung der Resonanzvorgänge in Wicklungen von Hochspannungsleistungstransformatoren mittels eines detaillierten Modells", Dissertation, Technische Hochschule Karlsruhe, 1994
84. Gharehpetian, G.B., "Modellierung von Transformatorwicklungen zur Untersuchung schnellveränderlicher transients Vorgänge", Dissertation, RTWH Aachen und Universität Teheran, 1996
85. Rüdénberg, R., "Electrical shock waves in power systems", Harvard University Press, 1968, 157-158
86. Fergestad, P.I., Henriksen, T., "Inductances for the calculation of transient oscillations in transformer windings", *IEEE Trans.*, 1974, PAS-93, pp. 510-517
87. Wilcox, D.J, Hurley, W.G, Conion, M., "Calculation of self and mutual impedances between sections of transformer windings", *IEE proc.* Vol.136, No.5, Sept. 1989
88. Fergestad, P.I., "Transient oscillations in transformer windings", dissertation, NTH, Norway, 1971
89. Rahimpour Ebrahim, "Hochfrequente Modellierung von Transformatoren zur Berechnung der Übertragungsfunktion", Dissertation, ISBN 3-8265-9227-1, University of Stuttgart, 2001
90. Frimpong, G., Gäfvert, U., Fuhr, J., "Measurement and Modeling of Dielectric Response of Composite Oil/Paper Insulation", *Proc. 5th Int. Conf. On Prop.&App. Of Diel. Mat.*, Seoul ,Korea, May 25-30, 1997, pp.86-94
91. Stein, G.M., "A Study of the Initial Surge Distribution in Concentric Transformer Windings", *IEEE Trans.*, vol. PAS-83, Sept.1964, pp. 877-93
92. Okuyama, K., "Effect of series capacitance on impulse voltage distribution in transformer windings", *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 87, No. 1, 1967,pp. 27-34

93. Ambrozie, "Teilkapazitäten und grundlegende Kapazitäten in Scheibenspulentransformatorwicklungen", *E und M*, Vol. 89, No. 9, 1972, pp. 370-377
94. Ambrozie, "Berechnung der Ersatzkapazität einer Scheibenspule von einer Normalscheibenspule-transformatorwicklung", *Etz-A*, Vol. 93, No. 8, 1972, pp. 446-450
95. Ambrozie, C., "Berechnung der Ersatzkapazität der verschalteten Scheibenspulentransformatorwicklungen", *E und M*, Vol. 92, No. 1, 1975, pp. 23-35
96. Pedersen, A., "On the Response of Interleaved Transformer Windings to Surge Voltages", *AIEE Trans.*, Vol. 82, June 1963, pp. 349-356
97. De, A., Chatterjee, N., "Part winding resonance: Demerit of interleaved high voltage transformer winding", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 147, No. 3, May 2000, pp. 167-174
98. Moreau, O., Guinic, P., Dorr, R., Su, Q., "Comparison Between the High Frequency Characteristics of Transformer Interleaved and Ordinary Disk Windings", *IEEE Trans.*, 2000, pp. 2187-2192
99. Del Vecchio, R.M., Poulin, B., Ahuja, R., "Calculation and Measurement of Winding Disk Capacitances with Wound-in-shields", *IEEE Trans. on PD.*, Vol. 13, No.2, April 1998, pp. 503-509
100. Seitlinger, W.V., "Wirkungsmechanismus der Verschachtelung einer Wicklung" *E & I*, Vol. 108, 1991, pp. 214-220
101. "DRF An Excellent Diagnostic Tool for Power Transformers" 2008 Weidmann Annual Diagnostic Solutions Technical Conference Dr. P. Patel ABB Inc. & Dr. M. Perkins, ABB Inc.
102. Electromagnetic Transient and Dynamic Modeling and Simulation of a StatCom-SMES Compensator in Power Systems Yilu Liu, Paulo F. Ribeiro, Arun G. Phadke, Lamine Mili, Osman Balci
103. High-Frequency Proximity Losses Determination for Rectangular Cross-Section Conductors Anh-Tuan Phung, Gérard Meunier, Olivier Chadebec, Xavier Margueron, and Jean-Pierre Keradec Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, ENSIEG-BP, Grenoble 46-38402, France
104. Ferreira, J.A., "Appropriate modeling of conductive losses in the design of magnetic components", *IEEE Trans.*, 1990, pp. 780-785
105. Ferreira, J.A., "Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Components", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 9, No. 1, January 1994, pp. 127-131
106. De Leon, F., Semlyen, A., "Time Domain Modeling of Eddy Current Effects for Transformer Transients", *IEEE Trans. on PD*, January 1993, Vol.8, No.1, pp. 271-280
107. De Leon, F., Semlyen, A., "Detailed Modeling of Eddy Current Effects for Transformer Transients", *IEEE Trans. on PD*, April 1994, Vol.9, No.2, pp. 1143-1150
108. M., Popov, L., van der Sluis, G. C., Paap, H., De Herdt, "Analysis of voltage distribution in transformer windings during circuit breaker prestrike", International power system transients (IPST 2009) in Kyoto, Japan 3-6,2009
109. Musil, Preininger, Shopper, Wenger "Voltage stress produced by aperiodic and oscillating system overvoltages in transformer windings" *IEEE Trans. on PD*, Vol PAS-100 N 1, January 1981
110. Stoll, R. L., "The Analysis of Eddy Currents", Clarendon Press, Oxford, 1974

111. Lammeraner, J., Staffl, M., "Eddy Currents", The Chemical Rubber Co. Press, Cleveland, 1966
112. Urling, A.M., Niemela, V.A., Skutt, G.R., Wilson, T.G., "Characterizing high frequency effects in transformer windings - A guide to significant articles", IEEE Trans., 1989, pp. 373-385
113. Dietrich, W., "Berechnung der Wirbelstromverluste von transformatorwicklungen unter Berücksichtigung des tatsächlichen Streufeldverlaufes", ETZ-A, Vol. 46, No. 4, 1961, pp. 209-222
114. Mombello, E.E., "Modeling of a coil system considering frequency-dependent inductances and losses; I. Analysis of the impedance matrix characteristics", El. Eng. Springer Verlag, Vol. 84, 2002, pp. 3-10
115. Mombello, E.E., "Modeling of a coil system considering frequency-dependent inductances and losses; II. Equivalent circuit synthesis", El. Eng. Springer Verlag, Vol. 84, 2002, pp. 11-19
116. Paolucci Antonio. "Lezioni di trasmissione dell'energia elettrica" CLEUP Editore 1998-Pd
117. Cornick, Filliat, Kieny, Muller, "Distribution of very fast transient of overvoltages in transformers windings" CIGRE session report 12-204 1992
118. Programma di calcolo matematico: www.scilab.org
119. Dugan, R.C., Gabrick, R., Wright, J.C., Patten, K.W., "Validated Techniques for Modeling Shell Form EHV Transformers", IEEE Trans. on PD, April 1989, Vol.4, No.2, pp.1070-1078
120. TSILI, KLADAS, GEORGILAKIS, SOUFLARIS, G. PAPANIGAS "Wound Core Power Transformer Design: Classical Methodology and Advanced Magnetic Field Analysis Techniques Advanced Research Workshop on Modern Transformers. 28 -30 October 2004. Vigo – Spain
121. Moreau, R. Michel, T. Chevalier, G. Meunier, M. Joan, J. B. Delcroix 3D High Frequency Computation of Transformer R, L Parameters Seoul Korea June 2004
122. An Equivalent Complex Permeability Model for Litz-Wire Windings Xi Nan and Charles R. Sullivan, Found in Fortieth IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Oct. 2005, pp. 2229–2235
123. Poorvi Patel, "DRF An excellent diagnostic tool for power transformers" ABB inc. & Mark Perkins, ABB Inc.
124. Lyle, Phil. Mag., Vol. 3, 1902
125. Grover, Inductance Calculations: Working Formulas and Tables, Instrument Society of America, New York 1973
126. Grover, F.W., Inductance Calculations. "Working Formulas and Tables", D. van Nostrand company Inc., 1946.
127. Maxwell, J. C., A Treatise on Electricity and Magnetism, Dover Publications INC, New York, 1954 (reprint from the original from 1873).
128. Grover, F. W., The calculation of the mutual inductance of circular laments in any desired positions," Proceedings of the I.R.E., Oct. 1944.
129. Antonio Chiffi "Analisi matematica volume 2" editrice Alceo 1983 Padova
130. G. Riccardi "Calcolo Differenziale Ed Integrale" edizione Springer Milano 2004
131. Maria Morandi Cecchi "Introduzione al calcolo numerico" Prog. Leonardo Bologna 2001

132. Corrado Zanella "Geometria: Teoria ed Esercizi" Progetto Leonardo Bologna 2002
133. Power systems electromagnetic transients simulation Di N. R. Watson, J. Arrillaga
134. "MUTUAL INDUCTANCE AND FORCE EXERTED BETWEEN THICK COILS" R. Ravaud, G. Lemarquand and V. Lemarquand, Author manuscript, published in "Progress In Electromagnetics Research 102 (2010) 367-380"
135. S. I. Babic and C. Akyel, "Calculating mutual inductance between circular coils with inclined axes in air," IEEE Trans. Magn., vol. 44(7), pp. 1743–1750, 2008.
136. Optimizing the AC Resistance of Multilayer Transformer Windings with Arbitrary Current Waveforms William Gerard Hurley, Senior Member, IEEE, Eugene Gath, and John G. Breslin, Student Member, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 15, NO. 2, MARCH 2000
137. Computationally Efficient Winding Loss Calculation with Multiple Windings, Arbitrary Waveforms, and Two-Dimensional or Three-Dimensional Field Geometry Charles R. Sullivan, Member, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 16, NO. 1, JANUARY 2001
138. Simplified High-Accuracy Calculation of Eddy-Current Losses in Round-Wire Windings Xi Nan C. R. Sullivan Found in IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 2004, pp. 873–879.
139. Analytical Method for Generalization of Numerically Optimized Inductor Winding Shapes Jiankun Hu C. R. Sullivan Found in IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 1999, pp. 568–573
140. Model of Laminated Iron-Core Inductors for High Frequencies Gabriele Grandi, Member, IEEE, Marian K. Kazimierczuk, Senior Member, IEEE, Antonio Massarini, Member, IEEE, Ugo Reggiani, Member, IEEE, and Giuseppe Sancineto TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 40, NO. 4, JULY 2004
141. TIME DOMAIN MODELING OF EDDY CURRENT EFFECTS FOR TRANSFORMER TRANSIENTS Francisco de Leon Adam Semlyen IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, NO. 1, JmUW 1993.
142. 3D eddy current computation with edge elements in terms of the electric intensity N.A. Goliias, C.S. Antonopoulos, T.D. Tsiboukis and E.E. Kriezis Department of Electrical and Computer Engineering, Aristotle University of Thessaloniki, Thessaloniki, Greece
143. The electric power engineering handbook Di Leonard L. Grigsby IEEE Press CRC Press 2000 USA
144. N.Femia, P.Lamberti, G.Spagnuolo, M.Vitelli: "Resistive losses of conductors carrying SMPS current waveforms", proc. of 2002 IEEE WCPE, pp. 47 -52.
145. M. Vitelli : "Time-domain analysis of proximity effect current driven problems", accepted to COMPUMAG 2003, July 13 - 17, Saratoga Springs, New York, USA
146. A Frequency Domain Transformer Model for Simulating Fast Transient Overvoltages. VENEGAS, J.L. GUARDADO, E. MELGOZA, A. GONZALEZ Department of Electrical Engineering Instituto Tecnológico de Morelia, Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Power Systems, Lisbon, Portugal, September 22-24, 2006
147. Arfken, G. "Neumann Series, Separable (Degenerate) Kernels." §16.3 in Mathematical Methods for Physicists, 3rd ed. Orlando, FL: Academic Press, pp. 879-890, 1985.
148. Kim, K. B., E. Levi, Z. Zabar, and L. Birenbaum, Mutual inductance of noncoaxial circular coils with constant current density," IEEE Trans. Mag., Vol. 33, No. 5, 3916{3921, Sep. 1997.
149. "Low frequency electromagnetic design" Michael P. Perry ed. 1985 M. Dekker Inc. USA

150. "Numerical modelling of eddy currents" Andrzej Krawczyk, J. A. Tegopoulos Oxford University Press 2004
151. "Equazioni a Derivate Parziali: Complementi Ed Esercizi" Sandro Salsa, Gianmaria Verzini ed Springer Milano 2005
152. Sito scientifico applicativo: www.wolfram.com
153. M. Abramowitz and I. A. Stegun "Handbook of mathematical functions" Issued June 1964 Tenth Printing, December 1972, with corrections.
<http://www.math.sfu.ca/~cbm/aands/intro.htm#006>
154. Robert M. Del Vecchio, Bertrand Poulin "Transformer design principles: with applications to core-form power transformers" New York 2002 Taylor & Francis
155. Guarnieri Stella "Principi ed applicazioni di elettrotecnica" vol. primo Ed Progeto 2002
156. Abetti "Correlation of forced and free oscillations of coils and windings" IEEE pas december 1959 pp 986-996
157. Abetti, Maginniss "Fundamental oscillations of coils and windings" IEEE pas february 1954, pp 1-10
158. Abetti, Maginniss "Natural frequencies of coil and windings determined by equivalent circuit" IEEE pas 1953 pp 495-504
159. "Structure-vibration Analysis of a Power Transformer (154kV/60MVA/Single Phase)" Young-Dal Kim, Jae-Myung Shim, Woo-Yong Park, Sung-joong Kim, Dong Seok Hyun, and Dae-Dong Lee International Journal of Electrical Power and Energy Systems Engineering 2:4 2009
160. Using Transformer Parasitics for Resonant Converters – A Review of the Calculation of the Stray Capacitance of Transformers J. Biela, J. W. Kolar Power Electronic Systems Laboratory (PES), ETH Zurich Zurich, Switzerland
161. Analysis of high frequency oscillations in voltage transformer Y. Shibuya, K. Wada, H. Muto
162. Experimental and Theoretical Analysis of Vacuum Circuit Breaker Prestrike Effect on a Transformer Marjan Popov, Senior Member, IEEE, René Peter Paul Smeets, Fellow, IEEE, Lou van der Sluis, Senior Member, IEEE, Hans de Herdt, and Jan Declercq, Member, IEEE. IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 24, NO. 3, JULY 2009
163. http://www.newtons4th.com/docs/PSM1700_35.pdf
164. http://www2.tek.com/cmsreplive/psrep/13456/55W_14869_14_2010.07.02.14.27.11_13456_EN.pdf
165. <http://us.fluke.com/fluke/usen/Power-Analyzers/Fluke-Norma-4000-5000.htm?PID=56163>
166. W. STEIN, W. MÜLLER, K. MÖLLER, U. BRANTL, A. CLAUDI, P. GLANINGER, J. KOTSCHNIGG, C.A.NEINENS, "Oscillatory Switching Voltages and Relevant Response of HV Power Transformers", Cigré Paper 12-03, August/September 1984, pp. 1-8
167. 43]K. NAKANISHI, S. FUJITA, H. KURITA, A. KISHI, Y. SHIBUYA, "High Frequency Voltage Oscillation in Transformer Windings and Electrical Breakdown Properties of Interturn Insulation Immersed in Oil at VFT Voltage", IEEE Conf. on Electr. Ins. and Diel. Phen., Minneapolis, October 1997, pp. 490-493
168. K. STIMPER, G. ACKERMAN, J. EHRLER, R. MAIER, K. SCHEIBE, "Transient Overvoltages in Low-Voltage Systems - A Field Study in Germany", IEEE Electr. Ins. Magazine Vol. 14 No. 4, July/August 1998, pp. 15-22