

# Università degli Studi di Genova



**Scuola Politecnica di Genova - Dipartimento DITEN**

**Ing. Davide Cordano**

**TESI DI DOTTORATO IN INGEGNERIA ELETTRICA**

**“PROGETTAZIONE REALIZZAZIONE E MESSA IN ESERCIZIO DI  
SISTEMI INNOVATIVI PER LA MISURA DI SCARICHE PARZIALI”**

**Tutor:** *Chiar.mo Prof.Ing. Francesco Guastavino*

## Prefazione

La tesi in oggetto tratta sistemi di misura innovativi di scariche parziali, per tale motivo nella prima parte sarà analizzato l'argomento da un punto di vista teorico generale. Sarà discusso il fenomeno delle scariche parziali, analizzando il comportamento nei sistemi di isolamento in presenza di tale attività.

Verranno inoltre discussi i diversi metodi di misura, compreso il metodo considerato convenzionale e diverse tipologie di metodi di misura basati su segnali sia condotti che irradiati.

Ci sarà anche una parte di tesi dedicata alla descrizione e ai punti salienti di alcune norme tecniche che definiscono i circuiti di misura.

L'attività di ricerca vera e propria, invece, si è focalizzata sulla realizzazione, ottimizzazione e messa in servizio di due diversi sistemi di diagnostica predittiva, in grado di fornire informazioni sullo stato di "salute" dell'apparecchiatura elettrica in esame.

I due sistemi sono distinti principalmente come tipo di segnale captato; il primo è basato su segnali di tipo irradato, essendo un sensore elettromagnetico da montare direttamente sull'apparecchiatura da monitorare.

Il secondo sistema invece si basa su segnali di tipo condotto, attraverso sensori di tipo CLAMP: sono stati studiati sia sensori ferromagnetici (ferriti) che sensori lineari (bobine di Rogowski).

La diversità tra i sistemi verrà analizzata nel corso della tesi.

Per quel riguarda la messa in servizio i sistemi sono stati installati su due pale eoliche, per far questo sono state svolte campagne di misure a bordo navicella eolica per giungere all'ottimizzazione dei sistemi di misura.

E' stato anche implementato un sistema di acquisizione remota delle misure a bordo pala per poter monitorare nel tempo l'andamento delle misurazioni.

La mia tesi di dottorato è complementare ad altri due lavori di dottorato, l'ing. Fabio Rossi si è occupato della progettazione e realizzazione della componentistica elettronica e, insieme a me, della

messa in esercizio dei sistemi, mentre l'ing. Christian Gianoglio era responsabile del sistema di acquisizione remota e l'analisi software delle misure (sia in laboratorio che in campo).

Il mio studio, oltre ad unire i due precedenti, mira ad ottimizzare sia la parte di sensoristica, intesa come captatore, sia la parte di ottimizzazione della parte di elaborazione del segnale, dalle bande passanti dei sensori al livello di amplificazione del segnale; la pulizia della misura (in termini anche meramente di rapporto SNR) e altri fattori che verranno presentati durante la tesi.

*Dedicato alle persone con le quali sto percorrendo la strada della mia vita;*

*Roberta*

*La mia Famiglia*

*La mia nuova Famiglia*

*Gli Amici veri*

# INDICE

## Sommario

CAPITOLO 1 -INTRODUZIONE.....	4
1.1 PROGETTO DI RICERCA.....	5
1.2 OBIETTIVO DELLA TESI .....	8
CAPITOLO 2 – LE SCARICHE PARZIALI.....	9
2.1 TIPOLOGIE DI SCARICHE .....	12
2.1.1 SCARICHE PARZIALI INTERNE .....	12
2.1.2 SCARICHE PARZIALI ESTERNE .....	15
2.1.3 CONSIDERAZIONI SULLE SCARICHE .....	18
2.1.4 IMPULSO DI CORRENTE ASSOCIATO ALLA SCARICA.....	18
2.1.5 MISURE DELLE SCARICHE PARZIALI ON-LINE E OFF-LINE .....	20
CAPITOLO 3 – LA NORMA IEC 60270 (CEI EN 60270).....	24
3.1 CONTENUTO E CAMPO DI APPLICAZIONE DELLA NORMATIVA .....	24
3.2 PRINCIPALI GRANDEZZE DEFINITIVE DALLA NORMATIVA.....	25
3.3 CIRCUITI DI PROVA.....	31
3.4 STRUMENTI DI MISURA.....	34
3.5 SISTEMI DI MISURA A BANDA LARGA .....	36
3.6 SISTEMI DI MISURA A BANDA STRETTA .....	40
3.7 LIMITI NELLA MISURA DELLE SP CONDOTTE SECONDO NORMATIVA .....	41
3.8 PD PATTERN .....	42
CAPITOLO 4 – CENNI TEORICI .....	44
4.1 SISTEMI DI ISOLAMENTO DI TIPO 1 E DI TIPO 2 .....	44
4.2 CENNI TEORICI SULLA PROPAGAZIONE DELLE ONDE.....	46
4.2.1. ANALISI DEL FENOMENO DELLE SOVRATENSIONI .....	51
4.3 METODI ALTERNATIVI PER IL RILIEVO E LA LOCALIZZAZIONE DELLE SCARICHE PARZIALI ....	55
4.3.1. RILIEVO DELLE SCARICHE PARZIALI CON METODI ACUSTICI .....	56
4.3.2. RILIEVO DELLE SCARICHE PARZIALI CON METODI OTTICI .....	58
4.3.3. RILIEVO DELLE SCARICHE PARZIALI CON IL METODO DEI GAS DISCIOLTI .....	59
4.3.4. RILIEVO DELLE SCARICHE PARZIALI CON IL METODO ELETTROMAGNETICO (UHF ESTERNI ED INTERNI) .....	61
4.3.5. RILIEVO DELLE SCARICHE PARZIALI CON SENSORI PER RF .....	63
4.4 SCARICHE PARZIALI NELLE MACCHINE ROTANTI ALIMENTATE DA INVERTER .....	66
4.5 LA NORMA IEC 61934.....	69
4.5.1 DEFINIZIONI DI GRANDEZZE SIGNIFICATIVE.....	69
4.5.2 MISURA DEGLI IMPULSI DELLE SCARICHE PARZIALI.....	70
4.6 TIPOLOGIE DI CIRCUITI PER MISURE DI SCARICHE PARZIALI NON NORMATE .....	71

4.6.1 VERIFICHE DI SENSIBILITA' DEL SISTEMA DI MISURA.....	75
4.7 TEORIE DELLE ANTENNE.....	78
4.7.1 CORRENTE E TENSIONE.....	78
4.7.2 IRRADIAZIONE DELL'ANTENNA.....	80
4.7.3 RADIATORE ISOTROPICO E DIPOLO ELEMENTARE.....	83
4.7.4 DIAGRAMMI DI RADIAZIONE.....	84
4.7.5 CARATTERISTICHE DELL'ANTENNA.....	85
4.8 SENSORI AD INDUZIONE.....	96
4.8.1. PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO.....	96
4.8.2. MATERIALI MAGNETICI.....	99
4.8.3 HFCT PER LA MISURA DELLE SCARICHE PARZIALI.....	103
4.9 IMPIANTI EOLICI.....	105
4.9.1. PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DI UN AEROGENERATORE.....	108
4.9.2. TIPOLOGIE DI TURBINE EOLICHE.....	110
4.9.3 TURBINE AD ASSE VERTICALE.....	110
4.9.4 TURBINE AD ASSE ORIZZONTALE.....	113
4.9.5 COSTI DELL'ENERGIA EOLICA.....	114
4.9.6 PRINCIPALI COMPONENTI DI UN AEROGENERATORE.....	116
4.9.7 SISTEMI DI GENERAZIONE.....	121
4.10 TRASFORMATORI CAST RESIN.....	133
4.10.1 CENNI COSTRUTTIVI.....	136
4.10.2 PRINCIPALI CAUSE DI MALFUNZIONAMENTO.....	141
4.11 SONDA DI ROGOWSKI.....	144
4.11.1 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO.....	144
4.11.2 METODI DI INTEGRAZIONE.....	146
4.11.3 ANELLO "DI RITORNO".....	147
CAPITOLO 5 - PROGETTAZIONE E COSTRUZIONE SENSORISTICA.....	148
5.1 ANTENNE.....	148
5.1.1 PROGETTAZIONE E COSTRUZIONE ANTENNE.....	148
5.1.2 PROVE IN CAMPO.....	167
5.2 FERRITI.....	179
5.2.1 CIRCUITI DI PROVA.....	179
5.2.2 DIMENSIONAMENTO HFCT.....	188
5.3 SONDA DI ROGOWSKI.....	218
5.3.1 ESPRESSIONI PER CALCOLARE I PARAMETRI GEOMETRICI.....	220
5.3.2 SCELTA DELL'ARCHITETTURA.....	221
5.3.3 COSTRUZIONE DELLA SONDA E ANALISI IN FREQUENZA.....	223
5.3.4 PROVE CON IMPULSI DI CALIBRAZIONE.....	225

CAPITOLO 6 – SISTEMA SU IMPIANTO PILOTA.....	229
6.1 TURBINE EOLICHE VESTAS .....	229
6.2 SISTEMA DI MONITORAGGIO.....	235
6.3. MONITORAGGIO TEMPORALE DA REMOTO .....	240
CAPITOLO 7. CONCLUSIONI.....	243
CAPITOLO 8. SVILUPPI FUTURI .....	245
CAPITOLO 9. BIBLIOGRAFIA .....	246

## CAPITOLO 1 -INTRODUZIONE

I sistemi elettrici sono composti da componenti e macchine elettriche, e le parti a potenziale differente vengono separate tramite opportuni sistemi di isolamento costituiti da materiale dielettrico di diverso tipo. Questi materiali isolanti durante il normale funzionamento sono soggetti a invecchiamento dovuto ad una serie di fattori esterni come: sollecitazioni elettriche (sovratensioni, ecc.), meccaniche (torsioni, vibrazioni, ecc.), termiche e ambientali (umidità, raggi UV, ecc.). Suddette sollecitazioni possono portare con il tempo alla formazione o all'aumento dell'attività di scariche parziali (SP) all'interno del sistema di isolamento stesso. La presenza di scariche parziali oltre che provocare un degrado del sistema di isolamento può portare alla scarica totale con conseguente disservizio del sistema elettrico in questione. In particolare la presenza di scariche parziali in aria provoca la formazione di ozono che a sua volta causa l'invecchiamento del materiale dielettrico. Il fuori servizio di un intero sistema, ma anche solo di un singolo elemento, comporta un considerevole danno economico; si pensi ad esempio a un fermo nave o all'arresto di un sistema di produzione energetica. Prevedere un guasto di un'apparecchiatura non è possibile facendo solamente considerazioni a priori, infatti motori identici possono comportarsi in modo totalmente diverso se sottoposti a condizioni ambientali differenti. Ad esempio, nel caso di un motore alimentato tramite inverter, il manifestarsi di un guasto a livello dell'isolamento può essere dovuto agli stress di tipo elettrico a cui è soggetto, che possono essere amplificati dall'accumularsi di sporcizia a causa dell'ambiente in cui sta operando. Per eseguire quindi una manutenzione programmata efficiente, e scongiurare guasti improvvisi, sarebbe necessario disporre di una diagnostica di tipo predittivo, che sia in grado di identificare, all'interno dell'impianto quali siano le criticità individuando le macchine ed i componenti sui quali eseguire una manutenzione mirata e supportata dal sistema diagnostico stesso e quindi del tipo CBM (Condition Based Maintenance).

## 1.1 PROGETTO DI RICERCA

Il progetto di ricerca proposto è relativo allo studio e alla analisi dei problemi inerenti alla misura delle scariche parziali con diversi metodi di misura e diversi sistemi di prova applicati a diversi tipi di impianti. Ci si propone di analizzare sistemi di misura sia relativi a segnali condotti che irradiati.

Le misure di SP possono essere eseguite con il sistema di alimentazione fuori servizio (OFF-Line) oppure ON-Line con il sistema normalmente alimentato. Le misure OFF-Line e ON-Line forniscono informazioni diverse e in qualche modo complementari; entrambe le tecniche hanno specifici vantaggi e svantaggi. In particolare le misure ON-Line sono affette da maggiori problemi legati al rumore ed ai fenomeni di cross-talk ma si riferiscono a condizioni nominali di servizio mentre le misure OFF-Line risultano più dettagliate ma vengono eseguite con macchine e componenti in diverse condizioni rispetto a quelle nominali di servizio.

Per quanto riguarda le misure di tipo ON-LINE saranno messi a punto sistemi per la misura delle scariche parziali tramite trasduttori per segnali condotti e irradiati che permetteranno di effettuare misurazioni del fenomeno di scarica all'interno sia macchine rotanti che di apparecchiature elettriche in genere.

Saranno analizzati apparecchiature e impianti di diverso tipo con esigenze molto diverse di misura dell'attività di scarica.

Nel caso della generazione eolica sono utilizzati generatori da qualche decina di kWh fino a qualche MWh, quindi si possono trovare avvolgimenti in filo o in piattina.

Gli avvolgimenti in filo sono detti "random wound" e sono utilizzati nelle macchine sottoposte a tensioni alternate sinusoidali con valore efficace  $< 700$  V, tali avvolgimenti sono montati su macchine predisposte per non essere soggette ad attività di scariche parziali.

Sarà trattato più avanti il fenomeno di riflessione dell'alimentazione dovuta alle tensioni alternate prodotte attraverso uso di inverter; tale fenomeno comporta sollecitazioni al sistema di isolamento.

In questo tipo di avvolgimenti l'esigenza è quella di effettuare misure di tipo ON/OFF essendo in normale funzionamento sistemi esenti da scariche parziali.

Gli avvolgimenti in piattina denominati "form wound" sono utilizzati in macchine con tensioni sinusoidali con valore efficace  $\geq 700$  V; questi ultimi anche in condizioni normali di funzionamento sono soggetti a fenomeni di scariche parziali e pertanto il loro isolamento è realizzato tramite impregnazione realizzata con diverse tecniche.

Per esempio esiste la tecnica VPI (Vacuum Pressure Impregnation) o Resin Rich, con materiali ad alta rigidità dielettrica quali mica, resine epossidiche.

In questo caso l'esigenza è quella di effettuare delle misure di analisi del trend del fenomeno nel tempo.

L'evoluzione temporale e l'individuazione morfologica dei siti di scarica può portare al fermo macchina per interventi manutentivi che possano essere programmati in funzione del grado di pericolosità dei fenomeni in atto.

L'evoluzione temporale può essere studiata mediante sistemi di misura ON-LINE e OFF-LINE con la differenza di cui si è detto in precedenza.

Anche la disposizione dei trasduttori andrà ottimizzata in funzione del tipo di apparecchiatura e del tipo di impianto. La diversa disposizione a livello di impianto dei trasduttori di segnale può permettere di misurare diverse grandezze ed isolare componenti di impianto soggetti ad attività di scarica

Si tratta di applicazioni dove in spazi molto limitati sono presenti apparecchiature elettriche ed elettroniche di ogni tipo (generatore, trasformatore, inverter, ponte a diodi, ecc.). Queste misure saranno soggette a molto rumore ed il sistema di acquisizione (sensore, filtro, amplificatore) andrà ottimizzato per i livelli richiesti per la misura del rapporto segnale/rumore.

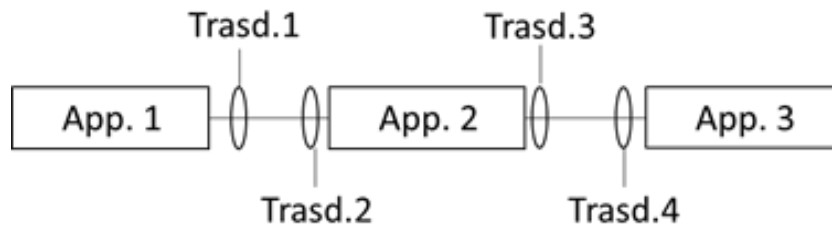


Fig.1.1 schema a blocchi funzionale

Confrontando i segnali misurati da ciascun trasduttore può essere possibile identificare quale delle apparecchiature interconnesse o no presenta attività di scarica superiore alle altre. Per esempio se il trasd.3 misura un segnale inferiore al trasd.4, identifica che l'app.3 è soggetto a maggiore attività di scarica.

Parte del progetto riguarda anche l'individuazione di tecniche di "triangolazione" che consentano di localizzare il sito di scarica all'interno dell'apparecchiatura o del sistema sotto esame.

Verranno ottimizzati ed analizzati i circuiti elettronici per il condizionamento del segnale sia per ciò che riguarda l'amplificazione che il filtraggio, con opportuna scelta dei valori di taglio delle diverse bande passanti.

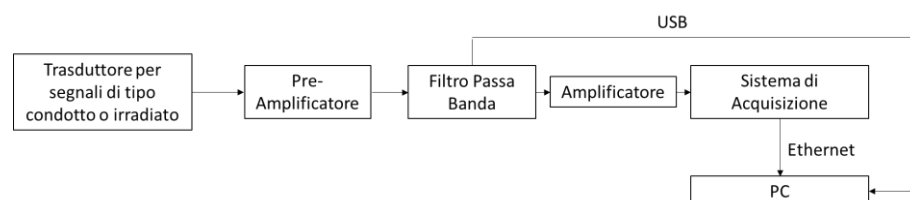


Fig. 1.2 Schema a blocchi sistema di misura e acquisizione

Saranno ottimizzati il sistema di Pre-amplificazione, amplificazione e il filtro Passa Banda.

Per quanto riguarda l'ottimizzazione del trasduttore per segnali di tipo condotto o irradiati, saranno studiati e provati sensori di diverso genere; per le misure di tipo condotto saranno considerati sia trasformatori per medie frequenze che resistenze a basso valore di resistenza; mentre per misure di tipo irradiato saranno considerati sensori elettromagnetici (antenne) e sensori di tipo capacitivo.

In seguito all'ottimizzazione dei componenti del sistema di misura sarà effettuata in loco la messa a punto della loro disposizione.

I sensori andranno montati in prossimità delle macchine ed apparecchiature soggette a misurazione; ad esempio nel caso della generazione eolica dovranno essere posizionati in ambienti di volume ridotto, difficilmente accessibili e spesso in luoghi dove il personale non può accedere mentre la macchina è in funzione.

Questo problema andrà risolto realizzando sistemi per la comunicazione dei suddetti apparecchi attraverso trasmissione di dati utilizzando la rete Ethernet oppure attraverso sistemi in fibra ottica (soluzioni da analizzare a seconda dei casi).

## 1.2 OBIETTIVO DELLA TESI

La tesi in oggetto ha come obiettivo quello di ottimizzare e installare su due impianti eolici un sistema remoto per la misura di scariche parziali basato su diversi sensori e diversi sistemi di misura. Codesti sensori sono basati sia sulla rilevazione di segnali di tipo condotto che di tipo irradiato.

Il sistema per la misura di scariche irradiate è brevettato dallo spin off Diasol dell'Università di Genova, chiamato SolBox<sup>®</sup>.

I sistemi di misura sono stati progettati e ottimizzati in laboratorio sia a livello di sensore di captazione che di elaborazione del segnale misurato.

L'obiettivo della tesi è finalizzato ad arrivare a un sistema di misura che consenta di effettuare una diagnostica predittiva efficiente che tenga anche conto della possibile commercializzazione del prodotto e quindi del contenimento dei costi.

## CAPITOLO 2 – LE SCARICHE PARZIALI

Si definiscono scariche parziali tutti quei fenomeni di scarica che non cortocircuitano completamente i terminali a cui è applicata la tensione ma interessano solo parzialmente il dielettrico interposto tra questi. In pratica le scariche parziali altro non sono che fenomeni dovuti al parziale cedimento dell'isolamento causato da un eccessivo gradiente di potenziale elettrico.

Normativa di riferimento per la misura delle scariche parziali è la CEI EN 60270 che definisce le scariche parziali come:

*“Scarica elettrica localizzata che attraversa solo parzialmente l'isolamento tra conduttori e che può essere o non adiacente a un conduttore. “*

A tale definizione la normativa fa seguire opportune precisazioni al fine di inquadrare il fenomeno precisando che le scariche parziali sono generalmente una conseguenza di concentrazioni locali di sollecitazioni elettriche nell'isolamento o sulla superficie dell'isolamento. In genere, tali scariche compaiono come impulsi di durata sensibilmente inferiore a 1  $\mu$ s.

“L'effetto corona” è una forma di scarica parziale che si verifica in gas (es. aria) intorno a conduttori lontani da isolamento solido o liquido. Le scariche parziali sono spesso accompagnate dall'emissione di suono, luce, calore e da reazioni chimiche.

Le scariche parziali sono dovute ad anomalie localizzate del campo elettrico. In tali anomalie il valore del campo elettrico è tale da superare il limite di rigidità dielettrica dell'isolamento interposto portando ad una scarica localizzata. Generalmente a causa delle non uniformità nella distribuzione spaziale del campo elettrico e dei possibili difetti dei dielettrici, i valori di potenziale richiesti alla geometria elettrodica per innescare il fenomeno di scarica parziale sono molto inferiori al valore richiesto per avere una scarica completa del dielettrico. Il fenomeno delle scariche parziali in ogni caso provoca delle scariche elettriche localizzate le quali mettono in gioco una

determinata quantità di energia funzione dell'intensità della carica e della capacità della porzione del dielettrico interessato. Tale energia, rilasciata in geometrie dell'ordine di qualche millimetro, in tempi dell'ordine dei nanosecondi mette in gioco, elevate densità di potenza che innalzano la temperatura del punto di scarica interessato. Tale innalzamento di temperatura provoca variazioni chimiche e fisiche delle strutture circostanti che possono subire mutamenti temporanei o permanenti.

In tale contesto è necessaria una classificazione dei comuni materiali isolanti in due categorie le quali possano tener conto delle conseguenze temporanee e permanenti di un arco elettrico. In base al comportamento chimico e fisico dei comuni materiali costituenti gli isolamenti delle apparecchiature elettriche si dividono i materiali in "Autoripristinanti" e "Non autoripristinanti".

I materiali autoripristinanti sono materiali i quali, per loro natura, in seguito ad un arco elettrico modificano temporaneamente le proprie caratteristiche fisiche e chimiche ma una volta terminata la scarica, le ripristinano completamente ritornando allo stato chimico e fisico precedente la scarica.

I materiali non autoripristinanti, invece, a seguito di una scarica elettrica subiscono trasformazioni chimiche e fisiche permanenti che generalmente ne inficiano le proprietà dielettriche.

Risulta evidente che, mentre per i materiali autoripristinanti il fenomeno delle scariche parziali può essere considerato innocuo, per i materiali non autoripristinanti esso costituisce un degrado dell'isolamento con conseguente irreversibile perdita di proprietà isolante del complessivo sistema isolante.

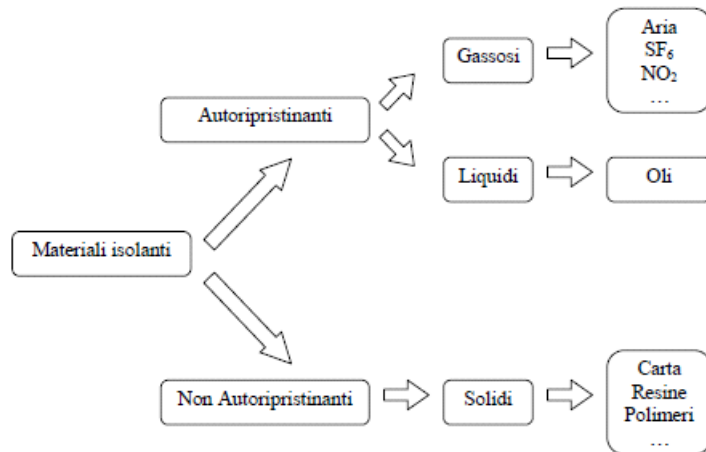


Fig 2.1 Tipologie di materiali isolanti

In molti casi pratici l'isolamento dielettrico è composto da una parte appartenente all'oggetto in senso stretto (dielettrico interno) e da una parte propria dell'ambiente in cui l'oggetto risulta collocato (dielettrico esterno).

Un caso pratico è il caso di oggetti collocati in ambienti liquidi oppure gassosi dove il dielettrico dell'ambiente costituisce una parte fondamentale dell'isolamento.

Per tali configurazioni, l'isolamento proprio dell'oggetto deve essere coordinato con l'ambiente circostante onde evitare che il cedimento del dielettrico esterno provochi il collasso dell'intero sistema.

Essendo tipicamente il dielettrico ambientale di tipo autoripristinante mentre quello proprio all'oggetto di tipo non autoripristinante, si avrà che scariche parziali nell'uno oppure nell'altro mezzo non avranno la stessa capacità degradante. Si suddividono quindi le scariche parziali in due sottofamiglie, una legata alle scariche parziali interne e l'altra legata alle scariche parziali esterne all'oggetto in esame.

Si avranno dunque le seguenti categorie di scariche parziali:

- Scariche all'interno del dielettrico: Scariche interne
- Scariche all'esterno del dielettrico: Scariche superficiali, scariche di tipo "Corona"

## 2.1 TIPOLOGIE DI SCARICHE

### 2.1.1 SCARICHE PARZIALI INTERNE

Durante la fase di lavorazione di un dielettrico [25], specialmente se solido, rimangono intrappolate delle impurità, quali particelle di materiale estraneo, oppure inclusioni di gas. Tali impurità spesso presentano rigidità dielettrica inferiore a quella del dielettrico circostante, rigidità che può essere superata con valori di campo inferiori a quelli che interesserebbero il dielettrico circostante. Inoltre il campo elettrico presenta localmente, in corrispondenza delle inclusioni, valori più elevati rispetto alle zone circostanti. Il tutto si traduce in una scarica limitata alla regione di spazio che delimita l'inclusione.

Per fornire una spiegazione più chiara del fenomeno si può far ricorso al circuito equivalente della cavità:

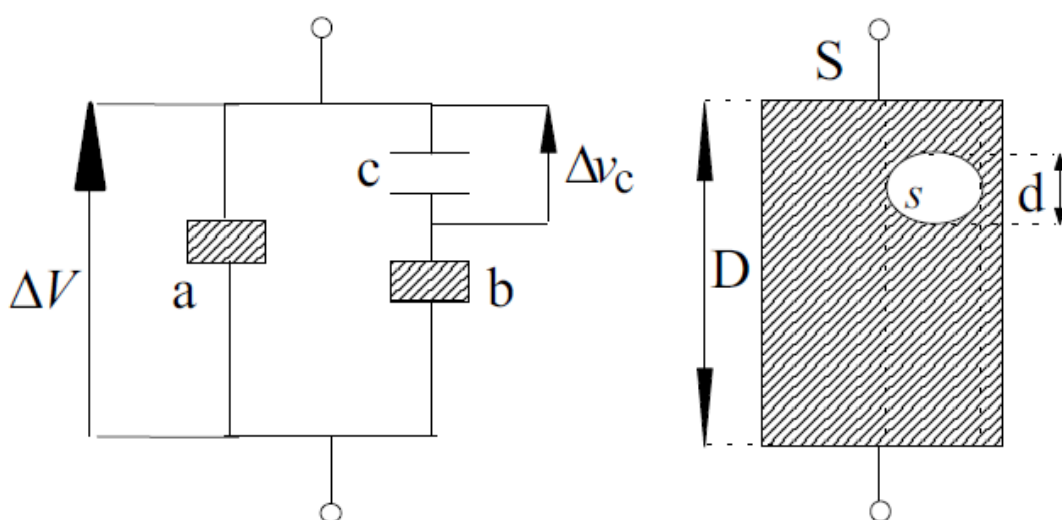


Fig. 1.2 Circuito equivalente di una cavità all'interno del dielettrico

Introducendo l'ipotesi semplificativa che  $d \ll D$  e che quindi nella cavità non si ha deformazione delle linee di campo, si può assumere che:

$$E_c = \epsilon_r E_a \quad Eq. 2.1$$

Dove  $E_a$  è il campo nel dielettrico circostante il vacuolo e  $\epsilon_r$  la costante dielettrica del materiale esterno; quindi il campo nella cavità è maggiore rispetto l'esterno.

Calcolate le capacità  $C_c$  e  $C_b$ :

$$C_b = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{D - d} \quad \text{Eq. 2.2}$$

$$C_c = \frac{\epsilon_0 S}{d} \quad \text{Eq. 2.3}$$

Per  $S$  si intende la sezione ed è ritenuta equivalente in entrambe le equazioni 2.2 e 2.3.

Si può assumere che la tensione ai capi della cavità è:

$$V_c = \frac{C_b}{C_b + C_c} V_a = \frac{V_a}{1 + \frac{1}{\epsilon_r} \left( \frac{D}{d} - 1 \right)} \quad \text{Eq. 2.4}$$

Chiamato  $E_{cb}$  il valore di rigidità dielettrica della cavità, e unendo le precedenti equazioni, si ricava la tensione come:

$$V_{cb} = E_{cb} \cdot d \left\{ 1 + \frac{1}{\epsilon_r} \left( \frac{D}{d} - 1 \right) \right\} \quad \text{Eq. 2.5}$$

Applicando una tensione sinusoidale al dielettrico, appare una tensione  $V_c$  ai capi del vacuolo proporzionale alla prima; nel momento in cui questa tensione raggiunge il valore di innesco  $V_{inc}$  (ricavabile dalla conoscenza delle condizioni ambientali iniziali e dall'utilizzo delle curve di Pashen), non appena si rende disponibile un elettrone libero capace di dare inizio a una valanga elettronica, si ha una scarica che parte da una superficie e raggiunge l'altra della cavità in un tempo dell'ordine dei  $10^{-8}$ s, dopodiché la tensione cala rapidamente al valore di estinzione  $V_{ext}$ . A questo punto il processo può arrestarsi o ripetersi, dipende dalla quantità e dalla natura delle sostanze chimiche

formatesi durante la scarica. Se si formano sostanze conduttive, come residui carboniosi, tali da ricoprire le pareti del vacuolo, viene a formarsi una superficie equipotenziale e in quella zona, fintanto che permane lo strato carbonioso, non si avranno più scariche. Se la cavità rimane libera, allora la tensione sale nuovamente e il fenomeno si ripete.

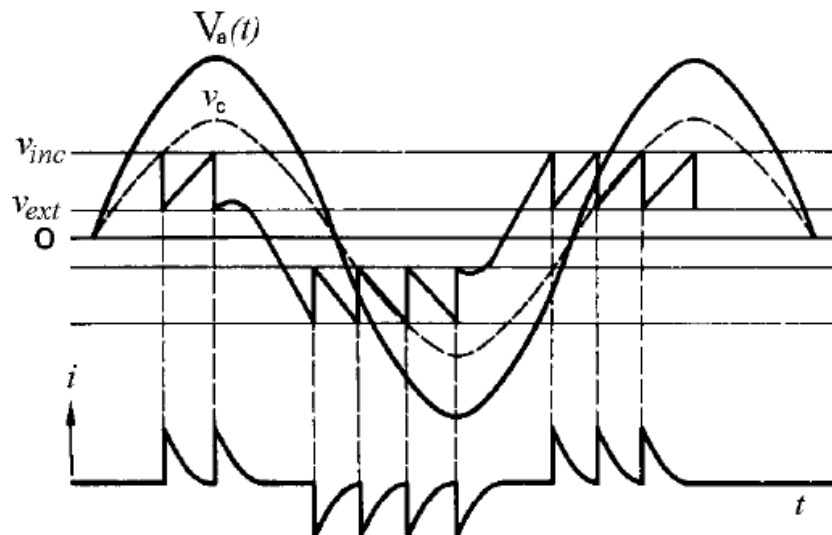


Fig. 2.2: Sequenza di scarica di una cavità all'interno di un dielettrico solido, caso ideale: primo elettrone immediatamente disponibile

Lo spostamento di carica che avviene durante la scarica è accompagnato da una produzione di energia e da un innalzamento termico; il tutto provoca cambiamenti delle condizioni ambientali e può essere sufficiente a rompere i legami chimici delle pareti del vacuolo. In aggiunta a ciò, fenomeni di erosione meccanica allargano col tempo la cavità, aumentandone il volume. L'effetto è una maggior quantità di energia in gioco durante l'attività di scarica parziale, che provoca un degrado diffuso e ramificato del materiale; questo meccanismo è chiamato "arborescenza elettrica". Infine, il "bombardamento" degli elettroni contro la superficie anodica della cavità e quello degli ioni positivi sulla superficie catodica rendono disponibili dei reagenti che si combinano con le molecole del dielettrico. In aria, ad esempio, in seguito al fenomeno di scarica vengono creati composti chimicamente anche molto reattivi, quali l'ozono ( $O_3$ ) e l'ossido di azoto ( $NO_2$ ).



Fig. 2.3: Arborescenze elettriche, o treeing in cavi isolati in polietilene

## 2.1.2 SCARICHE PARZIALI ESTERNE

Rientrano in questa categoria quei fenomeni che interessano l'isolante esterno all'oggetto in prova. È realizzabile una suddivisione in due tipologie distinte: "effetto corona" e "scariche superficiali".

### 2.1.2.1 SCARICHE PER EFFETTO CORONA

Le scariche corona si manifestano quando viene superata la rigidità dielettrica dell'aria, o del mezzo isolante gassoso, in corrispondenza di "punte" e generalmente in campi fortemente divergenti. Poiché le scariche corona avvengono in un dielettrico autoripristinante e comunque all'esterno dell'oggetto, non sono dannose per l'apparecchiatura elettrica. Tuttavia esistono dei limiti di tollerabilità del fenomeno a seconda delle condizioni ambientali e operative al contorno. Infatti spesso le scariche sono accompagnate da rumore acustico e elettromagnetico, che tra gli altri effetti costituiscono un'importante fonte di disturbo nelle misure di scariche parziali. Bisogna poi considerare le interazioni chimiche tra gas e isolante solido: in aria l'effetto corona genera ozono, che interagendo col dielettrico produce azoto, il quale, a sua volta, può combinarsi con il vapore acqueo e corrodere le superfici metalliche delle apparecchiature, formando così depositi conduttivi che possono portare a scariche elettriche per tracciamento. In ultimo si può citare come le scariche corona in isolamenti in SF<sub>6</sub> generino prodotti di decomposizione del gas che possono corrodere le superfici dielettriche del sistema.

Entrando più nel dettaglio, si pratica una suddivisione in tre tipologie di scarica nei gas, elencate in base alla quantità di carica messa in gioco:

- Scariche di tipo Townsend (quantità di carica dell'ordine dei pochi pC)
- Scariche di tipo Streamer (carica compresa tra 10 e 100 pC)
- Scariche di tipo Leader (carica di intensità spesso superiore a 1000 pC)



Fig. 2.5 Scariche per effetto corona

#### 2.1.2.2 SCARICHE SUPERFICIALI

Le scariche superficiali si possono manifestare lungo le interfacce tra dielettrici differenti in presenza di una elevata componente di campo parallela alla superficie. Nella maggior parte dei casi non è possibile determinare un valore della tensione di innesco, perché la fisica del fenomeno è complessa, d'altronde nella pratica non è mai semplice avere il controllo dei campi nelle zone di confine tra superfici diverse. Una volta prodotta la scarica, la variazione della distribuzione di campo elettrico porta all'estensione della scarica in direzioni diverse da quella iniziale. Si possono avere deterioramento e tracciamento della superficie dell'isolante, fino ad arrivare alla scarica completa. Umidità e depositi di polluzione sulle superfici del dielettrico favoriscono l'innesco delle scariche superficiali e costituiscono cammini preferenziali lungo i quali incedere.



Fig. 2.6 Effetto superficiale dovuto al treeing e provino twistato tracciato da scariche di tipo superficiale

### 2.1.3 CONSIDERAZIONI SULLE SCARICHE

Come anticipato le scariche parziali si presentano in zone dove l'intensità del campo elettrico raggiunge valori tali da superare la rigidità dielettrica del mezzo isolante. In figura è dato un esempio di alcune tipiche configurazioni elettrodiche che possono dare origine al fenomeno delle scariche parziali.

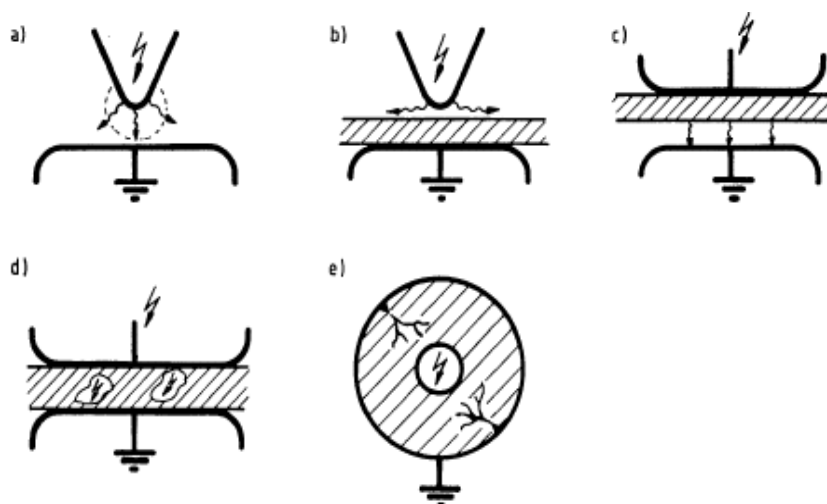


Fig.2.7 a) corona, b) superficiale, c) scarica in materiali laminati, d) scarica in cavità o vucooli, e) scarica in cavo con dielettrico solido, treeing

### 2.1.4 IMPULSO DI CORRENTE ASSOCIATO ALLA SCARICA

L'impulso di scarica è un fenomeno molto rapido, il tempo di salita solitamente è circa una decina di volte inferiore a quello di discesa. La forma dell'impulso può essere simulata mediante l'equazione seguente:

$$I = I_0(e^{-at} - e^{-bt}) \quad Eq. 2.6$$

Dove  $a$  è la costante di tempo del fronte di salita e  $b$  di quello di discesa. Dall'equazione si può ricavare la forma dell'impulso di scarica.

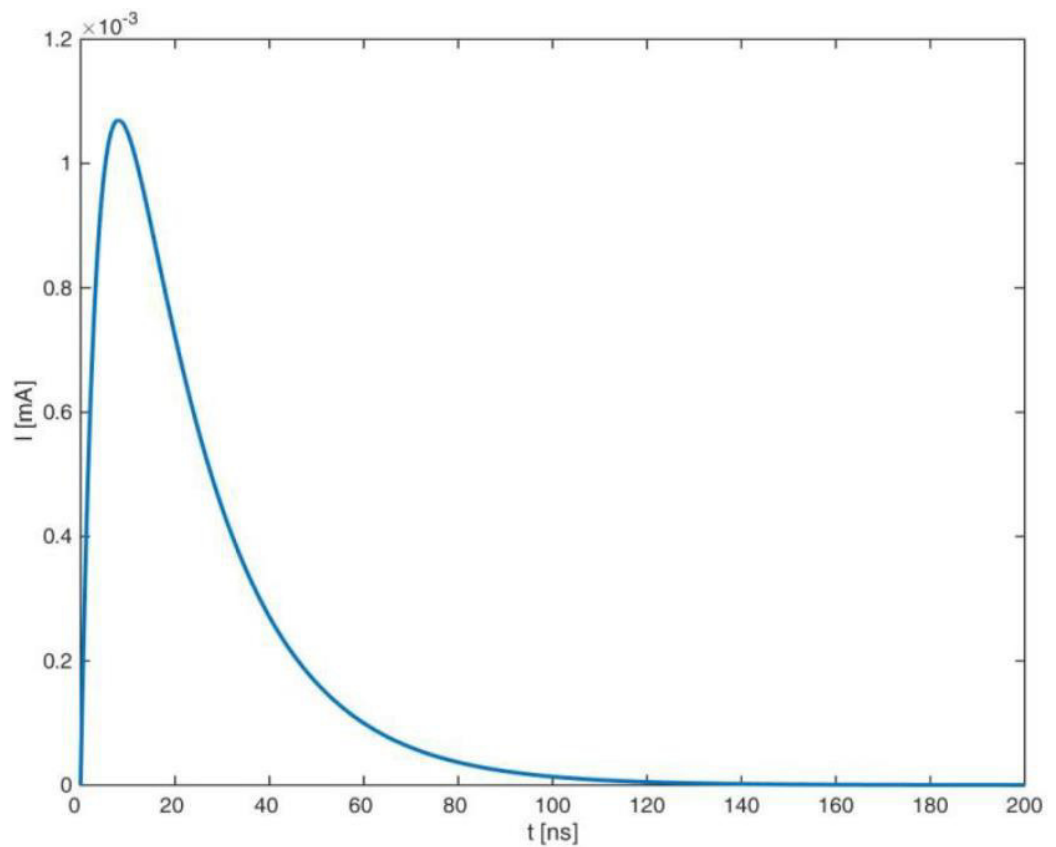


Fig. 2.8 Simulazione impulso di scarica

L'ampiezza ovviamente è determinata dall'intensità della scarica, mentre la durata è sostanzialmente la stessa per ogni scarica. L'impulso sale con un tempo dell'ordine dei 10 ns, e decresce in circa 100 ns.

Di seguito alcuni esempi presenti in letteratura della corrente associata alle scariche parziali in funzione dei tempi di evoluzione del fenomeno.

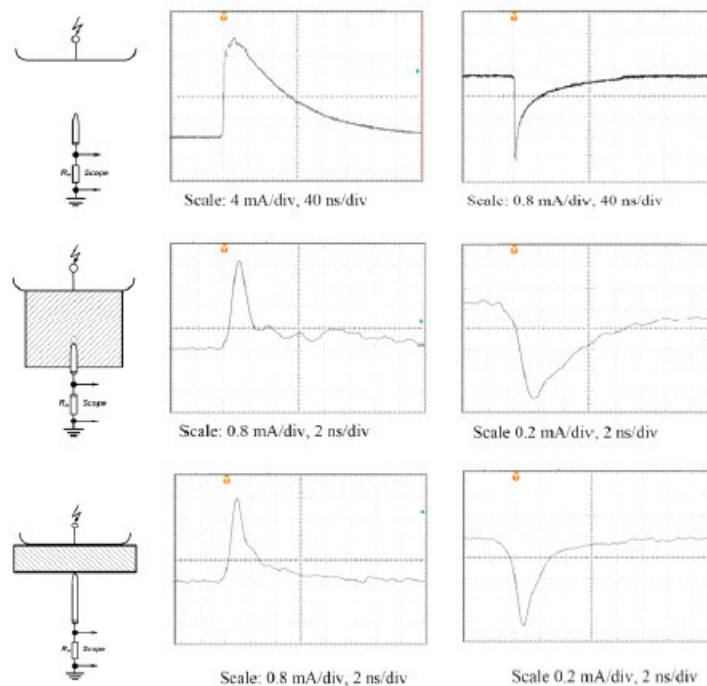


Fig. 2.9 corrente positiva e negativa di scarica in aria, scarica interna a un dielettrico solido e scarica superficiale

#### 2.1.5 MISURE DELLE SCARICHE PARZIALI ON-LINE E OFF-LINE

Come citato nel capitolo 2.1.1. ad ogni fenomeno di scarica è associata una circolazione di un impulso di corrente, per rilevare scariche parziali è quindi necessario riuscire a distinguere questi impulsi dal rumore ambientale e, in alcuni casi, anche misurarne l'ampiezza. Esistono due metodi principali che forniscono informazioni molto diverse ma correlate; questi due metodi sono definiti OFF-LINE e ON-LINE.

##### 2.1.5.1 MISURE DI SCARICHE PARZIALI OFF-LINE

Le misure off-line possono fornire informazioni accurate e possono permettere l'identificazione morfologica dei difetti.

Ciascuna fase può essere misurata separatamente ed è quindi possibile individuare i difetti specifici di ciascuna fase. Inoltre durante le prove off-line è possibile eliminare più facilmente le sorgenti di rumore, anche perché la macchina viene scollegata da tutte le altre apparecchiature. **Le misure off-line evidenziano solo i difetti realmente relativi ai sistemi di isolamento della macchina.** Essendo effettuate durante un fermo macchina le misure off-line possono

essere accompagnate da ulteriori operazioni manutentive, come altre misure, l'ispezione visiva e la pulizia.

D'altronde non trovandosi nelle reali condizioni operative l'attività osservata off-line potrebbe essere differente da quella realmente presente in servizio; in particolare possono influire sull'attività di SP le differenti condizioni di temperatura e umidità, nonché le sollecitazioni elettro-meccaniche dovute al funzionamento. La prova con tensione indotta può essere effettuata con sorgente trifase o monofase di potenza sufficiente a magnetizzare la macchina.

Per massimizzare l'efficacia delle misure off-line è bene eseguire una misura sull'avvolgimento nuovo, in modo da avere informazioni sullo stato iniziale dell'isolamento, e quindi effettuare misure periodiche in modo da monitorare l'evoluzione temporale dei fenomeni osservati.

I risultati delle misure off-line effettuate su macchine appena costruite con difetti nel sistema di isolamento possono dare informazioni molto utili come feed-back sul processo produttivo. Allo scopo può risultare molto utile elaborare un archivio di misure effettuate su un certo numero di macchine nelle quali sono stati riprodotti difetti noti. Tale archivio può essere in seguito utilizzato quale riferimento nelle misure su componenti nuovi che non passano il test alle SP per i quali si vuole evidenziare la morfologia dei difetti rilevati.

Nota la morfologia si può intervenire nel processo produttivo per eliminare il problema.

Di seguito alcuni esempi di morfologia dei difetti; il metodo di misura e i PATTERN verranno spiegati più avanti.

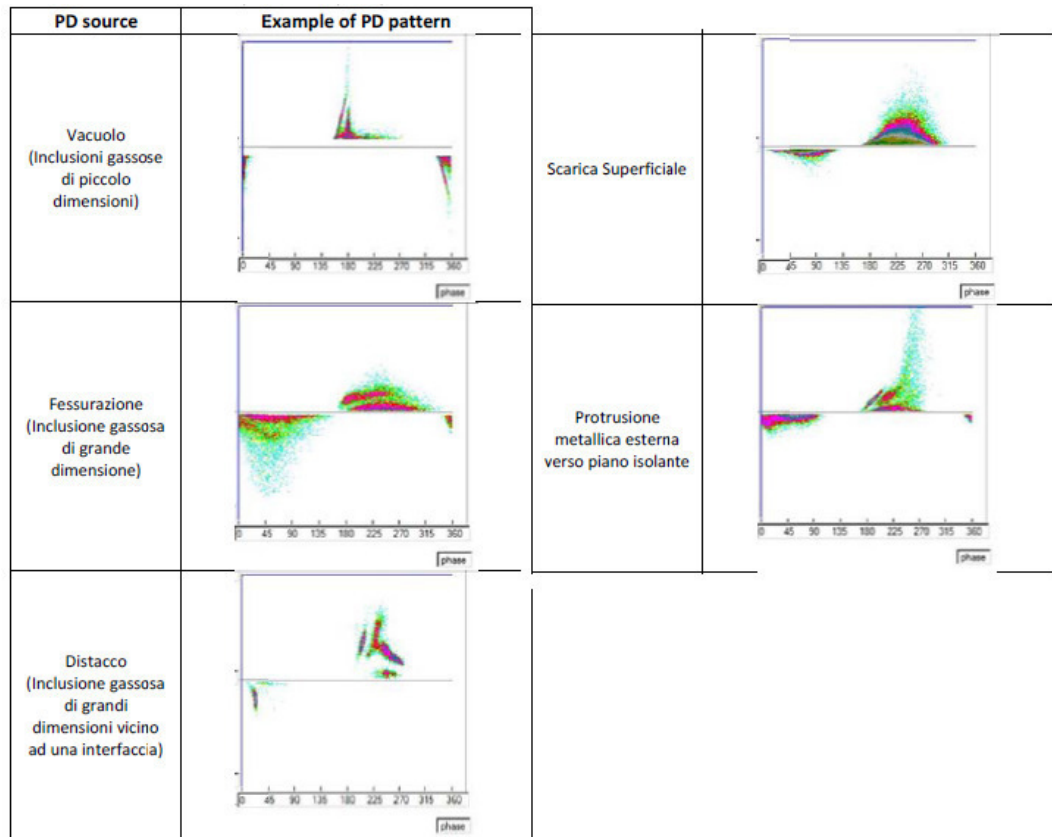


Fig. 2.10 Alcuni casi di identificazione morfologica dei difetti tramite visione dei PATTERN

#### 2.1.5.2 MISURE DI SCARICHE PARZIALI ON-LINE

Le misure ON-LINE sono effettuate senza fermare la macchina, quindi le misurazioni saranno effettuate nelle reali condizioni di funzionamento. Sicuramente è un notevole vantaggio, in quanto tutte le condizioni al contorno sono variabili che alterano il processo. Si pensi ad esempio alla temperatura o all'umidità, o anche agli stress di tipo meccanico a cui è soggetta la macchina in funzionamento. La misura spesso è molto difficile da effettuare per svariati motivi, in primo luogo è necessario avere a bordo della macchina una parte del circuito per la misura. Un ulteriore problema è legato al fatto che il rumore all'interno del sistema tende ad essere elevato e, dato che la macchina è collegata ad altre apparecchiature, non è da escludere che scariche provenienti da queste ultime vengano attribuite erroneamente alla macchina in esame, per questo risulterebbe interessante approfondire un discorso legato a una sorta di "triangolazione" del segnale rilevato contemporaneamente da diversi sensori posizionati in postazioni diverse della macchina in esame.

Inoltre le fasi sono alimentate contemporaneamente; fenomeni di cross talk tra i canali di misura delle tre fasi sono molto comuni.

Ovviamente con questa tipologia di misure non è possibile effettuare l'individuazione morfologica del difetto come possibile con le misure OFF-LINE normate secondo IEC 60270.

Nonostante questi problemi, il punto fondamentale per il quale si preferiscono le misure ON-LINE è la possibilità di effettuare la diagnostica senza dover fermare l'impianto, quindi senza perdite di produttività. Il sistema sarà fermato solamente se risultasse necessità di manutenzione, pianificando anche l'intervento.

## CAPITOLO 3 – LA NORMA IEC 60270 (CEI EN 60270)

Attualmente la misura delle scariche parziali in ambito industriale [3] è regolata in generale dalla normativa IEC 60270 e dalle relative norme di prodotto che, per i particolari oggetti, definiscono i limiti di intensità ed i criteri prova.

La normativa IEC 60270 descrive i principi ed i criteri generali per la misura delle scariche parziali e si pone come obiettivo l'armonizzazione delle varie normative di prodotto che prevedano la misura delle scariche parziali. Nei casi in cui, per determinate tipologie di oggetti, le relative norme di prodotto non siano disponibili, le prescrizioni generali fornite dalla normativa possono essere utilizzate come base generale per l'accordo tra le parti.

### 3.1 CONTENUTO E CAMPO DI APPLICAZIONE DELLA NORMATIVA

La normativa IEC 60270 fornisce i criteri generali per la misura delle scariche parziali che si verificano nelle apparecchiature, nei componenti e nei sistemi industriali previsti per alimentazione continua o alternata sino ad una frequenza massima di 400 Hz.

In particolare sono fornite indicazioni in merito ai termini lessicali da utilizzare, alle grandezze da misurare, ai principali circuiti di prova impiegabili, ai metodi di misura, alle strumentazioni impiegabili, alle procedure di calibrazione, alle procedure di prova da seguire; vengono inoltre dati alcuni suggerimenti per la discriminazione delle scariche parziali rispetto alle interferenze esterne.

Oltre a questo, per la natura generale della specifica, vengono analizzati pure i metodi di misura delle scariche parziali di tipo non elettrico finalizzati alla localizzazione dei fenomeni impulsivi.

La normativa IEC 60270 è una normativa finalizzata alla definizione della misura delle scariche parziali in maniera riproducibile ma esula dagli obiettivi della stessa l'impiego per fini diagnostici.

### 3.2 PRINCIPALI GRANDEZZE DEFINITIVE DALLA NORMATIVA

Come detto la normativa definisce delle grandezze di riferimento per la misura delle SP. Scopo del presente capitolo è l'analisi delle definizioni fornite dalla normativa focalizzata alle misure di SP.

- *Scarica parziale (SP-PD)*

Con il termine di scarica parziale (SP oppure PD) si definisce una scarica elettrica localizzata che attraversa solo parzialmente l'isolamento tra conduttori e che può essere o non adiacente a un conduttore. La scarica parziale è dunque il fenomeno fisico ossia la scarica elettrica localizzata in un punto del sistema isolante dove il gradiente di potenziale elettrico risulta superiore alla rigidità dielettrica del mezzo isolante.

Sovente, le scariche parziali sono localizzate in regioni del sistema isolante difficilmente accessibili e conseguentemente la misura diretta della carica delle stesse risulta impossibile.

- *Impulso di scarica parziale (impulso SP)*

L'impulso di scarica parziale è l'impulso (impulso SP) di corrente che si verifica all'interno dell'oggetto in prova in conseguenza ad una scarica parziale.

Gli impulsi di scarica parziale possono essere rilevati dalla strumentazione come impulsi di corrente oppure di tensione, originati introducendo nel sistema un opportuno circuito di misura ed una impedenza di misura.

- *Carica apparente  $q$*

Si definisce come carica apparente  $q$  di un impulso di scarica parziale quella carica che, iniettata in brevissimo tempo tra i terminali dell'oggetto in prova, nel circuito di prova specificato, darebbe luogo alla stessa lettura sullo strumento di misura dell'impulso di corrente di scarica parziale stesso. La carica apparente, generalmente espressa in

picocoulomb (pC), è quindi definita per confronto con una carica campione iniettata ai capi del circuito di prova definita di calibrazione. La carica apparente non è dunque la carica messa in gioco dalla scarica parziale bensì la carica che sarebbe necessario applicare ai terminali dell'oggetto in prova per avere nello strumento di misura la medesima indicazione. Con questa definizione la normativa fornisce due indicazioni fondamentali. La prima riguarda l'impossibilità della misura diretta della carica della scarica parziale, la seconda il fatto che la misura sia relativa ossia sia necessario un processo di confronto con una carica nota detta di calibrazione.

La normativa prescrive come raccomandazione ai comitati tecnici di prodotto di utilizzare la carica apparente come grandezza da misurare ovunque possibile.

- *Tasso di ripetizione degli impulsi  $n$*

Il tasso di ripetizione degli impulsi  $n$  è definito come rapporto tra il numero totale di impulsi di scariche parziali registrato in un intervallo di tempo e la durata di tale intervallo.

La normativa, considerando la ripetitività degli impulsi di scarica parziale, introduce con tale definizione un criterio di misura ossia il fatto che gli impulsi non debbano essere pesati solo per la carica apparente messa in gioco ma pure per la loro numerosità nell'intervallo di tempo.

- *Frequenza di ripetizione degli impulsi  $N$*

La frequenza di ripetizione degli impulsi è il numero di impulsi di scariche parziali al secondo, nel caso di impulsi equidistanti. Nella pratica gli impulsi di scarica parziale quasi mai sono temporalmente equidistanti dunque tale definizione può essere applicata solo in fase di taratura o verifica.

- *Angolo di fase  $\Phi_i$  e istante  $t_i$  in cui si verifica un impulso di scarica parziale*

La relazione tra l'istante di misura di un impulso rispetto all'angolo di fase (espresso in gradi (°)) della tensione alternata di alimentazione è dato esprimendo l'angolo di fase secondo una determinata convenzione:

$$\phi_i = 360\left(\frac{t_i}{T}\right) \quad \text{Eq. 3.1.}$$

$t_i$  è il tempo misurato tra l'istante del passaggio per lo zero del fronte montante della tensione di prova, precedente alla scarica, e l'impulso di scarica parziale.  $T$  è il periodo della tensione di prova.

Questa definizione premette le basi per la costruzione dei diagrammi di distribuzione degli impulsi di scarica parziale detti anche "Pattern" o diagrammi fi-qn (un capitolo sui pattern sarà trattato di seguito).

- *Corrente media di scarica I*

Si definisce corrente media di scarica  $I$  la grandezza derivata come somma dei valori assoluti delle ampiezze delle singole cariche apparenti  $q_i$ , durante un certo intervallo di tempo di riferimento  $T_{ref}$ , divisa per questo intervallo di tempo:

$$I = \frac{1}{T_{ref}} (|q_1| + |q_2| + \dots + |q_i|) \quad \text{Eq. 3.2}$$

Questa corrente espressa in coulomb al secondo oppure in ampere rappresenta quindi la corrente continua il cui integrale nel tempo sarebbe equivalente alla carica associata alle scariche parziali.

- *Potenza di scarica P*

Si definisce potenza di scarica  $P$  una grandezza derivata, pari alla potenza media degli impulsi inviati ai terminali dell'oggetto in prova, dovuta alle ampiezze  $q_i$  della carica apparente, durante un certo intervallo di tempo di riferimento  $T_{ref}$ :

$$P = \frac{1}{T_{ref}} (q_1 u_1 + q_2 u_2 + \dots + q_i u_i) \quad Eq. 3.3$$

Dove  $u_1 \dots u_n$  rappresentano il valore istantaneo della tensione. La potenza di scarica è generalmente espressa in watt (W) e deve essere calcolata considerato il segno dei valori individuali.

- *Valore quadratico D*

Grandezza derivata, generalmente espressa in (Coulomb)<sup>2</sup> al secondo ( $\frac{C^2}{s}$ ), pari alla somma dei quadrati delle ampiezze individuali delle cariche apparenti  $q_i$ , durante un certo intervallo di tempo di riferimento  $T_{ref}$ , divisa per questo intervallo di tempo:

$$P = \frac{1}{T_{ref}} (q_1^2 + q_2^2 + \dots + q_i^2) \quad Eq. 3.4$$

- *Ampiezza della massima scarica parziale ripetitiva*

Massima ampiezza registrata da un sistema di misura la cui risposta ai treni di impulsi è conforme alle specifiche previste dalla normativa.

- *Ampiezza della scarica parziale specificata*

Massima ampiezza di una grandezza relativa agli ***impulsi di scariche parziali***, ammessa in un oggetto in prova, a una tensione specificata, seguendo una procedura di condizionamento e di prova specificata. Per le prove in tensione alternata, l'ampiezza specificata della ***carica apparente q*** è l'***ampiezza della maggiore scarica parziale ripetitiva***.

- *Rumore di fondo*

Con il termine rumore di fondo si intendono tutti i segnali rilevati dalla strumentazione non derivanti dall'oggetto in prova. Il rumore di fondo può essere costituito da rumore di tipo bianco all'interno del sistema

di misura, da trasmissioni radio, da altri segnali continui od impulsivi anche derivati dalla rete di alimentazione.

TENSIONI DI PROVA APPLICATE RELATIVE ALLE GRANDEZZE DEGLI IMPULSI DI SP.

- *Tensione di innesco delle scariche parziali  $U_i$*

Tensione applicata alla quale si osservano per la prima volta nell'oggetto in prova **scariche parziali** ripetitive, quando la tensione applicata all'oggetto è aumentata gradualmente da un valore inferiore al quale non si osservano **scariche parziali**. In pratica, la tensione di innesco  **$U_i$**  è la minima tensione applicata alla quale l'ampiezza di una grandezza dell'**impulso di scarica parziale** diviene uguale o maggiore di uno specificato basso valore.

- *Tensione di estinzione di scariche parziali  $U_e$*

Tensione applicata alla quale **scariche parziali** ripetitive cessano di verificarsi nell'oggetto in prova, quando la tensione applicata all'oggetto è ridotta gradualmente da un valore superiore al quale si osservano **scariche parziali**. In pratica, la tensione di estinzione  **$U_e$**  è la minima tensione applicata alla quale l'ampiezza di una grandezza scelta dell'**impulso di scarica parziale** diviene uguale o minore di uno specificato basso valore.

- *Tensione di prova di scariche parziali*

Tensione specificata, applicata durante una specificata procedura di prova di **scarica parziale**, durante la quale l'oggetto in prova non dovrebbe presentare scariche parziali superiori a un'**ampiezza specificata di scariche parziali**.

## CARATTERISTICHE DEL SISTEMA DI MISURA

- *Impedenza di trasferimento  $Z(f)$*

È definita come il rapporto tra l'ampiezza della tensione di uscita e l'ampiezza di una corrente di ingresso costante, in funzione della frequenza  $f$ , quando la corrente di ingresso è sinusoidale.

- *Frequenza limite inferiore  $f_1$  e frequenza limite superiore  $f_2$*

Sono le frequenze alle quali l'**impedenza di trasferimento  $Z(f)$**  scende di 6 dB rispetto al valore di cresta all'interno della banda passante.

- *Frequenza centrale  $f_m$  e ampiezza di banda  $\Delta f$*

Per tutti i tipi di sistemi di misura la frequenza centrale è definita dalla Eq. 3.5 e l'**ampiezza di banda** è definita dalla Eq. 3.6:

$$f_m = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad \text{Eq. 3.5}$$

$$\Delta f = f_2 - f_1 \quad \text{Eq. 3.6}$$

- *Errore di sovrapposizione*

È definito come l'errore causato dalla sovrapposizione delle risposte transitorie impulsive di uscita, quando l'intervallo temporale tra gli impulsi di corrente in entrata è inferiore alla durata di un singolo impulso di risposta di uscita.

Gli errori di sovrapposizione possono essere in aggiunta o in sottrazione a seconda del tasso di ripetizione degli impulsi in ingresso. In pratica, nei circuiti possono verificarsi entrambi i tipi di errore a

causa della natura casuale del tasso di ripetizione degli impulsi. Tuttavia, poiché le misure si basano sull'ampiezza della maggiore scarica parziale ripetitiva, in genere sono misurati solo gli errori di sovrapposizione in aggiunta.

- *Tempo di risoluzione degli impulsi  $T_r$*

Minimo intervallo di tempo tra due impulsi consecutivi in ingresso, di durata molto breve, con forma, polarità e ampiezza di carica identiche, per i quali il valore di cresta della risposta risultante non varia di oltre il 10% rispetto a quello relativo a un singolo impulso.

Il tempo di risoluzione degli impulsi è in genere inversamente proporzionale all'ampiezza di banda  $\Delta f$  del sistema di misura. Esso costituisce un'indicazione della capacità del sistema di misura di risolvere eventi di scariche parziali successivi.

- *Errore di integrazione*

Errore nella misura della carica apparente che si verifica quando il limite di frequenza superiore dello spettro di ampiezza dell'impulso di corrente di scarica parziale è inferiore alla frequenza superiore di taglio di un sistema di misura a banda larga, oppure alla frequenza centrale di un sistema di misura a banda stretta.

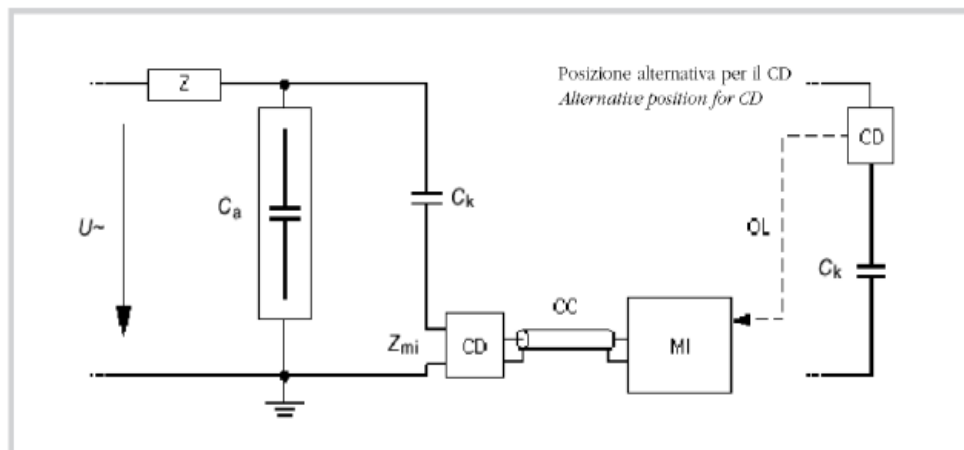
### 3.3 CIRCUITI DI PROVA

La maggior parte dei circuiti di prova per la misura delle scariche parziali in conformità alla normativa IEC 60270 può essere derivata da uno dei seguenti circuiti.

Ogni circuito è dotato di:

- Un oggetto in prova indicato con  $C_a$
- Un condensatore di accoppiamento a bassa induttanza ed esente da scariche parziali indicato con  $C_k$ .

- Un sistema di misura dotato di propria impedenza di ingresso indicato con CD.
- Una sorgente di tensione avente un livello sufficientemente basso di scariche parziali in funzione della misura che si intende effettuare indicato con  $U_{\sim}$ .
- Una serie di connessioni di alta e bassa tensione esenti da scariche parziali alla tensione di prova indicate con CC
- Una impedenza di filtro in grado di ridurre l'influenza del rumore di fondo e dei disturbi indicata con Z.
- Misuratore di scariche parziali indicato con MI



*Figura 3-1: Circuito di misura delle scariche parziali classico. L'impedenza di accoppiamento è posta in serie al condensatore di accoppiamento. Si noti che l'impedenza è attraversata oltre che dalla corrente alla frequenza di prova anche dagli impulsi di corrente causati dalle scariche parziali.*

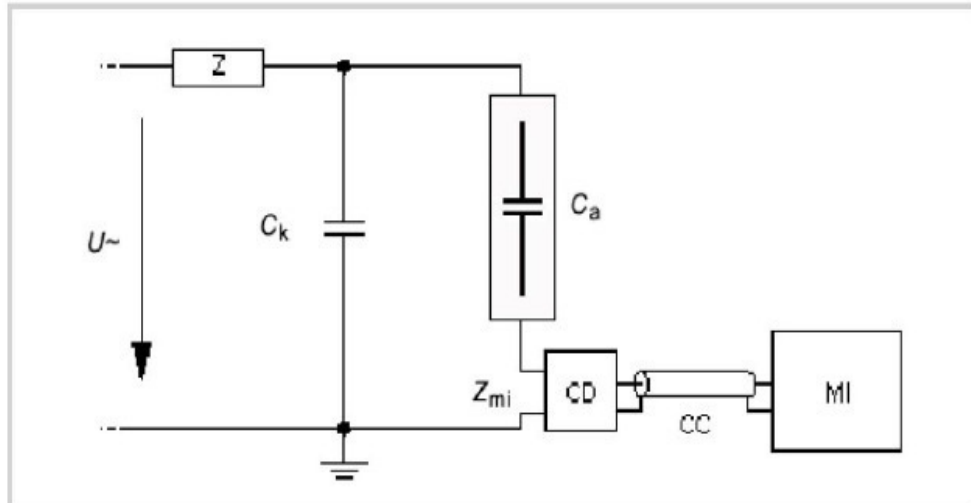


Figura 3-2: Impedenza di misura in serie con l'oggetto in prova. Tale circuito è poco utilizzato anche se formalmente identico al circuito di Figura 3-1, in quanto il cedimento dell'oggetto in prova comporta la comparsa della tensione di alimentazione ai capi della impedenza di misura con conseguenti rischi per la sicurezza degli operatori e delle apparecchiature impiegate.

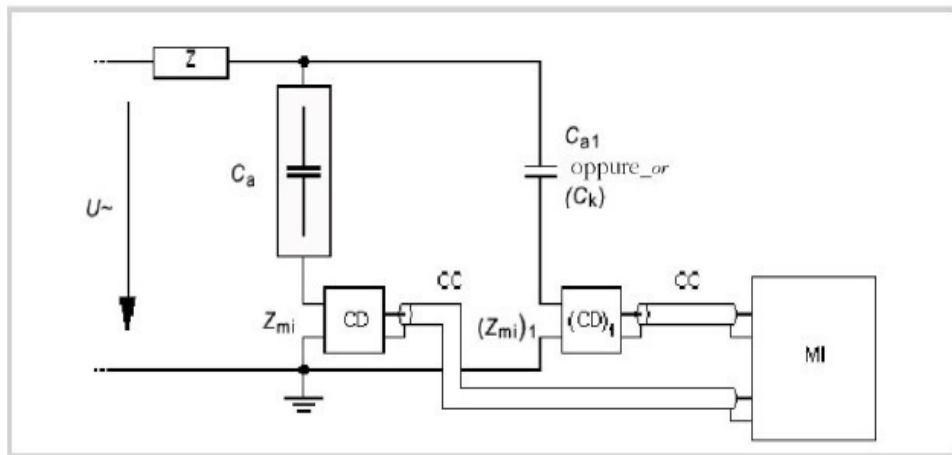


Figura 3-3: Circuito per la discriminazione della polarità degli impulsi. Tale circuito adotta due impedenze di misura connesse ad un unico misuratore che dal confronto dei segnali è in grado di stabilire la polarità della corrente apparente. Il circuito, inoltre, consente di ridurre fortemente l'influenza dovuta a rumori e disturbi di origine esterna al circuito di misura.

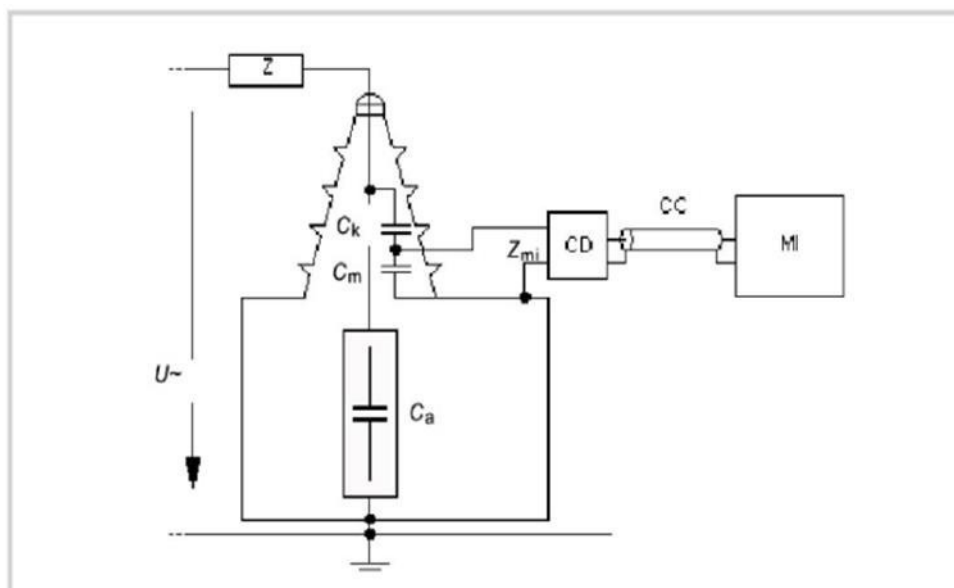


Figura 3-4: Circuito di prova per misura alla presa passante. Tale circuito si utilizza in trasformatori dotati di passante capacitivo qualora non si disponga di una capacità di accoppiamento adeguata o la tensione in gioco sia particolarmente elevata. Si noti che per tali accoppiamenti la capacità  $C_k$  assume valori estremamente piccoli, dell'ordine delle centinaia di picofarad.

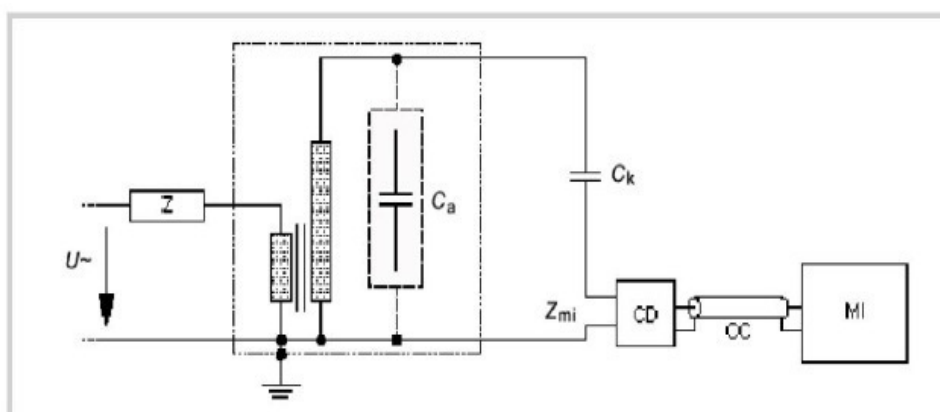


Figura 3-5: Circuito di misura per oggetti auto-eccitati come ad esempio i trasformatori. La sorgente di alimentazione in alta tensione è costituita dall'oggetto stesso.

### 3.4 STRUMENTI DI MISURA

Secondo quanto previsto dalla normativa IEC 60270 le misure di scariche parziali debbono essere svolte utilizzando come riferimento **la carica apparente** come grandezza da misurare ovunque possibile.

In ogni caso per ogni misura debbono essere registrate anche le caratteristiche principali del sistema di misura utilizzato per garantire una maggiore riproducibilità tra vari sistemi.

La normativa prevede che debba essere considerato come sistema di misura non solo il misuratore di scariche parziali ma anche il dispositivo di accoppiamento e le altre parti del circuito che assieme con il misuratore concorrono a definire i parametri del circuito di misura.

Particolarmente importante nel circuito di misura è il dispositivo di accoppiamento che è progettato per raggiungere la massima sensibilità in funzione di un opportuno circuito di prova e che può essere pertanto modificabile o sostituibile in funzione delle varie esigenze lasciando inalterato il misuratore. Il circuito di accoppiamento può essere costituito da una rete passiva oppure attiva a quattro terminali per convertire i segnali di corrente in ingresso in segnali di tensione in uscita con una funzione di trasferimento tra ingresso ed uscita scelta opportunamente al fine di impedire che le frequenze di alimentazione e le proprie armoniche possano raggiungere lo strumento di misura.

Un misuratore di scariche parziali, conforme alla normativa IEC 60270, genera un impulso di tensione la cui cresta è funzione della carica dell'impulso in ingresso; il segnale all'interno della larghezza di banda  $\Delta f$  del sistema di misura (Figura 3-6) deve essere costante. Essendo la forma, la durata ed il valore di cresta dell'impulso di uscita determinati dalla funzione di trasferimento della impedenza  $Z(f)$  i segnali di uscita risultano completamente diversi di segnali in ingresso.

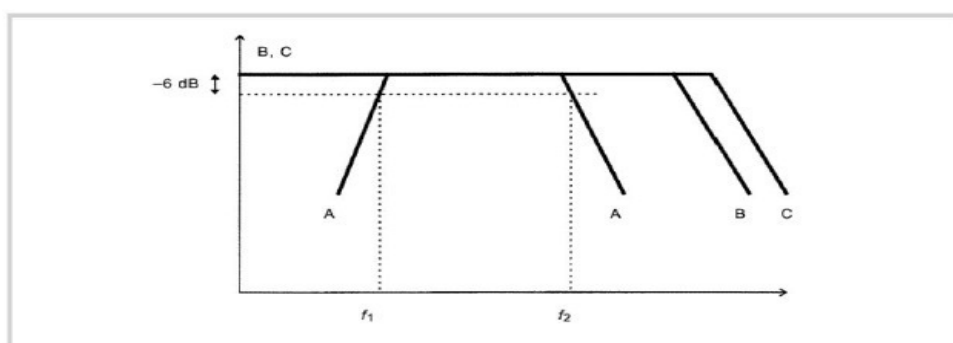


Figura 3-6: (A) Banda passante del sistema di misura, (B) Spettro in frequenza dell'ampiezza dell'impulso di scarica parziale, (C) Spettro in frequenza dell'ampiezza dell'impulso di taratura, ( $f_1$ ) Frequenza limite inferiore, ( $f_2$ ) Frequenza limite superiore

Al misuratore di scariche parziali deve essere applicato un opportuno registratore o indicatore in grado di fornire una informazione in merito alla ampiezza della maggiore scarica parziale ripetitiva basato sul principio del rilievo della tensione di cresta o equivalente. La indicazione del dispositivo ad un treno di impulsi deve essere tale da rispettare le prescrizioni riportate in Figura 3.7.

$N(1/s)$ :	1	2	5	10	50	$\geq 100$
$R_{min}(\%)$ :	35	55	76	85	94	95
$R_{max}(\%)$ :	45	65	86	95	104	105

*Figura 3-7: Risposta convenzionale di un misuratore di scariche parziali conforme alla normativa IEC 60270 ad un treno di impulsi. Si noti come varia il peso del singolo impulsi in funzione della frequenza di ripetizione  $N$ .*

### 3.5 SISTEMI DI MISURA A BANDA LARGA

I sistemi di misura a banda larga, assieme alla relativa impedenza di accoppiamento, sono caratterizzati da una impedenza di misura  $Z(f)$  con valori fissi delle frequenze limite inferiore e superiore  $f_1$  ed  $f_2$  ed una adeguata attenuazione del segnale a frequenze inferiori a  $f_1$  e superiori a  $f_2$ . Valori comuni, raccomandati dalla normativa per tali frequenze, sono:

$$30kHz \leq f_1 \leq 100kHz \quad \text{Eq. 3-7}$$

$$f_2 \leq 500kHz \quad \text{Eq. 3-8}$$

$$100kHz \leq \Delta f \leq 400kHz \quad \text{Eq. 3-9}$$

La risposta della strumentazione a banda larga ad un impulso di corrente non oscillante dovuto ad una scarica parziale è in genere una oscillazione molto smorzata.

Dalla risposta della strumentazione a banda larga possono essere determinati il valore della carica apparente  $q$  e la polarità dell'impulso di corrente.

Il tempo di risoluzione dell'impulso è tipicamente compreso tra 5  $\mu\text{s}$  e 20  $\mu\text{s}$ . I segnali prodotti dalla strumentazione a banda larga, generalmente disponibili, possono essere visualizzati o registrati.

In particolare è possibile trovare accoppiato alla strumentazione un oscilloscopio, generalmente analogico, che permette di visualizzare i segnali in funzione della tensione nella modalità XY.

Attraverso la visualizzazione dei segnali è possibile effettuare delle considerazioni in merito agli impulsi visualizzati come ad esempio stabilire se il tempo di risoluzione dello strumento è tale da evitare errori di sovrapposizione.

I sistemi di misura a banda larga possono essere associati ad un integratore di tipo attivo. Tale strumentazione, di natura elettronica consente di integrare il segnale per mezzo di una rete avente una propria costante di tempo dovuta agli elementi resistivi e capacitivi costituenti la rete stessa.

Il segnale ottenuto dalla rete è un segnale in tensione che aumenta con la somma istantanea della carica e pertanto il segnale ottenuto in uscita è proporzionale alla carica totale qualora la costante di tempo dell'integratore sia molto più elevata della durata dell'impulso di scarica parziale.

Costanti di tempo tipiche degli integratori attivi sono dell'ordine di circa 1 $\mu\text{s}$  ed il tempo di risoluzione tra impulsi successivi è generalmente inferiore ai 10 $\mu\text{s}$ .

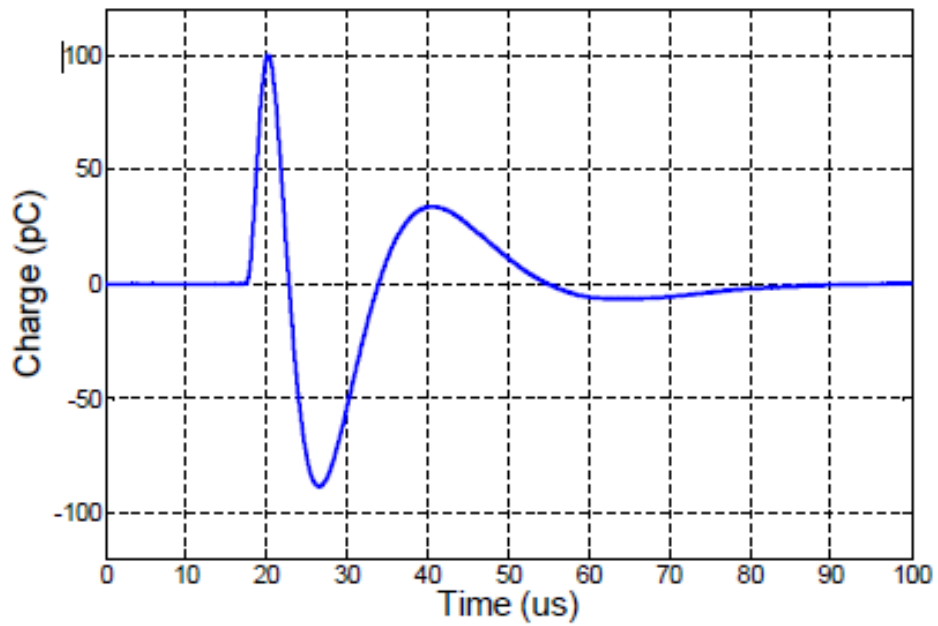


Figura 3-8: Tipica risposta impulsiva di uno strumento a banda larga conforme alla normativa IEC 60270. (Instrumentation JAMES G. BIDDLE cat. 665702 ser. 088102)

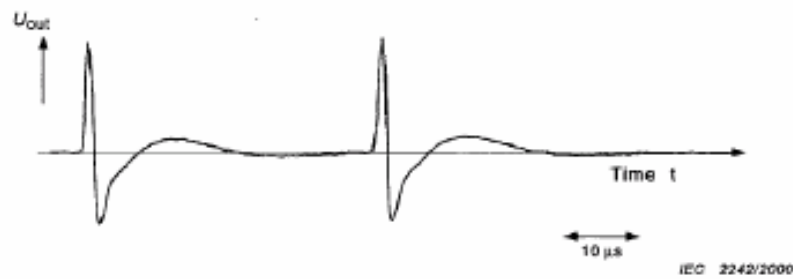


Figura 3-9: Esempio di una coppia di risposte impulsive di un sistema con  $f_1=45$  kHz ed  $f_2=440$  kHz ad una coppia d'impulsi ideali (spettro uniforme nella banda di misura)



IEC 2243/2000

Figura 3-10: Esempio di una coppia di risposte di un sistema con  $f_1=45$  kHz ed  $f_2=440$  kHz ad una coppia d'impulsi a spettro non uniforme nella banda di misura

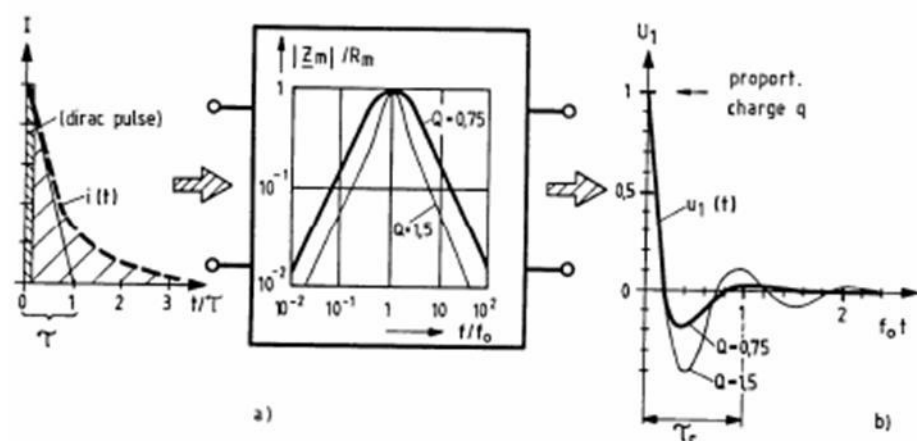


Figura 3-11: Esempio di risposta impulsiva di un sistema a banda larga. Si noti la perdita di informazione in merito all'impulso ma la possibilità di ottenere informazione in merito alla polarità.

### 3.6 SISTEMI DI MISURA A BANDA STRETTA

I sistemi di misura delle scariche parziali a banda stretta sono caratterizzati da un'ampiezza di banda  $\Delta f$  e da una frequenza centrale  $f_m$  che possono essere variate su un'ampia gamma di frequenza, nella quale l'ampiezza, dello spettro in frequenza degli impulsi di corrente di scariche parziali, è approssimativamente costante.

I valori raccomandati dalla normativa per  $\Delta f$  e  $f_m$  sono:

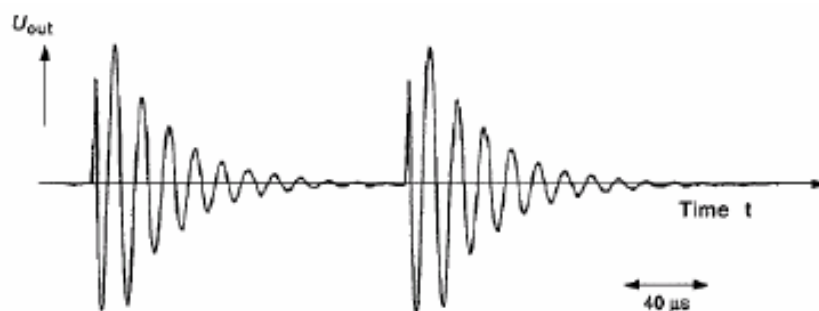
$$9\text{kHz} \leq \Delta f \leq 30\text{kHz} \qquad \text{Eq. 3-10}$$

$$50\text{kHz} \leq f_m \leq 1\text{MHz} \qquad \text{Eq. 3-11}$$

Inoltre, il valore dell'impedenza di trasferimento  $Z(f)$  a frequenze di  $f_m \pm \Delta f$  deve essere di almeno 20 dB al di sotto del valore alla frequenza centrale della banda passante.

La risposta della strumentazione a banda stretta ad un impulso di corrente dovuto a una scarica parziale è un'oscillazione transitoria i cui involuppi dei valori di cresta, positivi e negativi, sono proporzionali alla carica apparente, indipendentemente dalla polarità di tale carica. Il tempo di risoluzione dell'impulso  $T_r$  è grande e tipicamente superiore a 80  $\mu\text{s}$ . Nel corso della misura con strumentazione a banda stretta dovrebbero essere evitate frequenze centrali superiori ad 1 MHz. Tali frequenze possono essere accettate solo qualora le letture per tali valori più elevati non differiscono da quelle che sarebbero rilevate per i valori raccomandati di  $f_m$ .

Se, come avviene in generale, la strumentazione è utilizzata assieme ad un dispositivo di accoppiamento a risonanza,  $f_m$  deve essere sintonizzata e fissata alla frequenza di risonanza del dispositivo di accoppiamento e del circuito di prova, in modo da fornire un coefficiente di conversione costante per il circuito.



IEC 2244/2000

Figura 3-12: Esempio di una coppia di risposte impulsive di un sistema con  $f_m=75$  kHz e  $\Delta f=10$  kHz ad una coppia d'impulsi ideali

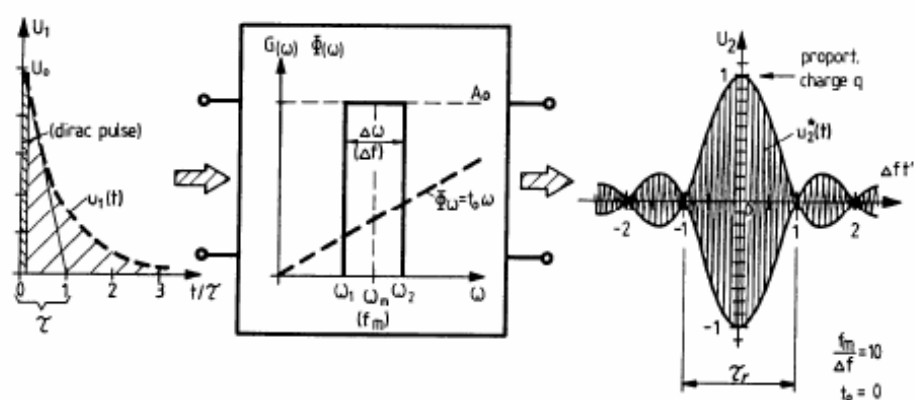


Figura 3-13: Esempio di risposta impulsiva di un sistema a banda stretta. Si noti la totale perdita di informazione in merito all'impulso.

### 3.7 LIMITI NELLA MISURA DELLE SP CONDOTTE SECONDO NORMATIVA

La misura di scariche parziali secondo normativa IEC 60270 presenta dei limiti insiti nella misura stessa. La misura con fini metrologici, infatti si pone come obiettivo primario, dato un oggetto e la procedura di prova, l'identificazione dell'ampiezza della maggiore scarica parziale ripetitiva, ossia della intensità di carica apparente della singola scarica che si verifichi con massima intensità periodicamente all'interno di un periodo della tensione di alimentazione.

Tale convenzione, corretta dal punto di vista metrologico, non presenta, a livello fisico, nessuna correlazione con i fenomeni e

degradanti all'interno dei materiali in quanto non esiste a questo livello, alcuna correlazione con la numerosità delle scariche parziali. Per capire il limite della normativa attuale in merito al fenomeno si riporterà un breve esempio. Si consideri un oggetto inglobato per il quale sia stato fissato un limite di intensità di carica apparente pari a 10 pC.

Nel corso della prova, per due oggetti simili vengono rilevate due situazioni, nel primo oggetto si manifestano 100 scariche per ciclo di intensità pari a 8 pC, nel secondo oggetto due scariche per ciclo di intensità pari a 12 pC. Secondo la normativa, sebbene la corrente media di scarica messa in gioco dal primo oggetto risulti essere enormemente inferiore alla corrente media di scarica del secondo oggetto il primo dovrà essere scartato mentre il secondo accettato. Da quanto sopra si conclude che la attuale normativa non si prefigge obiettivi diagnostici che debbono essere ricercati mediante ulteriori analisi e metodi di prova.

### 3.8 PD PATTERN

Il risultato delle misure del fenomeno delle scariche parziali è rappresentabile o attraverso indici di tipo statistico o numerico, oppure mediante la rappresentazione di un grafico denominato *PD Pattern*. Questo mostra l'attività di scariche parziali durante il tempo di acquisizione su un grafico di tipo bidimensionale cromatico. Sull'asse x vi è la fase relativa alla tensione di alimentazione, sull'asse y l'ampiezza delle scariche e una scala cromatografica rappresenta il numero di esse. Attraverso l'esperienza, se le misure sono conformi alla IEC 60270, è possibile rilevare i possibili difetti del sistema in esame esclusivamente dall'analisi morfologica del grafico in questione.

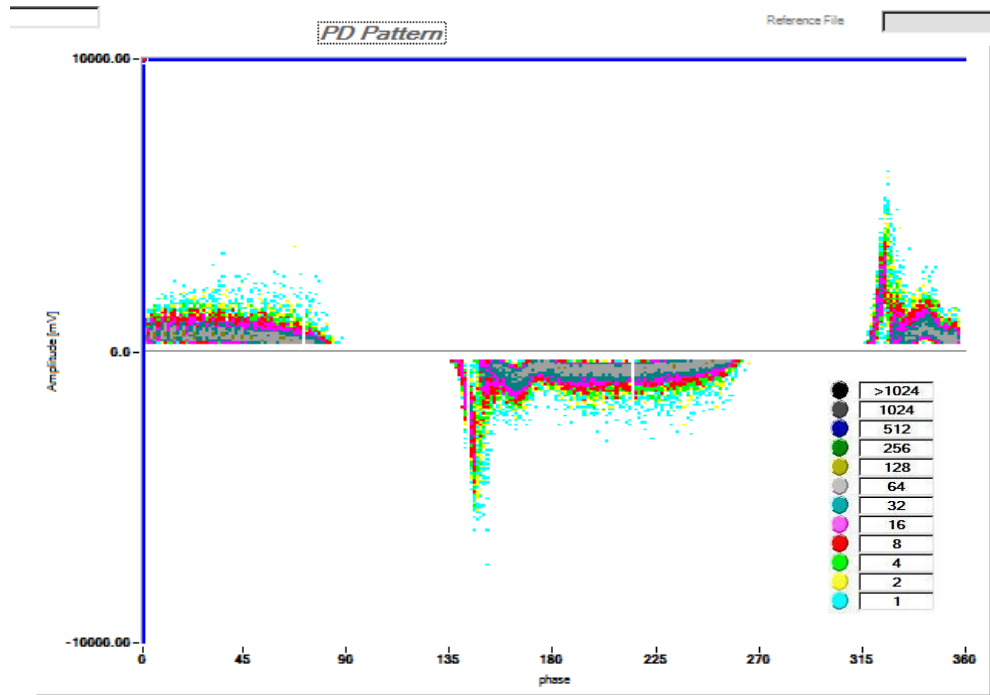


Fig. 3.14 Esempio di PD pattern e relativa scala cromatica

## CAPITOLO 4 – CENNI TEORICI

### 4.1 SISTEMI DI ISOLAMENTO DI TIPO 1 E DI TIPO 2

Nelle macchine rotanti [25] si possono avere due tipi di sistemi di isolamento primario:

- di tipo 1: fili smaltati
- di tipo 2: piattine nastrate
- soluzioni intermedie: esempio statore in piattina nastrata e rotore in filo smaltato

Per quel che riguarda il fenomeno delle scariche parziali, le due tipologie di isolamento primario cambiano completamente il loro comportamento in presenza di attività di scariche parziali.

I sistemi di tipo 2 sono concepiti per poter funzionare senza particolari problemi (soprattutto nel breve medio termine) in presenza di SP avendo sistema di isolamento realizzati attraverso tecniche di impregnazione e inglobamento VPI, VI ecc. e con materiali quali mica o resine epossidiche.

I sistemi di tipo 1, realizzati attraverso smaltature realizzate con materiali di diverso tipo che vengono disposti anche su più strati (semplice doppio o triplo); tali smalti attualmente vengono anche realizzati attraverso drogaggio di componenti micrometrici o anche nanometrici; tali sistemi sono progettati per funzionare in assenza di SP, un eventuale innesco porterebbe nel brevissimo tempo a danni permanenti al sistema di isolamento.

Lo strato di isolamento è composto esclusivamente dallo smalto che deve garantire quindi la tenuta della tensione interspira e la differenza di potenziale che intercorre tra il conduttore e la cava che è a potenziale nullo (a terra). Siccome le macchine rotanti con avvolgimenti in filo, vengono avvolti in maniera casuale (*random wire wound windings*), può capitare che si trovino vicine la prima e l'ultima spira dell'avvolgimento. In questo caso, l'isolamento deve garantire la tenuta di tutta la tensione dell'avvolgimento essendo sottoposto alle

condizioni più gravose a livello di differenza di potenziale e quindi di campo elettrico

Inoltre a causa dei fenomeni di riflessione e risonanza, dovuti anche alle alimentazioni di tipo PWM, si creano sugli avvolgimenti di statore dei picchi di sovratensione. Quest'ultimi possono innescare l'attività di scariche parziali.

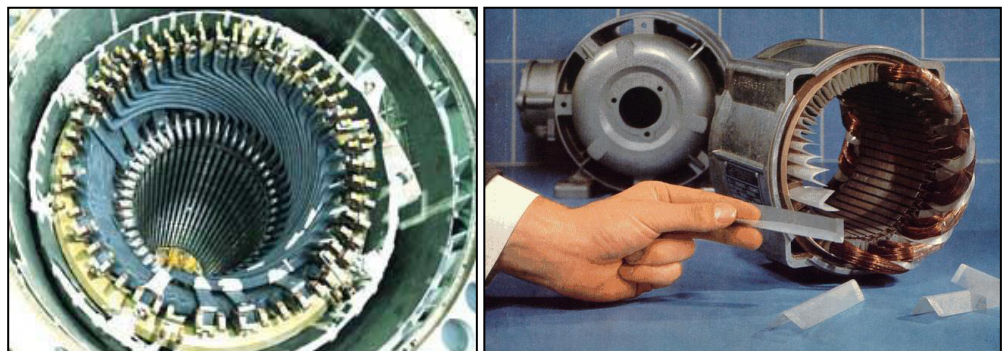
Infatti tali sistemi di tipo 1 devono:

- Essere esenti da scariche parziali,
- Avere durata di vita di circa 20-30 anni,
- Essere resistenti alle sollecitazioni meccaniche,
- Garantire la tenuta della tensione di alimentazione in un range che va da 0 alla tensione nominale,
- Resistere alle sovratensioni che possono provenire dal sistema di alimentazione.

Le diverse tipologie di isolamento primario influiscono in maniera sostanziale sulla tipologia della misura che si può ottenere per effettuare la diagnostica predittiva dell'apparecchiatura in esame.

Questa analisi si effettua ancora prima di decidere che tipologia di sensore usare (segnali condotti o irradiati) e che tipo di sistema di misura effettuare.

In seguito infatti verrà introdotto il sistema di alimentazione delle turbine eoliche e le varie tipologie costruttive.



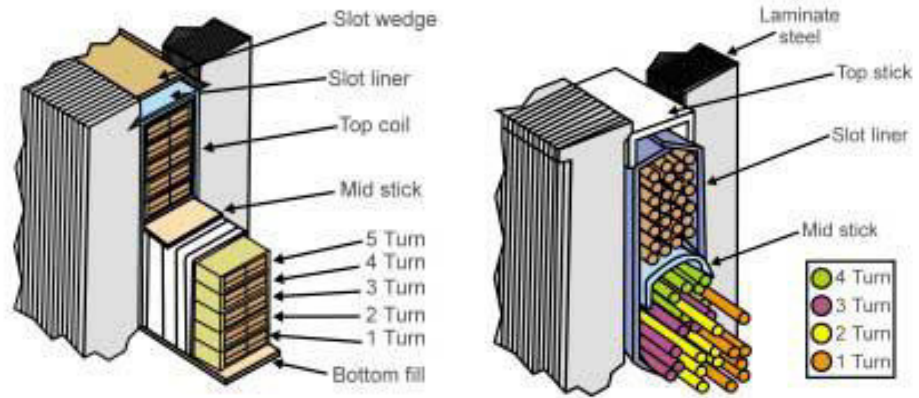


Fig. 4.1 Sistemi di isolamento di tipo 2 e sistemi di isolamento di tipo 1

#### 4.2 CENNI TEORICI SULLA PROPAGAZIONE DELLE ONDE

Si studia la linea di trasmissione [16,21,22,23,24] con un modello circuitale composto da due conduttori paralleli tra loro privi di perdite e analizzando un tratto di linea  $\Delta z \rightarrow 0$  potendo usare così il modello a parametri concentrati.

Infatti  $\Delta z \ll \lambda$  dove:

$$\lambda = \frac{K}{f} \quad \text{Eq. 4.1}$$

$\lambda$ : lunghezza d'onda

$K$ : velocità di propagazione =  $3 \cdot 10^8$  [m/s]

$f$ : frequenza

Prendendo in esame una linea priva di perdite, si considera solo l'induttanza  $L$  (effetti longitudinali) e la capacità  $C$  (effetti trasversali) per unità di lunghezza, come riportato in figura 4.1.

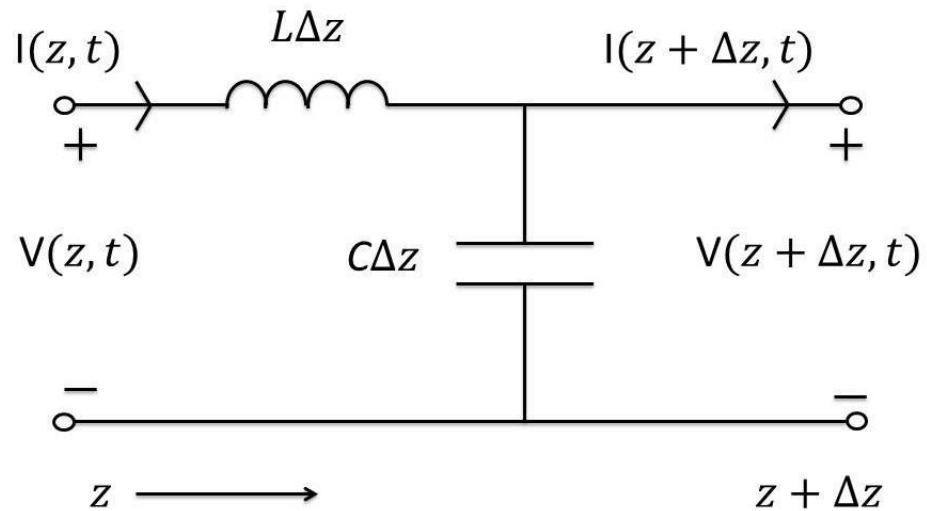


Fig.4.2 Circuito equivalente per una linea di trasmissione di lunghezza  $\Delta z$

Applicando le leggi di Kirchhoff e facendo il limite di  $\Delta z \rightarrow 0$  otteniamo le seguenti equazioni alle derivate parziali del primo ordine:

$$\frac{\delta V(z,t)}{\delta z} = -RI(z,t) - L \frac{\delta I(z,t)}{\delta t} \quad \text{Eq. 4.2}$$

$$\frac{\delta I(z,t)}{\delta z} = -GV(z,t) - C \frac{\delta V(z,t)}{\delta t} \quad \text{Eq. 4.3}$$

Con l'ipotesi di linea priva di perdite ( $R, G = 0$ ) e per mezzo di opportune operazioni di derivazione si ottengono le due equazioni delle onde:

$$\frac{\delta^2 V(z,t)}{\delta z^2} = LC \frac{\delta^2 V(z,t)}{\delta t^2} \quad \text{Eq. 4.4}$$

$$\frac{\delta^2 I(z,t)}{\delta z^2} = LC \frac{\delta^2 I(z,t)}{\delta t^2} \quad \text{Eq. 4.5}$$

L'onda di tensione  $V$  e l'onda di corrente  $I$  devono soddisfare in qualsiasi parte della linea di collegamento le loro rispettive equazioni. Le soluzioni delle due equazioni prendono la forma:

- $V(z, t) = V^+ \left( t - \frac{z}{k} \right) + V^- \left( t + \frac{z}{k} \right)$  oppure

$$V(z, t) = V^+(z - kt) + V^-(z + kt) \quad \text{Eq 4.6}$$

- $I(z, t) = I^+ \left( t - \frac{z}{k} \right) + I^- \left( t + \frac{z}{k} \right)$  oppure

$$I(z, t) = I^+(z - kt) + I^-(z + kt) \quad \text{Eq 4.7}$$

si può anche scrivere che:

$$I(z, t) = \frac{V^+(z-kt)}{kL} - \frac{V^-(z+kt)}{kL} \quad \text{Eq. 4.8}$$

Dove:

$$k = 1/\sqrt{LC} : \text{rappresenta la velocità di trasmissione dell'onda} \quad \left[ \frac{m}{s} \right]$$

$$kL = \sqrt{\frac{L}{C}} = R_w : \text{rappresenta l'impedenza d'onda} \quad [\Omega]$$

Come si può notare, il valore della tensione  $V$  in un punto della linea al tempo generico  $t$  è caratterizzato dal valore dell'onda progressiva (apice +) sommato al valore dell'onda regressiva (apice -).

$$V^+ \left( t - \frac{z}{k} \right); I^+ \left( t - \frac{z}{k} \right) \quad \text{Eq. 4.9}$$

onda progressiva, anche detta onda diretta, si propaga lungo la direzione positiva dell'asse  $z$

$$V^- \left( t + \frac{z}{k} \right); I^- \left( t + \frac{z}{k} \right) \quad \text{Eq. 4.10}$$

onda regressiva, anche detta onda inversa, si propaga lungo la direzione negativa dell'asse z e viene generata dal fenomeno di riflessione che si crea in un punto di discontinuità del circuito in analisi. Si veda di seguito cosa succede all'interfaccia tra due mezzi a impedenza d'onda  $R_w$  diversa (figura 4.3):

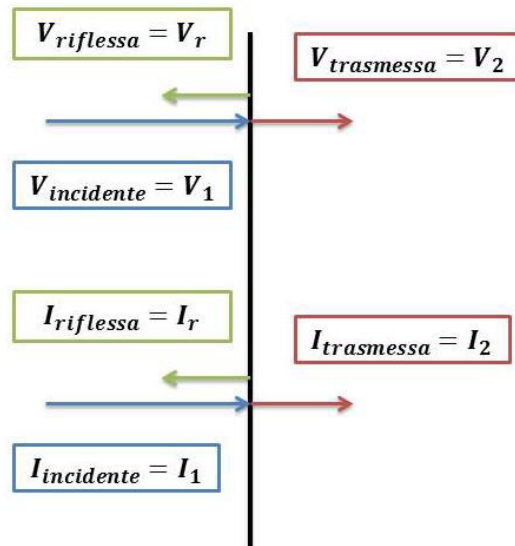


Fig.4.3 Fenomeno della riflessione d'onda tra due mezzi a impedenza d'onda diversa

Applicando le leggi di Kirchhoff:

$$V_1 + V_r = V_2 \quad \text{Eq. 4.11}$$

$$I_1 + I_r = I_2 \quad \text{Eq. 4.12}$$

Con opportune sostituzioni e avendo la conoscenza di  $V_1$  che è l'onda incidente si ha:

$$\text{Onda riflessa} \rightarrow V_r = \frac{R_{w2} - R_{w1}}{R_{w1} + R_{w2}} V_1 \quad \text{Eq. 4.12}$$

$$\text{Onda trasmessa} \rightarrow V_2 = \frac{2R_{w2}}{R_{w1} + R_{w2}} V_1 \quad \text{Eq. 4.13}$$

Da queste due equazioni si ricavano i coefficienti di riflessione e di trasmissione:

$$\text{Coefficiente di riflessione} \rightarrow \Gamma_r = \frac{R_{w2} - R_{w1}}{R_{w1} + R_{w2}} = \frac{V_r}{V_1} \quad \text{Eq. 4.15}$$

$$\text{coefficiente di trasmissione:} \rightarrow \Gamma_t = \frac{2R_{w2}}{R_{w1} + R_{w2}} = \frac{V_2}{V_1} \quad \text{Eq. 4.16}$$

Si ottiene quindi:

$$\text{Onda riflessa di tensione:} \rightarrow V_r = \Gamma_r V_1 \quad \text{Eq. 4.17}$$

$$\text{Onda trasmessa di tensione:} \rightarrow V_2 = \Gamma_t V_1 \quad \text{Eq. 4.18}$$

$$\text{Onda riflessa di corrente:} \rightarrow I_r = -\Gamma_r I_1 \quad \text{Eq. 4.19}$$

$$\text{Onda trasmessa di corrente:} \rightarrow I_2 = \Gamma_t \frac{R_{w1}}{R_{w2}} I_1 \quad \text{Eq. 4.20}$$

Il meccanismo di riflessione può essere interpretato come se ci fosse la presenza di uno “specchio” che, a seguito di un’onda incidente, riflette parte di essa oppure la sua totalità secondo le caratteristiche della discontinuità trattata. Nel caso in cui il coefficiente di riflessione sia massimo ( $\Gamma_r = 1$ ), si avrà la riflessione totale dell’onda, con ampiezza pari al valore della tensione incidente (onda progressiva). Nel caso esaminato il coefficiente di riflessione risulta prossimo all’unità.

#### 4.2.1. ANALISI DEL FENOMENO DELLE SOVRATENSIONI

Possiamo modellizzare il circuito del collegamento motore-inverter come in figura 4.4:

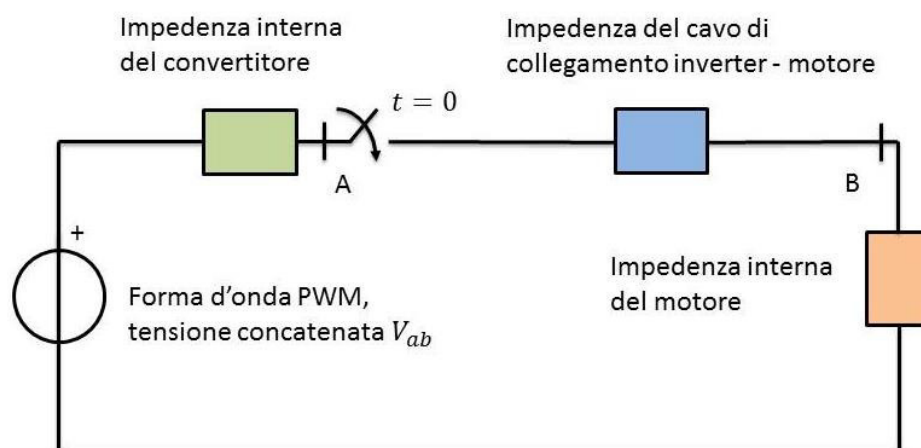


Fig. 4.4 Circuito equivalente: INVERTER-CAVO COLLEGAMENTO-MOTORE

Siano:

$l_{AB}$ : lunghezza del cavo di collegamento inverter – motore

$Z_{linea} = \sqrt{\frac{L}{C}}$ : impedenza del cavo di collegamento inverter – motore, dove L e C sono parametri per unità di lunghezza del cavo di interesse.

Discontinuità nel punto A:

$$\Gamma_{rA} = \frac{Z_{interna\ inverter} - Z_{linea}}{Z_{linea} + Z_{interna\ inverter}} = -1 \quad \text{Eq. 4.21}$$

Esso rappresenta il coefficiente di riflessione alla sorgente, che assume questo valore in quanto l'impedenza interna dell'inverter è trascurabile rispetto all'impedenza della linea di trasmissione.

Discontinuità nel punto B

Il coefficiente di riflessione ai morsetti del motore è determinato dai parametri riscontrati nel punto B di discontinuità del circuito. La

riflessione dell'onda incidente può essere studiata in tre condizioni estreme:

a) Se il conduttore del circuito equivalente è cortocircuitato alle sue estremità, ovvero l'impedenza del motore è trascurabile o pari a zero, l'onda riflessa avrà la stessa ampiezza dell'onda incidente ma segno opposto e pertanto risulterà una tensione nulla ai terminali del motore ( $\Gamma_{rB} = -1$ ).

b) Se agli estremi del conduttore del circuito equivalente si ha un circuito aperto, ovvero l'impedenza del motore è infinitamente grande, l'onda riflessa avrà la stessa ampiezza dell'onda incidente e segno concorde. In questo caso risulterà una tensione di modulo doppio ai terminali del motore ( $\Gamma_{rB} = +1$ ).

c) Se il conduttore del circuito equivalente termina su un'impedenza che ha lo stesso modulo dell'impedenza del conduttore stesso non ci sarà onda riflessa, ma si avrà una totale rifrazione dell'onda incidente ( $\Gamma_{rB} = 0$ ).

Nel caso di nostro interesse:

$$\Gamma_{rB} = \frac{Z_{motore\ AC} - Z_{linea}}{Z_{linea} + Z_{motore\ AC}} = +1 \quad \text{Eq. 4.22}$$

il coefficiente di riflessione al motore assume questo valore poiché l'impedenza del motore è dominata dal parametro induttivo e, paragonandola all'impedenza del cavo, risulta molto elevata soprattutto alle frequenze trattate. La discontinuità in B può quindi essere interpretata come un circuito aperto alle alte frequenze.

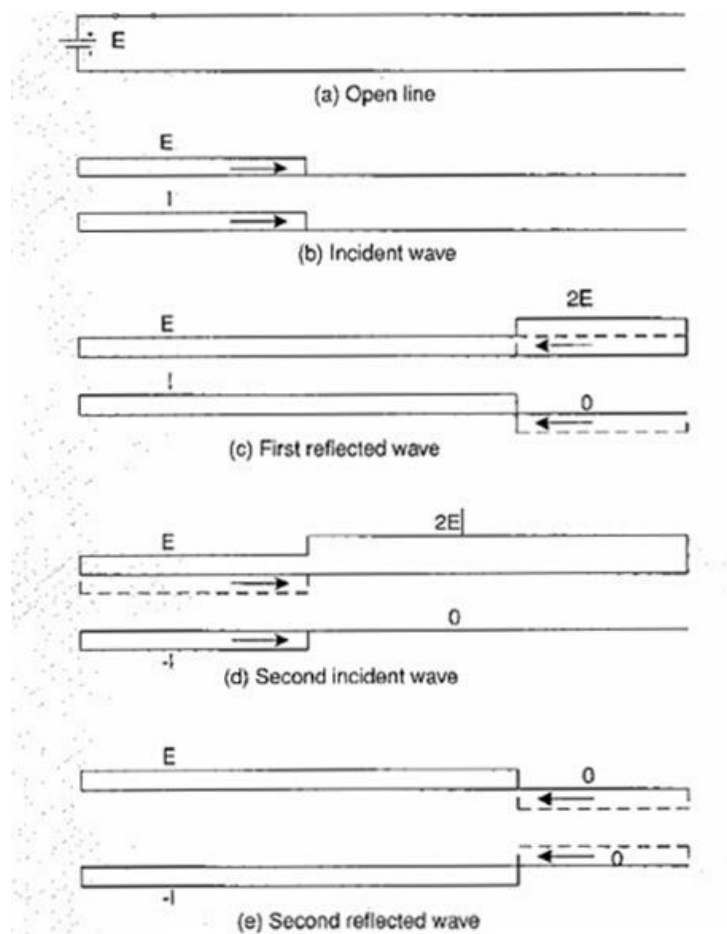


Fig. 4.5 Propagazione delle onde nel caso b)

All'istante  $t = 0$  il circuito viene chiuso. Analizzando l'andamento temporale della forma d'onda di tensione nel circuito (fig.4.5), si vede che essa viaggia verso il senso positivo dell'asse  $z$  in direzione del motore, accompagnata dall'onda di corrente avente la stessa forma ma con modulo differente.

All'istante:

$$t_B = \frac{l_{AB}}{k} \quad \text{con} \quad k = \frac{1}{\sqrt{LC}}: \text{velocità dell'impulso di tensione}$$

l'onda incidente arriva alla fine della linea inverter-motore fino ad incontrare la discontinuità B, dove avviene il fenomeno di riflessione con coefficiente  $\Gamma_{rB} = +1$ . L'onda incidente e l'onda riflessa, sommandosi con lo stesso modulo, raggiungono il doppio dell'ampiezza rispetto al funzionamento previsto.

L'onda riflessa inizia a viaggiare in senso contrario all'asse  $z$  (onda regressiva) verso l'inverter. Contemporaneamente, come si evince dalle formule precedenti, anche l'onda di corrente viene riflessa. L'onda inversa avrà stessa ampiezza ma segno opposto andando ad annullare la corrente ai morsetti del motore, situazione che verifica le condizioni al contorno supposte in precedenza avendo considerato i morsetti del motore come un circuito aperto.

All'istante  $t_A = \frac{2l_{AB}}{k}$  l'intera linea di trasmissione inverter-motore è sottoposta a una tensione pari al doppio di quella prevista in condizioni di normale funzionamento. Da tale assunto si può quindi comprendere l'importanza dello studio del comportamento dei conduttori smaltati sottoposti a forme d'onda PWM con picchi di sovratensione pari al doppio dell'ampiezza dell'onda applicata. All'istante  $t_A$  si ha la riflessione dell'onda incidente che questa volta è quella considerata regressiva con  $\Gamma_{rA} = -1$ . Si avrà quindi un'onda progressiva con ampiezza pari all'onda inversa incidente, ma segno discorde. Si verifica quindi la condizione al contorno nella discontinuità A, valore di tensione pari al valore di tensione in uscita dall'inverter. L'onda di tensione viene accompagnata dall'onda di corrente che, muovendosi con velocità positiva, avrà segno uguale alla tensione e quindi negativo.

All'istante  $t_{B2} = 3\frac{l_{AB}}{k}$  l'onda che era diventata progressiva arriva ai morsetti del motore, dove viene riflessa con  $\Gamma_{rB} = +1$ . Essendo l'onda incidente di segno negativo, l'onda riflessa avrà lo stesso segno e la stessa ampiezza. La corrente, rispettando la condizione al contorno, verrà riflessa con segno positivo come in fig.4.5.

Grazie alla teoria della propagazione e della riflessione dell'onda è possibile calcolare l'ampiezza del picco ai terminali del motore. Il tempo che impiega l'impulso di tensione in uscita dall'inverter ad arrivare ai morsetti del motore risulta:  $t_B = \frac{l_{AB}}{k}$ .

Dopo questo istante l'onda progressiva viene riflessa e la conseguente onda regressiva avrà un'ampiezza pari a:

$$V_{\text{onda regressiva}} = \frac{dv}{dt} * t_B * \Gamma_{rB} < V_{dc} * \Gamma_{rB} \text{ se } t_B < t_r \quad \text{Eq. 4.23}$$

Oppure

$$V_{\text{onda regressiva}} = V_{dc} * \Gamma_{rB} \text{ se } t_B \geq t_r \quad \text{Eq. 4.24}$$

Un' ulteriore causa che contribuisce alla formazione delle sovra-elongazioni sui fronti d'onda di salita e di discesa viene identificata nel fenomeno della risonanza, provocata dall'interazione dei parametri induttivo-capacitivi della linea di trasmissione con quelli caratterizzanti il motore. La forma d'onda presenta andamenti cisoidali, rappresentanti un "palleggiamento di energia" tra i parametri induttivo-capacitivi del sistema.

Generalmente il valore del picco sul fronte di salita raggiunge il doppio del valore massimo dell'impulso, creando fenomeni di stress elettrico sul materiale isolante.

#### 4.3 METODI ALTERNATIVI PER IL RILIEVO E LA LOCALIZZAZIONE DELLE SCARICHE PARZIALI

Le scariche parziali producono [4,5], come conseguenza della scarica, numerosi fenomeni fisici secondari il cui rilievo può essere utilizzato per l'identificazione dei fenomeni impulsivi.

I principali effetti causati dalle scariche parziali che possono essere rilevati sono:

- 1) Trasformazioni chimiche dei dielettrici
- 2) Modifica nelle pressioni dei gas (impulsi di pressione)
- 3) Riscaldamenti localizzati
- 4) Emissione di luce
- 5) Emissioni acustiche
- 6) Emissioni elettromagnetiche.

In funzione degli effetti menzionati sono state sviluppate negli anni delle tecniche non elettriche di rilievo delle scariche, tecniche utilizzate soprattutto in situazioni particolari nelle quali sia reso difficile l'utilizzo di sistemi elettrici. Nella maggioranza dei casi le tecniche non elettriche di rilievo delle scariche parziali si sono dimostrate molto efficaci nella localizzazione delle scariche ma hanno dimostrato forti limiti nella determinazione della intensità delle stesse.

#### 4.3.1. RILIEVO DELLE SCARICHE PARZIALI CON METODI ACUSTICI

Le scariche parziali generano impulsi di pressione che in taluni casi ricadono nel campo di frequenze proprie dall'orecchio umano (20 Hz – 20 kHz) e dunque udibili.

Il rilievo acustico delle scariche parziali è possibile soltanto se le scariche sono in aria o se l'attenuazione dei mezzi interposti è contenuta, in questi casi, possono essere udite scariche parziali di intensità superiore a 50 pC in ambienti estremamente silenziosi e, superiori a 80-120 pC in ambienti normali.

In pratica il rilievo delle scariche parziali con metodi acustici viene eseguito con strumenti sensibili nello spettro degli ultrasuoni (30 – 50 kHz); i segnali rilevati da questa strumentazione possono essere convertiti in via elettronica in impulsi sonori nello spettro udibile ed eventualmente registrati con una sensibilità in aria che può raggiungere qualche pC.

A seconda che si voglia rilevare la presenza delle scariche parziali in un oggetto oppure che si voglia determinarne l'ubicazione nello stesso, si impiegano microfoni di tipo a largo raggio oppure direzionali ottenendo usualmente delle risoluzioni spaziali di qualche centimetro. Rilievi maggiormente accurati possono essere ottenuti mediante l'impiego di strumentazione basata sul rilievo ottico degli impulsi.

I metodi acustici per il rilievo delle scariche parziali sono solitamente utilizzati come aiuto per la risoluzione dei problemi a seguito del rilievo delle scariche con metodi elettrici in quanto, sebbene la misura delle scariche parziali con metodi acustici possa essere fortemente influenzata dalla presenza di rumori, riflessioni ed attenuazioni vi è,

rispetto ad i metodi elettrici, una naturale insensibilità del metodo ai disturbi lontani, in particolare provenienti dalla sorgente di alimentazione.

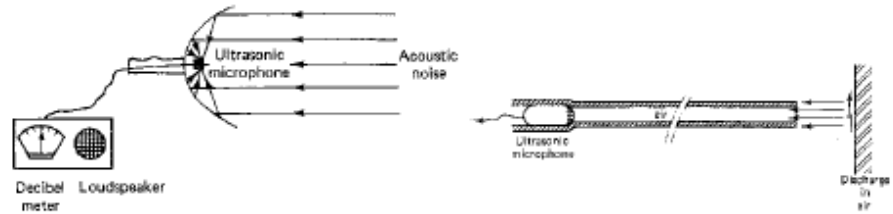


Fig. 4.6 Esempio di rilevamento ultrasonico delle scariche parziali con microfono a largo raggio e direzionale

Nel caso di isolamenti solidi di modesto spessore, come ad esempio i cavi, i sistemi acustici si rivelano molto efficaci al fine di determinare la posizione delle scariche parziali in quanto può essere ispezionato gran parte del dielettrico e le cavità, dato il modesto spessore dell'isolamento, risultano essere vicine alla superficie.

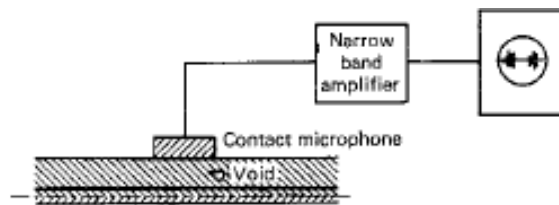


Fig. 4.7 Localizzazione di scariche parziali mediante metodi acustici

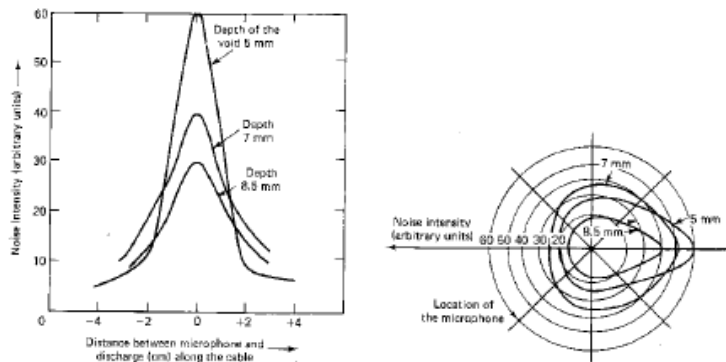


Fig. 4.8 Localizzazione di scariche parziali su un cavo elettrico mediante metodi acustici: andamento delle intensità in funzione dello spessore della cavità e lungo la circonferenza

Nella pratica i metodi acustici si sono rivelati molto efficaci nella localizzazione delle scariche parziali di medio-alta intensità.

#### 4.3.2. RILIEVO DELLE SCARICHE PARZIALI CON METODI OTTICI

Le scariche parziali, superficiali od in aria, emettono una quantità di luce che può essere rilevata, in stanza buia, anche ad occhio nudo.

Considerando la elevata sensibilità dell'occhio umano si è rilevato che dopo una ambientazione in stanza buia per circa un quarto d'ora ad occhio nudo sono rilevabili impulsi di scarica parziale di intensità dell'ordine dei  $500 \div 1000$  pC.

Il limite di sensibilità dell'occhio umano è condizionato dalla brevissima durata degli impulsi luminosi e può essere superato mediante l'utilizzo di opportuni strumenti integratori come ad esempio le pellicole fotografiche ad alta sensibilità. Con tecniche di sovrapposizione dell'immagine si possono ottenere ottimi risultati arrivando a sensibilità dell'ordine di 1 pC e risoluzioni di qualche millimetro.

Il limite della misura ottica per integrazione risiede nella difficoltà di discriminare fenomeni frequenti nel tempo che, con metodi di misura integrativi, risultano sovrapposti.

Il limite, dovuto ai lunghi tempi di integrazione, può essere superato mediante l'utilizzo di opportuni strumenti detti fotomoltiplicatori, ossia strumenti in grado di rilevare intensità luminose molto esigue, soprattutto nel campo delle radiazioni ultraviolette.

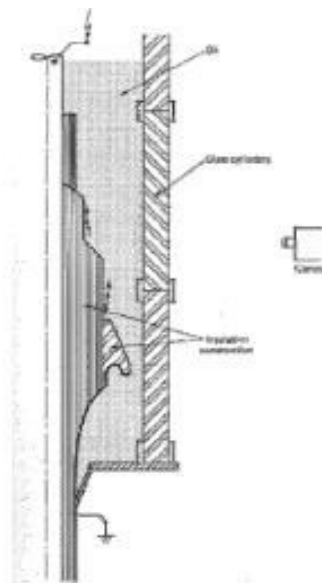


Fig. 4.9 Localizzazione di scariche parziali su una testata di un cavo elettrico mediante metodi ottici: rilievo effettuato tramite l'ausilio di un cilindro di vetro per consentire il passaggio della luce

Tramite l'utilizzo dei fotomoltiplicatori è possibile localizzare, con estrema precisione, scariche parziali di modestissima intensità fino ai limiti di sensibilità pari a  $0,05 - 0,005$  pC.

In conclusione i metodi di rilievo delle scariche parziali basati su strumentazione ottica forniscono un ottimo ausilio in fase di prototipizzazione dei componenti ma essendo limitati al rilievo di scariche parziali in aria sono difficilmente applicabili a situazioni reali nelle quali, oltre alla presenza di scariche in aria, si debbano rilevare scariche interne ai dielettrici.

#### 4.3.3. RILIEVO DELLE SCARICHE PARZIALI CON IL METODO DEI GAS DISCIOLTI

La valutazione dei gas disciolti nell'olio isolante è considerato uno dei mezzi diagnostici più efficaci per valutare lo stato dei trasformatori in esercizio, individuare precocemente le anomalie e programmare gli interventi di riparazione.

Le principali cause di formazione di gas all'interno di un trasformatore sono connesse ad anomalie elettriche ad esempio il fenomeno delle scariche parziali.

I gas sono prodotti:

- Per decomposizione termica dell'olio e degli isolanti (punti caldi)
- Dalle temperature connesse ad un arco elettrico o da "bombardamento ionico" senza temperature elevate associate, prodotto da scariche elettriche a bassa energia dette PD o corona.

Questi gas in misura diversa tra loro e variabile con la temperatura, sono discretamente solubili in olio e di conseguenza sono facilmente determinabili tramite analisi del gas estratto dall'olio.

Va rilevato che tutti i trasformatori generano una quantità di gas anche in assenza di anomalie, alle normali temperature di esercizio. La temperatura esercita una grande influenza sulla scomposizione delle molecole di idrocarburi che compongono l'olio; tali scomposizioni portano alla produzione di ioni e radicali (H, CH<sub>3</sub>, CH<sub>2</sub>, CH e C) che attraverso reazioni chimiche si ricombinano in molecole gassose.

In generale si osservano queste associazioni:

- Scariche parziali a basso contenuto energetico comportano la scissione dei legami deboli C-H e l'Idrogeno (H<sub>2</sub>) si manifesta come il principale prodotto di questa reazione
- Energie e temperature maggiori comportano in sequenza scissioni di elementi con legami più forti come il legame singolo, doppio e triplo C-C. Gli atomi di Carbonio si ricombinano con l'Idrogeno dando origine a molecole di Etilene (C<sub>2</sub>H<sub>4</sub>), Etano (C<sub>2</sub>H<sub>6</sub>), Metano (CH<sub>4</sub>) e Acetilene (C<sub>2</sub>H<sub>2</sub>).
- Ulteriori idrocarburi, in quantità modeste, e cere costituiscono altri elementi delle reazioni termo-chimiche
- In taluni casi si è manifestata produzione di Idrogeno significativa in seguito alla reazione di parti metalliche con l'umidità e l'ossigeno presente nell'olio.
- Talvolta i gas sono conseguenza della decomposizione dei sottili veli di olio negli spazi interlaminari dei pacchi magnetici per presenza di sovrariscaldamenti localizzati.
- Nell'olio sono presenti normalmente Azoto e Ossigeno di origine atmosferica che, pur non essendo associabili a nessun

guasto, contribuiscono in modo determinante alla formazione di sottoprodotti del degrado che sono una delle fonti di innalzamento della temperatura di esercizio.

#### 4.3.4. RILIEVO DELLE SCARICHE PARZIALI CON IL METODO ELETTROMAGNETICO (UHF ESTERNI ED INTERNI)

L'evento di una scarica parziale emette un'onda elettromagnetica causata dallo spostamento di cariche.

Pertanto, le caratteristiche degli impulsi elettromagnetici emessi dipendono dalla forma d'onda dell'impulso di corrente nella SP. Quando viene rilevata l'onda elettromagnetica generalmente è difficile misurare direttamente la componente EM del singolo impulso della PD a causa della debole emissione di potenza e di una notevole attenuazione dell'ampiezza dell'onda durante la propagazione nel mezzo isolante di interesse.

I metodi di misurazione delle onde elettromagnetiche per le scariche parziali possono essere classificate in due tipologie:

- Si utilizza un'antenna per rilevare le onde EM emesse dalla SP che si propagano per poi irradiarsi attraverso i conduttori o si irradiano dalle aperture di boccole o spazi verso l'esterno della apparecchiatura.
- Si misurano le SP attraverso antenne non poste direttamente all'interno dell'apparecchiatura

Negli ultimi anni quest'ultimo metodo è progredito rapidamente soprattutto per i GIS utilizzando il metodo UHF che permette di rilevare le onde EM con una banda UHF che tolleri il rumore (300 MHz - diversi GHz)

I metodi UHF possono essere classificati in due categorie: a banda stretta o a banda larga.

Banda stretta la risoluzione di banda dell'onda EM rilevata dall'antenna è ristretta con un analizzatore di spettro. Con il metodo UHF a banda larga, le onde elettromagnetiche vengono spazzate nel tempo con l'oscilloscopio utilizzando un filtro passa banda.

L'installazione di queste antenne viene fatta sulla cassa esterna dell'apparecchiatura con attenzione alla posizione a seconda delle tipologie di applicazione da studiare.

Il vantaggio del metodo UHF è la tolleranza del rumore di disturbo, mentre l'inconveniente è un ampio decadimento dell'ampiezza del segnale con la distanza che porta alla necessità di installare molti sensori.

La calibrazione della quantità di scarica non è possibile perché l'uscita dipende dalla distanza della posizione dove avviene la SP e il punto di rilevazione, per questi motivi bisogna comunque effettuare uno studio della forma e struttura dei macchinari per capire la posizione e il numero delle antenne.

Attualmente la sensibilità di rilevamento con il metodo UHF è fino a 1 pC.

#### 4.3.5. RILIEVO DELLE SCARICHE PARZIALI CON SENSORI PER RF

##### 4.3.5.1. FERRITI

Esistono diversi tipi di sensore RF (Radio Frequency), ma il loro principio di funzionamento è analogo: una bobina avvolta su un nucleo ferromagnetico, tipicamente in ferrite, trasduce i segnali elettromagnetici a radio frequenza emessi durante le scariche.

L'utilizzo di trasformatori ad alta frequenza con nucleo in ferrite, HF-CTs (High Frequency Current Transformers), consente di realizzare misure di scariche parziali online. Il campo di applicazione riguarda principalmente i trasformatori alimentati ad alta tensione e macchine rotanti di piccola-media potenza (<10MW). I CT si applicano a tutte le connessioni accessibili della macchina e trasducono gli impulsi elettrici che vi transitano. Il segnale trasdotto viene elaborato da un analizzatore di spettro e da un oscilloscopio. È possibile effettuare una calibrazione del sistema di misura e la comparazione dei segnali letti durante le misurazioni con quelli ottenuti attraverso la calibrazione fornisce informazioni su entità, posizione e natura delle scariche. I disturbi che interessano questo tipo di misura sono i segnali elettromagnetici emessi dall'alimentazione e dall'apparecchiatura elettronica circostante; tali interferenze hanno caratteristiche simili ai segnali di scarica parziale, quindi bisogna provvedere a opportune schermature e filtraggi.

Nei trasformatori isolati in olio il sensore è applicato sulla superficie esterna della carcassa dell'oggetto. Quando il segnale elettromagnetico emesso da una scarica parziale incontra l'involucro metallico la componente elettrica viene fortemente smorzata, mentre quella magnetica oltrepassa il metallo e viene rilevata, tuttavia il segnale decade proporzionalmente al quadrato della distanza dalla sorgente, per questo motivo il sensore è posizionato a contatto della struttura. Il range di frequenze rilevato rientra tra le decine e il centinaio di MHz, zona dello spettro in cui è presente gran parte del rumore, quindi è necessario schermare il sistema di misura.

#### 4.3.5.2 CONDENSATORI D'ACCOPIAMENTO

I condensatori si utilizzano per misure di scariche parziali online su macchine rotanti di maggiore potenza (>20MW) e si collegano alle tre fasi nella scatola connessioni; su macchine più piccole nascono problemi di installazione per ragioni di ingombro. Questa soluzione si adotta su motori alimentati a una tensione che non supera i 40kV. Al diminuire della tensione di alimentazione diminuisce anche l'intensità del segnale generato dall'attività di scarica parziale. Per aumentare la sensibilità del sistema di misura si utilizzano condensatori che possiedono capacità più elevate; il range di capacità parte dalle decine di pF e arriva a 1-2nF.

#### 4.3.5.3 BOBINA DI ROGOWSKI

La scelta della bobina di Rogowski ad uso di sensore di scariche parziali ha avuto maggior diffusione in passato. Le bobine vengono applicate nella scatola connessioni alle fasi di macchine rotanti. Grazie alla struttura intrinsecamente sicura, che riduce al minimo le probabilità di scintillazione, questi sensori si adottano in presenza di atmosfere esplosive. La sensibilità del sensore è ridotta a causa del basso rapporto segnale-rumore dello stesso, pertanto è possibile ottenere rilevazioni apprezzabili quando l'attività di scarica è già a un certo livello di intensità e non è possibile acquisire informazioni relative agli istanti iniziali del fenomeno. L'argomento sarà approfondito in seguito.

#### 4.3.5.4 SENSORI UHF INTERNI

Si tratta solitamente di antenne unipolari che vengono inserite all'interno della carcassa del trasformatore e immerse nel liquido isolante. Le caratteristiche costruttive devono essere tali da permettere il funzionamento dello strumento nell'olio minerale a temperature di lavoro che possono superare i 120°C e in presenza di campi elettromagnetici di forte intensità; inoltre, poiché l'installazione non è agevole ed eventuali interventi di manutenzione sono onerosi,

l'affidabilità deve essere elevata. La banda delle frequenze rilevate si attesta entro i 500MHz, quindi l'antenna rientra nei sensori UHF. Lo svantaggio di questa scelta è il fatto di dover creare un foro nell'involucro della macchina per potervi inserire la sonda. In sostanza tale tecnica permette di effettuare misure di scariche parziali online, ma risulta essere invasiva.

È possibile utilizzare sensori interni anche per le macchine rotanti; l'effetto schermante della carcassa della macchina protegge i sensori dai disturbi esterni, ma bisogna sempre considerare lo svantaggio dell'invasività di questa tecnica, poiché si devono praticare fori nell'involucro.

#### 4.3.5.5 SENSORI UHF ESTERNI

Il livello minimo di interazione tra macchina e strumento di misura si ottiene utilizzando antenne UHF, le quali rilevano i segnali elettromagnetici generati dall'attività di scarica parziale che si propagano nell'ambiente circostante e quindi non vi è contatto fisico tra sensore e oggetto in prova. L'impiego di questo sistema di misura si concentra su trasformatori cast resin e sulle macchine rotanti.

Esistono diverse tipologie di antenne usate in simili applicazioni, tra cui si possono citare l'antenna a doppia spirale, l'antenna a farfalla, o un'antenna derivante dalla Vivaldi; si tratta in ogni caso di antenne piatte e direzionali. Sono determinanti la forma e le dimensioni dell'antenna; in base a tali parametri viene definita la banda di frequenze che l'antenna riesce a ricevere. Il principio di funzionamento è assimilabile a quello di un filtro passa alto e il campo delle frequenze rilevabili parte dalle centinaia di MHz e supera il GHz, ma si effettuano attenti studi per restringere la banda e centrarla su zone dello spettro meno soggette a disturbi esterni.

#### 4.4 SCARICHE PARZIALI NELLE MACCHINE ROTANTI ALIMENTATE DA INVERTER

L'alimentazione di macchine rotanti attraverso inverter secondo la logica PWM (Pulse Width Modulated) [7,8] trova ormai svariate applicazioni in numerosi ambiti, pertanto occorre studiare attentamente gli effetti che essa può provocare sul tempo di vita delle macchine, prestando particolare attenzione al sistema di isolamento. Durante i primi periodi in cui è stata adottata questa tecnica si è notato in media un invecchiamento accelerato dell'isolamento delle macchine, che portava alla rottura anticipata delle stesse. Appurato il fatto che esiste una correlazione tra tipo di alimentazione e velocità di invecchiamento, bisogna individuare le cause di tale fenomeno.

Le forme d'onda generate dagli inverter sono una sequenza di onde quadre, caratterizzate da ripidi fronti di salita e discesa, realizzate in modo tale da ottenere una sinusoide fondamentale della frequenza desiderata. I primi studi vennero effettuati alimentando macchine con onde quadre di varia frequenza (fino a 25kHz) e ampiezza (escursione massima di 10kV picco-picco), con rapidi fronti di salita (fino a 8kV/ $\mu$ s). I risultati portarono a formulare una legge empirica per descrivere l'invecchiamento di un isolamento:

$$N = V^{-n} \quad \text{Eq. 4.25}$$

N: numero di fronti di salita/discesa

V: valore efficace della tensione di alimentazione

n: parametro caratteristico della forma d'onda

Si può notare che il numero di fronti applicabili all'isolamento prima che si deteriori dipende principalmente dal valore della tensione e non tanto dalla velocità del fronte di salita, o dalla frequenza. Inoltre si è riscontrato che la tensione di innesco delle scariche parziali dipende dal rapporto  $T_{off}/T_{on}$ : maggiore è il rapporto, più alto è il valore della tensione di innesco.

Successivi studi hanno confermato la bassa incisività del tempo di salita dell'onda sul valore della tensione di innesco delle scariche, tuttavia si è notato che esiste un minimo nella curva che mette in relazione la durata dell'isolamento con i tempi di salita e questo minimo si ha per valori medi degli stessi.

Convertitori più moderni hanno frequenze di commutazione che vanno dai 20 ai 50kHz e fronti di salita di 20kV/μs. L'aumento delle frequenze in gioco accentua i fenomeni di riflessione dovuti alla discordanza tra l'impedenza del convertitore, quella del cavo di alimentazione e quella del motore; gli effetti si traducono in picchi di tensione impulsivi presenti su tutti i fronti di salita della forma d'onda principale. Si possono raggiungere livelli di tensione pari al doppio del valore di picco dell'onda, i quali giocano un ruolo determinante riguardo l'invecchiamento del sistema d'isolamento.

Lo stress esercitato sull'isolamento interspira dipende dalla differenza di tensione esistente tra due spire adiacenti; se si trovano vicine due spire aventi tensioni molto diverse lo stress è più elevato e l'eventuale presenza di difetti nell'isolamento, come può essere un vacuolo, rischia di compromettere la tenuta dell'isolamento. Per quanto riguarda l'isolamento spira-massa, l'onda quadra di tensione con i picchi sovrapposti accelera il degrado delle prestazioni dell'isolamento, favorendo l'innesco di scariche parziali e invecchiando termicamente il materiale a causa di un aumento localizzato della temperatura.

Le scariche parziali si innescano durante i fronti di salita dell'onda, ma la loro rilevazione ad ogni inversione d'onda non è garantita, sia che si effettuino misure di corrente, sia che vengano utilizzati sensori UHF; le scariche sono sempre individuabili se la tensione raggiunge un valore pari al doppio della tensione d'innesco. Inoltre, se la tensione rimane al di sotto del doppio del valore di innesco si hanno scariche solo sui fronti di salita, invece perdurano anche sul fronte di discesa nel caso in cui si superi tale soglia. Analogamente per le onde di forma quadra al crescere della tensione le scariche si protraggono anche sulla parte piatta. Nella semionda positiva si individuano le scariche di ampiezza maggiore e frequenza inferiore, poiché è l'isolante a emettere gli elettroni; nella semionda negativa accade l'opposto. Si è infine

riscontrata la presenza di una sorta di “effetto memoria”, dovuto alla ionizzazione dell’aria in seguito a una scarica, che favorisce l’innesco di scariche successive.

In aggiunta all’attività di scarica parziale, le principali cause di invecchiamento accelerato sono:

- Presenza di sovratensioni ripetitive
- Iniezioni di carica nell’isolamento (dovute anche alle diverse sequenze della logica PWM)
- Rapidità di ripetizione delle scariche parziali
- Alta velocità di salita dell’onda ( $dV/dt$ )

La presenza di scariche parziali è sintomo e causa di un degrado accelerato dell’isolamento, ma è importante tenere presente che l’azione di logoramento nasce precedentemente per i fenomeni sopra citati.

## 4.5 LA NORMA IEC 61934

Gli impulsi di tensione generati dai rapidi fronti di salita dell'onda e dai fenomeni di riflessione costituiscono un ostacolo alla misura delle scariche parziali che avvengono nei motori alimentati da convertitori. Gli impulsi, di ampiezza superiore alle scariche parziali, interferiscono con il segnale di scarica quando lo spettro delle frequenze dei primi si sovrappone al secondo. Sono stati messi a punto vari sistemi di misura, finalizzati a una misura affidabile delle scariche tramite la soppressione degli impulsi, e al riguardo è stata redatta una norma, la IEC 61934.

Questo standard si riferisce a misure off-line di scariche parziali condotte sull'isolamento di sistemi elettrici sottoposti a impulsi di tensione ripetitivi generati da componenti di elettronica di potenza.

### 4.5.1 DEFINIZIONI DI GRANDEZZE SIGNIFICATIVE

- *Impulsi di tensione ripetitivi*

Impulsi di tensione utilizzati nei test di tensione per lo studio delle sorgenti di commutazione nei componenti di elettronica di potenza a frequenza portante o derivata.

- *Impulso di scarica parziale*

Impulso di corrente che circola nell'oggetto in prova derivante da una scarica parziale avvenuta nello stesso oggetto.

- *Tensione ripetitiva di innesco della scarica parziale RPDIV (repetitive partial discharge inception voltage)*

Minimo valore di impulso di tensione picco-picco per il quale occorrono sei scariche parziali su dieci impulsi della stessa polarità.

- *Tensione ripetitiva di estinzione della scarica parziale RPDEV (repetitive partial discharge extinction voltage)*

Massimo valore di impulso di tensione picco-picco per il quale occorrono sei scariche parziali su dieci impulsi della stessa polarità.

- Velocità di ripetizione degli impulsi di tensione

L'inverso del tempo medio tra due impulsi successivi con la stessa polarità, che siano unipolari o bipolari.

- Tempo di salita dell'impulso

Tempo che l'impulso di tensione impiega ad andare da 0% a 100%.

- Tempo di discesa dell'impulso

Intervallo di tempo tra gli istanti in cui il valore istantaneo di un impulso scende da un valore superiore a un valore definito inferiore.

- Ampiezza dell'impulso

Intervallo di tempo tra gli istanti iniziale e finale entro i quali il valore istantaneo di un impulso raggiunge una frazione di ampiezza dell'impulso fissata, o una soglia definita.

- Grandezza di picco della scarica parziale

Il valore più alto di una qualsiasi quantità relativa a impulsi di scariche parziali avvenuti nell'oggetto in prova ad una tensione specifica, seguendo procedure di condizionamento e di prova specifiche.

#### 4.5.2 MISURA DEGLI IMPULSI DELLE SCARICHE PARZIALI

- Frequenza di misura

Per misurare le scariche parziali in presenza di impulsi di tensione ripetitivi con rapido fronte di salita è necessario inibire la lettura della corrente generata da tali impulsi, che rappresenta una notevole fonte di disturbo. Una soluzione consiste nell'effettuare misure di corrente o di emissioni elettromagnetiche in UHF, che supera la frequenza dell'impulso. La detezione a banda ultra larga (UWB) si serve spesso di un filtro passa alto per eliminare le componenti a bassa frequenza dell'impulso di tensione. Per la soppressione dell'impulso si possono anche effettuare misure a banda stretta in UHF (da 300MHz a 3GHz). Infine è possibile procedere all'integrazione a frequenza molto bassa

della corrente generata dalle scariche parziali, per poi confrontarla con quella degli impulsi di tensione.

- Grandezze da misurare

Le grandezze da misurare sono: RPDIV, RPDEV, valore di picco della scarica parziale e frequenza di ripetizione degli impulsi.

- Oggetti in prova

Gli oggetti in prova possono essere rappresentati da tre tipi di impedenze equivalenti: induttiva, capacitiva, o distribuita. Per alcuni di essi il comportamento cambia a seconda del range di frequenze in cui si effettuano le misure di scariche parziali. Negli oggetti rappresentabili tramite impedenza distribuita possono evidenziare effetti di attenuazione e distorsione del segnale, a causa del fenomeno di propagazione dello stesso nel mezzo.

- Generatore di impulsi e forme d'onda degli impulsi

Il generatore di impulsi deve generare impulsi di tensione ripetitivi e con breve fronte di salita; inoltre tale generatore deve produrre un basso livello di rumore.

Al fine di riuscire ad effettuare comparazioni tra materiali di tipo e forma differente, sono state definite forme d'onda standard per gli impulsi di tensione:

Characteristic	Range
Rise time	0,04 to 1 $\mu$ s
Repetition rate	1 to 1000 Hz
Impulse duration	0.08 to 25 $\mu$ s
Shape	Square or triangular
Polarity	Unipolar or bipolar (preferred)

Fig. 4.10 Esempio dei parametri della forma d'onda dell'impulso di tensione senza carico

#### 4.6 TIPOLOGIE DI CIRCUITI PER MISURE DI SCARICHE PARZIALI NON NORMATE

Qualsiasi sistema di misura di scariche parziali deve riuscire a sopprimere il segnale derivante dagli impulsi di tensione e deve lasciar passare inalterato quello generato dall'attività di scarica. A valle del processo di filtraggio il segnale di scarica deve avere ampiezza maggiore del segnale residuo dell'impulso di tensione. L'entità della soppressione richiesta dipende dalla tensione di test e dal tempo di salita dell'impulso. Più l'ampiezza dell'impulso sale, maggior soppressione è richiesta. Similmente, più è breve il tempo di salita, maggiore deve essere la soppressione, perché aumenta il rischio di sovrapposizione dello spettro degli impulsi di tensione con quello degli impulsi dovuti alle scariche parziali. In sostanza, ai dispositivi di misura è richiesto che i due tipi di segnale siano facilmente discriminabili.

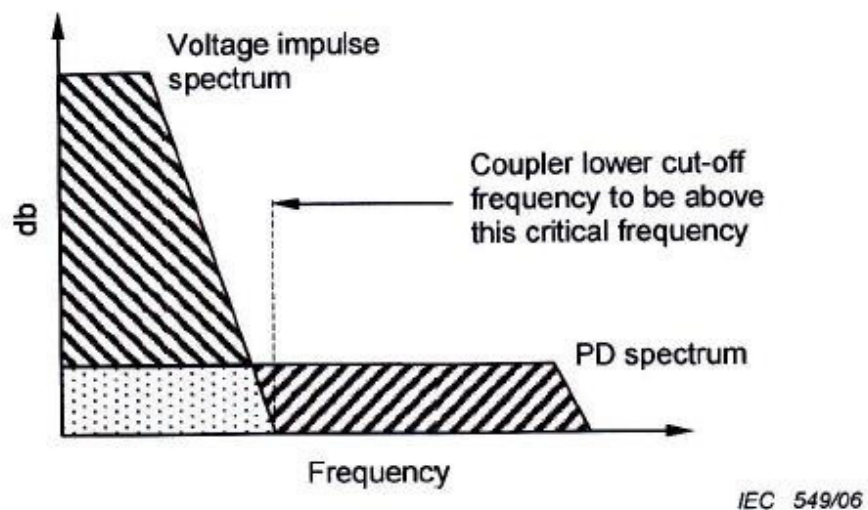


Fig. 4.11 Esempio di sovrapposizione tra lo spettro dell'impulso di tensione e quello dell'impulso di scarica parziale

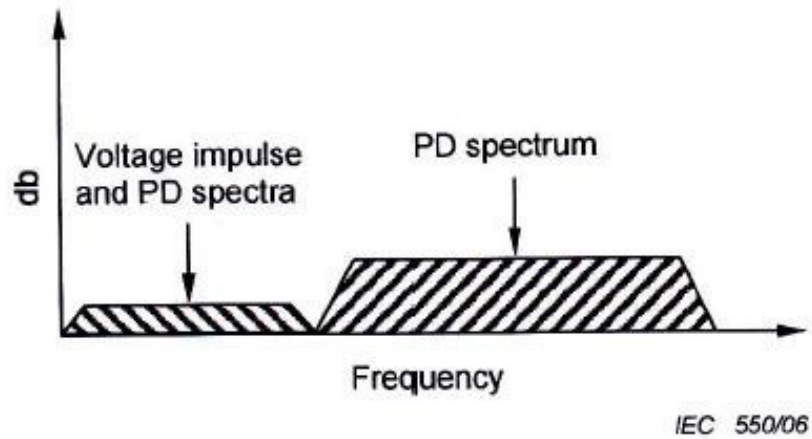


Fig. 4.12 Esempio degli spettri dell'impulso di tensione e l'impulso di scarica parziale dopo il filtraggio

- Condensatore d'accoppiamento con filtro multipolare

Un condensatore d'accoppiamento con un range di tensione superiore all'impulso di tensione previsto può essere utilizzato insieme a un filtro che ha la funzione di attenuare fortemente il segnale prodotto dagli impulsi di tensione.

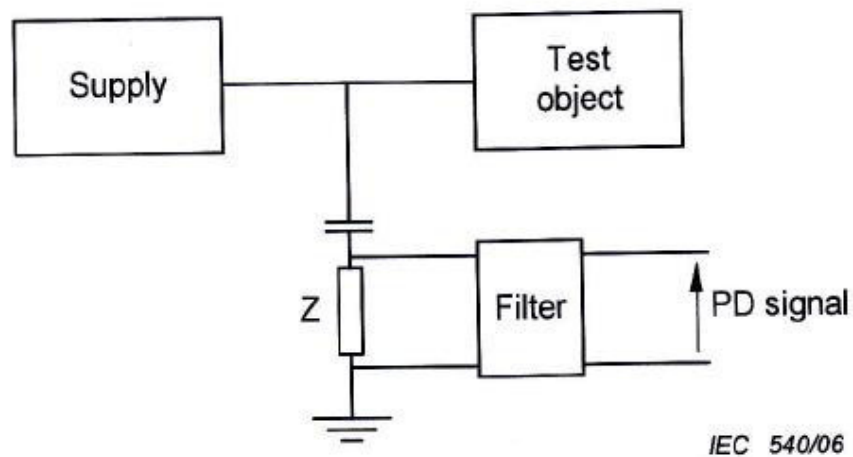
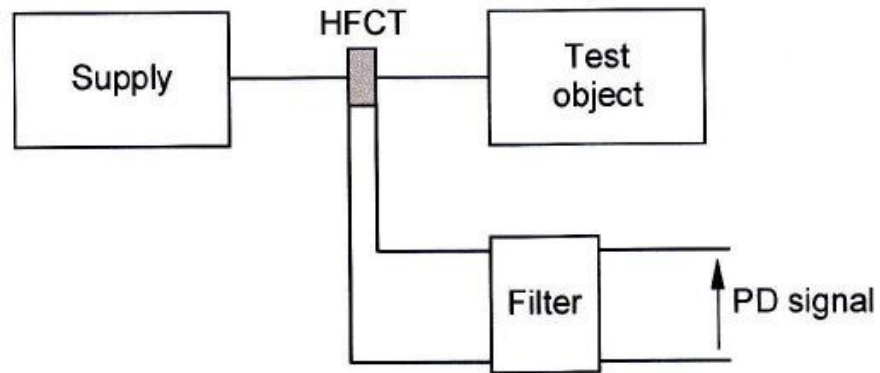


Fig. 4.13 Condensatore d'accoppiamento con filtro multipolare

- HFCT con filtro multipolare

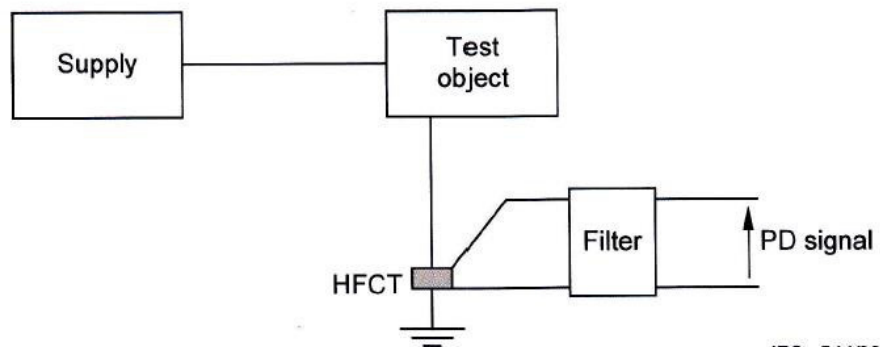
Un HFCT accoppiato a un filtro accordato rileva i segnali di scariche parziali e sopprime gli impulsi di tensione. Gli HFCTs possono avere un ampio range di frequenze superiori di taglio e questo incide sulle prestazioni del sistema di misura: la frequenza di taglio deve essere

superiore alla frequenza degli impulsi. L'HFCT può essere applicato sul cavo di alta tensione tra l'alimentazione e l'oggetto con l'accortezza di verificare che l'isolamento tra cavo e HFCT sia adeguato; in alternativa si applica l'HFCT al conduttore di terra, il che richiede meno attenzioni riguardo l'isolamento.



IEC 543/06

Fig. 4.14 HFCT con filtro multipolare posto tra l'alimentazione e l'oggetto in prova



IEC 544/06

Fig. 4.15 HFCT con filtro multipolare posto tra l'oggetto in prova e il conduttore di terra

- Sensori elettromagnetici

L'utilizzo di antenne riceventi consente di rilevare il segnale elettromagnetico proveniente dalle scariche parziali che avvengono nell'oggetto in prova. Si adottano antenne con caratteristiche di banda tali da operare una certa selettività, in modo da separare il segnale di scarica dagli impulsi di tensione.

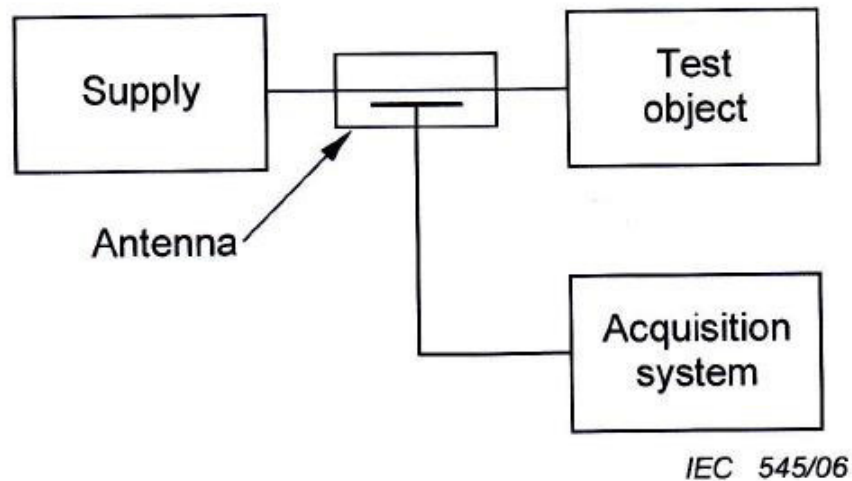


Fig. 4.16 Circuito che utilizza un accoppiatore elettromagnetico (antenna) per eliminare gli impulsi di tensione dall'alimentazione di prova

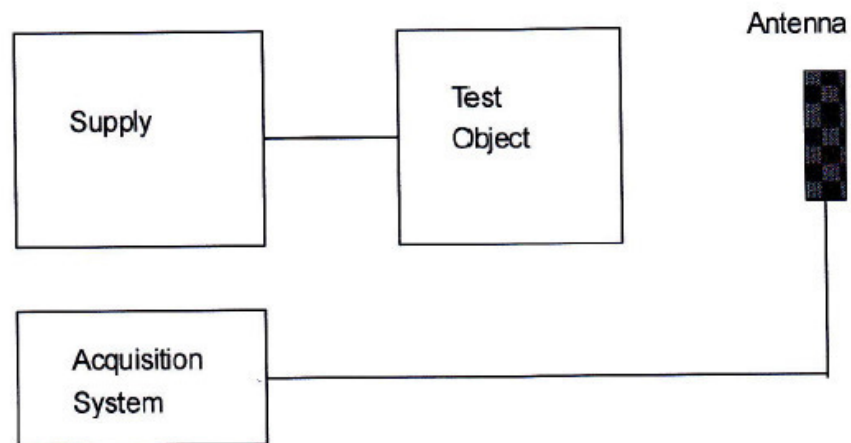


Fig. 4.17 Circuito che utilizza un 'antenna UHF

#### 4.6.1 VERIFICHE DI SENSIBILITA' DEL SISTEMA DI MISURA

La rilevazione dei valori di RPDIV e RPDEV e delle grandezze associate alle scariche parziali dipende dalla sensibilità del sistema di misura, misurata in mV, e dalla sua capacità di distinguere il segnale in presenza di interferenze e rumore.

Per questo motivo è necessario verificare e registrare la sensibilità del sistema. Connettendo un condensatore, avente capacità simile a quella dell'oggetto da testare, a un generatore di impulsi e misurando gli impulsi, si possono effettuare valutazioni sulla sensibilità del

sistema di misura e sulla sua suscettibilità al rumore di fondo e alle distorsioni di segnale introdotte dal sistema stesso.

La tabella di seguito riporta i livelli di rumore caratteristici che riguardano alcuni tipi di sensore per le scariche parziali:

Detection System Type	Frequency Range	Typical Background Noise Level	Typical Detected PD Magnitudes
Microwave patch antenna	1.8 GHz +/- 200 MHz	7 $\mu$ V	>50 mV
Directional electromagnetic coupler	100-1000 MHz	10 mV	>100 mV
Spiral UHF antenna	700 – 1000 MHz	5-10 $\mu$ V	>100 $\mu$ V

Fig. 4.18 Esempio di larghezze di banda e di livelli di rumore di sensori per scariche parziali

- Procedura di prova

- Decidere prima del test i valori minimo e massimo degli impulsi di tensione, i gradini di tensione, il numero di impulsi aventi stessa ampiezza, frequenza di ripetizione.
- Con un test preliminare si setta il valore minimo di tensione quando non vengono rilevate scariche parziali.
- Con un test preliminare si setta il valore massimo di tensione dove per ogni impulso di tensione vengono rilevate scariche parziali.
- Settare un generatore di impulsi con i parametri sopra menzionati.
- Avviare una ripetizione di impulsi al valore minimo.
- Ripetere la successione di impulsi incrementando con un gradino di tensione l'entità degli impulsi.
- PDIV è il valore di impulso di tensione a cui si ha la prima scarica.
- RPDIV è il minimo valore di impulso di tensione picco-picco per il quale occorrono cinque scariche parziali su dieci impulsi della stessa polarità.
- Raggiunta la massima tensione, abbassare a gradino l'entità degli impulsi.
- RPDEV è il massimo valore di impulso di tensione picco-picco per il quale occorrono cinque scariche parziali su dieci impulsi della stessa polarità.

- PDEV è il valore di impulso di tensione al quale non si rilevano più scariche parziali.

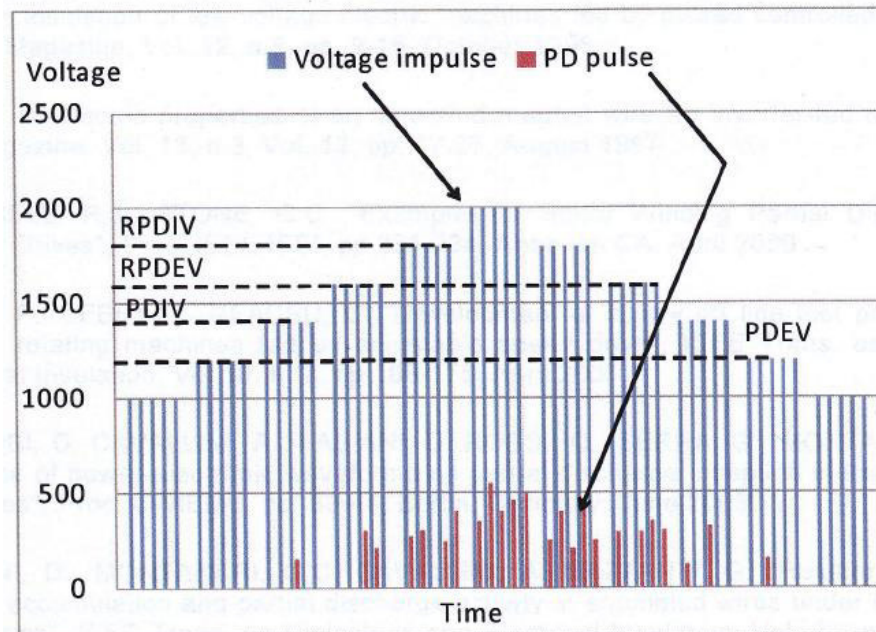


Fig. 4.19 Esempio di crescita e decrescita di ampiezza degli impulsi di tensione

## 4.7 TEORIE DELLE ANTENNE

L'antenna [15, 20] è un dispositivo in grado di ricevere un segnale elettrico e convertirlo in onda elettromagnetica per irradiarlo nello spazio circostante e viceversa.

Un'antenna può essere paragonata ad un normale circuito elettrico, dove bobine e condensatori hanno dimensioni paragonabili alla lunghezza d'onda di lavoro. La conversione di energia elettrica  $E$  in energia magnetica  $H$  in modo oscillante genera campi elettrici e magnetici concatenati, disposti a  $90^\circ$  l'uno rispetto l'altro, che si allontanano dall'antenna propagandosi nello spazio circostante. Il dimensionamento dei componenti capacitivi e induttivi deve essere progettato per far sì che la maggior parte dell'energia venga irradiata. Qualsiasi porzione di filo si comporta da antenna, l'intensità del campo elettromagnetico irradiato dipende dalla lunghezza del filo e dall'intensità della corrente a radiofrequenza. L'intensità di campo maggiore si ottiene alla risonanza dell'antenna alla frequenza di lavoro. In un'antenna le componenti di induttanza, capacità e resistenza sono distribuite in modo pressoché uniforme lungo tutto il conduttore.

### 4.7.1 CORRENTE E TENSIONE

Il circuito risonante più corto, sintonizzato ad una certa frequenza, è un conduttore lungo mezz'onda ( $\lambda/2$ ) elettrico, cioè accorciato rispetto all'effettiva lunghezza d'onda calcolata (quella fisica), in funzione quindi del diametro del conduttore del materiale impiegato. Applicando una carica elettrica ad un suo estremo, la corrente lo percorre per tutta la sua lunghezza fino all'altro estremo, dove inverte il flusso e torna al punto di partenza, effettuando così un ciclo completo. Poiché la carica in oggetto deve percorrere due volte la lunghezza del filo, la lunghezza dovrà essere pari a  $\lambda/2$ , ovvero metà lunghezza d'onda. La formula quindi per calcolare la lunghezza totale  $l$  in m di un'antenna risonante ad una data frequenza  $f$  in MHz, sarà:

$$I = \frac{150}{f} \quad \text{Eq. 4.26}$$

Il segnale a radiofrequenza (RF), continuo e immesso in un'antenna  $\lambda/2$ , varia in tensione con forma d'onda sinusoidale, in quanto le cariche sono fornite in zone differenti del ciclo. Nel momento di eccitazione del filo, e quindi all'inizio del ciclo, le cariche di segno opposto si trovano agli estremi del conduttore, dove, per differenza di potenziale tra essi, l'intensità è massima (si sommano). La corrente risultante nei due stessi punti di massima tensione è d'intensità prossima allo zero (minima), poiché in quel punto vi sono in gioco due correnti che viaggiano in senso opposto tra loro. Infatti, quando la prima carica raggiunge l'estremo del filo inverte la direzione, la seconda, con la stessa intensità, parte nella stessa direzione, quindi opposta alla prima che sta tornando all'origine, provocando l'annullamento di entrambe quasi totalmente. Il ciclo si ripete fino a che al filo viene immesso il segnale RF.

Praticamente durante il percorso, per la variazione d'intensità, la corrente disegna un arco, con inizio e fine alle due estremità di esso, con picco che è individuabile nel punto centrale (ad  $1/4$  d'onda). La tensione, per la stessa ragione, disegna una S con inizio sempre alle due estremità ma all'altezza della massima intensità di corrente, con il punto di minima individuabile nello stesso punto dove la corrente è massima. Quindi, le forme ad arco e ad S della corrente e della tensione sono dovute alla differenza di intensità variabile lungo il percorso per motivi di opposizione di fase. Per quanto sopra, si deduce che tensione e corrente invertono le rispettive polarità ad ogni mezzo ciclo, con intervallo tra esse pari ad un quarto d'onda.

L'ampiezza della corrente misurabile in ogni punto del filo è detta onda stazionaria di corrente, ed il valore varia con legge sinusoidale, a seconda della frequenza. Il punto di massima intensità di corrente lungo un filo è definito ventre, quello corrispondente all'intensità minima di tensione si chiama nodo.

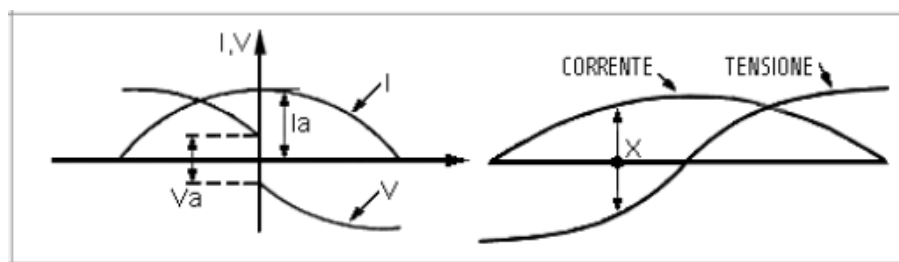


Fig. 4.20 Punto di intensità massima di corrente lungo un filo (ventre) e punto di intensità minima di tensione (nodo)

#### 4.7.2 IRRADIAZIONE DELL'ANTENNA

Il campo irradiato nelle prossimità dell'antenna, entro una distanza di qualche lunghezza d'onda, è detto di induzione; il campo di radiazione, invece, è quello a grande distanza dall'antenna, caratterizzato da un campo elettrico  $E$  ed uno magnetico  $H$ , perpendicolari fra loro e alla direzione di propagazione. La corrente  $I$  percorre l'antenna, producendo il campo elettromagnetico.

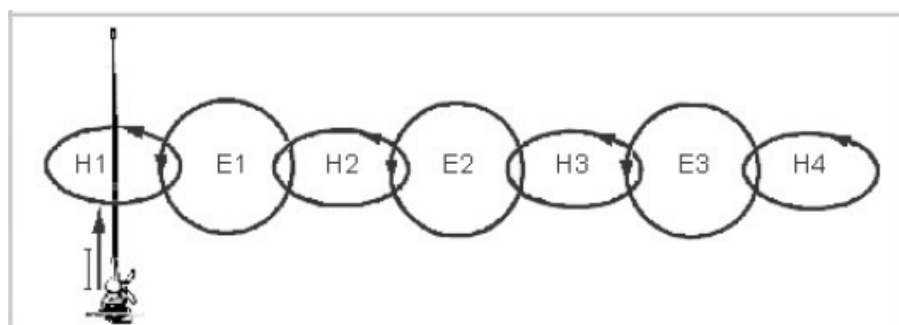


Fig. 4.21 Concatenamento di campi elettrici e magnetici generati dalla corrente che percorre l'antenna

$E$  è il campo elettrico,  $H$  quello magnetico, alternati e perpendicolari tra loro. Quando si stabilisce la polarità di radiazione, ovvero la posizione orizzontale o verticale dell'antenna, si fa sempre riferimento al campo  $E$ .

Le due intensità di campo E ed H sono relative all'impedenza caratteristica del vuoto, che è data dalla relazione fra la permeabilità magnetica e dalla costante dielettrica dello stesso. L'impedenza caratteristica del vuoto ha un valore di 377  $\Omega$ , infatti:

$$\frac{E}{H} = z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \approx 377 \Omega \quad \text{Eq. 4.27}$$

Dove:

$z_0$  è l'impedenza caratteristica del vuoto,

$\mu_0$  è la permeabilità magnetica del vuoto,

$\epsilon_0$  è la costante dielettrica del vuoto.

Superfici d'onda e fronti d'onda sono le superfici costituite dai punti dello spazio nei quali i campi elettrico e magnetico hanno la stessa fase, dipendentemente dalla distanza dall'antenna. A distanza considerevole dal punto di radiazione dell'antenna, la superficie sferica si può approssimare al piano tangente in cui giacciono i campi E ed H. Si può ritenere allora che la propagazione avvenga per onde piane. Il piano di polarizzazione dell'onda è quello individuato dalla direzione di propagazione e dal campo elettrico E.

Alle onde elettromagnetiche è associato un flusso di energia nella direzione di propagazione. La potenza che in un determinato istante attraversa l'unità di superficie normale alla direzione di propagazione è detta densità di potenza ed è rappresentata dal vettore di Poynting "S<sub>i</sub>" ( $S_i = E \wedge H$  (W/m<sup>2</sup>)) che è un vettore avente direzione normale al piano E, H con verso quello della propagazione dell'onda. Il modulo è uguale al prodotto dei valori istantanei del campo elettrico e magnetico.

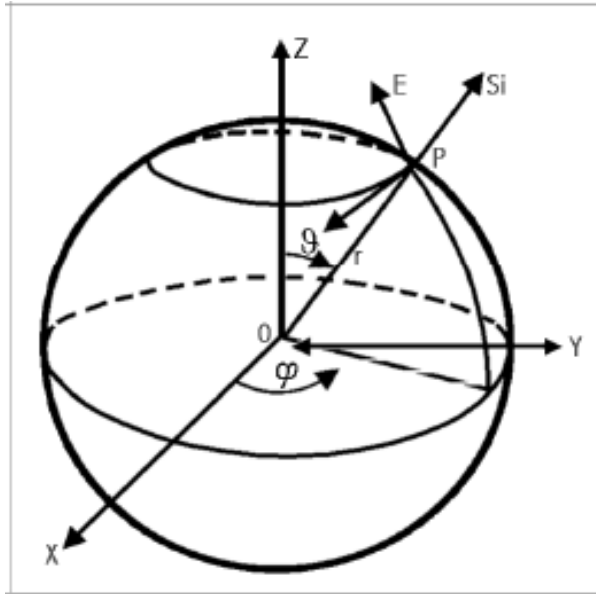


Fig. 4.22 Campo elettromagnetico, vettore di Poynting e superficie d'onda

Se la corrente nell'antenna varia con la legge sinusoidale nel tempo, i due campi elettromagnetici variano anche essi con la stessa legge, e allora si può affermare che:

$$S = \frac{1}{2} EH \left[ \frac{W}{m^2} \right] \quad \text{Eq. 4.28}$$

Dove: S è il valore medio (in un periodo) della potenza che attraversa l'unità di superficie normale nella direzione di propagazione; E, H sono le ampiezze dei campi EM che si suppone varianti con legge sinusoidale.

Il campo prodotto dall'emissione a radiofrequenza si misura in potenza P. La potenza emessa da un'antenna isotropica (irradiazione a 360°) può essere messa in relazione con la densità (di potenza) S e con il campo elettrico E. Infatti, ad una distanza r dall'antenna, la potenza si distribuisce su di una superficie sferica di raggio r, e si ottiene che:

$$S = \frac{P_i}{4\pi r^2} \quad \text{Eq. 4.29}$$

Il flusso di energia nella direzione di propagazione può essere indicato anche dalla potenza irradiata per angolo solido  $P'_i$  e si ha:

$$S = \frac{1}{2} EH \left[ \frac{W}{m^2} \right] \quad \text{Eq. 4.30}$$

#### 4.7.3 RADIATORE ISOTROPICO E DIPOLO ELEMENTARE

Il dipolo elementare irradia con intensità pressoché uniforme in tutte le direzioni e produce un lobo che può essere considerato isotropico. Esso, con caratteristica di guadagno zero e direttività intorno a 360 gradi, viene considerato quale riferimento per le caratteristiche di guadagno e direttività di tutti gli altri tipi di antenne.

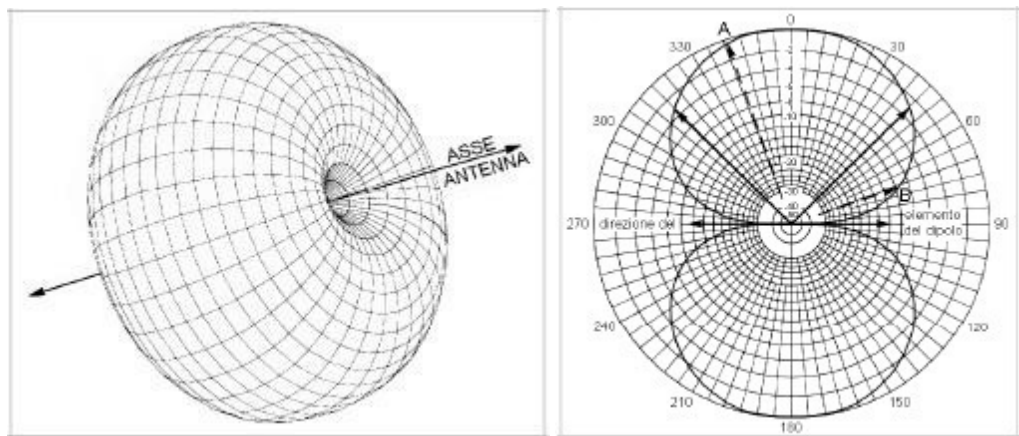


Fig. 4.23 Irradiazione di un dipolo elementare

È costituito da un conduttore filiforme di lunghezza d'onda elettrica minore rispetto a quella d'onda fisica ed è percorso da una corrente costante in ampiezza lungo tutta la sua superficie in una direzione definita. Questa caratteristica è motivo della irradiazione non uniforme in tutte le direzioni. Esso può essere considerato come traslatore di energia a radiofrequenza che riceve dal generatore ed irradia nello spazio sotto forma di onde elettromagnetiche. Allo stesso tempo esso risulta come un adattatore d'impedenza tra il generatore ed il vuoto intorno a sè.

Il dipolo è da considerare, come le linee di trasmissione, un circuito a costanti distribuite, pertanto, l'andamento generale della corrente è simile a quello già descritto per le linee di trasmissione e dipende, in particolare, dal carico e dalla lunghezza della linea che ne determina anche l'impedenza. L'irradiazione del dipolo elettrico elementare è più intensa nelle direzioni che sono ad angolo retto con la linea del filo

conduttore, mentre si ha una diminuzione verso le direzioni di misura che si allineano al conduttore, fino a che, in coincidenza, cala rapidamente verso lo zero. L'intensità di campo intorno al dipolo elementare varia quindi a seconda del punto in cui viene misurata rispetto allo stesso.

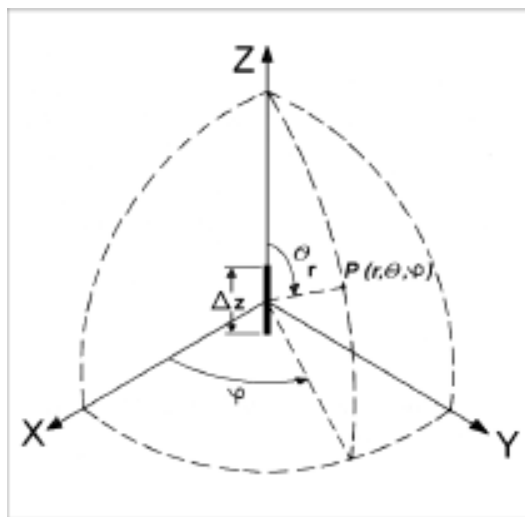


Fig. 4.24 Campo prodotto da un dipolo elementare

#### 4.7.4 DIAGRAMMI DI RADIAZIONE

Un'antenna che irradia omogeneamente in tutte le direzioni è detta radiatore isotropico. L'intensità di campo delle antenne reali, invece, varia con la direzione ed il comportamento è rappresentato mediante i "solidi di radiazione" ed i "diagrammi di radiazione". Se in ogni direzione dello spazio si riporta, partendo dal punto di origine del sistema di coordinate associato all'antenna presa in considerazione, un segmento proporzionale al modulo  $|E|$  del campo elettrico irradiato o alla direttività  $D$ , si ottiene una figura conosciuta col nome di "solido di irradiazione". I diagrammi di radiazione sono le curve che si ottengono selezionando il solido di radiazione con piani opportuni. Per difficoltà di rappresentazione tridimensionale, così come in realtà si espande nello spazio, i diagrammi vengono raffigurati su due sezioni piane perpendicolari fra loro, quella verticale e quella orizzontale. In relazione alla posizione dell'antenna, vengono indicati come diagrammi di radiazione dell'una o dell'altra polarità e contengono riferimenti ai minimi e massimi di guadagno e direttività. In particolare

viene raffigurato quello che indica la direzione di massima radiazione, ed è definito lobo principale, mentre altri sono chiamati lobi secondari. I parametri principali riportati nei diagrammi di irradiazione sono:

- 1) angolo di apertura d'irradiazione totale espresso a metà potenza, che corrisponde all'angolo tra le due direzioni in cui il diagramma d'irradiazione si riduce di 3 dB rispetto al suo massimo valore;
- 2) angolo di apertura del lobo principale compreso tra i primi nulli del diagramma;
- 3) rapporto tra la massima ampiezza del diagramma del lobo principale e secondario. I diagrammi di radiazione normalizzati in campo ed in potenza coincidono nel caso in cui siano espressi in decibel, per cui l'angolo di apertura a metà potenza corrisponde a quello tra le due direzioni in cui il diagramma di radiazione si riduce di 3dB rispetto al suo valore massimo.

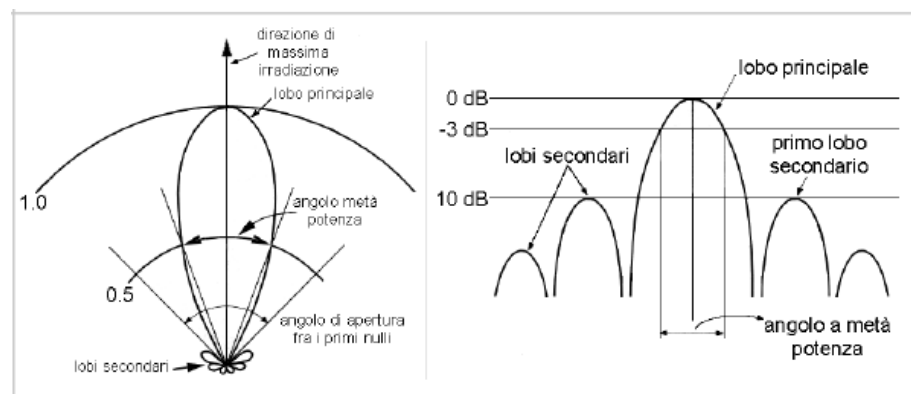


Fig. 4.25 A sinistra: diagramma di radiazione in potenza del tipo polare normalizzato. A destra: diagramma di radiazione in potenza normalizzato cartesiano in dB

#### 4.7.5 CARATTERISTICHE DELL'ANTENNA

Le dimensioni dipendono dalla frequenza per la quale l'antenna deve assolvere il suo compito; esse sono inversamente proporzionali alla frequenza considerata. I parametri caratteristici dell'antenna sono:

##### 4.7.5.1 LUNGHEZZA ELETTRICA E FISICA DI UN'ANTENNA

Se esiste una riflessione tra le estremità del conduttore, il numero di onde stazionarie sullo stesso sarà uguale alla lunghezza del conduttore diviso metà lunghezza d'onda. Se la lunghezza è multipla di mezze

onde, allora il numero di onde stazionarie sarà uguale al numero di questi multipli. Un'antenna che, rispetto alla frequenza di lavoro è lunga due o più mezza onde, risuona in modo armonico, ovvero lavora in armonica.

La lunghezza elettrica di un'antenna filare non è necessariamente uguale alla lunghezza fisica espressa in lunghezze d'onda o frazioni. Inoltre, antenne realizzate con materiali diversi avranno lunghezze fisiche diverse. A determinare la lunghezza fisica di un'antenna entra in gioco il dielettrico usato come isolante ed il rapporto tra la lunghezza del filo ed il suo diametro. La formula quindi per calcolare la lunghezza effettiva di un'antenna dovrà essere corretta da un fattore K, minore di 1 (funzione del mezzo dielettrico e tabellato):

$$l = K * \frac{150}{f} \quad \text{Eq. 4.31}$$

#### 4.7.5.2 LARGHEZZA DI BANDA

È l'intervallo di frequenza che un'antenna è in grado di ricevere o su cui è capace di irradiare mantenendo impedenza resistiva.

#### 4.7.5.3 POLARIZZAZIONE

A distanze sufficientemente lontane dall'antenna, affinché le onde emesse possano essere considerate piane, la direzione della componente elettrica del campo elettromagnetico coincide con la direzione del conduttore di antenna.

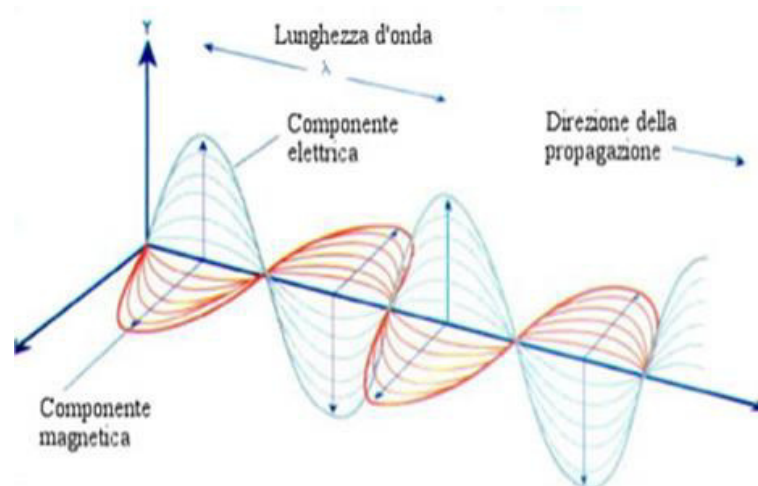


Fig. 4.26 Propagazione dell'onda elettromagnetica

Esistono tre tipi di polarizzazione comunemente usati:

- polarizzazione orizzontale;
- polarizzazione verticale;
- polarizzazione ellittica o circolare.

Nelle gamme radioamatoriali in onda corta vengono usate indifferentemente la polarizzazione orizzontale o verticale, poiché nella riflessione dei segnali da parte della ionosfera avvengono di continuo rotazioni di fase e polarizzazione. Nelle gamme in onda ultracorta, VHF o superiori, viene adoperata la polarizzazione verticale per i collegamenti in portata ottica; nei collegamenti DX viene adoperata la polarizzazione orizzontale. Nei collegamenti spaziali, a causa della continua rotazione di fase dovuta allo spostamento del satellite e ad effetti doppler, viene adoperata la polarizzazione circolare.

#### 4.7.5.4 POTENZA ERP

La potenza irradiata efficace o potenza irradiata equivalente (ERP, Effective Radiated Power) è la potenza che dovrebbe irradiare un dipolo, radialmente, sul piano ortogonale, per avere la stessa potenza misurata sull'antenna in prova, nella direzione di massimo campo. Essa è valutata aggiungendo alla potenza del trasmettitore il guadagno

dell'antenna meno le eventuali perdite del sistema. L'ERP si esprime secondo la formula:

$$\text{ERP} = P_t + G_t \quad \text{Eq. 4.32}$$

dove ERP è la grandezza che si intende calcolare (espressa in dBW, o dBm),  $P_t$  è la potenza a radiofrequenza emessa dal trasmettitore (espressa in dBW o dBm) e  $G_t$  è il guadagno d'antenna espressa in dB, oppure esprimendo ERP e  $P_t$  in Watt:

$$\text{ERP} = P_t * G_t \quad \text{Eq. 4.33}$$

#### 4.7.5.5 POTENZA EIRP

Con il termine EIRP (Equivalent Isotropic Radiated Power, potenza isotropica irradiata equivalente), si intende una misura di densità di potenza radio irradiata da un'antenna. Tale densità è riferita all'irradiazione di un'antenna isotropica ideale e si riferisce all'effettiva potenza di trasmissione di un sistema ed è indipendente dalla larghezza di banda radio utilizzata.

L'EIRP è espresso come un'unità di misura di potenza e si misura in Watt, o in mW; talvolta è conveniente misurarlo in decibel rispetto al Watt o ai mW.

#### 4.7.5.6 RESISTENZA D'IRRADIAZIONE

Si definisce come resistenza di radiazione ( $R_r$ ), il rapporto tra la potenza irradiata ( $P_i$ ) ed il quadrato del valore efficace della corrente  $I$  nel punto dell'antenna in cui essa è d'intensità massima (ventre di corrente):

$$R_r = \frac{P_i}{I^2} \quad \text{Eq. 4.34}$$

Si può pensare l'antenna come costituita da due resistenze ( $R_d$  e  $R_r$ ), che tengono conto, rispettivamente, della potenza dissipata ( $d$ ) e della

potenza irradiata ( $r$ ). La potenza dissipata in calore, parte reale, in genere è trascurabile se confrontata con quella effettivamente irradiata; il rapporto tra la resistenza di radiazione  $R_r$  e la resistenza  $R$  del materiale col quale sono costruite generalmente le antenne, sia che si tratti di un filo sottile, sia che si tratti di un filo di un certo diametro, rimane alto, perché il valore resistivo dei conduttori di tale diametro è di circa  $0,7-1,5\Omega$ .

La resistenza irradiata  $R_r$  ha un valore contenuto, il che permette l'irradiazione della radiofrequenza, che altrimenti sarebbe anch'essa persa in calore. Quando il diametro del conduttore utilizzato comincia ad essere consistente la  $R_r$  varia. La variazione della  $R_r$  è comunque più veloce quando il radiatore è più lungo di  $1\lambda/2$ . In ogni caso è bene che la  $R_r$  non sia mai inferiore a  $20\Omega$ , poiché al di sotto di questa cifra l'adattamento dell'antenna diventa critico.

La resistenza di radiazione  $R_r$  è spesso causa della variazione dell'impedenza caratteristica  $Z_{in}$  (impedenza d'ingresso) dell'antenna, che è uguale al rapporto tensione/corrente applicato all'ingresso.

Uno dei motivi che provocano la variazione della  $R_r$  è la posizione del cavo di trasmissione, la cui calza può accoppiarsi induttivamente all'antenna. In pratica, il materiale conduttivo e non solo, che si trova nelle vicinanze dell'antenna è considerato motivo di variazione d'impedenza. Anche il suolo sottostante partecipa alla variazione della  $R_r$  e quindi al rendimento.

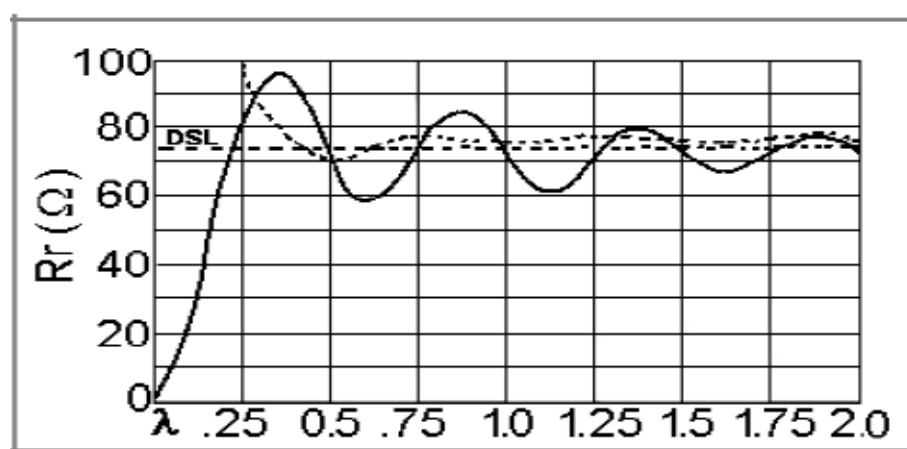


Fig. 4.27 Tavola per determinare la  $R_r$  in un'antenna posta ad una certa altezza dal suolo. La linea tratteggiata indicata con DSL si riferisce al dipolo nello spazio libero; la curva a tratti è relativa alle antenne verticali e la continua ad antenne orizzontali

Quando l'antenna è posizionata in modo da essere considerata libera da interventi mutanti estranei, ovvero in spazio libero, la  $R_r$  è di circa  $73\Omega$  quando si utilizza un filo di diametro infinitamente sottile. Con l'impiego di conduttori cilindrici generalmente essa è di valore intorno a  $63\Omega$ .

#### 4.7.5.7 IMPEDENZA D'INGRESSO E RISONANZA DELL'ANTENNA

L'impedenza d'ingresso  $Z_{in}$  in un radiatore varia a seconda del punto in cui viene alimentato, poiché essa dipende dal rapporto tra corrente e tensione presenti nel conduttore, che variano d'intensità in ogni suo punto durante l'intero ciclo dell'impulso a radiofrequenza:

$$Z_{in} = V/I \qquad \text{Eq. 4.35}$$

Il miglior rendimento di un'antenna si ottiene quando al suo ingresso l'impedenza è puramente resistiva. Questo avviene solo quando in quel punto la tensione e la corrente sono esattamente in fase tra loro. La  $Z_{in}$  è composta dalla  $(R_r + R_d)$ , cioè dalla resistenza di radiazione e dalla resistenza di perdita in calore. A queste due componenti se ne aggiunge sempre una terza, la reattanza  $X$ , che può essere induttiva o capacitiva. Allora  $Z_{in}$  sarà definita come:

$$Z_{in} = (R_r + R_d) + j X \qquad \text{Eq. 4.36}$$

#### 4.7.5.8 REATTANZA

Uno dei motivi che rendono un radiatore reattivo è la lunghezza diversa rispetto alla frequenza di risonanza; se questo è più lungo, la sua impedenza d'ingresso presenta una componente induttiva in quanto la fase della corrente applicata risulta in ritardo sulla tensione, quindi non in fase con la componente d'uscita. Quando il radiatore è più corto, la sua impedenza d'ingresso risulta essere capacitiva, poiché in questo caso, la fase della corrente è in anticipo rispetto alla tensione applicata.

Nella tabella che segue sono raffigurati i tre casi: dipolo risonante, dipolo più corto e più lungo, per l'andamento della corrente in ognuno di essi.

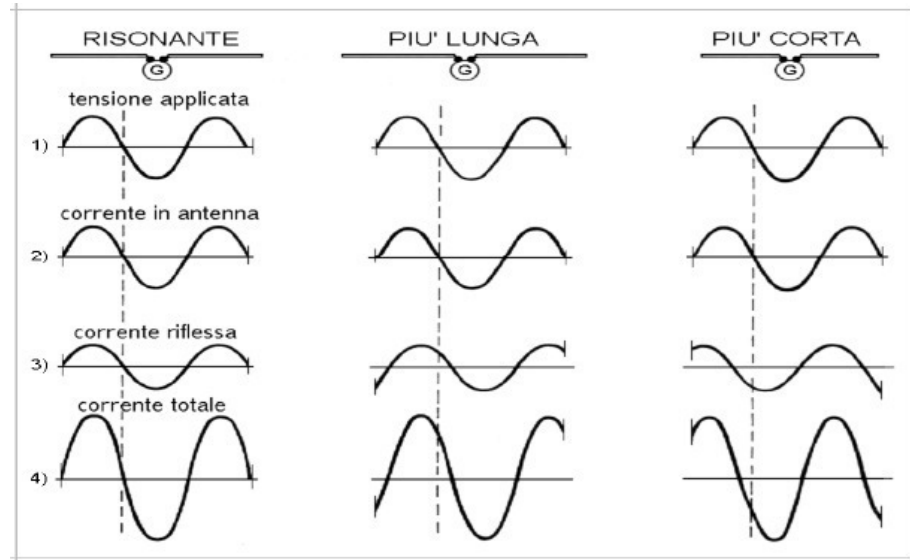


Fig. 4.28 Andamento della corrente nei casi di dipolo risonante, più lungo e più corto

Si deduce che, anche quando varia la frequenza sulla quale il dipolo è fatto risuonare, l'impedenza assume una componente  $X_c$  o  $X_l$ , a seconda che essa sia rispettivamente più bassa o più alta. E' necessario quindi che l'antenna sia risonante, perché sia possibile l'irradiazione della massima energia proveniente dal trasmettitore. Si può compensare la componente reattiva  $X$ , e in generale il valore dell'impedenza, mediante dispositivi di adattamento.

L'entità di aumento della reattanza è relativa al rapporto tra essa ed il diametro del conduttore. A conduttori di diametro grande la reattanza presenta una curva più piatta, ovvero la variazione è più lenta nel mutare la lunghezza del dipolo. A conduttori di piccolo diametro, essa varia repentinamente.

Con radiatori filiformi al minimo variare della frequenza alla  $Z_{in}$  dell'antenna si somma una importante entità di  $X_c$  oppure  $X_l$ , a seconda che la trasmissione venga effettuata più in alto o più in basso rispetto alla frequenza di risonanza.

L'utilizzo di un tubo cilindrico è quindi quasi sempre conveniente, a beneficio anche della banda passante, poiché con l'utilizzo di tubi di diametro grande l'efficienza dell'antenna si estende su un intervallo

più largo (banda passante più ampia) mantenendo l'antenna entro parametri accettabili.

Con una larghezza di banda maggiore, cioè con diametri grossi rispetto al filo più sottile, il Q diminuisce e viceversa, così come aumenta il valore reattivo.

Il "Q" indica il valore di selettività dell'antenna. A valori di alto Q la banda passante del dipolo diviene più stretta.

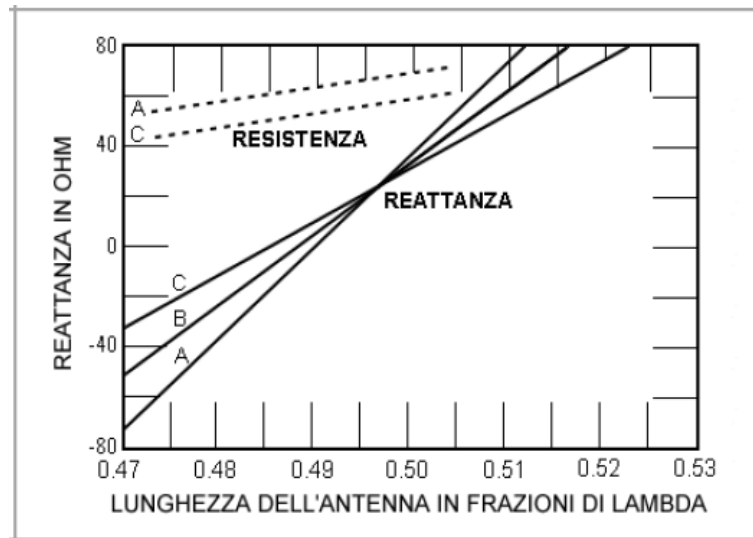


Fig. 4.29 Variazione di reattanza e resistenza in un dipolo più lungo o più corto di  $\Delta/2$ .  
 Curva A:  $\Delta/D=25000$ ; curva B:  $\Delta/D=2500$ ; curva C:  $\Delta/D=1250$

#### 4.7.5.9 RECIPROCIÀ RICEZIONE/TRASMISSIONE

L'area efficace  $A_{eff}$  di una antenna ricevente è il rapporto tra la potenza  $P_d$  (potenza disponibile) trasferita al carico, ovvero all'uscita dell'antenna in condizione di adattamento e quando sia orientata nella stessa direzione dell'onda per la massima ricezione, e la densità di potenza  $S$  dell'onda incidente:

$$A_{eff} = \frac{P_d}{S} \quad [m^2] \quad \text{Eq. 4.37}$$

L'area efficace  $A_{eff}$  e il guadagno  $G$  sono legati dalla relazione, dove  $G$  è parametro adimensionale:

$$G = \frac{4\pi A_{eff}}{\lambda^2} \quad \text{Eq. 4.38}$$

La formula che consente di determinare la potenza disponibile  $P_d$  all'uscita di un'antenna ricevente, di guadagno  $G_r$ , posta nello spazio libero a distanza  $r$  da un'antenna trasmittente di guadagno  $G_t$  (che irradia una potenza  $P_i$ ), stabilendo che le due antenne devono essere orientate nelle direzioni, rispettivamente di massima ricezione e di massima radiazione, è la seguente:

$$P_d = A_{\text{eff}}(\Theta, \phi)S.$$

Si può dimostrare che la funzione  $f(\Theta, \phi)$  è la stessa che si ha in trasmissione (in particolare quindi la direzione di massima radiazione è pure quella di massima sensibilità).

Inoltre si trova che il rapporto tra guadagno e area efficace di un'antenna è una costante universale, valida per ogni antenna:

$$\frac{G}{A} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad [1/m^2] \quad \text{Eq. 4.39}$$

Queste proprietà sono di fondamentale importanza e consentono di qualificare un'antenna senza riguardo al modo con cui viene usata. Per un'antenna ricevente, nel caso siano individuabili tensioni e correnti alla sezione d'uscita, come nel caso del cavo coassiale, la tensione a vuoto è funzione dell'orientamento dell'antenna rispetto all'onda, ed è proporzionale alla forza elettrica dell'onda stessa.

Predisponendo l'antenna nella miglior condizione di ricezione (quando funzione di  $(\Theta, \phi)$  è uguale ad 1, polarizzata caratteristica), si può scrivere la predetta proporzionalità con:

$$|V_0| = 1|E| \quad \text{Eq. 4.40}$$

Dove  $|V_0|$  è la tensione a vuoto ed  $|E|$  è la "forza" elettrica dell'onda incidente; il parametro 1, che ha le dimensioni di una lunghezza, è detto lunghezza efficace dell'antenna.

Va infine osservato che l'impedenza d'uscita dell'antenna considerata in trasmissione è la stessa di quella in ricezione. Tale impedenza deve quindi identificarsi con quella del circuito riportato nella figura sotto in

a), ove l'antenna ha il ruolo di un bipolo passivo. Pertanto, il circuito equivalente diviene quello in figura, lato b).

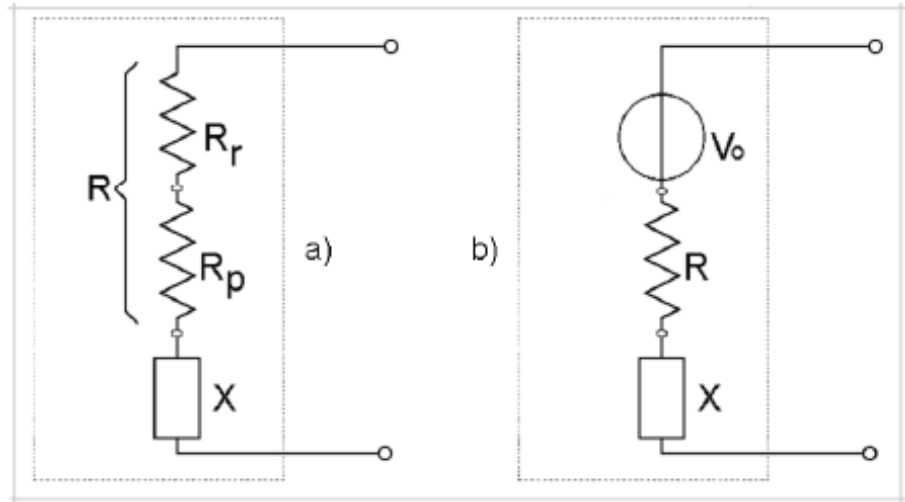


Fig. 4.30 In A) il circuito equivalente di un'antenna trasmittente; in B) il circuito equivalente tipo serie di un'antenna ricevente

La potenza disponibile dal generatore in figura 4.30 a), cioè estraibile con un carico adattato e risonante con la reattanza X vale:

$$P_d = \frac{|V_o|^2}{4R} \quad \text{Eq. 4.41}$$

Confrontando la formula appena riportata con quella per il calcolo della  $P_d$ , per la funzione di  $(\Theta, \phi) = 1$ , si ottiene (tenendo conto della formula del calcolo di S e del modulo di  $V_o$ ), la seguente espressione:

$$A = l^2 \frac{\eta}{4R} \quad \text{Eq. 4.42}$$

Questa formula mette in evidenza un vincolo tra i parametri fondamentali di un'antenna ricevente A,  $\eta$  e R valido per qualunque antenna.

#### 4.7.5.10 GUADAGNO E DIRETTIVITÀ

Il guadagno è rappresentato con G. In un'antenna il G nella direzione di irradiazione massima è dato dal rapporto tra la potenza irradiata da una antenna isotropica  $P_i$  (intorno a  $360^\circ$ ) e la potenza  $P_a$  con la quale

si deve alimentare l'antenna reale, quella esistente, efficace ad ottenere un campo eguale in uno stesso punto ad una certa distanza. Il guadagno  $G$  è espresso in decibel:  $G(\text{dB}) = 10 \log G$ .

In via generale il  $G$  dipende dal rapporto tra esso e la direttività ( $D$ ). La direttività  $D$  di un'antenna è rappresentata dal rapporto tra la potenza irradiata da una antenna isotropica e la potenza  $P_r$  che deve irradiare l'antenna reale per ottenere lo stesso valore del campo elettromagnetico nello stesso punto a grande distanza.

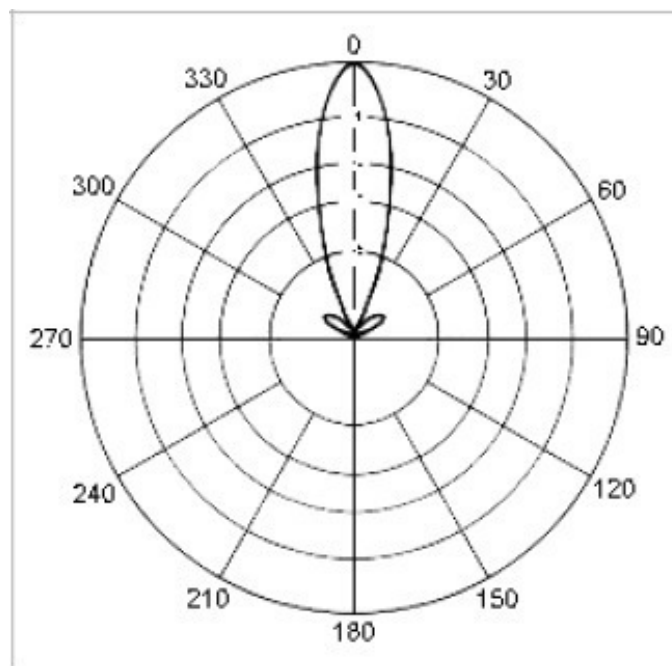


Fig. 4.31 Lobo di irradiazione di un'antenna con guadagno in una direzione

Anche  $D$  è espresso in decibel:  $D(\text{dB}) = 10 \log D$ .

Se l'antenna non ha perdite  $G = D$  mentre, in caso contrario,  $G < D$ . Quindi il guadagno indica la direttività dell'antenna, cioè la capacità di essa ad irradiare l'energia concentrandola in una direzione desiderata. Ad esempio,  $G=2$  ( $G=3\text{dB}$ ) significa che per avere lo stesso campo nella direzione di massima irradiazione dell'antenna reale, il radiatore isotropico deve impiegare potenza doppia; oppure che a parità di potenza irradiata, la densità di potenza nella direzione di massima irradiazione dell'antenna è il doppio della densità di potenza nella stessa direzione del radiatore isotropico, - o che il campo è 2 volte più grande.

Nella pratica le antenne che hanno un guadagno  $G$  nella direzione d'irradiazione sono dette "direttive" o "direzionali" e sono composte da uno o più elementi oltre al dipolo, posizionati prima o dopo di esso ad una certa distanza.

L'elemento posizionato dietro al dipolo è definito riflettore ed è più lungo; quello che è posto davanti al dipolo si definisce direttore, ed è più corto.

#### 4.7.5.11 EFFETTI DEL TERRENO

Le prestazioni di un'antenna vengono modificate in modo considerevole dalla presenza del terreno sottostante; poichè il suolo si comporta come un immenso riflettore, le onde così riflesse si combinano con quelle dirette in vari modi a seconda dell'orientamento dell'antenna rispetto al suolo, della sua altezza e dalle caratteristiche del terreno. Per spiegare il ruolo del terreno, si immagina che esista un'antenna speculare a quella reale, posta nel suolo sottostante. Il segnale risultante in un dato punto nello spazio è dato dalla somma vettoriale dei due segnali, quello utile proveniente dall'antenna e quello risultante riflesso dal terreno.

#### 4.7.5.12 PIANO DI TERRA

Il suolo in realtà non è un buon conduttore, quindi spesso si deve ricorrere ad artifici per migliorare le sue caratteristiche. E' possibile simulare l'effetto di un terreno perfettamente conduttore interrando una superficie metallica sotto l'antenna, oppure sistemando una griglia metallica o una serie di fili a raggiera. Questo piano metallico prende il nome di piano di terra (ground plane).

### 4.8 SENSORI AD INDUZIONE

#### 4.8.1. PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Quando una spira è posizionata in un campo magnetico temporaneamente variabile, è possibile utilizzare la legge di Faraday per evidenziare il

legame fra il flusso magnetico tempo-variante  $\phi$  e la forza elettromotrice indotta nella spira:

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \quad \text{Eq.4.43}$$

Il flusso  $\phi$  può essere calcolato in forma scalare come:

$$\phi = \int_A B \cos\alpha \, da \quad \text{Eq.4.44}$$

- $B$ : induzione magnetica
- $A$ : superficie attraversata dal flusso magnetico
- $da$ : vettore normale alla superficie
- $\alpha$ : angolo fra  $B$  e  $da$

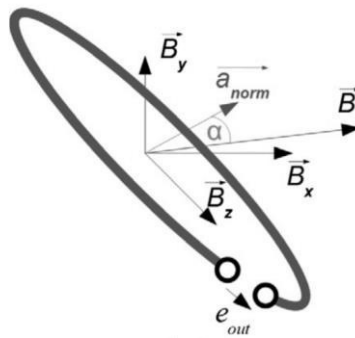


Fig.4.32 Calcolo del campo magnetico

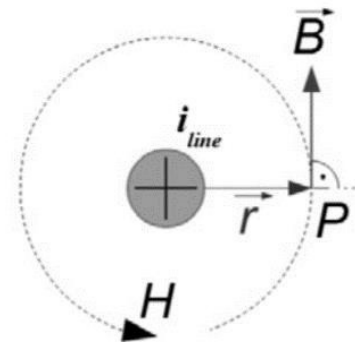


Fig. 4.33 Campo magnetico generato da conduttore percorso da corrente

In Figura 4.33 è mostrato come un cavo attraversato da corrente genera un campo magnetico attorno ad esso. In particolare un cavo circolare dà origine ad un campo magnetico circolare H. B è diretto secondo la tangente al campo magnetico, perpendicolare al raggio della circonferenza r.

La relazione tra B e H è data, nel caso di conduttore circolare, da:

$$B = \mu_a H = \frac{\mu_a I}{2\pi r} \quad \text{Eq.4.45}$$

- $\mu_a$ : permeabilità assoluta del mezzo;
- r: raggio;
- B: induzione magnetica;
- H: campo magnetico
- I corrente circolante nel cavo

Qualora siano poste N spire identiche attorno ad un conduttore, tutte alla medesima distanza e tutte perpendicolari a r ( $\alpha=90^\circ$ ) il flusso totale  $\phi_{tot}$  racchiuso dall'avvolgimento è dato da:

$$\phi_{tot} = \int_A B \cos \alpha da = N \int_A \mu_a H da = \frac{N \mu_a I}{2\pi} \int_A \frac{1}{r} da \quad \text{Eq. 4.46}$$

La variazione nel tempo della corrente si riflette nella legge temporale del flusso magnetico. Sostituendo nell'equazione di Faraday:

$$e = - \frac{d\phi_{tot}}{dt} = - \frac{N \mu_a I}{2\pi} \int_A \frac{1}{r} da = - \frac{di}{dt} \frac{N \mu_a}{2\pi} \int_A \frac{1}{r} da \quad \text{Eq.4.47}$$

Ipotizzando che i parametri geometrici non varino del tempo, si definisce la mutua induttanza  $M_{21}$  di una bobina di un sensore ad induzione:

$$M_{21} = \frac{N \mu_a}{2\pi} \int_A \frac{1}{r} da \quad \text{Eq. 4.48}$$

La mutua induttanza  $M_{21}$  è uno dei parametri chiave per la determinazione del comportamento elettrico di un sensore ad induzione.

Si ottiene così la forza elettromotrice indotta ai capi dell'avvolgimento:

$$e = -M \frac{di}{dt} \quad \text{Eq. 4.49}$$

I sensori ad induzione sono praticamente gli unici strumenti che possono essere costruiti direttamente dall'utente, data la semplicità di assemblaggio e la reperibilità dei materiali necessari.

La sensibilità relativamente bassa di un sensore con avvolgimento in aria e i problemi relativi alla sua miniaturizzazione possono essere parzialmente superati tramite l'impiego di un nucleo ferromagnetico che si comporta come un concentratore di flusso magnetico all'interno dell'avvolgimento.

I moderni materiali magnetici dolci consentono, vista la loro alta permeabilità magnetica  $\mu_r$  maggiore di  $10^5$  H/m, di incrementare in modo significativo la sensibilità del sensore. Tuttavia bisogna considerare che, a causa dell'effetto di smagnetizzazione del campo, che è dipendente dalla geometria del nucleo, la permeabilità risultante del nucleo  $\mu_c$  può essere significativamente più bassa di  $\mu_r$  secondo la relazione:

$$\mu_c = \frac{\mu_r}{1+N(\mu_r-1)} \quad \text{Eq. 4.50}$$

- N: fattore di smagnetizzazione del nucleo;
- $\mu_r$ : permeabilità relativa del materiale;
- $\mu_c$ : permeabilità risultante del nucleo.

#### 4.8.2. MATERIALI MAGNETICI

##### 4.8.2.1. PROPRIETA' MAGNETICHE DEI MATERIALI

Nel vuoto si ha che:

$$B = \mu_0 H \quad \text{Eq. 4.51}$$

- B: intensità induzione magnetica;
- H: intensità campo magnetico;
- $\mu_0$ : permeabilità magnetica del vuoto,  $\mu_0 = 4 \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$ .

In presenza di un mezzo:

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad \text{Eq. 4.52}$$

- $\mu_r$  = permeabilità relativa del materiale

Per quanto riguarda la  $\mu_r$ , da un punto di vista quantitativo abbiamo:

- $\mu_r < 1$ , per materiali diamagnetici;
- $\mu_r > 1$ , per materiali paramagnetici;
- $\mu_r \gg 1$ , per materiali ferromagnetici.

In realtà risulta che, eccezion fatta per i materiali ferromagnetici,  $\mu_r$  è sempre molto prossima ad 1.

#### 4.8.2.2 ISTERESI FERROMAGNETICA

La funzione  $B(H)$  di un materiale ferromagnetico, per  $H$  variato simmetricamente intorno al punto  $H = 0$ , descrive un ciclo chiuso, antisimmetrico, denominato ciclo d'isteresi, avente la seguente struttura:

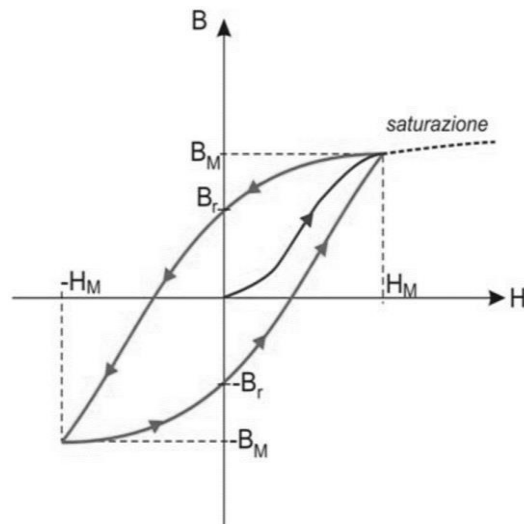


Fig. 4.34 Ciclo di isteresi

- $B_M$ : induzione massima (saturazione del nucleo ferromagnetico);
- $H_C$ : campo magnetico coercitivo;
- $B_r$ : magnetizzazione residua

Il ciclo di isteresi presenta le seguenti caratteristiche:

- l'area del ciclo è proporzionale ad un tipo di perdite del materiale;
- il luogo degli estremi di più cicli d'isteresi di dimensioni crescenti corrisponde alla curva di magnetizzazione normale, quasi equivalente alla curva di prima magnetizzazione;
- la forma del ciclo determina le possibili applicazioni del materiale ferromagnetico in oggetto.

I materiali magnetici sono generalmente classificati come:

- Materiali ferromagnetici dolci:  $\mu$  elevata,  $H_C$  modesto,  $B_r$  elevata, perdite modeste. Questi fattori portano ad un'area del ciclo d'isteresi modesta;
- Materiali ferromagnetici duri:  $\mu$  modesta,  $H_C$  elevata, perdite elevate. Questi fattori portano ad un'area del ciclo d'isteresi notevole.

#### 4.8.2.3 FERRITE

Le ferriti sono composti ceramici dei metalli di transizione con l'ossigeno, esse risultano avere spiccate proprietà ferromagnetiche, e un'elevata resistività elettrica. Le ferriti utilizzate nei nuclei elettromagnetici contengono ossidi di ferro combinati con nichel, zinco e/o composti di manganese. Esse hanno un basso valore di coercività e sono note come "ferriti dolci" per distinguerle dalle "ferriti dure", usate per realizzare magneti permanenti. Il basso valore di coercività consente l'inversione della direzione di magnetizzazione senza dissipare una grande quantità di energia a seguito di perdite per isteresi, mentre la resistività alta limita la circolazione di correnti parassite nel nucleo. Ciò porta a perdite basse ad alte frequenze in comparazione ad altri materiali ferromagnetici.

Le ferriti dolci aventi largo impiego al giorno d'oggi sono:

- Ferrite Manganese-Zinco (MnZn): maggior permeabilità e livelli di saturazione;
- Ferrite Nickel-Zinco (NiZn): maggior resistività (adatta per frequenze maggiori di 1MHz);

È importante scegliere il materiale migliore per ogni applicazione: la ferrite adatta a 100 kHz è differente da quella per applicazioni a frequenze maggiori.

Le ferriti sono caratterizzate dalla temperatura critica di Néel, superata la quale modificano il proprio comportamento magnetico.

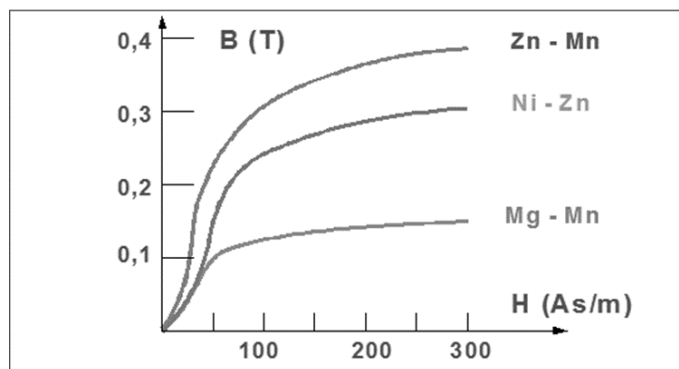


Fig.4.35 Curve di magnetizzazione di alcune ferriti

#### 4.8.3 HFCT PER LA MISURA DELLE SCARICHE PARZIALI

Gli HFCT (High Frequency Current Transformer) sono strumenti largamente impiegati nella rilevazione di scariche parziali (PD) in apparecchiature in alta tensione.

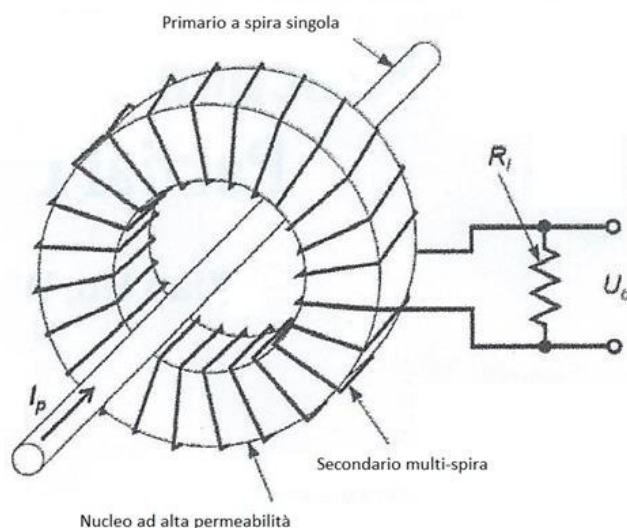


Fig. 4.36 Configurazione tipica di un HFCT

Il ruolo degli HFCT nella detezione di scariche parziali consiste nel convertire le correnti transitorie nella corrispondente tensione che può essere memorizzata dal sistema di misura o monitoraggio. La tipica larghezza di banda degli HFCT è circa da 10kHz a 10 MHz e i livelli di corrente negli ordini dei mA (decisamente inferiori ai livelli di corrente in alta tensione). Gli HFCT garantiscono buon isolamento galvanico visto che non è richiesto un collegamento elettrico con il circuito sotto esame, inoltre ciò garantisce la misura con minima interferenza sul circuito (spesso possono essere posizionati mantenendo l'infrastruttura in servizio).

Un HFCT è composto da un nucleo toroidale ad alta permeabilità (tipicamente ferrite) e cavo conduttore isolato avvolto sul nucleo con un'impedenza di carico R<sub>L</sub> connessa fra i suoi terminali per ottenere tensione misurabile ai capi. Il primario ha un'unica spira (N<sub>p</sub>=1), mentre il secondario presenta un numero di spire maggiori (N<sub>s</sub>). Scegliendo opportunamente N<sub>s</sub> e R<sub>L</sub> è possibile variare la tensione

secondaria ( $V_o$ ) e ridurre l'incidenza di capacità parassite, particolarmente rilevanti ad alte frequenze.

Le ferriti "clamp" presentano l'indubbio vantaggio di poter essere installate senza interrompere il circuito primario, portando di conseguenza ad un tempo di interruzione del servizio minore, ma hanno lo svantaggio intrinseco di presentare traferro in corrispondenza delle giunzioni che influisce sulla qualità della misura.

## 4.9 IMPIANTI EOLICI

[17] La terra cede in continuazione all'atmosfera il calore ricevuto dal Sole, ma non in modo uniforme. Nelle zone in cui viene ceduto meno calore (zone di aria fredda) la pressione dei gas atmosferici aumenta, mentre dove viene rilasciato più calore, l'aria si riscalda e la pressione dei gas diminuisce.

Si crea pertanto una macro circolazione dovuta ai moti convettivi: masse d'aria si riscaldano, diminuiscono la loro densità e salgono, richiamando aria più fredda che scorre sulla superficie terrestre.

Questo moto di masse d'aria calde e fredde produce le aree di alta pressione e le aree di bassa pressione stabilmente presenti nell'atmosfera, influenzate anche dalla rotazione terrestre.

In realtà il vento non spira nella direzione congiungente il centro dell'alta pressione con quello della bassa pressione, bensì nell'emisfero boreale verso destra, circolando attorno ai centri di alta pressione in senso orario ed attorno a quelli di bassa pressione nel senso opposto.

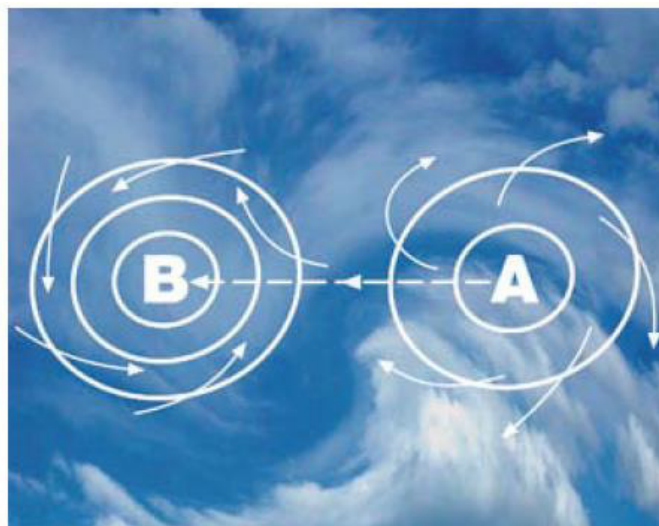


Fig. 4.37 B) area di bassa pressione A) area di alta pressione

Il profilo e le irregolarità della superficie della terraferma o marina influenzano profondamente il vento e le sue caratteristiche locali; difatti il vento spira con maggiore intensità su superfici grandi e piatte come il mare: ciò rappresenta l'elemento di principale interesse per gli impianti eolici costieri o marini.

Per poter sfruttare l'energia eolica, è molto importante tenere conto delle forti variazioni di velocità tra località diverse: siti distanti tra loro pochi chilometri possono essere soggetti a condizioni di vento nettamente differenti e rivestire un interesse sostanzialmente diverso ai fini dell'installazione di turbine eoliche.

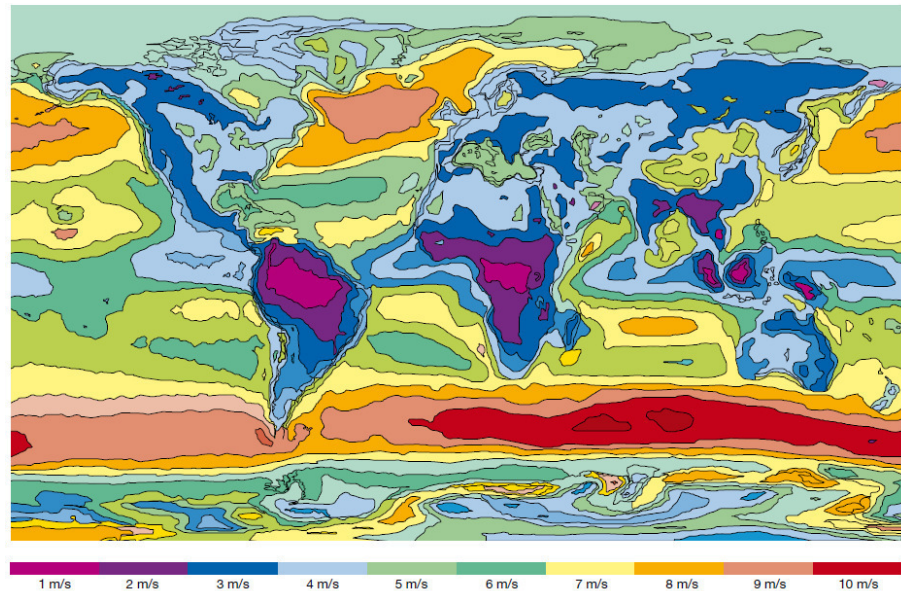
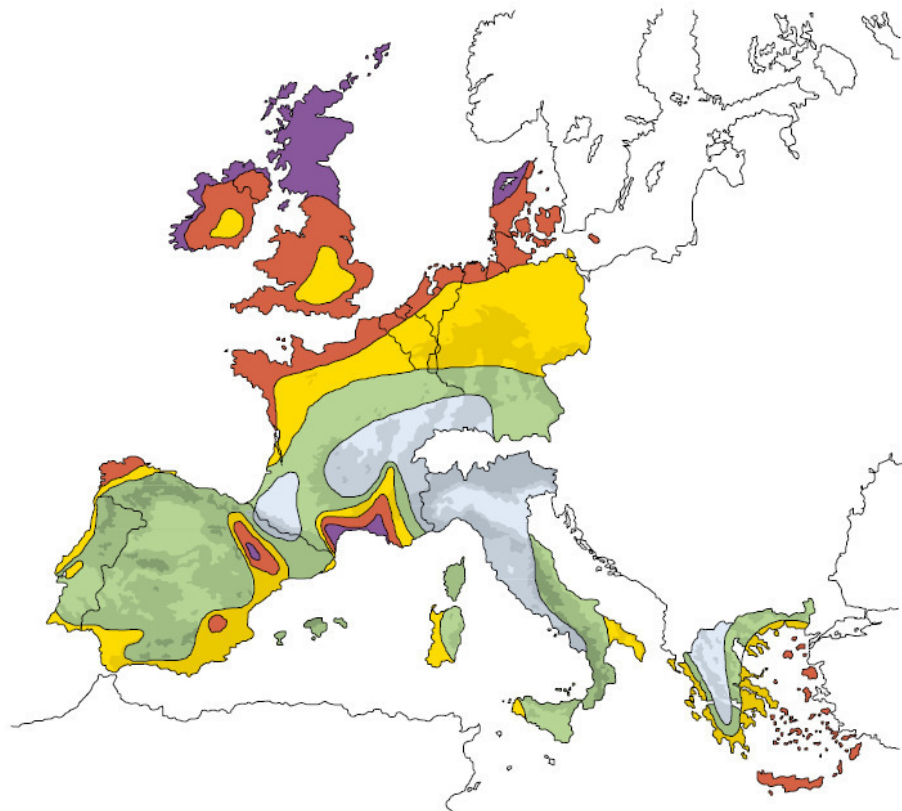


Fig. 4.38 Mappa eolica mondiale: velocità media del vento in m/s a 10 m d'altezza



Terreno riparato		Pianure		Zone costiere		Mare aperto		Colline e creste	
m/s	W/m <sup>2</sup>	m/s	W/m <sup>2</sup>	m/s	W/m <sup>2</sup>	m/s	W/m <sup>2</sup>	m/s	W/m <sup>2</sup>
> 6.0	> 250	> 7.5	> 500	> 8.5	> 700	> 9.0	> 800	> 11.5	> 1800
5.6-6.0	150-250	6.5-7.5	300-500	7.0-8.5	400-700	8.0-9.0	600-800	10.0-11.5	1200-1800
4.5-5.0	100-150	5.5-6.5	200-300	6.0-7.0	250-400	7.0-8.0	400-600	8.5-10.0	700-1200
3.5-4.5	50-100	4.5-5.5	100-200	5.0-6.0	150-250	5.5-7.0	200-400	7.0-8.5	400-700
< 3.5	< 50	< 4.5	< 100	< 5.0	< 150	< 5.5	< 200	< 7.0	< 400

Fig. 4.39 Mappa eolica dell'unione Europea

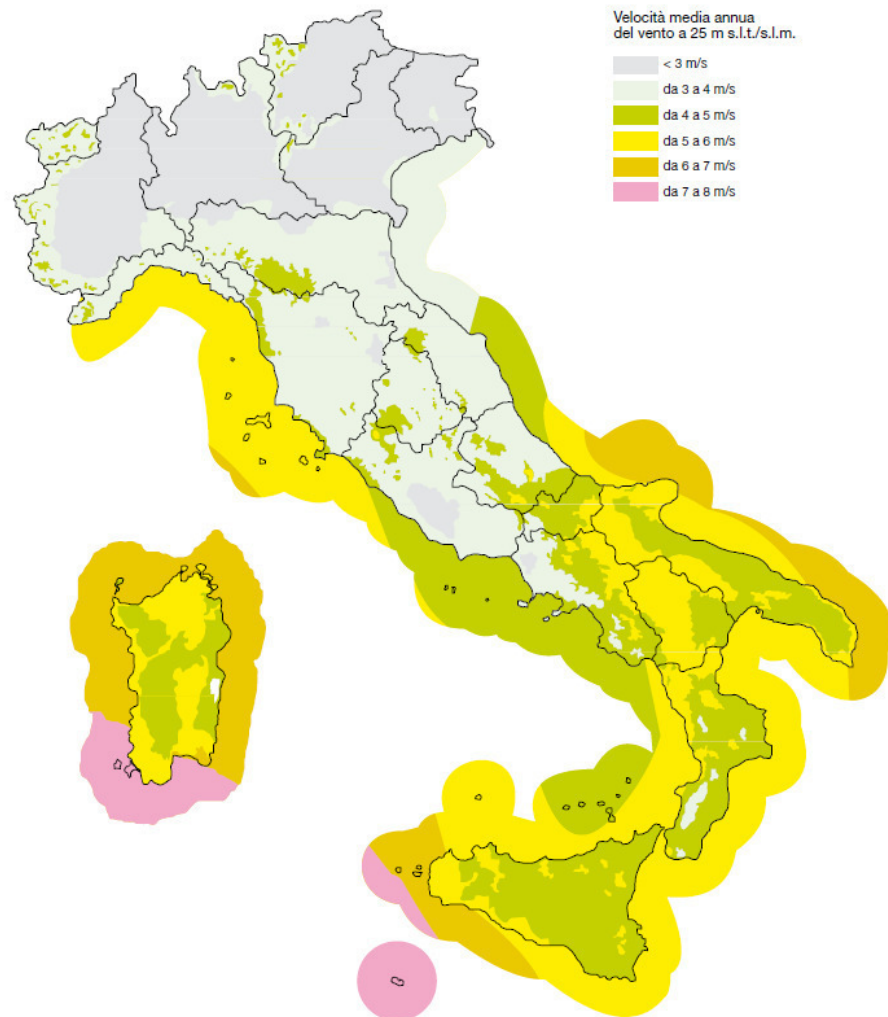


Fig. 4.40 Mappa eolica Italia

L'impatto ambientale è sempre stato un grosso disincentivo all'installazione di questi impianti, sia dal punto di vista di impatto ambientale che dal punto di vista del rumore.

Dal punto di vista dell'impatto ambientale vengono ridotti gli effetti visivi mediante soluzioni costruttive quali ad esempio l'impiego di colori neutri e aumentando la distanza minima tra le diverse turbine. Il problema del rumore può divenire trascurabile qualora si tengano in considerazione due fattori: il primo è che il rumore percepito in

prossimità degli aerogeneratori viene talvolta attribuito unicamente ai generatori eolici, ma in realtà il rumore di fondo causato dal vento è paragonabile a quello creato dalle turbine; il secondo è che, a breve distanza dagli aerogeneratori, il rumore che si percepisce ha un'intensità prossima a quello cui si è sottoposti in situazioni ordinarie vissute quotidianamente. Il rumore è molto simile a molte realtà comuni al normale svolgimento delle attività giornaliere.

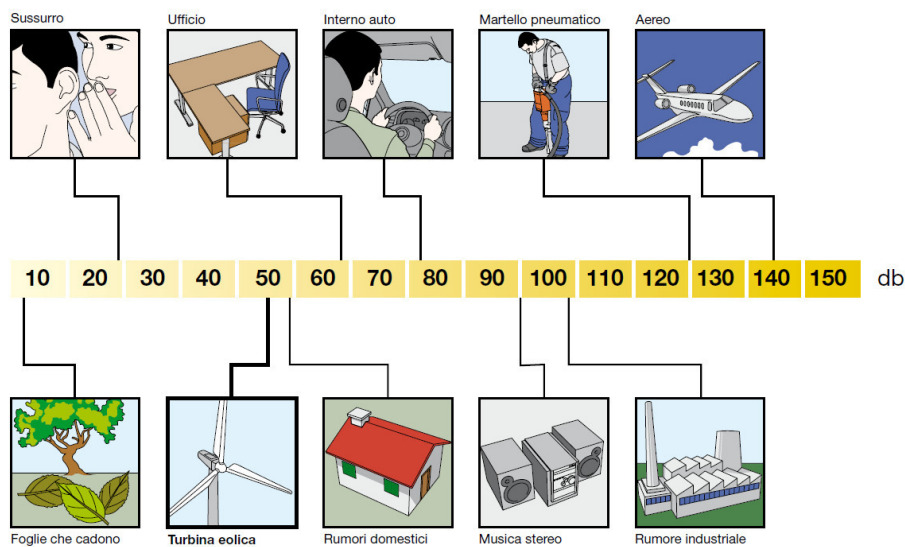


Fig. 4.41 Tabella decibel varie attività

#### 4.9.1. PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DI UN AEROGENERATORE

Una turbina eolica o aerogeneratore trasforma l'energia cinetica posseduta dal vento in energia elettrica senza l'utilizzo di alcun combustibile e passando attraverso lo stadio di conversione in energia meccanica di rotazione effettuato dalle pale.

Le turbine possono essere a *portanza* o a *resistenza* in funzione di quale sia la forza generata dal vento e sfruttata come "forza motrice". Per capire il principio di funzionamento di un aerogeneratore facciamo riferimento alle turbine attualmente più diffuse, ossia quelle a "portanza"; in esse, rispetto a quelle a "resistenza", il vento scorre su entrambe le facce della pala, che presentano profili geometrici differenti, creando così in corrispondenza della superficie superiore una zona di depressione rispetto alla pressione sulla faccia inferiore. Questa differenza di pressione produce sulla superficie della pala eolica una forza chiamata portanza aerodinamica.

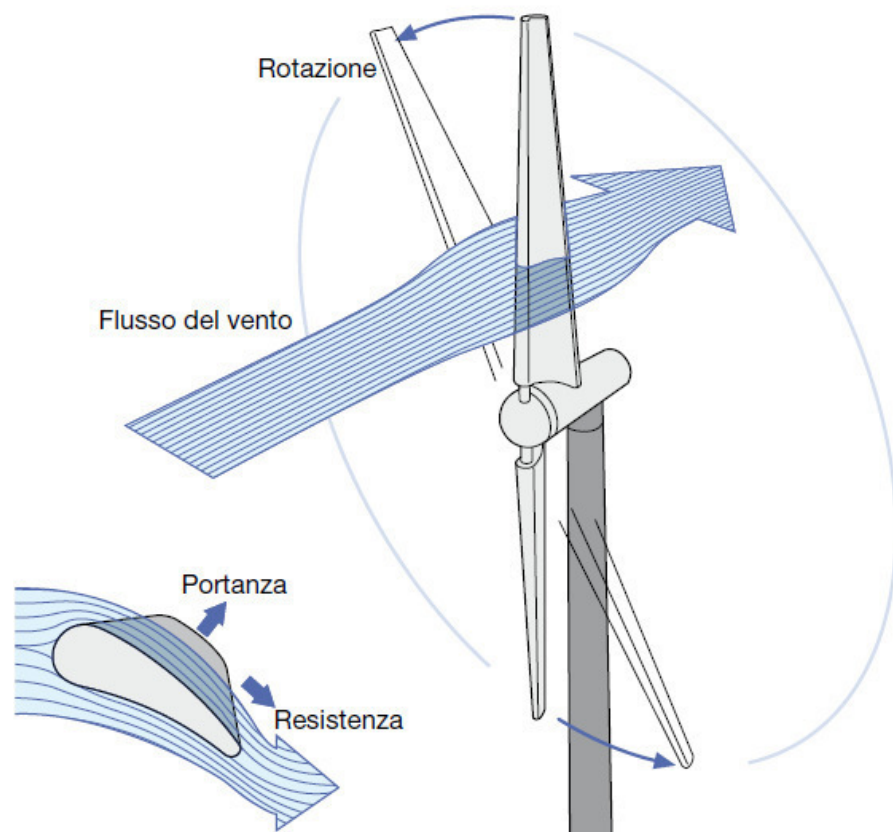


Fig. 4.42 Profilo aerodinamico pala eolica

Un aerogeneratore richiede una velocità minima del vento (cut-in) di 3-5 m/s ed eroga la potenza di progetto ad una velocità del vento di 12-14 m/s. La velocità massima che comporta l'arresto da parte del sistema frenante è 25 m/s (cut-off).

I principali vantaggi degli impianti eolici possono riassumersi in:

- 1) Generazione distribuita
- 2) Conversione efficiente dell'energia eolica in energia elettrica (rendimento teorico del 59 %)
- 3) Assenza di emissione di sostanze inquinanti
- 4) Risparmio combustibili fossili
- 5) Ridotti costi di esercizio e manutenzione
- 6) Facile smantellamento degli aerogeneratori a fine vita (20/25 anni)
- 7) Capacità di produzione compresa da poche centinaia di W ad alcuni MW

#### 4.9.2. TIPOLOGIE DI TURBINE EOLICHE

Le turbine eoliche possono essere suddivise in base alla tecnologia costruttiva in due macro-famiglie:

- Turbine ad asse verticale – VAHT (Vertical Axis Wind Turbine)
- Turbine ad asse orizzontale – HAHT (Horizontal Axis Wind Turbine)

A loro volta le turbine VAHT, che costituiscono l'1 % delle turbine attualmente in uso, si suddividono in:

- Turbine di tipo Savonius
- Turbine di tipo Darrieus
- Turbine ibride Darrieus-Savonius

Mentre le turbine HAWT, che costituiscono il 99 % delle turbine attualmente in uso, si distinguono in:

- Turbine sopravento (upwind)
- Turbine sottovento (downwind)

#### 4.9.3 TURBINE AD ASSE VERTICALE

##### 4.9.3.1 TURBINE AD ASSE VERTICALE – TIPO SAVONIUS

E' il modello di turbine più semplice e si compone di due (o quattro) lamiere verticali. Denominata anche turbina a resistenza poiché la coppia motrice sull'asse è determinata dalla differenza di resistenza offerta al vento dalle superfici verticali disposte simmetricamente rispetto all'asse stesso.



Fig. 4.43 Turbina di tipo Savonius

Le principali caratteristiche sono:

- turbina lenta
- basso valore di efficienza
- utilizzabile per bassi valori di velocità del vento e per range limitato
- necessità di adeguato controllo della velocità
- impossibilità di ridurre la superficie aerodinamica
- necessità di dispositivo meccanico frenante per la fermata
- necessità struttura robusta
- solo per piccole potenze
- poco rumorosa

#### 4.9.3.2. TURBINE AD ASSE VERTICALE – TIPO DARRIEUS

Sono turbine ad asse verticale ed a portanza poiché le superfici disposte al vento possiedono un profilo alare in grado di generare una distribuzione di pressione lungo la pala e quindi una coppia disponibile all'asse di rotazione.



Fig. 4.44 Turbina di tipo Darrieus

Rispetto alla turbina a resistenza Savonius, quella Darrieus offre delle efficienze maggiori perché si riducono le perdite per attrito. Tuttavia la turbina Darrieus non è in grado di avviarsi autonomamente in quanto, indipendentemente dalla velocità del vento, la coppia d'avviamento è nulla.

Principali caratteristiche:

- Turbina veloce
- Efficienza ridotta rispetto alle turbine ad asse orizzontale
- Adattabilità alla variazione di direzione del vento
- Efficace per venti con componente verticale della velocità rilevante
- Utilizzabile per bassi valori di velocità del vento e per range limitato
- Necessità di un dispositivo meccanico frenante
- Necessità di struttura non eccessivamente robusta
- Utilizzabile per applicazione di grande potenza
- Poco rumorosa e con poche vibrazioni
- Elevate fluttuazioni della coppia meccanica motrice

#### 4.9.4 TURBINE AD ASSE ORIZZONTALE

Le turbine ad asse orizzontale sopravento, così chiamate perché il vento incontra prima il rotore rispetto alla torre, hanno un'efficienza maggiore rispetto a quelle sottovento, poiché non vi sono interferenze aerodinamiche con la torre.

Per contro presentano lo svantaggio di non essere auto allineanti rispetto alla direzione del vento e necessitano quindi di una pinna direzionale o di un sistema d'imbardata.

Il modello più diffuso è quello con tre pale, esistono tuttavia modelli a due pale e a singola pala munita di contrappeso.



Fig. 4.45 Turbina orizzontale a tre pale

Poiché la velocità di rotazione diminuisce al crescere del numero di pale (mentre la coppia aumenta), i rotorì a due pale devono ruotare piú velocemente rispetto a quelli a tre pale (numero di giri caratteristico 40 giri/min rispetto ai 30 giri/min della tripla) con la conseguenza che il rumore aerodinamico è maggiore.

Inoltre un rotore a due pale è soggetto a squilibri dovuti alla variazione del vento causate dall'altezza, a effetti giroscopici quando la navicella viene imbardata ed ha un momento d'inerzia variabile e minore quando le pale sono verticali rispetto a quando sono orizzontali. Per ovviare a ciò è generalmente provvisto di un mozzo oscillante che gli consente di equilibrare la spinta asimmetrica sul rotore.

Tuttavia il rotore a due pale ha un peso minore e quindi tutte le strutture di supporto possono essere meno massicce con una conseguente riduzione dei costi. Inoltre l'impatto visivo ed il rumore sono meno determinanti nelle installazioni off-shore, che, uniti a costi minori, rendono appetibili i rotorì bi-pala per tali applicazioni.

<b>2 PALE</b>	<b>3 PALE</b>
Minor costo del rotore (peso minore)	Maggior bilanciamento delle forze aerodinamiche
Maggiore rumorosità (velocità periferica maggiore)	Maggiore stabilità meccanica (forze giroscopiche bilanciate)
Installazione piú semplice (assemblaggio a terra della torre)	Coppia motrice piú uniforme
Maggiore complessità di progettazione (necessità di un mozzo oscillante)	Visibilmente meno impattante

Fig. 4.46 Confronto tra modelli a 2 e 3 pale

#### 4.9.5 COSTI DELL'ENERGIA EOLICA

L'energia eolica può essere considerata, specie se prodotta in centrali eoliche multi MW, un'energia efficiente in termini di costi, di impatto ambientale e di tempi di ritorno dell'investimento (3-5- anni).

Difatti come si può osservare in fig.4.47 l'energia prodotta da grossi impianti eolici ha costi di investimento e di produzione

(onnicomprensivi della manutenzione, del combustibile e del personale) paragonabili a quelli di una centrale termoelettrica tradizionale a carbone.

In fig. 4.48 si può notare che l'energia eolica comporta costi delle esternalità inferiori a quelli delle centrali elettriche tradizionali.

Va infine considerato che per ogni kWh di energia eolica prodotta viene evitata l'immissione in atmosfera di una determinata quantità di sostanze inquinanti ed a "effetto serra".

<b>Tipo impianto</b>	<b>Costo investimento [€/kWh]</b>	<b>Costo energia prodotta [€/kWh]</b>
Impianto eolico multi-MW	1000-2200	0,04-0,08
Centrale termoelettrica a carbone	1000-1350	0,05-0,09
Centrale termoelettrica a gas	500-700	0,03-0,04

Fig. 4.47 Costi dell'energia

<b>FONTE</b>	<b>Costi esternalità [C€/kWh]</b>
Carbone	20-15
Petrolio	3-11
Gas	1-3
Nucleare	0,2-0,7
FV	0,6
Biomasse	0,08-0,3
Idroelettrico	0,3-1
Eolico	0,05-0,25

Fig.4.48 Costi Esternalità

Le esternalità indicano l'effetto che un'attività ha nei confronti della collettività, in questo caso in termini di C€/kWh.

#### 4.9.6 PRINCIPALI COMPONENTI DI UN AEROGENERATORE

I principali componenti che costituiscono un aerogeneratore ad asse orizzontale sono:

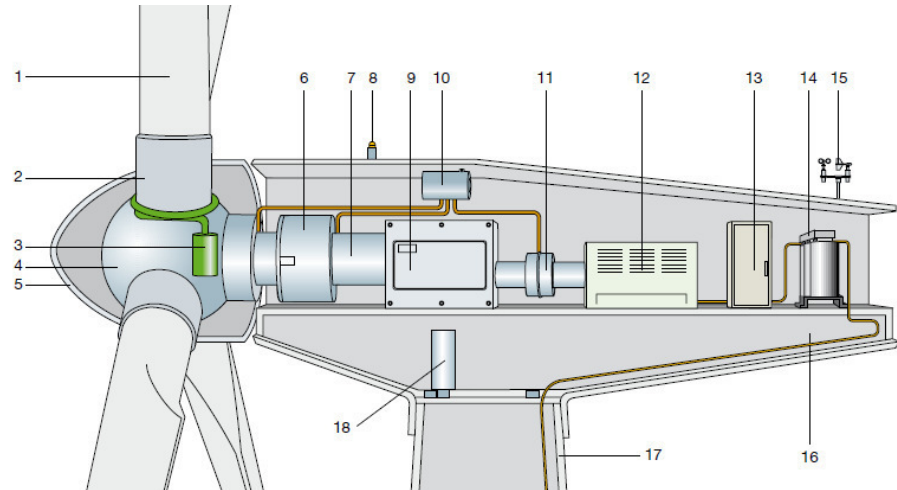


Fig. 4.49 schema componenti

- 1- Pala
- 2- Supporto della pala
- 3- Attuatore dell'angolo di Pitch
- 4- Mozzo
- 5- Ogiva
- 6- Supporto principale
- 7- Albero principale
- 8- Luci di segnalazione aerea
- 9- Moltiplicatore di giri
- 10- Dispositivi idraulici di raffreddamento
- 11- Freni meccanici
- 12- Generatore
- 13- Convertitore di potenza e dispositivi elettrici di controllo
- 14- Trasformatore
- 15- Anemometri
- 16- Struttura della navicella
- 17- Torre di sostegno
- 18- Organo di azionamento per l'imbardata

In breve ci soffermiamo su tre parti importanti ai fini di questo studio: il generatore, il trasformatore e il sistema di controllo/convertitore di potenza

#### 4.9.6.1 GENERATORE ELETTRICO

##### 4.9.6.1.1 GENERATORE ASINCRONO

E' essenzialmente un motore trifase ad induzione caratterizzato da una velocità di sincronismo che dipende dal numero di poli e dalla frequenza di rete.

Se la coppia meccanica agente sull'albero rotore è motrice anziché resistente e fa aumentare la velocità di rotazione fino a superare la velocità di sincronismo, la macchina elettrica asincrona passa dal funzionamento come motore a quello come generatore immettendo energia elettrica in rete.

La differenza relativa tra la velocità di sincronismo e la velocità effettiva di rotazione è chiamata scorrimento ( $s$ ) che nel funzionamento da generatore diventa quindi negativo. Nei generatori asincroni usuali con rotore a gabbia di scoiattolo (rotore in cortocircuito), lo scorrimento è di circa l'1 % cosicché tali dispositivi sono di fatto considerati a velocità di rotazione costante.

La corrente di magnetizzazione dello statore, la quale crea il campo magnetico rotante al traferro, è fornita dalla rete stessa. Inoltre tale generatore consuma una certa quantità di potenza reattiva, la quale deve essere fornita da sistemi compensatori quali i condensatori.

Quando una raffica di vento colpisce una turbina eolica dotata di un generatore asincrono a rotore in cortocircuito, poiché la velocità di rotazione è costante, si ha una repentina variazione della coppia e la conseguente rapida variazione della potenza erogata; se la potenza di cortocircuito della rete a cui l'aerogeneratore è connesso è bassa, possono pertanto verificarsi delle fluttuazioni di tensione sui dispositivi elettrici collegati in prossimità, fluttuazioni che possono creare malfunzionamenti dei dispositivi stessi.

Inoltre si può assistere alla variazione rapida del flusso luminoso emesso dalle lampade elettriche, che genera quel fastidioso "sfarfallio" noto come flicker. Anche per tale motivo la ricerca si è spinta verso la realizzazione di sistemi a velocità variabile che consentono inoltre di ridurre gli "strappi di coppia" sul rotore e di far

funzionare lo stesso nel punto di massima efficienza aerodinamica su un ampio range di velocità del vento.

Soluzioni a velocità variabile realizzate con generatori ad induzione si realizzano interponendo tra lo statore del generatore con rotore a gabbia di scoiattolo e la rete un convertitore di frequenza o utilizzando un generatore asincrono a rotore avvolto ad anelli il cui rotore è alimentato da una corrente alternata indipendente, fornita da un convertitore di frequenza: in tal modo la velocità di sincronismo è funzione della differenza tra la frequenza di rete e la frequenza della corrente rotorica. Si può raggiungere così una variazione di velocità del 30 %.

#### 4.9.6.1.2 GENERATORE SINCRONO

In questo tipo di generatore, chiamato anche alternatore, il rotore è costituito da un elettromagnete a corrente continua o da magneti permanenti. La frequenza della tensione indotta sullo statore (e quindi della corrente prodotta) è direttamente proporzionale alla velocità di rotazione del rotore.

Per consentire un funzionamento a velocità variabile, si interpone tra alternatore e rete un convertitore di frequenza che trasforma dapprima la corrente a frequenza variabile (in funzione della velocità del rotore e quindi del vento) in uscita dal generatore in corrente continua mediante un raddrizzatore elettronico e successivamente riconverte la corrente continua in corrente alternata la frequenza tramite un inverter.

Così facendo si svincola la frequenza della corrente generata dalla frequenza di rete, il che può portare anche all'abolizione del moltiplicatore di giri.

Grazie al motore sincro ed al convertitore di frequenza, quando la forza del vento aumenta improvvisamente, il rotore è lasciato libero di accelerare per alcuni secondi: l'incremento di velocità di rotazione accumula energia cinetica nel rotore stesso e consente un'erogazione costante di potenza.

Viceversa quando il vento cala, l'energia immagazzinata nel rotore viene rilasciata nel rallentamento del rotore stesso.

#### 4.9.6.2 TRASFORMATORE

La potenza elettrica in uscita dal generatore è generalmente in bassa tensione e deve essere convertita in media tensione attraverso un trasformatore per ridurre le perdite di trasmissione mediante l'allacciamento alla rete di distribuzione in media tensione.

Il trasformatore è installato nella navicella o alla base della torre (negli impianti riguardanti questo studio i trasformatori è installato in navicella).

I cavi elettrici di collegamento tra la navicella e la base della torre formano un anello al di sotto della navicella stessa al fine di consentire i movimenti d'imbardata. Tali movimenti vengono monitorati e, se la rotazione è eccessiva, la gondola viene imbardata in senso opposto per evitare l'aggrovigliamento dei cavi.

I trasformatori installati a bordo navicella sono del tipo CAST RESIN.

##### 4.9.6.2.1 TRASFORMATORE CAST RESIN

I trasformatori a secco son tutti quei trasformatori in cui gli avvolgimenti sono raffreddati tra loro dall'aria atmosferica ed isolati con smalti e resina; rientrano in questa categoria anche i trasformatori in resina epossidica.

I trasformatori cast resin presentano notevoli vantaggi rispetto ai trasformatori in aria:

- Possibilità di esercizio con classi di isolamento termico maggiori
- Riduzione delle distanze elettriche inter-avvolgimento
- Riduzione di manutenzione annuale
- Maggiore conducibilità termica della resina
- Diminuzione del peso e delle perdite
- Maggior rendimento
- Maggiore solidità meccanica delle bobine agli sforzi elettrodinamici
- Avvolgimenti maggiormente protetti contro umidità, attacchi chimici e inquinamento rispetto ai trasformatori a secco

A loro volta i trasformatori cast resin presentano vantaggi nei confronti dei trasformatori in olio per quanto riguarda la protezione contro agenti inquinanti, l'eliminazione del rischio di propagazione di incendi, la riduzione di emissioni tossiche in caso di guasto e l'eliminazione delle spese per opere civili poiché non è necessario progettare vasche contenitive per gli oli isolanti.

Si evidenziano d'altra parte alcuni svantaggi: maggiori perdite nel nucleo e negli avvolgimenti provocate dalle maggiori distanze in aria, necessità di installazione in ambienti chiusi (o in armadio) con conseguente bisogno di proteggere le persone inibendo l'accesso ai locali destinati all'installazione delle macchine.

Altri svantaggi riguardano una minore capacità di tenuta ai sovraccarichi legata all'inferiore inerzia termica delle parti in tensione da cui deriva la necessità di avere opportuni sensori di temperatura, utilizzo di materiali isolanti non auto ripristinanti, impossibilità di riparazione degli avvolgimenti danneggiati e infine necessità di un ottimo controllo del processo costruttivo al fine di limitare al minimo i possibili difetti che derivano dall'utilizzo delle resine epossidiche.

Più avanti alcuni cenni costruttivi per i trasformatori CAST RESIN.

#### 4.9.6.3 SISTEMI DI CONTROLLO E DI PROTEZIONE

Tali sistemi costituiscono il "cervello" della turbina eolica e forniscono la logica di controllo, per comandare le procedure di avviamento ed arresto della turbina stessa e per assicurare che la turbina operi entro determinati parametri di funzionamento prestabiliti, proteggendo in particolare il rotore dalle sovra-velocità e le diverse parti del circuito elettrico dalle sovracorrenti e dalle sovratensioni.

La logica di controllo è usualmente programmata in un PLC. In particolare i sistemi di protezione/sezionamento disconnettono la turbina dalla rete in caso di malfunzionamento e consentono quindi il corretto funzionamento delle altre turbine eoliche in una centrale eolica.

#### 4.9.7 SISTEMI DI GENERAZIONE

##### 4.9.7.1 AEROGENERATORI A VELOCITA' FISSA

In questi tipi di aerogeneratori vengono impiegate macchine elettriche ad induzione usualmente utilizzate come motori in molte applicazioni industriali.

Nelle turbine eoliche invece tali macchine elettriche vengono impiegate come generatori soprattutto per la loro semplicità costruttiva e robustezza, per la relativa economicità e per la semplicità di connessione e disconnessione dalla rete.

Lo statore di una macchina asincrona è costituito da avvolgimenti di rame per ciascuna fase analogamente allo statore delle macchine sincrone. Il rotore invece nei motori-generatori a rotore in cortocircuito a gabbia di scoiattolo non ha avvolgimenti, ma è costituito da una serie di barre in rame alloggiato nelle cave di nucleo magnetico laminato e da due anelli frontali.

Alcune macchine ad induzione possono avere gli avvolgimenti anche sul rotore ed in questo caso sono chiamate macchine a rotore avvolto. Sono più costose e meno robuste delle precedenti e sono utilizzate negli aerogeneratori a velocità variabile.

Le macchine ad induzione richiedono una data quantità di potenza reattiva per il funzionamento. Tale potenza deve essere prelevata dalla rete o fornita localmente da una batteria di condensatori, la quale deve essere dimensionata per evitare l'auto-eccitazione del generatore sincrone in caso di disconnessione dalla rete per guasto. Inoltre tali macchine necessitano di una sorgente esterna a frequenza costante per generare il campo magnetico rotante e quindi sono connesse a reti con potenza di cortocircuito elevata in grado di sostenere la frequenza.

Nel funzionamento da generatore, la macchina asincrona viene accelerata dal rotore eolico fino alla velocità di sincronismo e quindi connessa alla rete oppure è dapprima connessa alla rete ed avviata come motore fino alla velocità di regime. Quando viene utilizzato il primo metodo di avviamento la turbina deve essere chiaramente auto-avviante, quindi usualmente deve essere presente il controllo

dell'angolo di Pitch. Mentre il secondo metodo è utilizzato nelle turbine a controllo passivo di stallo.

Raggiunta la velocità di sincronismo la potenza eolica estratta fa girare il rotore in marcia iper-sincrona a scorrimento negativo, erogando quindi alla rete potenza attiva. Poiché lo scorrimento ha valore dell'ordine del 2 %, lo scostamento dalla velocità nominale è di fatto molto limitato ed è per questo che l'impiego di tale macchina determina il funzionamento a velocità costante.

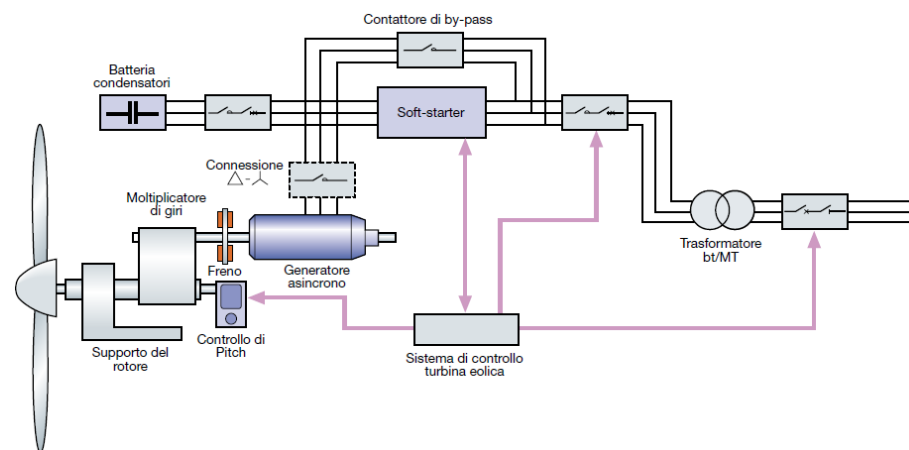


Fig. 4.50 Schema tipico generatore a velocità costante

#### 4.9.7.2 AEROGENERATORI A VELOCITA' VARIABILE

Vi sono, almeno in linea di principio, diverse soluzioni che consentono il funzionamento del rotore a velocità variabile, pur mantenendo la frequenza costante. Tali soluzioni possono essere sia di natura meccanica che elettrica, anche se quelle più utilizzate attualmente sono di tipo elettrico inserendo in particolare una delle seguenti configurazioni

- Generatori asincroni a rotore avvolto con resistore variabile esterno;
- Generatori asincroni a rotore avvolto con interposto un convertitore di potenza tra rotore e rete (configurazione doubly-fed)
- Generatori asincroni con interposto un convertitore elettronico di potenza tra statore e rete (full converter)

- Generatori sincroni con interposto un convertitore elettronico di potenza tra statore e rete (full converter)

#### 4.9.7.2.1 GENERATORE ASINCRONO CON RESISTENZA VARIABILE

Aggiungendo un resistore variabile esterno in serie agli avvolgimenti di rotore di un generatore asincrono a rotore avvolto, si può ottenere una variazione della coppia elettromagnetica del generatore e della velocità alla quale viene fornita.

In tal modo è quindi il funzionamento nel punto ottimale di TSR in funzione del vento e concede al rotore di accelerare cambiando velocità in seguito a raffiche di vento, pur con un aumento delle perdite per effetto Joule nel resistore esterno. Inoltre alle alte velocità del vento si può incrementare la resistenza complessiva del rotore per mantenere la corrente circolante nel rotore costante e con essa mantenere costante la potenza immessa in rete, nell'intorno della potenza nominale.

L'eccesso di energia meccanica fornita dal rotore viene pertanto dissipata in calore dal resistore aggiuntivo esterno.

Tramite tale resistore è quindi possibile ottenere una variazione della velocità al di sopra della velocità di sincronismo nel range 0-10 %. Lo schema elettrico equivalente di un generatore asincrono a resistenza variabile  $R_x$  è rappresentato in figura sottostante, in cui all'usuale circuito a T della macchina a gabbia, viene aggiunto il componente resistivo  $R_x/s$ .

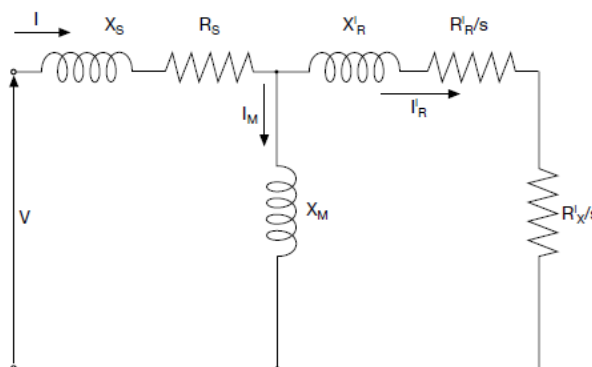


Fig. 4.51 Circuito equivalente generatore asincrono con resistenza variabile

#### 4.9.7.2.2 CONFIGURAZIONE DOUBLY-FED

Per non perdere la potenza dissipata nel resistore aggiuntivo sotto forma di calore, tale potenza può essere immessa in rete alla frequenza nominale interponendo tra il rotore del generatore asincrono ad anelli e la rete un convertitore elettronico di potenza che converte dapprima in continua la potenza in alternata in eccesso al rotore tramite un raddrizzatore controllato e quindi la riconverte in alternata alla frequenza nominale tramite inverter.

In tal modo è possibile alimentare il rotore con tensioni di opportuna ampiezza e frequenza fornite dal convertitore elettronico, allo scopo di compensare la differenza di frequenza tra la velocità angolare del campo magnetico rotante di statore e la velocità angolare effettiva del rotore. Il termine “doubly-fed” riflette il fatto che la tensione di statore viene applicata dalla rete, mentre quella di rotore dal convertitore elettronico. Lo schema elettrico equivalente del DFIG è rappresentato di seguito, in cui all’usuale circuito a T della macchina a gabbia, viene aggiunto un generatore di tensione variabile in funzione dello scorrimento  $V_r/s$  rappresentativo del convertitore.

Dallo statore la potenza attiva sarà sempre uscente ed immessa in rete, indipendentemente dal regime di funzionamento iper o sub sincrono, mentre il rotore assorbirà potenza nel funzionamento come motore (sub-sincronismo) e la erogherà nel funzionamento da generatore (iper-sincronismo).

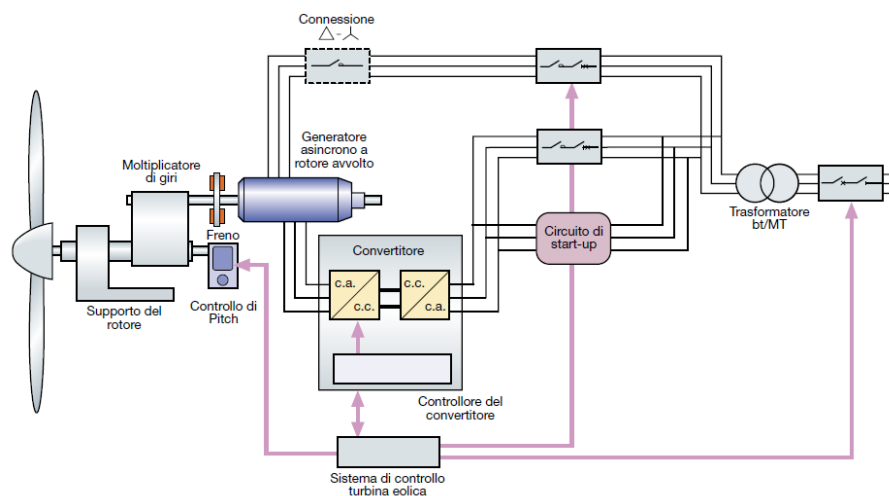


Fig. 4.52 Schema sistema doubly-fed

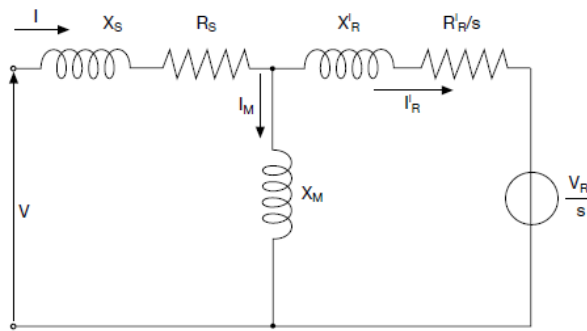


Fig. 4.53 Circuito equivalente doubly-fed

Ipotizzando trascurabili sia le perdite di statore che di rotore, la potenza di rotore  $P_r'$  gestita dal convertitore, sarà legata alla potenza di statore  $P_s$  attraverso lo scorrimento secondo la relazione:

$$P_r = -sP_s \quad \text{Eq. 4.53}$$

Identificando con  $P_{rete}$  la potenza che la macchina fornisce alla rete, determinata dalla somma algebrica delle potenze di statore e rotore,  $P_{rete}$  può essere espressa come:

$$P_{rete} = P_s + P_r = P_s - sP_s = P_s(1 - s) \quad \text{Eq.4.54}$$

Con:

- $s$  negativo nel funzionamento iper-sincrono
- $s$  positivo nel funzionamento sub-sincrono

Con questo tipo di configurazione, il generatore fornisce alla rete i 2/3 della sua potenza nominale attraverso lo statore connesso direttamente ed 1/3 tramite il rotore connesso tramite il convertitore. Pertanto anche il convertitore può essere dimensionato per una potenza pari a 1/3 della potenza nominale del generatore.

E' inoltre possibile controllare la produzione di potenza reattiva consentendo così la regolazione della tensione e la macchina può essere magnetizzata dal rotore a prescindere dalla tensione di rete.

Tramite la configurazione doubly-fed è possibile ottenere una variazione di velocità del 30 % al di sopra o al di sotto della velocità di

sincronismo. Il generatore asincrono a rotore avvolto ha usualmente una velocità di sincronismo fino a 2000 giri/min ed è collegato all'asse del rotore tramite un moltiplicatore di giri a tre stadi. La connessione degli avvolgimenti di rotore al convertitore è effettuata tramite anelli rotanti e relative spazzole.

#### 4.9.7.2.3 GENERATORE ASCINCRONO E CONVERTITORE

Un generatore asincrono a gabbia di scoiattolo può essere utilizzato nelle turbine eoliche a velocità variabile mediante l'interposizione di un convertitore elettronico tra il generatore e la rete. Tale convertitore disaccoppia e svincola la frequenza del campo magnetico rotante dalla frequenza della rete, la frequenza del campo magnetico rotante viene quindi modulata per controllare la velocità di rotazione del rotore.

Analogamente alla configurazione doubly – fed, vi è un sistema elettronico di potenza, ma posto sullo statore del generatore. Il convertitore quindi, a differenza della configurazione precedente, deve gestire la totalità della potenza generata.

Essendo un generatore ad induzione necessita comunque di assorbire potenza reattiva per il funzionamento, la quale può essere fornita dal convertitore stesso.

#### 4.9.7.2.4 GENERATORE SINCRONO E CONVERTITORE

L'usuale forma costruttiva di un generatore sincrono consiste in un rotore che crea il campo magnetico e di uno statore contenente gli avvolgimenti indotti. Il campo magnetico di rotore ( $\phi = K_r I_r$ ) è generato da una corrente continua ( $I_r$ ) circolante negli avvolgimenti di campo.

Tale corrente continua viene fornita da una dinamo coassiale all'alternatore o prelevata ai morsetti di statore e quindi raddrizzata da un ponte a diodi.

Il movimento del campo magnetico di rotore rispetto agli avvolgimenti di statore dovuto alla rotazione dell'albero principale induce una terna di tensioni alternate negli avvolgimenti di statore con valore efficace

proporzionale al flusso magnetico di rotore ed alla velocità di rotazione (n):

$$E = K_s \phi n \quad \text{Eq.4.55}$$

Poiché la frequenza della forza elettromotrice generata è legata alla velocità di rotazione tramite la relazione:

$$n = \frac{60f}{p} \quad \text{Eq. 4.56}$$

Dove p è il numero di coppie di poli dell'avvolgimento di rotore, il valore efficace della tensione indotta sullo statore è proporzionale al valore della frequenza con cui è generata:

$$E = k_s \phi f \quad \text{Eq. 4.57}$$

Quando il generatore è connesso ad un carico e viene erogata corrente, questa genera a sua volta nel traferro della macchina un campo magnetico rotante in sincronismo con il campo induttore, senza scorrimento relativo. Inoltre se i due campi magnetici sono allineati (angolo  $\delta=0$ ), non vi è coppia resistente e pertanto la potenza attiva immessa in rete è nulla.

Viceversa se vi è uno scorrimento dovuto ad una coppia esterna motrice, nasce una coppia elettrica resistente di bilanciamento con immissione di potenza attiva in rete ( $\delta>0$ ).

Maggiore è lo scostamento, maggiore è la potenza attiva immessa in rete.

Mantenendo invece fisso l'angolo  $\delta$ , la potenza attiva immessa in rete cresce linearmente con il valore efficace della tensione indotta e quindi proporzionalmente alla velocità di rotazione ed alla frequenza della tensione stessa:

$$P = \frac{EV}{X_s} \sin\delta = \frac{VK_s\phi f}{X_s} \sin\delta \quad \text{Eq. 4.58}$$

Invece, mantenendo costante la potenza attiva erogata al variare della velocità di rotazione e quindi della frequenza e della tensione indotta varia la corrente erogata con l'andamento rappresentato nel diagramma di seguito. Come si può notare, assumendo come parametro la potenza attiva erogata, se la tensione indotta supera la tensione di rete l'alternatore eroga potenza reattiva, mentre, se la tensione indotta è inferiore alla tensione di rete, l'alternatore assorbe potenza reattiva.

Se la tensione indotta è di valore pari alla tensione di rete ( $\cos\varphi=1$ ) si ha il minimo della corrente circolante nello statore.

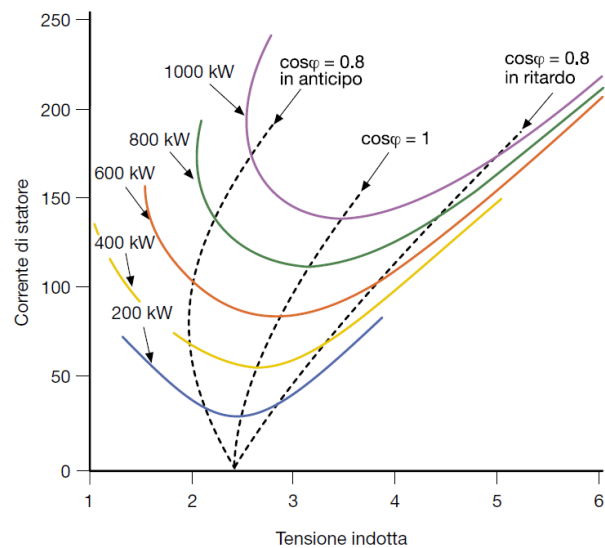


Fig.4.54 grafico Tensione indotta/corrente di statore

I generatori sincroni non sono intrinsecamente auto avviati. Generalmente l'alternatore viene portato alla velocità di sincronismo dal motore primo e poi connesso in parallelo con apposita procedura. In applicazioni in cui è necessario l'auto avviamento, il rotore è dotato di sbarre di rame smorzatrici che avviano l'alternatore come una macchina ad induzione e durante il funzionamento smorzano le oscillazioni dinamiche della macchina.

Nelle applicazioni eoliche, le turbine con generatore sincrono sono normalmente avviate dal vento stesso e un sistema di controllo di velocità è impiegato per la procedura di sincronizzazione.

Spesso nelle turbine eoliche vengono impiegati alternatori a magneti permanenti, in cui il rotore è sprovvisto dell'avvolgimento di

eccitazione ed il campo magnetico di induzione viene generato direttamente dai magneti permanenti integrati nel rotore.

Non sono di conseguenza necessari anelli rotanti e relative spazzole per l'alimentazione del circuito di eccitazione. Il principio di funzionamento è analogo a quello degli alternatori con l'avvolgimento di campo, ma negli alternatori a magneti permanenti la tensione indotta sullo statore non può essere ovviamente regolata agendo sulla corrente di eccitazione; pertanto la tensione ai morsetti del generatore è solo funzione della velocità di rotazione del rotore.

Poiché la frequenza in uscita dall'alternatore dipende dalla velocità di rotazione del rotore e dal numero di coppie polari, per poter utilizzare il generatore sincrono in una turbina eolica a velocità variabile pur mantenendo costante la frequenza lato rete, occorre interporre un convertitore di potenza a due stadi che gestisce l'intera potenza elettrica generata:

- nel primo stadio un raddrizzatore a ponte a diodi o controllato a tiristori converte grandezze elettriche in uscita dall'alternatore che sono alternate a frequenza variabile in grandezze continue;
- nel secondo stadio, attraverso un DC link, viene alimentato un inverter che riconverte le grandezze elettriche continue in grandezze alternate a frequenza di rete.

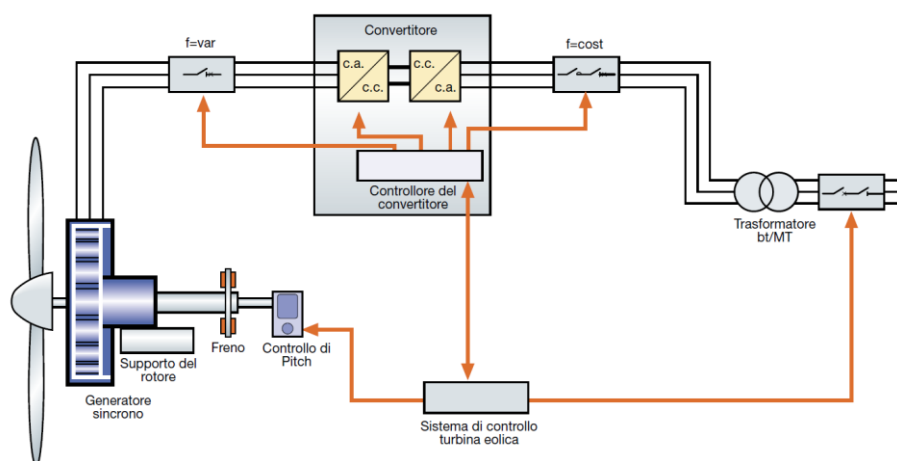


Fig. 4.55 Schema tipico dell'impianto sopra descritto

Qualora l'alternatore sia ad eccitazione in corrente continua, la regolazione del valore efficace della tensione generata è effettuata agendo sulla corrente di eccitazione stessa, mentre se l'alternatore è

a magneti permanenti, la tensione può essere regolata o nel raddrizzatore tramite ponte controllato a tiristori o nell'inverter tramite regolazione PWM. Il controllo PWM dell'inverter può essere effettuato con diverse modalità:

- regolazione dell'ampiezza della modulante sinusoidale, confrontando il valore della tensione del DC-link con la curva di ottimo P-Vc.c;
- MPPT mediante l'utilizzo di un anemometro. La potenza lato c.c. viene confrontata con la potenza di riferimento e dal confronto con la curva di ottimo, dipendente dalla velocità del vento, viene determinata la nuova tensione lato c.c. Il segnale di controllo PWM varia in modo praticamente istantaneo con il variare delle condizioni di funzionamento;
- MPPT con previsione del vento, considerando l'energia precedentemente estratta e, mediante modelli statistici, viene prevista la velocità del vento nei momenti successivi. Il controllo insegue i punti di ottimo in funzione delle velocità previste.

L'utilizzo della configurazione alternatore-convertitore di potenza consente quindi il disaccoppiamento del generatore dalla rete, riducendo pertanto gli shock meccanici sulla turbina durante i guasti in rete. Inoltre si ha generazione anche della potenza reattiva desiderata ed un pieno controllo sulla potenza attiva.

Nell'ambito della configurazione full converter, la conversione elettromeccanica può avvenire ad alta, media o bassa velocità.

La conversione ad alta velocità è meccanicamente simile a quella impiegata nella configurazione doubly-fed ed utilizza usualmente un moltiplicatore di giri a tre stadi ed un turbo alternatore (fino a 2000 giri/min) solitamente a magneti permanenti o un generatore asincrono (figura 4.51). Questa configurazione offre i vantaggi di utilizzare un generatore di dimensioni e peso ridotti e può essere impiegata come sostituzione di un'esistente configurazione doubly-fed.

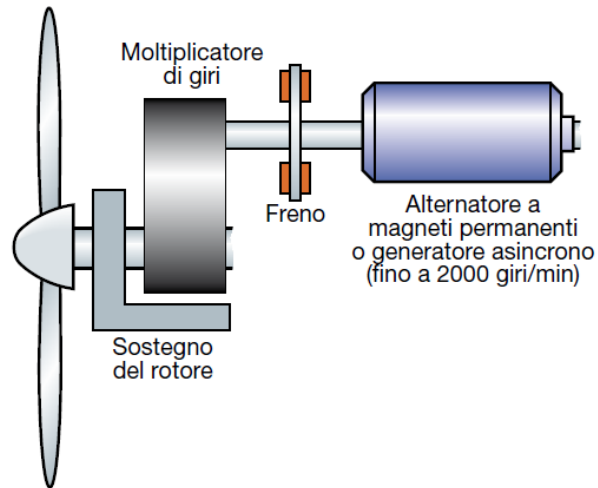


Fig. 4.56 Configurazione ad alta velocità

Nella conversione a media velocità invece è utilizzato un moltiplicatore di giri ad uno o due stadi con un alternatore compatto (fino a 500 giri/min) a magneti permanenti.

Questa configurazione, con una taglia inferiore del moltiplicatore di giri e con delle velocità di rotazione inferiori alla configurazione precedente, consente una limitazione degli stress meccanici che migliora l'affidabilità.

Rispetto al caso precedente aumenta il diametro dell'alternatore.

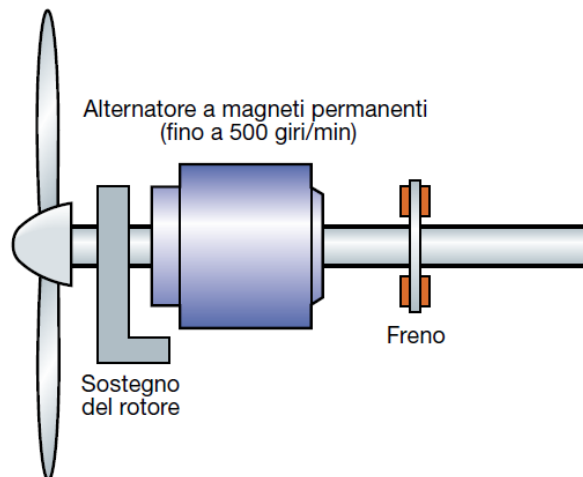


Fig. 4.57 Configurazione a media velocità

Infine, la conversione a bassa velocità abolisce il moltiplicatore di giri ed impiega un alternatore, usualmente a magneti permanenti o ad

eccitazione separata, a bassa velocità (fino a 30 giri/min) con un numero di poli quindi più elevato dei precedenti.

Questa configurazione offre soprattutto i vantaggi derivanti dall'assenza del moltiplicatore che comportano una riduzione delle perdite meccaniche, l'eliminazione del contributo al rumore complessivo ed un ulteriore incremento dell'affidabilità dell'aerogeneratore.

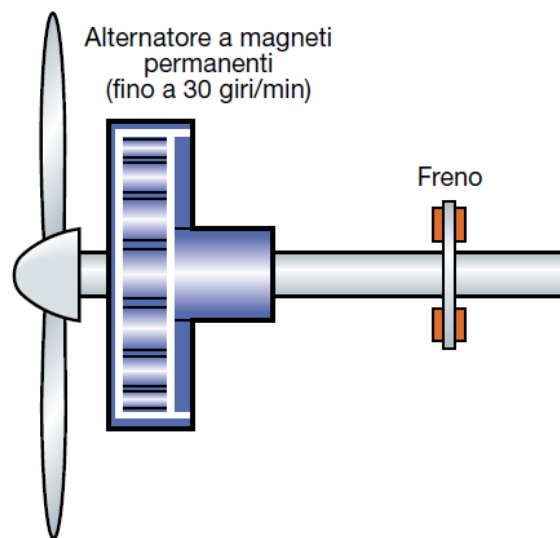


Fig. 4.58 Configurazione a bassa velocità

#### 4.10 TRASFORMATORI CAST RESIN



Fig. 4.59 Trasformatore Cast Resin

I trasformatori [6,19] possono essere suddivisi in base al tipo di sistema di isolamento e di raffreddamento.

Vengono individuati i trasformatori in olio minerale e i trasformatori a secco in cui il sistema di isolamento è costituito da aria o resina epossidica.



Fig. 4.60 Trasformatore in olio minerale

La macchina trasformatorica è sicuramente tra le macchine elettriche più diffuse.

Fondamentale della distribuzione elettrica, essa rientra nella categoria

delle macchine statiche poiché non sono presenti parti in movimento ma è essenzialmente costituita da due porte elettriche: una di ingresso e una d'uscita.

I trasformatori possono avere differenti compiti; possono abbassare o elevare la tensione che viene applicata ad una delle due porte, indipendentemente dal fatto che venga utilizzata la porta d'ingresso o di uscita, questo perché tali macchine sono reversibili. Vengono utilizzate nelle misurazioni di grandezze elettriche quali tensione e corrente in modo da riportare la grandezza del misurando a valori compatibili con il fondo scala degli strumenti di misura, in questa circostanza si parla di TV (Trasformatori Voltmetrici) e TA (Trasformatori Amperometrici). Essi hanno inoltre il fondamentale compito di assicurare la sicurezza dell'operatore in quanto tali macchine effettuano l'isolamento dal sistema di cui si vogliono misurare tensione, corrente o potenza attiva.

Tale isolamento è reso possibile dalla separazione galvanica imposta dalla macchina poiché le due porte non vengono direttamente collegate l'una all'altra. Da ciò ne consegue un ulteriore utilizzo all'interno della rete di distribuzione in quanto garantiscono l'isolamento elettrico di soggetti delicati quali ospedali.

I trasformatori a secco son tutti quei trasformatori in cui gli avvolgimenti sono raffreddati tra loro dall'aria atmosferica ed isolati con smalti e resina; rientrano in questa categoria anche i trasformatori in resina epossidica.

I trasformatori in olio minerale a loro volta sfruttano le capacità di liquidi isolanti sia per isolare tra di loro parti in tensione, sia per dissipare il calore prodotto per effetto Joule dagli avvolgimenti.

Una seconda possibile classificazione di queste macchine riguarda i livelli di tensione che possono essere raggiunti.

La rete di distribuzione elettrica è caratterizzata da tre principali livelli di tensioni:

- Bassa Tensione: fino a 1 kV
- Media Tensione: valori compresi tra 1 – 35 kV
- Alta Tensione: valori superiori ai 35 kV

I trasformatori in olio possono sopportare anche centinaia di kV mentre la tecnologia attuale con cui vengono costruiti i trasformatori in resina permette di raggiungere alcune decine di migliaia di Volt.

Attualmente i trasformatori CAST RESIN vengono costruiti per tensioni massime di 20-24 kV.

I trasformatori cast resin presentano notevoli vantaggi rispetto ai trasformatori in aria:

- Possibilità di esercizio con classi di isolamento termico maggiori
- Riduzione delle distanze elettriche inter-avvolgimento
- Riduzione di manutenzione annuale
- Maggiore conducibilità termica della resina
- Diminuzione del peso e delle perdite
- Maggior rendimento
- Maggiore solidità meccanica delle bobine agli sforzi elettrodinamici
- Avvolgimenti maggiormente protetti contro umidità, attacchi chimici e inquinamento rispetto ai trasformatori a secco

A loro volta i trasformatori cast resin presentano vantaggi nei confronti dei trasformatori in olio per quanto riguarda la protezione contro agenti inquinanti, l'eliminazione del rischio di propagazione di incendi, la riduzione di emissioni tossiche in caso di guasto e l'eliminazione delle spese per opere civili poiché non è necessario progettare vasche contenitive per gli oli isolanti.

Si evidenziano d'altra parte alcuni svantaggi: maggiori perdite nel nucleo e negli avvolgimenti provocate dalle maggiori distanze in aria, necessità di installazione in ambienti chiusi (o in armadio) con conseguente bisogno di proteggere le persone inibendo l'accesso ai locali destinati all'installazione delle macchine.

Altri svantaggi riguardano una minore capacità di tenuta ai sovraccarichi legata all'inferiore inerzia termica delle parti in tensione da cui deriva la necessità di avere opportuni sensori di temperatura, utilizzo di materiali isolanti non auto ripristinanti, impossibilità di riparazione degli avvolgimenti danneggiati e infine necessità di un ottimo controllo del processo costruttivo al fine di limitare al minimo i

possibili difetti che derivano dall'utilizzo delle resine epossidiche.

#### 4.10.1 CENNI COSTRUTTIVI

Vi sono molte analogie costruttive tra trasformatori in resina e trasformatori in aria.

La tecnologia utilizzata per la costruzione degli avvolgimenti in bassa tensione è la medesima, come è la stessa per la costruzione delle parti meccaniche e magnetiche.

Il nucleo ferromagnetico è costituito da lamierini a cristalli orientati a bassa cifra di perdita ed alta permeabilità  $\mu$ , realizzati a taglio a 45° con metodo step-lap.



Fig. 4.61 particolare dei lamierini e gioghi



Fig. 4.62 Particolare costruttivo delle colonne

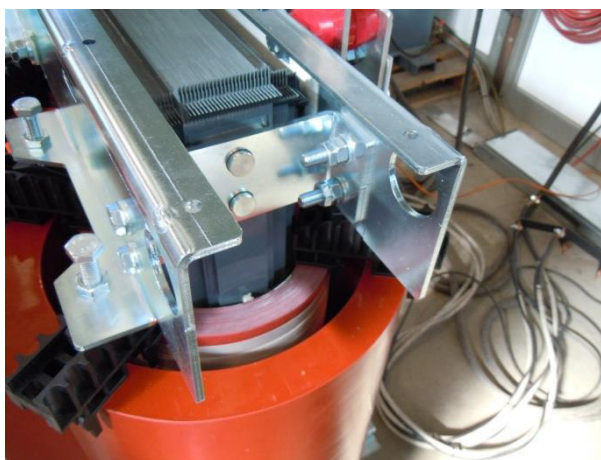


Fig.4.63 Staffe di bloccaggio dei lamierini

Tali lamierini vengono poi assemblati insieme e successivamente bloccati con apposite staffe pressa - pacco in modo da creare i gioghi inferiore e superiore. Per la realizzazione delle colonne vengono usati i medesimi lamierini. La sezione di queste è a gradini in modo che l'avvolgimento riesca il più possibile ad abbracciare la colonna e a minimizzare la presenza di aria.

Le bobine di bassa tensione sono realizzate con lastra di alluminio interavvolta con isolamento d'interstrato.

Grazie a questo tipo di avvolgimento si assicura la migliore tenuta in

relazione agli sforzi elettrodinamici. Le bobine infine vengono poi inglobate con resina per assicurare un elevato grado di protezione contro gli agenti inquinanti.

Il processo di colata è sicuramente il passaggio più delicato dell'intera produzione e quindi anche il più lungo. Viene conferita particolare attenzione a questo passaggio poiché ivi possono esserci differenti difetti costruttivi che verranno approfonditi nel seguito.

Il processo costruttivo prevede determinate tempistiche da rispettare al fine di ottenere prodotti di buona qualità.

La colata di resina è realizzata grazie al componente in figura 1.6: l'autoclave.

All'interno di questa vengono fatte entrare, grazie ad appositi carrelli, le bobine avvolte e inserite all'interno di appositi stampi.

Al fine di limitare al minimo la presenza di aria il processo di colata è eseguito sotto vuoto. Una volta riempiti gli stampi le bobine colate vengono sottoposte a due successivi processi di cottura lenti: circa 12 ore all'interno di appositi forni a temperature dell'ordine dei 100°C. Per evitare un raffreddamento troppo veloce, che favorirebbe la creazione di fessurazioni, le bobine "cotte" vengono fatte raffreddare molto lentamente all'interno dei forni.

Una circostanza da non trascurare infatti è durante il periodo invernale.

A causa dell'elevato salto di temperatura che si avrebbe portando le bobine dall'interno dei forni alla temperatura ambiente queste si raffredderebbero troppo velocemente e, a causa della diversa costante di raffreddamento della resina e dell'alluminio con cui vengono fatti i conduttori, le bobine potrebbero spaccarsi irrimediabilmente.

L'intero processo di colata, cottura e raffreddamento dura circa 3 giorni.



Fig. 4.64 Autoclave per inglobamento in resina

La caratteristica principale dei trasformatori cast resin riguarda la realizzazione degli avvolgimenti di alta tensione. Questi, operando in un sistema isolante complesso, devono essere costruiti tenendo conto degli aspetti di natura elettrica ossia la distribuzione dei campi elettrici.

Devono essere presi in considerazione anche gli aspetti meccanici (dilatazione delle bobine dovuta all'aumento di temperatura) e costruttivi (differenti tecniche di inglobamento degli avvolgimenti).

Nei trasformatori di alta tensione, per incrementare la tenuta degli isolamenti alle prove impulsive, non si adottano soluzioni con avvolgimenti a strati. Se così fosse tutta la tensione impulsiva andrebbe a ricadere su pochi millimetri causando la deformazione degli strati stessi.

Vengono adottate tecniche di avvolgimento a sezioni o gallette. Grazie a questa tecnologia l'avvolgimento viene diviso in diverse sezioni, a seconda della classe di isolamento richiesta; in questo modo si ha la massima tensione in punti dell'avvolgimento lontani.

A seconda dell'intensità di corrente le gallette possono essere realizzate con filo, se le correnti sono di modesta entità, o in lastra per

correnti elevate.

Nelle bobine di AT dei cast resin è difficile creare dei canali di raffreddamento interni all'avvolgimento per cui, qualora richiesto per motivi di corrente, si possono creare più avvolgimenti che sono poi messi in parallelo o in serie gli uni con gli altri.

Per quanto concerne il dimensionamento degli avvolgimenti si deve tener sempre presente che queste macchine elettriche, salvo particolari situazioni, devono operare continuativamente ai valori delle grandezze nominali in un range di temperatura compreso tra i -25° e +40° C.

Ipotizzando una sovratemperatura massima ammissibile per gli avvolgimenti di 100° C (classe F), si deduce che le bobine in resina devono operare in un campo di variazione della temperatura di circa 165° C.

I conduttori devono sopportare tale variazione termica senza che si creino eccessive tensioni meccaniche che possono comportare la nascita di vacuoli o distacchi di materiale. Per tale ragione si preferisce utilizzare come materiale conduttore l'alluminio che presenta, a differenza del rame, un prezzo inferiore e un coefficiente di dilatazione termica circa uguale a quello della resina. Ciò comporta una notevole riduzione delle tensioni meccaniche interne.

#### 4.10.2 PRINCIPALI CAUSE DI MALFUNZIONAMENTO

I principali difetti dei trasformatori in resina sono legati al processo di produzione delle bobine di media tensione. Le principali cause di malfunzionamento sono le seguenti:

- Fessurazioni
- Distacchi
- Vacuoli/Occlusioni gassose
  - Occlusioni di materiali estranei
  - Vacuoli per ritiro della resina
- Degrado termico

##### 4.10.2.1 FESSURAZIONI

Le fessurazioni sono causate principalmente dalle elevate tensioni meccaniche che possono verificarsi all'interno delle bobine. Esse generalmente possono essere provocate da molteplici cause quali il rapido raffreddamento della colata di resina, differenti coefficienti di dilatazione dei materiali costituenti le bobine, violenti urti.

La fessurazione costituisce in linea di principio un vacuolo di grandi dimensioni; unitamente all'azione di un elevato campo elettrico può essere sede di scariche parziali di elevata intensità.

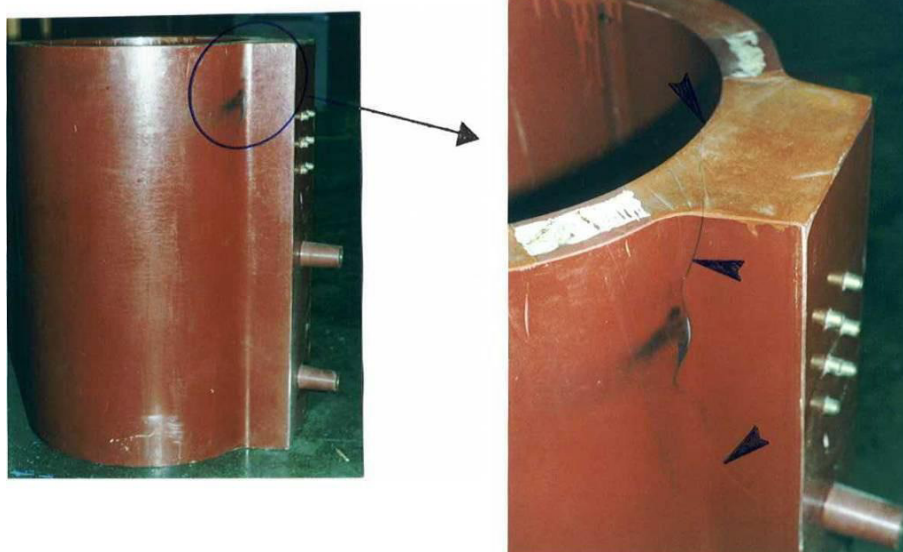


Fig. 4.65 Fessurazione avvenuta in corrispondenza di una grande massa di resina. Problema di ritiro di materiale dovuto ad una eccessiva velocità di raffreddamento delle bobine dopo la fase di colata.

#### 4.10.2.2 DISTACCHI

I distacchi vengono individuati quando non si ha più intimo contatto tra la resina e il materiale conduttore.

Sono provocati dall'errato trattamento dei metalli inglobati, se essi sono troppo lisci non riescono ad aderire alla resina. Altra causa potrebbe essere la presenza di oli, grassi o polveri sulle superfici.



Fig. 4.66 Vista della superficie esterna di una bobina in resina epossidica. In questo caso si è in presenza di un distacco di materiale

#### 4.10.2.3 VACUOLI

Gli avvolgimenti inglobati in resina vengono prodotti eseguendo una colata di resina che deve essere però degassata sotto vuoto. Può accadere che, se questa è troppo veloce o la resina è troppo densa, si creino all'interno di essa delle occlusioni di gas comunemente dette vacuoli.

Se questi si trovano in un punto in cui il campo strategico è elevato, sono responsabili della creazione di scariche parziali.

Può succedere che all'interno della resina rimangano piccoli corpi estranei come polveri metalliche responsabili di modificare il campo elettrico con possibile cedimento di isolante.

Altra causa di formazione di vacuoli può essere l'eccessiva viscosità della resina e l'impossibilità di questa di raggiungere le zone più interne della bobina.

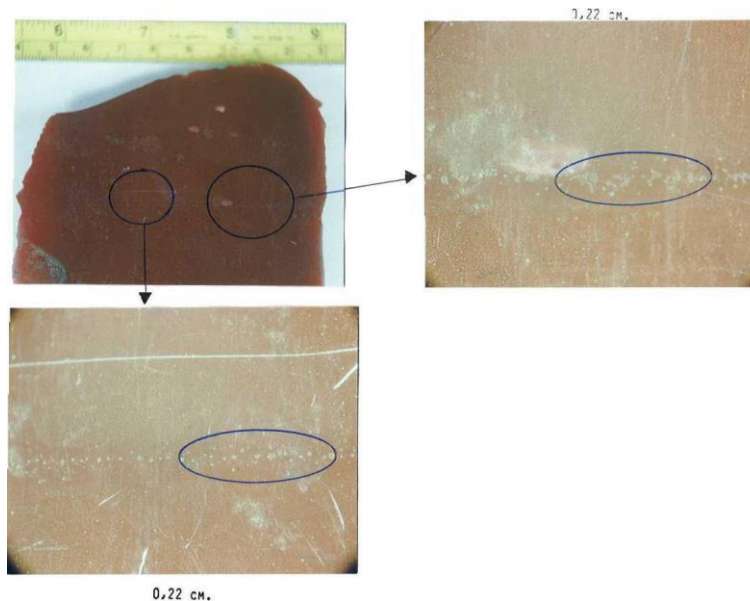


Fig. 4.67 Fotografia dell'interno della bobina in resina; nei punti evidenziati si nota la presenza di piccolissimi vacuoli

#### 4.10.2.4 DEGRADO TERMICO

Se vi sono punti molto caldi all'interno dell'avvolgimento questi sono responsabili di un eccessivo surriscaldamento della resina che può perdere così le proprietà termiche e di isolante.

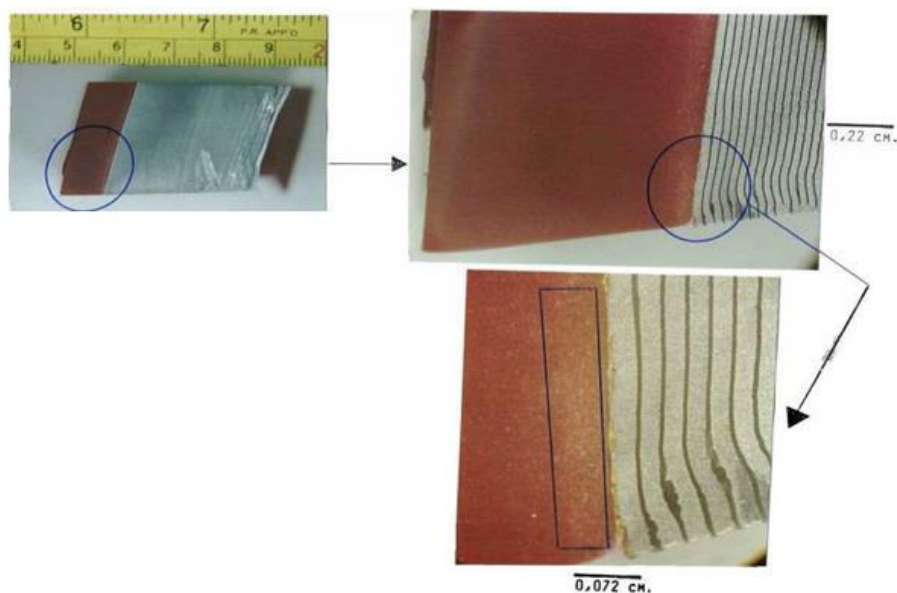


Fig. 4.68 Fotografia dell'interno della bobina in resina, nei punti evidenziati si nota il diverso colore della resina. Tale colore è stato accertato essere dovuto ad un eccessivo riscaldamento del materiale

#### 4.11 SONDA DI ROGOWSKI

La sonda di Rogowski [14] è una bobina con nucleo in aria in grado di misurare correnti alternate e impulsi di corrente con fronte di salita ripido; il suo funzionamento si basa sulle leggi di Ampère e di Faraday. Inizialmente, l'utilizzo della sonda di Rogowski fu limitato alla misura di correnti di grande ampiezza, per via della ridotta sensibilità; i valori rilevati in uscita, infatti risultano proporzionali alla derivata della corrente. Oggi, le bobine di Rogowski in commercio, accoppiate a dispositivi elettronici, funzionali al filtraggio del segnale, sono in grado di misurare correnti in una vasta gamma di ampiezze; la caratteristica lineare della bobina, vista l'assenza di un nucleo ferromagnetico, e l'utilizzo di dispositivi elettronici, rendono possibile la misura di correnti dai mA ai MA. Infine, il basso costo, rispetto ad altri trasduttori disponibili sul mercato, rende la sonda di Rogowski la più attraente soluzione per la misura di correnti transitorie di grande ampiezza. Le moderne sonde di Rogowski presentano le seguenti caratteristiche vantaggiose:

- Resistenza a grandi sovraccarichi, senza danni
- Misura di un'ampia gamma di correnti, senza saturazione;
- Facilità nell'utilizzo, grazie a flessibilità e leggerezza;
- Basso costo;
- Natura non invadente (la sonda non assorbe potenza dal circuito principale);
- Larga ampiezza di banda, con gamma da 0,1 Hz a 1 GHz;
- Eccellente risposta transitoria.

##### 4.11.1 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

La teoria alla base della sonda di Rogowski illustra precisamente come una bobina possa considerarsi la concretizzazione della legge di Ampère.

Una sonda di Rogowski opera rilevando il campo magnetico nello spazio attorno a un conduttore, e la legge di Ampère fornisce la

relazione che associa la corrente fluente nel conduttore e il campo magnetico attorno ad esso.

Una tipica sonda di Rogowski è costituita da un avvolgimento di  $n$  spire in forma toroidale, che circonda il conduttore su cui si desidera effettuare la misura.

Si consideri una generica circonferenza di raggio  $x$  per il cui centro passi il conduttore primario. Secondo la legge di Ampere, la circolazione del campo magnetico  $H$  lungo il perimetro  $l$  della circonferenza è uguale alla corrente netta da essa racchiusa, e si esprime come segue:

$$\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = i \quad \text{Eq. 4.60}$$

Dove  $dl$  è un infinitesimo elemento di lunghezza lungo la circonferenza, e  $\alpha$  è l'angolo tra la direzione del campo  $H$  e la direzione dell'elemento  $dl$ .

Considerando che, in ogni punto della linea, i vettori di  $H$  e di  $dl$  risultano paralleli e coincidenti, il campo magnetico lungo  $x$  risulta:

$$H(x) = \frac{i}{2\pi x} \quad \text{Eq. 4.61}$$

Da cui segue:

$$B(x) = \mu_o H(x) = \frac{\mu_o i}{2\pi x} \quad \text{Eq. 4.62}$$

Il flusso totale in una spira, di sezione rettangolare  $S$ , dell'avvolgimento è dato da:

$$\phi = \iint_S \vec{B}(x) \cdot d\vec{S} = \frac{\mu_o i}{2\pi} \int_r^R \int_0^h \frac{1}{x} dy dx = \frac{\mu_o i h}{2\pi} \ln\left(\frac{R}{r}\right) \quad \text{Eq. 4.63}$$

dove  $r$  è il raggio interno,  $R$  il raggio esterno, e  $h$  l'altezza del nucleo della bobina.

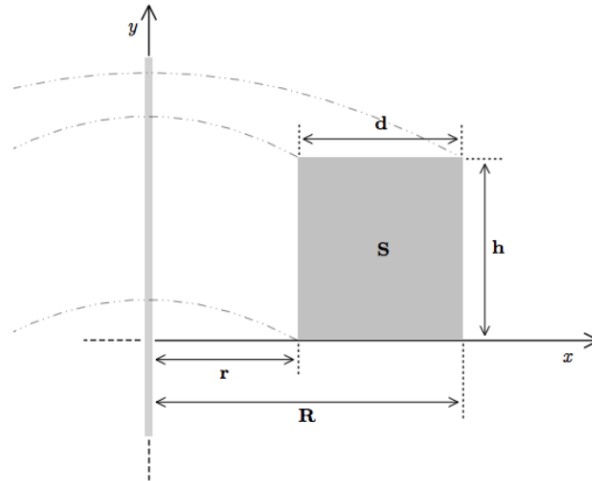


Fig. 4.69 Caratteristiche dimensionali

La f.e.m. totale indotta nell'avvolgimento è data dalla legge di Lenz:

$$e = -\frac{d\phi(t)}{dt} = -\frac{d}{dt} \left( \frac{\mu_0 n h}{2\pi} \ln\left(\frac{R}{r}\right) i(t) \right) = -M \frac{di(t)}{dt} \quad \text{Eq.4.64}$$

Dove M è la mutua induttanza e n il numero di spire.

#### 4.11.2 METODI DI INTEGRAZIONE

Come descritto, la tensione indotta nell'avvolgimento risulta proporzionale alla derivata della corrente nel tempo; per questo motivo, al fine di ottenere un segnale di tensione proporzionale alla forma d'onda della corrente, emerge la necessità di integrare e. Si considerano differenti metodi di integrazione:

- **Integrazione matematica**, che consiste nell'integrare, tramite software, il segnale e, acquisito e convertito digitalmente;
- **Integrazione elettronica**, che consiste nell'integrare il segnale e con un circuito elettronico integratore, ottenibile, ad esempio, con amplificatore operazionale;
- **Auto-integrazione**, per mezzo di una bobina di Rogowski auto-integrante, realizzabile con il semplice inserimento di una resistenza di carico di valore sufficientemente basso.

#### 4.11.3 ANELLO “DI RITORNO”

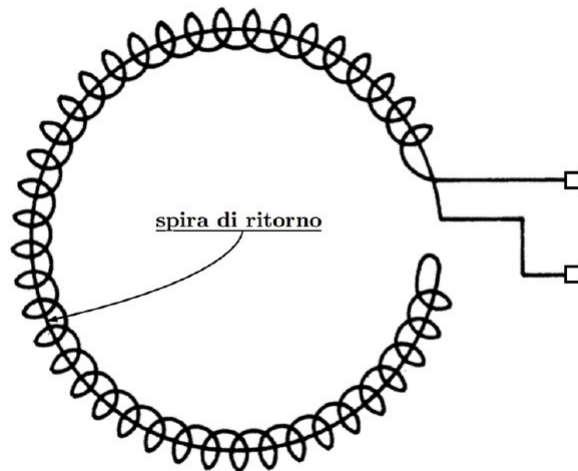


Fig. 4.70 Anello di ritorno

Ogni spira dell'avvolgimento porta ad un progressivo incremento della posizione rispetto all'asse del nucleo. Sommando l'effetto per tutte le spire costituenti l'avvolgimento, si ha la formazione di un anello circolare intrinseco alla struttura dello strumento, ma indesiderato.

Tale anello non vede la corrente primaria, ma è, al contrario, sensibile ai campi magnetici esterni. La presenza di tale spira "parassita" porta la sonda di Rogowski ad essere maggiormente sensibile ad interferenze come onda radio e rumore elettromagnetico. Per annullarne gli effetti si realizza un anello di ritorno sviluppato in senso opposto posizionato al centro del nucleo.

## CAPITOLO 5 - PROGETTAZIONE E COSTRUZIONE SENSORISTICA

In questo capitolo [1,4,15] seguirà tutta la fase di costruzione, progettazione e prove di tutte le tipologie di sensoristica (sensori, filtri, amplificatori) studiata e provata.

Alcune di queste soluzioni saranno poi provate in campo nel capitolo successivo.

Sono state eseguite prove di risposta agli impulsi di calibrazione, misure in laboratorio in presenza di scariche parziali su simulacri di statore, fili twistati, elettrodi su piastre isolanti, e in ultimo anche su macchine installate in campo, per esempio trasformatori cast resin e alternatori.

Sono stati usati in laboratorio diversi tipi di alimentazione, sia sinusoidale a 50 Hz che a frequenze maggiori, forme d'onda quadra con picchi di uguale ampiezza della quadra sui fronti di salita e discesa e con forme d'onda impulsive.

### 5.1 ANTENNE

#### 5.1.1 PROGETTAZIONE E COSTRUZIONE ANTENNE

Si possono riassumere in uno schema a blocchi i diversi stadi che deve avere un sistema per la misura delle scariche parziali attraverso un sensore elettromagnetico "antenna".



Fig. 5.1 Schema a blocchi del sistema per la rilevazione delle scariche parziali attraverso antenna

Lo studio per la scelta del tipo di antenna che meglio si adatta alla misura di scariche parziali è stato condotto effettuando varie tipologie di prove su antenne dalle caratteristiche differenti, alcune delle quali si trovano sul mercato, mentre altre sono state costruite presso il CMTEST.

Il primo sensore costruito in laboratorio è una monopole antenna semplice, composta da un cavo coassiale ad anima unica e da una

lamina in rame. Il cavo viene tagliato a un'estremità e a partire dall'estremità tagliata viene privato del rivestimento isolante per una lunghezza pari a  $\lambda_0/4$ , dove  $\lambda_0$  è la lunghezza d'onda che corrisponde alla frequenza su cui è centrata la banda di ricezione dell'antenna. La calza schermante del cavo viene ripiegata su se stessa, lasciando scoperto solo l'isolamento interno che avvolge il conduttore centrale. In seguito si prepara la lamina di rame in modo tale che formi un quadrato di lato poco maggiore di  $\lambda_0/2$ , la si fora al centro e vi si inserisce la porzione di cavo precedentemente lavorata. Per consentire la continuità elettrica tra lamina e calza schermante queste vengono saldate tra loro. La lamina ha una funzione schermante e costituisce il riferimento di massa dell'antenna. L'antenna costruita in laboratorio è lunga 9cm, dimensione che corrisponde a una banda di ricezione centrata su 800MHz.

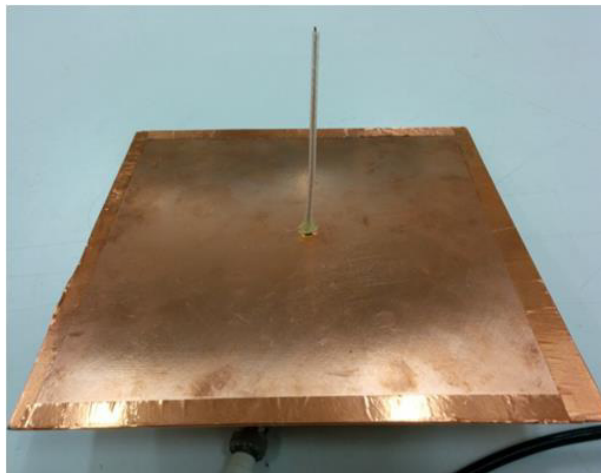


Fig. 5.2 Simple Monopole Antenna

Il secondo sensore realizzato è un'elaborazione della monopole antenna e si chiama double-folded monopole antenna. Le caratteristiche costruttive sono state reperite da un articolo scientifico. In sostanza il sensore consiste in due conduttori paralleli e schermati e da una lamina in rame. Ognuno dei due conduttori è cortocircuitato con il proprio schermo a un'estremità e i due schermi sono elettricamente connessi all'altra estremità. Il primo conduttore trasporta il segnale, mentre il secondo è elettricamente connesso alla lamina schermante e quindi a terra. Questa variante della monopole antenna consente di abbassare la banda di ricezione mantenendo

dimensioni contenute. I parametri su cui si agisce sono la lunghezza dei conduttori e la distanza reciproca: con una lunghezza di 8cm e una distanza di 1cm il centro banda è 500MHz, quindi inferiore rispetto a quello della monopole antenna semplice.

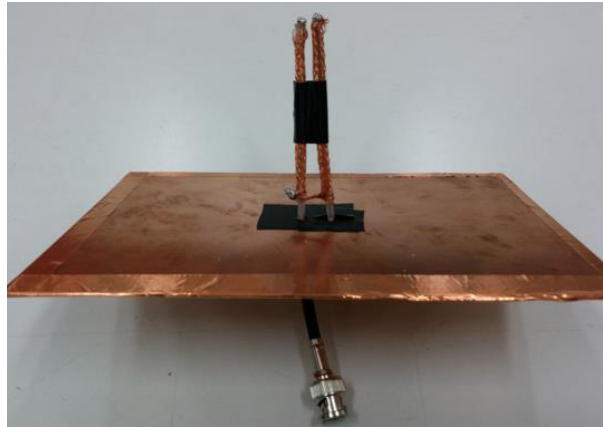


Fig. 5.3 Double folded monopole antenna

Oltre alle due antenne artigianali sono stati selezionati alcuni sensori reperibili sul mercato che per dimensioni e banda passante avrebbero potuto rivelarsi utili allo scopo. La seguente tabella riporta le specifiche nominali delle antenne scelte:

ANTENNA	BANDA PASSANTE [MHz]	AMPLIFICATORE
LOG-PERIODICA	400 ÷ 1300	NO
HONIX SRH-795 TELESCOPICA	70 ÷ 1000	NO
SODIAL	88 ÷ 862	SI'

Fig. 5.4 Tabella riassuntiva antenne commerciali

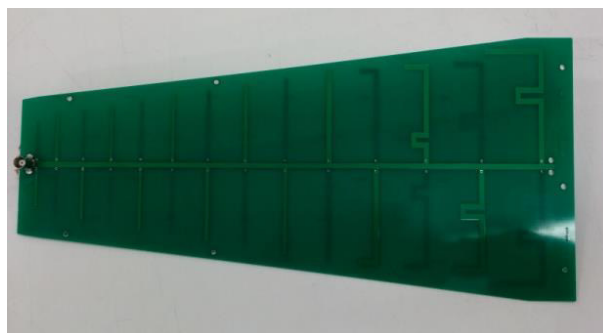


Fig. 5.5. Antenna Log-periodica



Fig. 5.6 Antenna HONIX SRH-795 Telescopica



Fig. 5.7 Antenna Sodial (antenna preamplificata)

#### 5.1.1.1 ANTENNA SOLBOX ®

L'ultima tipologia di antenna è denominata SolBox ed è un'antenna di tipo Vivaldi modificata e brevettata da Diasol s.r.l.

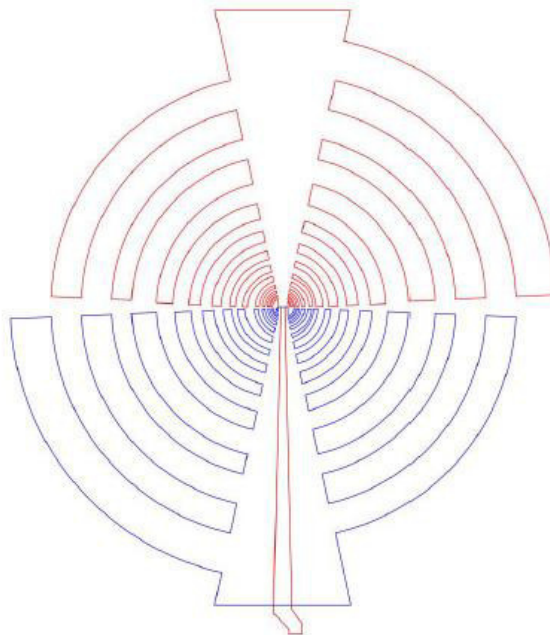


Fig. 5.8 Gerber Antenna Vivaldi modificata

In figura è riportato il “gerber” realizzato per la stampa dell’antenna di tipo Vivaldi. L’antenna Vivaldi è un’antenna ad ampia banda di tipo planare, può essere realizzata mediante un foglio di metallo, o come nel caso oggetto di studio mediante un comune circuito stampato. Queste caratteristiche la rendono non solo molto compatta, ma rendono possibile la sua realizzazione direttamente sullo stesso circuito stampato insieme agli stadi di filtraggio e amplificazione. Grazie a una soluzione di questo tipo possono essere eliminati i cavi di connessione e l’adattamento di impedenza risulta più semplice da gestire. L’antenna oggetto di studio ha una banda di frequenza tra 600 ÷ 1200 MHz, ed è pensata per essere realizzata direttamente su un circuito tradizionale, rendendo il sistema compatto ed economico. E’ composta da una parte, rossa in figura, posizionata sul lato superiore del circuito stampato e una blu sul lato inferiore, ha un’impedenza di 50 Ω. Le dimensioni di tale antenna sono 110 x 115 mm, mentre lo spessore è quello del substrato di tipo FR4 di 1,6 mm.

L’antenna è molto direttiva e capta i segnali nella direzione perpendicolare ad essa. In questo modo è possibile, non solo rilevare le scariche di una singola macchina in un ambiente con più dispositivi, ma è possibile avere una riduzione del rumore ambientale captato. L’antenna è pensata per essere montata con uno schermo sul lato posteriore, e deve essere inscatolata in un contenitore metallico, altri due accorgimenti atti a ridurre il più possibile il rumore ambientale. L’ambiente industriale dove dovrà operare presenta un rumore elettromagnetico elevato e persistente, è fondamentale ridurre il più possibile quello captato.

Per la captazione dei segnali di interesse il primo aspetto da tenere in considerazione è quello di isolare i segnali desiderati dal rumore, per poterli caratterizzare e successivamente isolare.

Nell’immagine successiva è riportata l’antenna così come viene realizzata sul circuito stampato insieme all’elettronica di condizionamento del segnale.

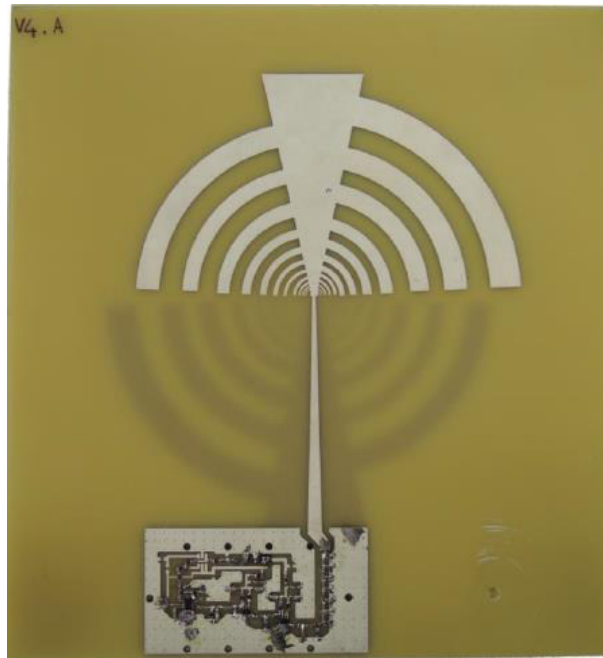


Fig. 5.9 Foto dell'antenna SolBox®

#### 5.1.1.2 SISTEMA DI MISURA SCARICHE PER VERIFICA FUNZIONAMENTO

Per verificare le misure effettuate [9] mediante le antenne è stato utilizzato un sistema tradizionale per la misura di tipo condotto: mediante un isolatore capacitivo e una resistenza da  $50 \Omega$  i segnali di scarica sono stati acquisiti con l'oscilloscopio Lecroy Wavejet. Il segnale viene inviato all'oscilloscopio tramite un filtro di tipo passa-alto con una frequenza di taglio pari a 25 MHz, per eliminare il residuo della tensione di alimentazione e misurare solamente i segnali relativi alle scariche parziali. Per avere un riferimento con la tensione di alimentazione una sonda di alta tensione è stata collegata in parallelo al provino.

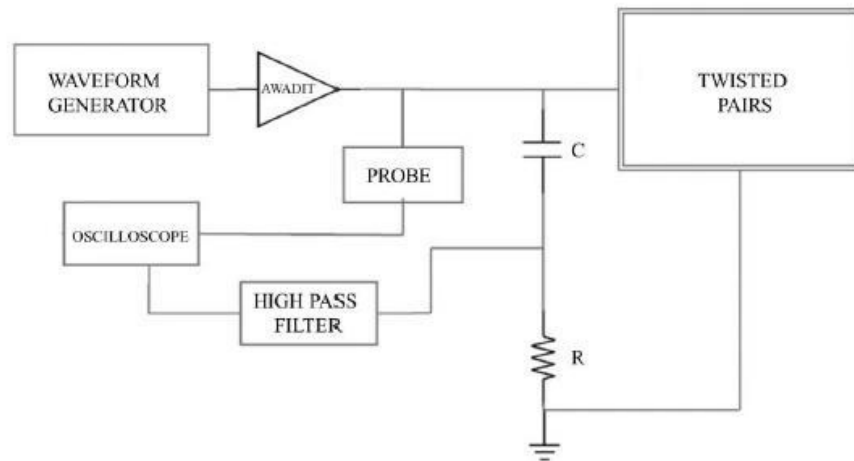


Fig. 5.10 Sistema utilizzato per la misura delle scariche condotte

Il provino è un filo twistato realizzato secondo CEI EN 60851-5.

La tensione di alimentazione utilizzata per stressare i provini emula la tensione di un inverter a due livelli bipolare, sono stati considerati anche i tipici overshoot dovuti alle connessioni presenti tra inverter e utilizzatore. La forma d'onda è stata generata con il generatore di funzioni Tektronix AWG2005, il cui segnale viene amplificato mediante AWADIT. AWADIT è un amplificatore valvolare lineare con guadagno 1000. In figura 5.11 è riportata la tipologia di tensione usata per questo tipo di prove, è possibile vedere come siano presenti overshoot su ogni transizione. Si tratta di un'alimentazione PWM con frequenza della fondamentale di 3 kHz e frequenza di commutazione di 24 kHz. I fronti di salita e discesa hanno un  $dv/dt$  pari a  $1,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$ , mentre il valore massimo di tensione è  $6 \text{ kVpp}$ . I picchi di tensione rappresentano una riflessione totale della forma d'onda (lo scenario peggiore).

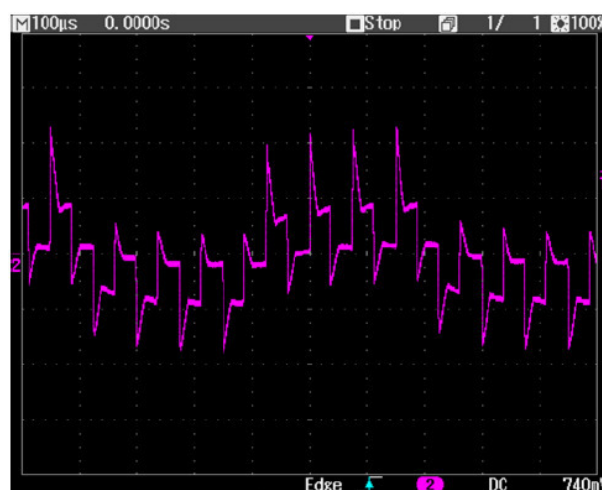


Fig. 5.11 Tensione di alimentazione di tipo PWM

Per la misura delle scariche irradiate le antenne sono state posizionate in prossimità del forno utilizzato per contenere i provini. La struttura del forno, una doppia parete metallica con interposto un materiale isolante, emula bene la situazione di un motore reale. L'antenna Solbox è stata appoggiata alla parete metallica.

Se la copertura del forno fosse ideale, nessun segnale elettromagnetico potrebbe uscire all'esterno, fortunatamente come accade nei motori, esistono delle aperture per l'aerazione o difetti nella chiusura che consentono la misura dei segnali dall'esterno.

La prima prova effettuata ha avuto come scopo di verificare il corretto funzionamento dell'antenna, in modo da avere conferma che i segnali di scarica siano presenti e misurabili nella posizione dove è montata. Sono state messe a confronto le misure effettuate mediante il sistema tradizionale descritto e l'antenna Solbox, questo per verificare che effettivamente i segnali acquisiti siano quelli relativi all'attività di scarica.

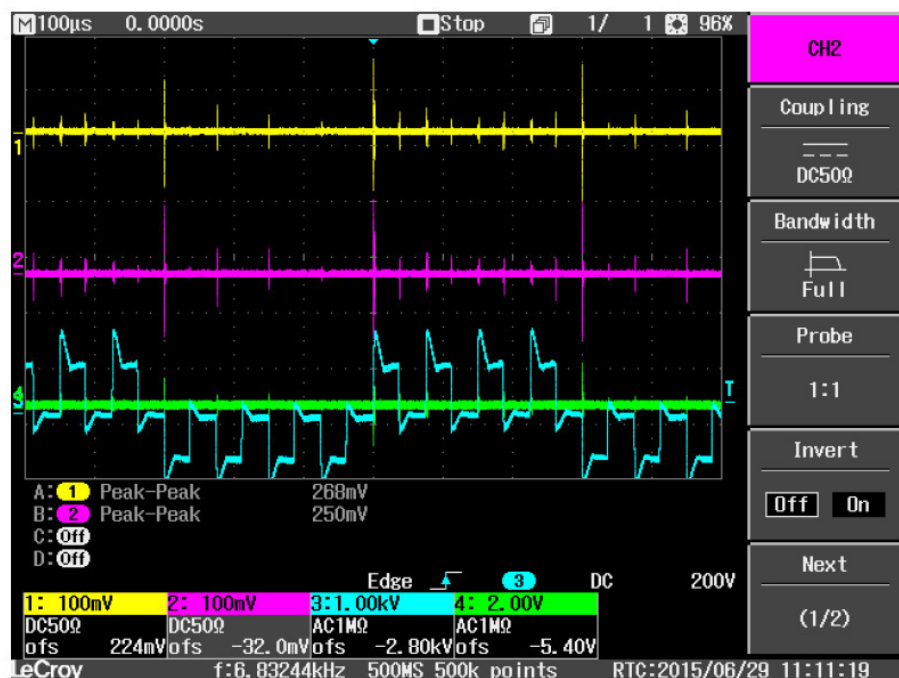


Fig. 5.12 Scariche parziali su provini twisted-pair

Nella figura 5.12 è riportata l'acquisizione fatta con l'oscilloscopio, sicuramente questo tipo di oscilloscopio non ha sufficiente larghezza di banda per una misura corretta delle scariche irradiate, ma sfruttando la modalità peak detect è possibile avere una misura

qualitativa del fenomeno. Nell'immagine la traccia azzurra rappresenta la tensione di alimentazione, mentre la traccia verde riporta la misura effettuata mediante il sistema di misura tradizionale. Le tracce gialla e viola sono relative rispettivamente all'antenna SolBox e l'antenna Log-periodica di riferimento. Per questo tipo di misura è stato utilizzato questo oscilloscopio per poter mettere a confronto direttamente le misure delle antenne con la tensione del sistema tradizionale e con la tensione di alimentazione a livello quantitativo, in quanto per le antenne è possibile selezionare la modalità di accoppiamento a  $50 \Omega$ , mentre per la tensione di alimentazione è utilizzato l'accoppiamento a  $1 M\Omega$ . Misure più accurate, e con una banda passante adeguata, sono state condotte mediante l'oscilloscopio Tektronix TDS 7245B, che permette solamente misure con adattamento a  $50 \Omega$ . Nella figura 5.13 sono riportate le acquisizioni di una scarica misurata con il sistema tradizionale e di una con l'antenna.

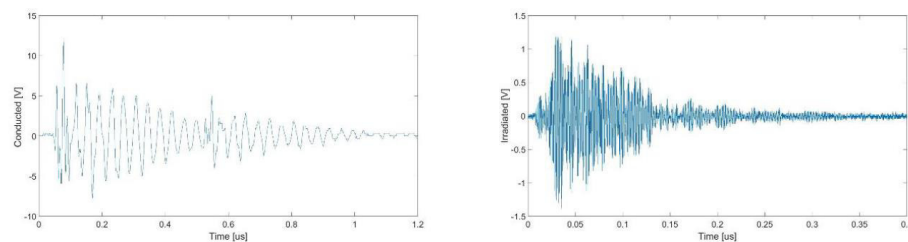


Fig. 5.13 Scariche parziali misurate dal sistema tradizionale e dall'antenna

E' possibile notare l'ampia differenza di bande di frequenza occupate, tra l'immagine a sinistra e a destra, rispettivamente per la scarica misurata con il sistema tradizionale e quella rilevata con l'antenna. Tornando alla figura 5.12 è possibile vedere come vi sia una corrispondenza perfetta tra i tre segnali dei sensori, quando non vengono rilevate scariche dal sistema tradizionale, non vi sono segnali sulle altre tracce e viceversa. Dalla figura si nota come anche l'ampiezza dei segnali captati dalla antenna vari anche in base all'ampiezza della scarica avvenuta. Tuttavia analizzando la scarica che avviene dopo  $200 \mu s$  dall'inizio dell'acquisizione e quella che avviene dopo  $800 \mu s$  si nota come, nella misura condotta siano quasi una il doppio dell'altra. Mentre le stesse scariche, rilevate con le antenne risultano praticamente identiche sull'antenna di tipo Log-periodico e

di poco differenti nel caso dell'antenna SolBox: segno che la relazione tra la misura effettuata con l'antenna e la carica apparente non sono legate in modo diretto.

Verificata l'effettiva attività di scarica, mediante l'analizzatore di spettro (Agilent N1996A) sono state effettuate le misure in frequenza sia dell'antenna Log-periodica che dell'antenna SolBox. Non è stato possibile effettuare questo tipo di misura per quanto riguarda lo spettro del segnale condotto, in quanto i valori di tensione sono risultati fuori dal range ammissibile in ingresso dallo strumento.

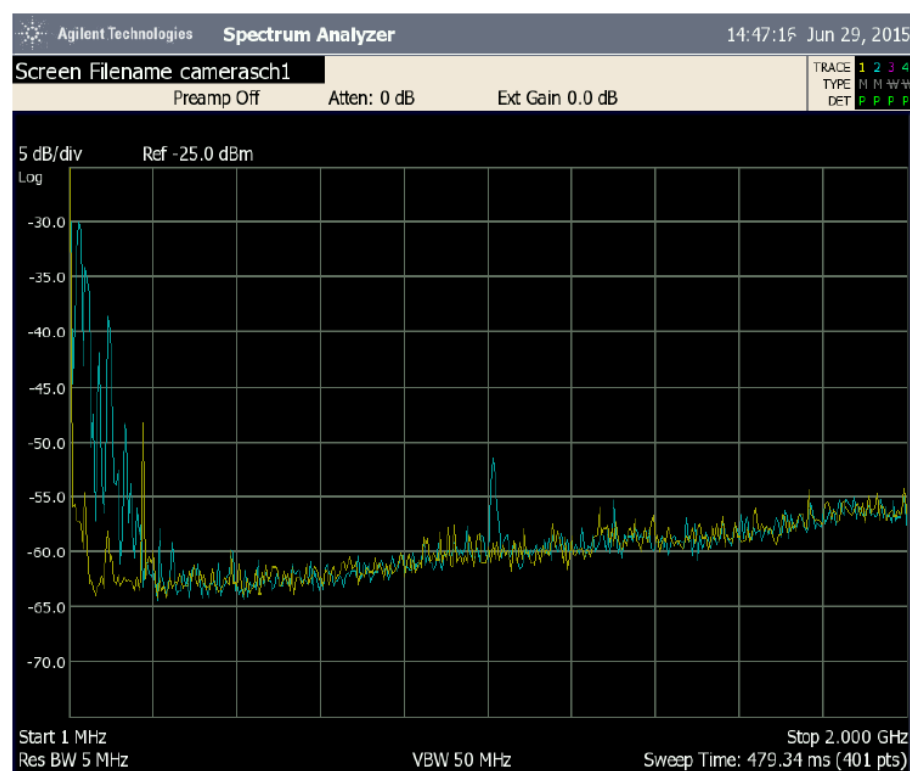


Fig. 5.14 Scariche parziali misurate con antenna Log-periodica.

Le misure sono state effettuate in modalità "Max-Hold" per 30 secondi, sia per quanto riguarda il rumore di fondo sia per le misure di scariche parziali. Questo è necessario in quanto il fenomeno di scarica è un fenomeno casuale e molto veloce. Per mostrare il segnale è necessario che si presenti la scarica quando il filtro dell'analizzatore è sintonizzato sulle frequenze corrette. E' necessario utilizzare una velocità di "spazzolata" sufficientemente veloce e quindi si avrà una bassa risoluzione (50 MHz), ma più che sufficiente per definire le zone di interesse.

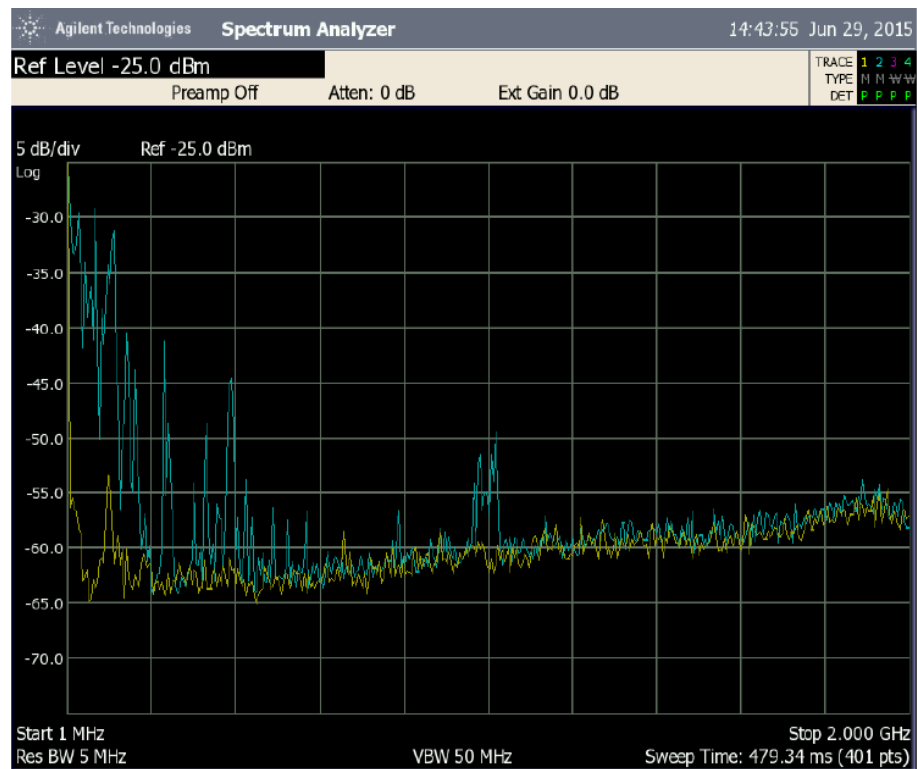


Fig. 5.15 Spettro scariche parziali misurate con antenna SolBox

Entrambe le acquisizioni sono state effettuate confrontando il rumore di fondo, traccia gialla, con la misura effettuata in presenza delle scariche parziali, traccia blu.

Si può vedere, come per entrambe le antenne si abbia uno spettro distribuito specialmente alle basse frequenze: per l'antenna Log-Periodica fino a 200 MHz e fino a 600 MHz con l'antenna SolBox. Si nota inoltre un residuo del segnale localizzato in prossimità di 1 GHz, più marcato utilizzando l'antenna SolBox.

Procedendo con l'analisi del fenomeno sono state effettuate delle misure utilizzando l'oscilloscopio MSO-X-6004A, che con una banda passante da 6 GHz ha consentito la misura corretta della singola scarica, riportata in figura 5.16. E' stato possibile inoltre misurare il disturbo introdotto dall'inverter in figura 5.17.

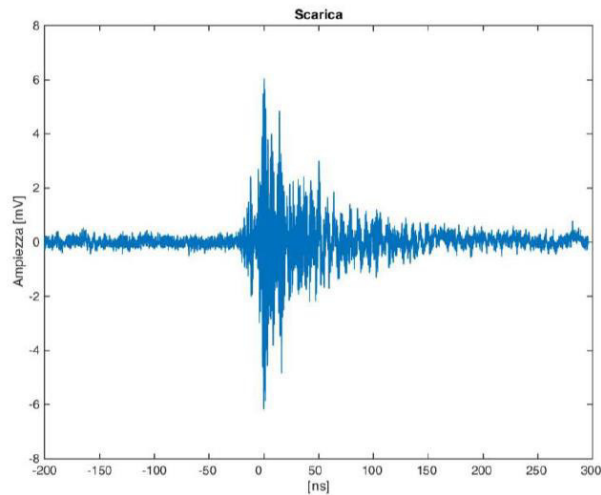


Fig. 5.16 Singola scarica

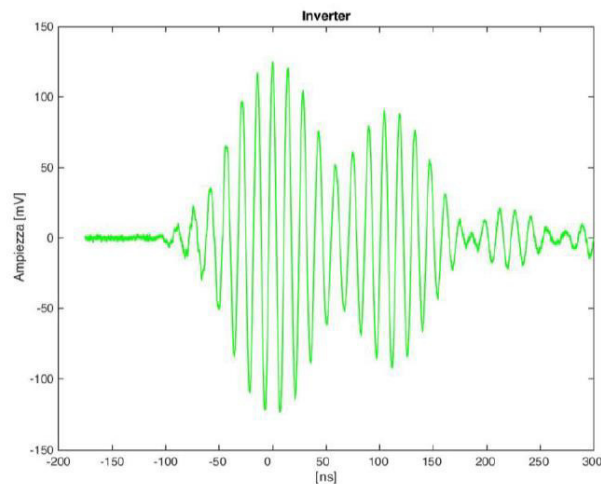


Fig. 5.17 Misura del rumore prodotto dall'inverter

Rielaborando le misure ottenute e facendone la trasformata FFT mediante Matlab, è stato possibile mettere a confronto i due segnali in un unico grafico, riportato in figura 5.18. Dalla figura è possibile vedere come lo spettro delle scariche parziali (traccia blu), misurato con l'antenna SolBox, sia concentrato poco sopra alla frequenza di 1 GHz, mentre il rumore dovuto all'inverter rimane al di sotto di 500 MHz (traccia verde), non disturbando la misura, a patto di effettuare un corretto filtraggio. Dalla comparazione delle due immagini è inoltre possibile notare come il disturbo prodotto dall'inverter abbia ampiezza nettamente maggiore rispetto al segnale di scarica, questo perché le correnti in gioco durante una commutazione dell'inverter sono nettamente maggiori rispetto a quelle derivanti dall'attività di scarica parziale.

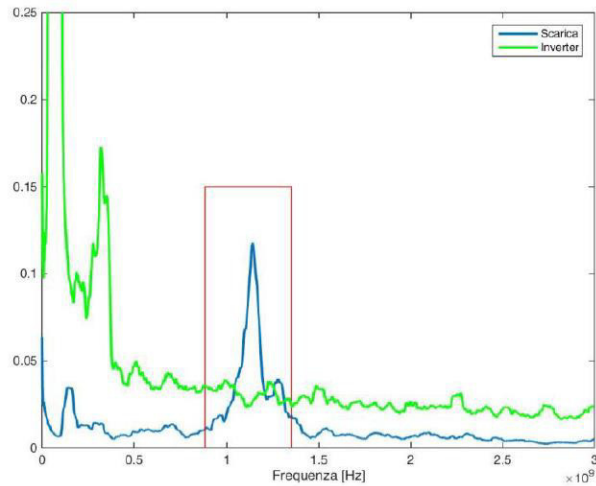


Fig. 5.18 FFT dei segnali misurati in laboratorio

### 5.1.1.3 STADIO DI FILTRAGGIO

Sono stati realizzati 4 filtri diversi con diverse bande passanti, il primo filtro descritto è quello che è stato dimensionato in seguito alle misure sopra descritte, in previsione poi di effettuare la campagna di misura sull'aerogeneratore ne sono stati realizzati altri 3 che verranno descritti in seguito.

I filtri sono stati pensati per eliminare i disturbi introdotti dall'inverter, con un occhio di riguardo ai disturbi dovuti dalla rete GSM, problema che incontreremo più avanti in fase di analisi rumore ambientale in campo.

Il filtro "filtro 1 o filtro SolBox" è un filtro passivo passabanda del 7° ordine con banda passante 880/1350 MHz, ed è di tipo Chebyshev in quanto in questa configurazione permette di avere una transizione sufficientemente ripida tra banda passante e banda oscura a parità di ordine rispetto ad altre configurazioni.

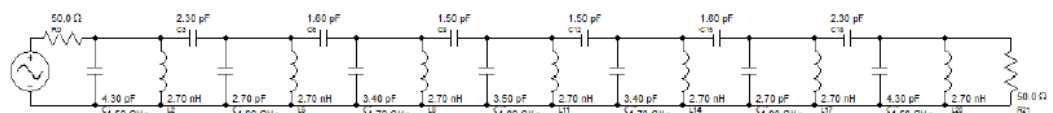


Fig. 5.19 Filtro 1 o Filtro SolBox.

Il filtro che è stato progettato e realizzato dall'Ing. Fabio Rossi (con il quale ho svolto il lavoro di questo dottorato) ha una configurazione insolita rispetto ai normali filtri passabanda. Infatti invece che avere

delle serie e dei paralleli tra induttori e condensatori si ha per ogni nodo un condensatore verso massa.

Questa configurazione permette di limitare gli effetti delle capacità parassite.

Le misure della risposta in frequenza di questo filtro, e degli altri tre filtri, sono state effettuate mediante l'analizzatore di spettro Aglient A1996N, utilizzando una modalità Input-Output. In questa modalità lo strumento consente di generare un segnale da utilizzare come ingresso del dispositivo sotto test e contemporaneamente misurare il valore di potenza sull'uscita dello stesso. L'acquisizione di figura 5.21 mostra la risposta del filtro 1 da 100 MHz fino a 3 GHz, è possibile notare come il segnale abbia una forte attenuazione nella banda oscura in bassa frequenza, il valore è sotto a -45 dB. Meno performante è nella banda oscura in alta frequenza, in quanto l'attenuazione è attorno a -30 dB. La cattiva attenuazione potrebbe essere frutto di capacità parassite tra ingresso e uscita, che si comportano come passa-alto alterando le caratteristiche complessive del filtro. Il valore di attenuazione in banda passante è -6 dB.

Il filtro è da considerarsi accettabile per la selettività necessaria alla discriminazione dei segnali riconducibili alle scariche parziali.

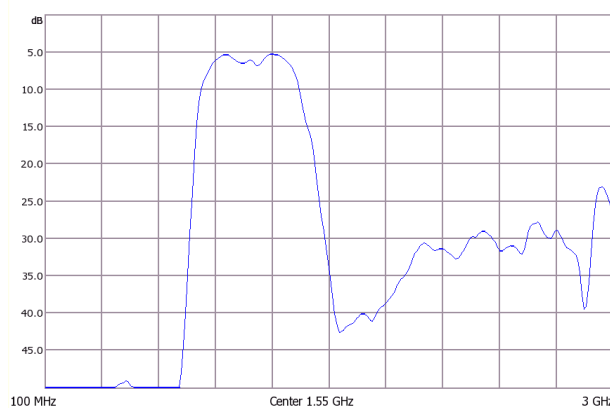


Fig. 5.21 Risposta in frequenza del filtro 1

Per avere un'idea di come il segnale sarà filtrato è riportato il grafico dell'analisi in frequenza del segnale di scarica e del rumore con sovrapposta la risposta reale del filtro.

La figura 5.22 è solo qualitativa, non vi è alcun significato per quanto riguarda l'unità di misura dell'asse delle ordinate. E' utile solo per fare

confronto tra le bande di frequenza. Il filtro è sufficiente a discriminare il segnale di scarica dal rumore, la minor attenuazione in alta frequenza non comporta nessun problema in quanto a tali frequenze l'ampiezza del rumore non è molto elevata.

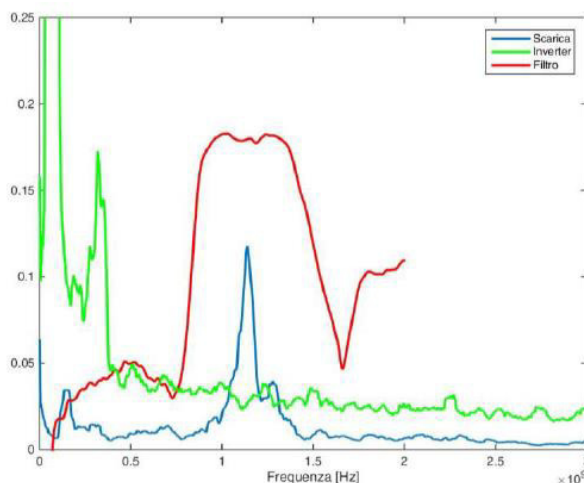


Fig. 5.22 Sovrapposizione del segnale di scarica alla risposta in frequenza del filtro 1

Come descritto in precedenza sono stati realizzati altri 3 filtri che hanno permesso di effettuare combinazioni tra le diverse antenne e i diversi filtri.

Tutti in filtri sono realizzati con impedenza d'accoppiamento di 50 Ω.

ID FILTRO	BANDA PASSANTE [MHz]
1 o SOLBOX	880 : 1350
2	125 : 660
3	475 : 700
4	950 : 1250

Fig. 5.23 Filtri realizzati e relative bande di lavoro

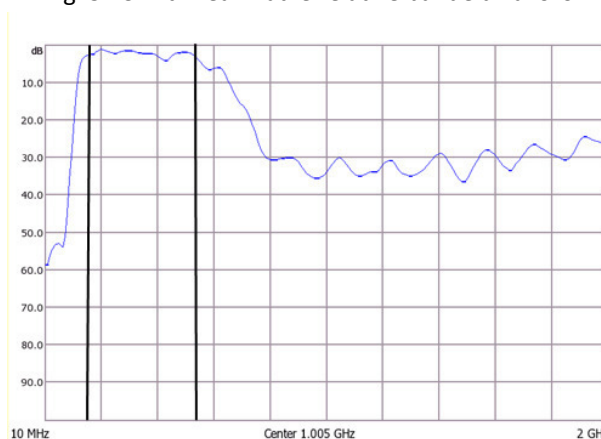


Fig.5.24 Banda passante filtro 2

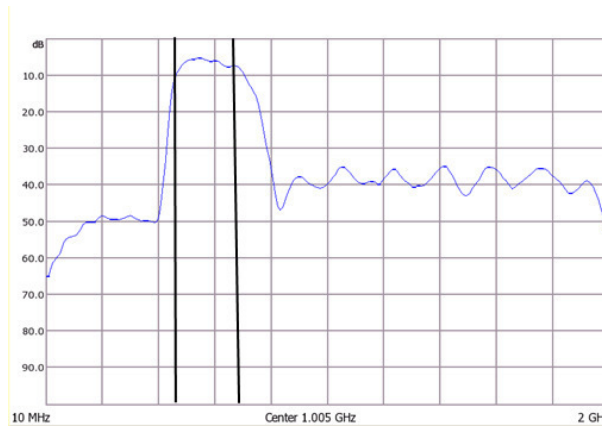


Fig. 5.25 Banda passante filtro 3

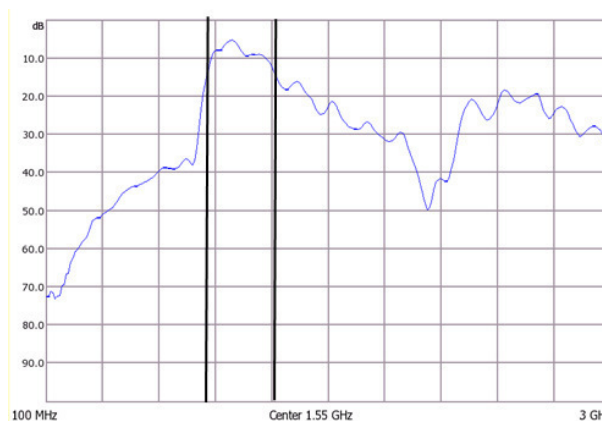


Fig. 5.26 Banda passante filtro 4

Come già detto precedentemente il filtro 1 è del 7° ordine come anche il filtro 3, i filtri 2 e 4 invece sono del 7° ordine come passa alto e del 3° ordine come passa basso.

#### 5.1.1.4 STADIO DI AMPLIFICAZIONE

I segnali rilevati con l'antenna hanno solitamente ampiezze molto basse (inferiori a 10 mV). Per poter rilevare tali segnali mediante un sistema digitale è necessario amplificarli. Dopo vari test condotti in laboratorio sull'antenna Vivaldi modificata con filtro 1 è stato scelto di avere uno stadio di amplificazione di 40 dB. Con un valore di amplificazione così elevato possono sorgere dei problemi con i segnali ad ampiezza più elevata. Non è raro avere segnali all'antenna che raggiungono le centinaia di mV. In condizioni normali con tale guadagno e tale ingresso l'amplificatore si troverà in condizioni di saturazione, tuttavia vista la natura particolare di questo tipo di misura

questo problema non risulta essere critico. Non si è interessati all'ampiezza della singola scarica ma è sufficiente rilevarla. Pertanto sopra ad un certo valore di ingresso si accetta che l'uscita presenti sempre lo stesso valore, che coinciderà con la tensione massima che l'amplificatore può fornire.

Questo amplificatore è stato disegnato e costruito dall'ing. Fabio Rossi, di seguito lo schema dello stadio di amplificazione.

L'amplificatore è dotato di due stadi di guadagno 10 ognuno.

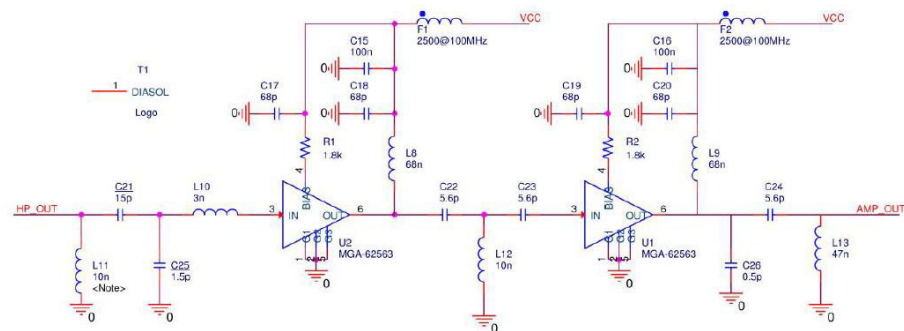


Fig. 5.27 Schema dello stadio di amplificazione

In figura 5.28 la risposta in frequenza dell'antenna senza e con amplificatore.

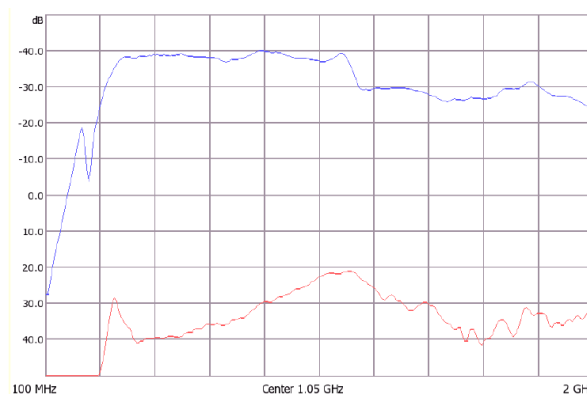


Fig. 5.28 Profilo di guadagno dell'antenna Vivaldi modificata con amplificatore (rosso) e senza (blu)

Oltre a questo amplificatore realizzato interamente presso il laboratorio CMTEST della Scuola Politecnica di Genova dall'ing. Fabio Rossi, è stato acquistato un altro amplificatore.

Questo secondo amplificatore è lo ZFL-1000LN+ della Mini-Circuits; è un amplificatore a basso rumore adattato a 50 Ω di impedenza e la banda di lavoro è 0,1-1000 MHz.



Fig. 5.29 Amplificatore ZLN-1000LN+, Mini-Circuits

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)			DIRECTIVITY (dB)			VSWR (:1)		NOISE FIGURE (dB)	POUT at 1 dB COMPR. (dBm)
	12V	15V	16V	12V	15V	16V	IN	OUT		
0.10	19.66	23.31	23.96	29.30	27.50	27.90	1.28	1.19	—	4.76
0.70	19.90	23.56	24.24	28.80	27.10	26.90	1.11	1.13	—	4.95
7.90	19.89	23.55	24.21	28.60	27.10	27.20	1.11	1.13	—	5.02
95.70	19.91	23.50	24.14	28.50	27.20	26.70	1.11	1.14	2.98	4.91
384.70	19.69	23.21	23.81	25.90	24.80	24.10	1.07	1.26	3.07	6.08
487.20	20.16	23.42	23.97	25.00	23.50	22.80	1.08	1.30	3.09	6.60
615.40	20.48	23.49	24.02	22.80	21.30	21.30	1.09	1.36	3.08	7.14
743.60	20.81	23.65	24.11	21.30	19.80	19.30	1.05	1.45	3.05	7.47
871.80	20.79	23.50	23.96	19.50	18.20	17.40	1.03	1.57	3.07	7.43
1000.00	20.84	23.32	23.66	18.10	16.60	16.20	1.06	1.71	3.11	7.00

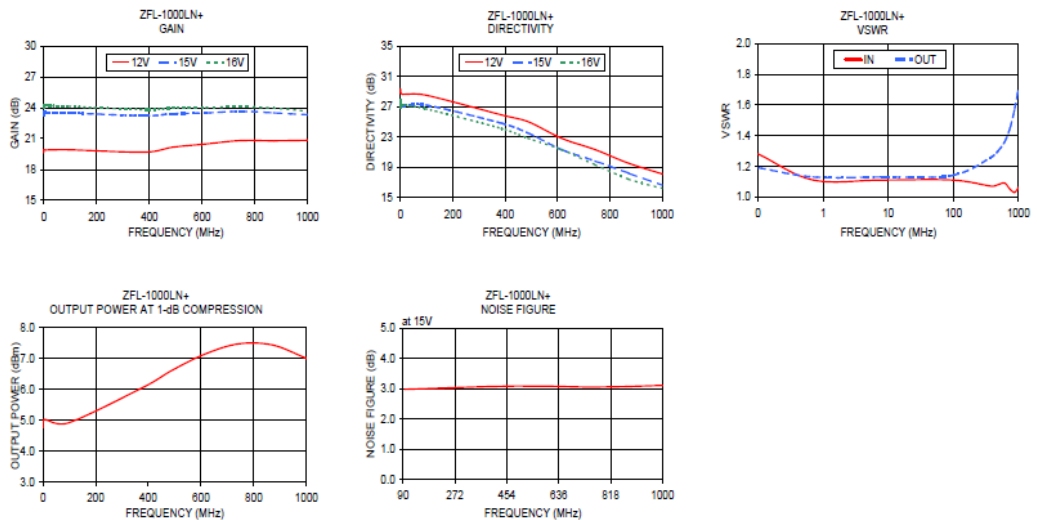


Fig. 5.30 Specifiche tecniche amplificatore

Per comodità durante il resto della trattazione il primo amplificatore descritto verrà chiamato “amplificatore A” mentre il secondo “amplificatore B”.

#### 5.1.1.5 STADIO DI CONVERSIONE IN FREQUENZA

In previsione dell’installazione di un sistema di acquisizione che andrà montato a bordo navicella che verrà descritto più avanti, è stato concepito un sistema che sia in grado di comunicare ma che non abbia costi spropositati.

I segnali captati dall’antenna oltre ad essere a frequenze superiori al GHz hanno durata molto breve. Risulta quindi necessario un sistema elettronico in grado di rilevare, e quindi di contare, ogni singola scarica.

A tale scopo è stato ottimizzato un circuito realizzato con l’amplificatore logaritmico AD8317 utilizzato come Power Detector.

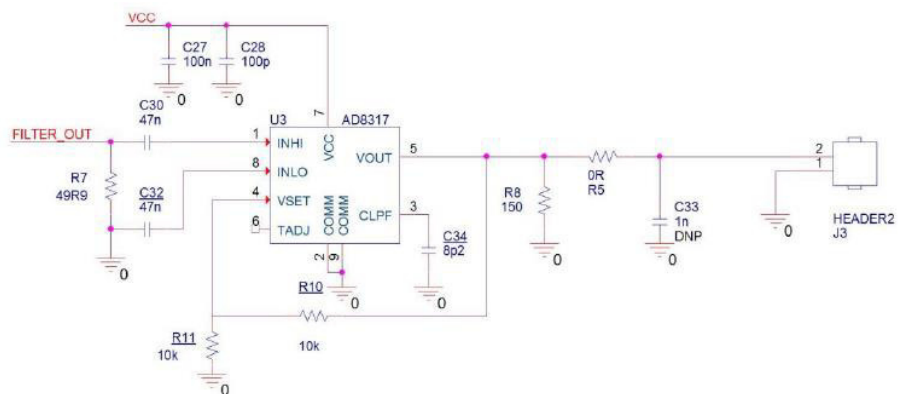


Fig. 5.31 Circuito del Power Detector

L’amplificatore in oggetto è ideato per la misura della potenza associata ad un segnale RF, è concepito per effettuare accurate misure di potenza, demodulando il segnale ricevuto. Per l’applicazione in oggetto non si ha la necessità di sfruttare appieno le caratteristiche di accuratezza sulla misura, infatti a causa dell’alto guadagno dello stadio di amplificazione anche segnali che non hanno un’ampiezza elevata lo porteranno in saturazione. Come già discusso precedentemente non risulta essere un problema, si ha solo la necessità di contare i segnali e non di misurarne l’ampiezza. La figura 5.32 mostra l’uscita dal power

detector, traccia gialla, a fronte di una scarica rilevata traccia verde. E' possibile notare come la scarica che risulta avere delle oscillazioni molto veloci venga rilevata e porti il power detector, in breve tempo, ad un valore basso. La durata dell'impulso del power detector è a questo punto sufficientemente lenta da essere misurata con un oscilloscopio tradizionale o con una scheda oscilloscopio dalle limitate performance. Indicativamente il power detector, come è possibile notare dalla figura 5.33, permane allo stato basso per almeno 20 ns, tempo più che sufficiente per essere rilevato (50 MHz).

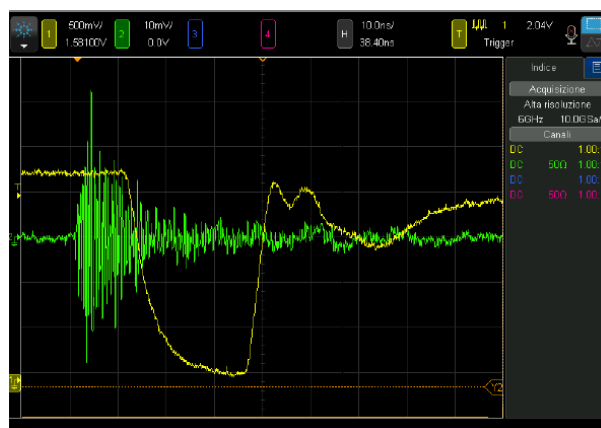


Fig. 5.33 Segnale misurato dall'antenna e uscita del power detector

## 5.1.2 PROVE IN CAMPO

### 5.1.2.1 ANALISI RUMORE AMBIENTALE NELL'IMPIANTO

Durante una prima campagna di misure [2,10], l'obiettivo è stato quello di definire le effettive bande di frequenza utili ad effettuare la misura, anche per capire se le ipotesi di lavoro fatte in fase preliminare per il dimensionamento e la realizzazione di antenne, filtri e amplificatori siano state effettivamente giuste.

Le prove sono state effettuate nelle varie fasi di funzionamento della turbina: accensione, stand-by, spegnimento, produzione.

Della turbina specifica tratteremo in seguito, c'è da anticipare però che sia rotore che statore sono realizzati con avvolgimenti in piattina, quindi sono sistemi di isolamento dove è prevista e tollerata l'attività di scariche parziali.

Le prove sono state condotte anche in direzioni diverse, al fine di avere un'informazione completa sulle dinamiche all'interno della navicella, considerando che quest'ultima, durante le misurazioni, ruota su sé stessa. Una zona di particolare interesse è stata quella dell'inverter, per il rumore elettromagnetico prodotto da quest'ultimo.

Tutte le fonti di rumore che sono state riscontrate sull'aerogeneratore poi saranno studiate in laboratorio attraverso la replica del singolo disturbo, come vedremo nel prossimo sotto capitolo.

Tutte le misure sono state effettuate mediante analizzatore di spettro e sempre con la logica dell'acquisizione di tipo max-hold per 30 secondi.

Per discriminare le varie sorgenti di rumore è stato scelto di effettuare delle misure sia con turbina eolica ferma, in assenza di tensione sul generatore, sia con turbina in produzione. In quest'ultimo caso si avrà, oltre al rumore ambientale, quello dovuto alla parte di elettronica di potenza, il tutto unito all'attività di scarica.

La prima misurazione effettuata è quella con tutto il sistema fermo, si ha quindi la certezza che il segnale misurato è da attribuire solamente al rumore ambientale. Il risultato ottenuto dalla misura con l'antenna SolBox è riportato in figura 5.34.

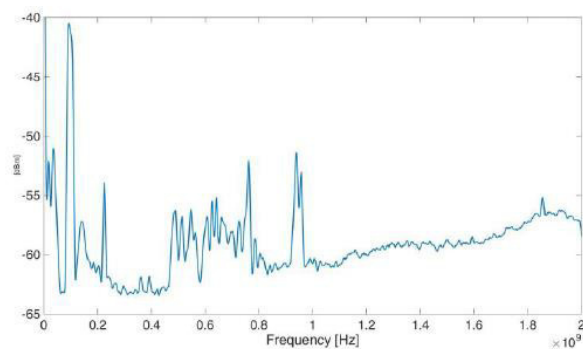


Fig. 5.34 Spettro in frequenza della misura di rumore con turbina ferma

In particolare si hanno componenti in bassa frequenza pur non avendo inverter in funzione e allo stesso tempo componenti in alta frequenza, prossime alle frequenze "utili" per la misura delle scariche.

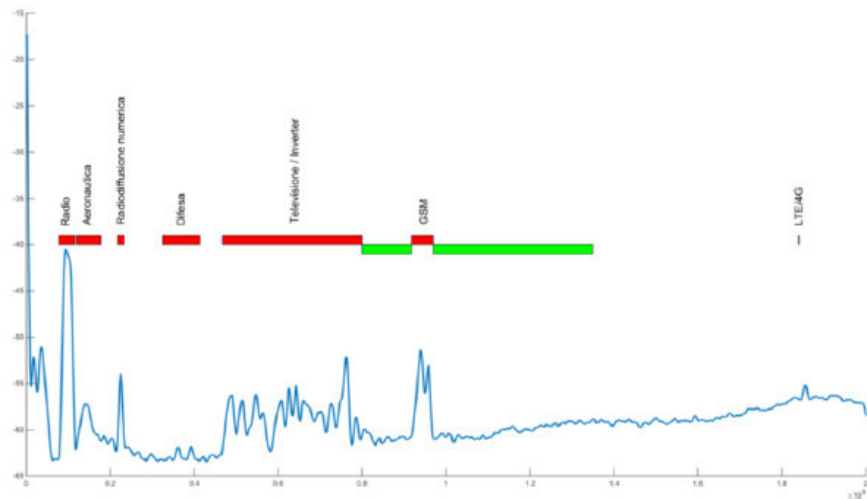


Fig. 5.35 Spettro del rumore associato ai segnali delle telecomunicazioni

La parte in bassa frequenza è relativa alla radio, ad alcune comunicazioni aeronautiche e della difesa e in maggior parte allo spettro delle trasmissioni televisive, segnali che vengono captati dall'antenna anche se fuori banda, spettro di rumore che andrebbe comunque a sovrapporsi a quello dell'inverter. In verde è evidenziata la zona adatta alla misura delle scariche parziali.

In tabella sono riassunte tutte le frequenze rilevate durante le misure in assenza di tensione.

Frequenze misurate [MHZ]	Suddivisione Bande [MHz]	Utilizzo
78-115	87,5-108	Radiodiffusione (FM)
	108-117,9	Radionavigazione Aeronautica
217-233	174-223	Radiodiffusione
	223-230	Radiodiffusione sonora numerica
350-406	Diverse bande	ministero difesa
467-800	Diverse bande	Radiodiffusione Televisiva
918-970	915-921	Mobile ministero difesa
	921-960	GSM (downlink)
1840-1870	1805-1880	LTE/4G (Downlink)

Tab 5.1 Bande di frequenza rilevate

Particolare attenzione deve essere fatta per quanto riguarda i segnali relativi alle comunicazioni GSM. In particolare questo tipo di segnale è suddiviso in Uplink e Downlink in due bande di frequenza distinte. A bordo dell'aerogeneratore i segnali di tipo Uplink non saranno un problema, in quanto si suppone che non sia installata nessuna antenna

GSM a bordo. Saranno presenti cellulari solo quando vengono fatti interventi di manutenzione che prevedono operatori a bordo. Questo non è sicuramente un problema, in quanto non si tratta di segnali persistenti, e si potrebbe gestire la loro comparsa con una logica che li elimini, anche nel momento in cui il nostro sistema d'acquisizione, che per la trasmissione dei dati utilizza una scheda GSM, nel momento della trasmissione informazioni inibisce il sistema. Per quanto riguarda i segnali di Downlink il discorso è diverso, facendo la misura a bordo dell'aerogeneratore, che si trova a circa 100 m dal suolo, è molto probabile che ci si trovi ad avere stazioni base della telefonia mobile direttamente visibili. Il segnale captato può essere molto elevato, come è possibile vedere delle misure effettuate. Di questo problema si dovrà tenere conto, soprattutto a livello di analisi ed elaborazione del segnale. Vediamo ora un raffronto tra due misure effettuate nella stessa posizione e con la stessa antenna sia in assenza di tensione che in generazione.

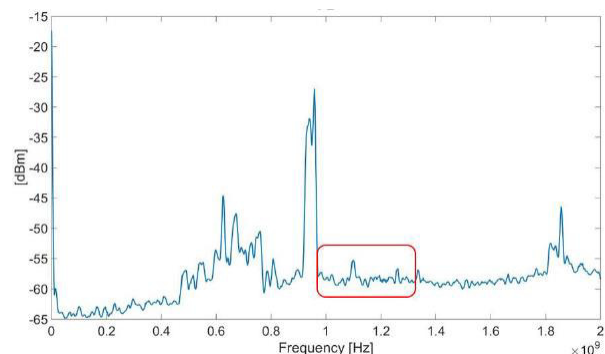


Fig. 5.36 Spettro in assenza di tensione

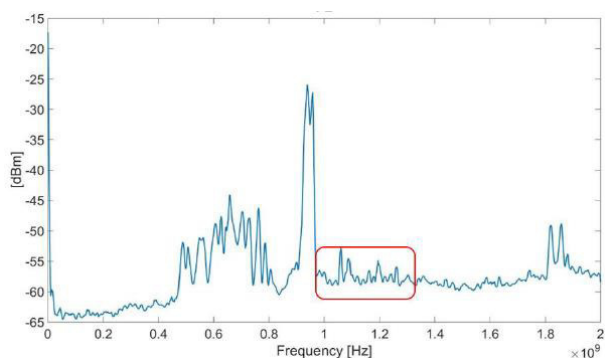


Fig. 5.37 Spettro in generazione

Le misure effettuate con l'analizzatore di spettro tramite acquisizione di tipo Max-Hold per 30 secondi, con segnali come quelli dovuti alle telecomunicazioni, essendo sempre presenti, si sommano molte volte, alterando la misura effettuata. Eseguendo misure nel tempo la situazione migliora, si possono rilevare scariche al di fuori del rumore, ovviamente quando non sono sovrapposte a pacchetti della trasmissione GSM.

In figura 5.38 è riportato un segnale di scarica parziale nel tempo acquisita durante la campagna di misurazione.

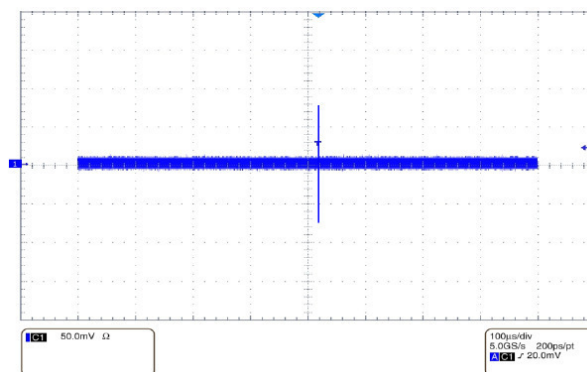


Fig. 5.38 Scarica parziale acquisita nel tempo

Invece l'uscita del power detector è rappresentata in figura 5.39:

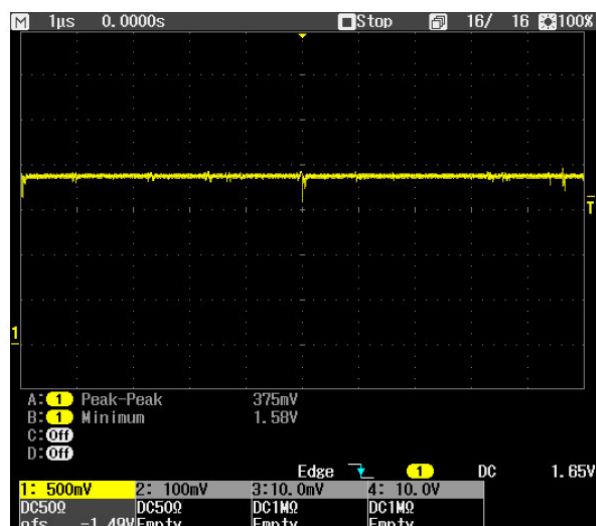


Fig. 5.39 Scarica rilevata dal Power Detector

## 5.1.2.2 PROVE IN LABORATORIO [11,13]

### 5.1.2.2.1 RUMORE INVERTER

Lo studio dei disturbi generati dall'inverter è stato condotto alimentando tramite inverter un motore esente da scariche parziali alla frequenza di  $(16+2/3)$  Hz.

Le misure sono state effettuate prima in bianco (inverter spento e motore fermo) e poi in tensione, in assenza di altre fonti di rumore esterne, per identificare il più nitidamente possibile il segnale prodotto dalle commutazioni dell'inverter.

I sensori sono stati collocati in prossimità della scatola connessioni del motore, resa accessibile tramite un'apertura presente sulla parte superiore della stessa.

È stata scelta tale zona per collocare le antenne perché in quel punto i segnali provenienti dalla macchina sono più facilmente rilevabili e inoltre la scatola connessioni svolge una funzione schermante rispetto eventuali disturbi provenienti dall'esterno.

Il segnale captato viene trasmesso a un oscilloscopio con una capacità di campionamento di 20GSa e una banda di 2,5GHz, capace quindi di ricostruire fedelmente il segnale in ingresso. Le informazioni rese disponibili dallo strumento sono: la forma d'onda del segnale nel tempo, il suo spettro e il file contenente i dati di campionamento.

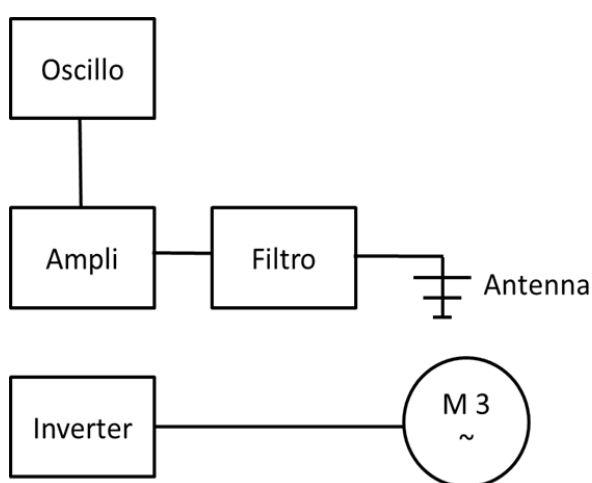


Fig. 5.40 Schema a blocchi del sistema di misura adottato

#### 5.1.2.2.2 INTERFERENZA DEL SEGNALE GSM

Come già anticipato, e visto nella campagna preliminare effettuata sulle pale eoliche, il disturbo che maggiormente affligge le misure di scarica effettuate con il metodo elettromagnetico è il segnale della telefonia cellulare; questo segnale è di forte intensità e spesso copre il segnale di scarica, rendendolo difficilmente rilevabile.

Lo studio degli effetti di questo disturbo sulle misure è stato condotto svolgendo prove di scarica parziale su un filo twistato collocato in un forno da laboratorio. All'interno del forno sono state ricreate le condizioni termiche di una macchina elettrica in funzione e la struttura metallica ricreava la carcassa del motore; le scariche per effetto corona indotte sul filo twistato simulavano un difetto interno alla macchina.

Poiché la struttura metallica del forno costituisce una gabbia di Faraday, teoricamente il segnale elettromagnetico delle scariche non dovrebbe essere rilevabile dall'esterno, ma in realtà si è riscontrato che esso è perfettamente leggibile. Questa constatazione vale anche per la carcassa di una macchina elettrica; pertanto, nel caso in cui la scatola connessioni non fosse accessibile, i sensori posizionati in prossimità dell'oggetto in prova sarebbero comunque in grado di rilevare eventuali scariche.

Sono state misurate le scariche generate alimentando il provino con due forme d'onda diverse:

PWM con picchi, valore di tensione picco-picco: 2440V

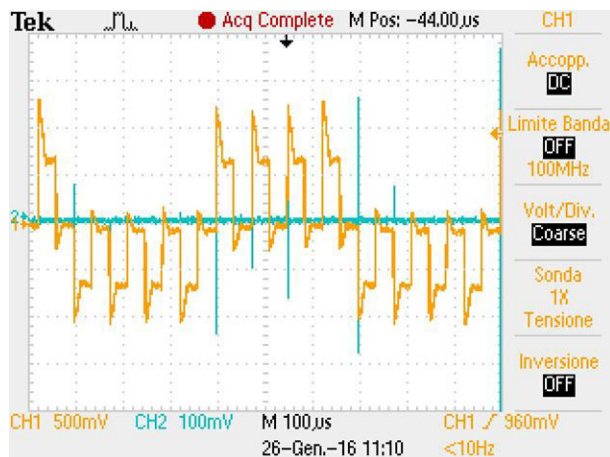


Fig. 5.41 Forma d'onda di alimentazione PWM con picchi

Sinusoide 50 Hz, ampiezza massima 2000 V

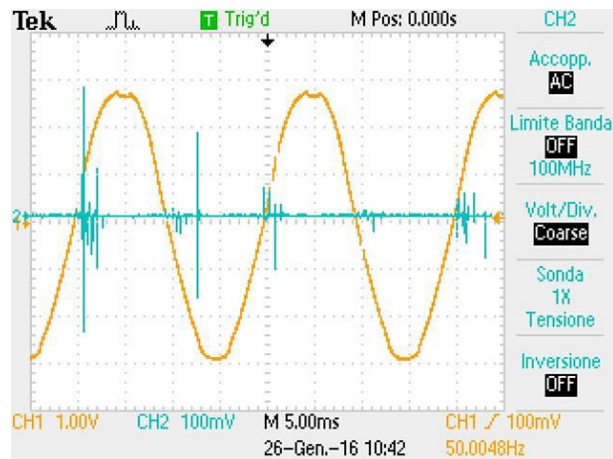


Fig. 5.42 Forma d'onda di alimentazione sinusoidale

Le forme d'onda utilizzate sono state ottenute tramite un generatore di forme d'onda e elevate ai valori di tensione di prova attraverso un amplificatore lineare a valvole.

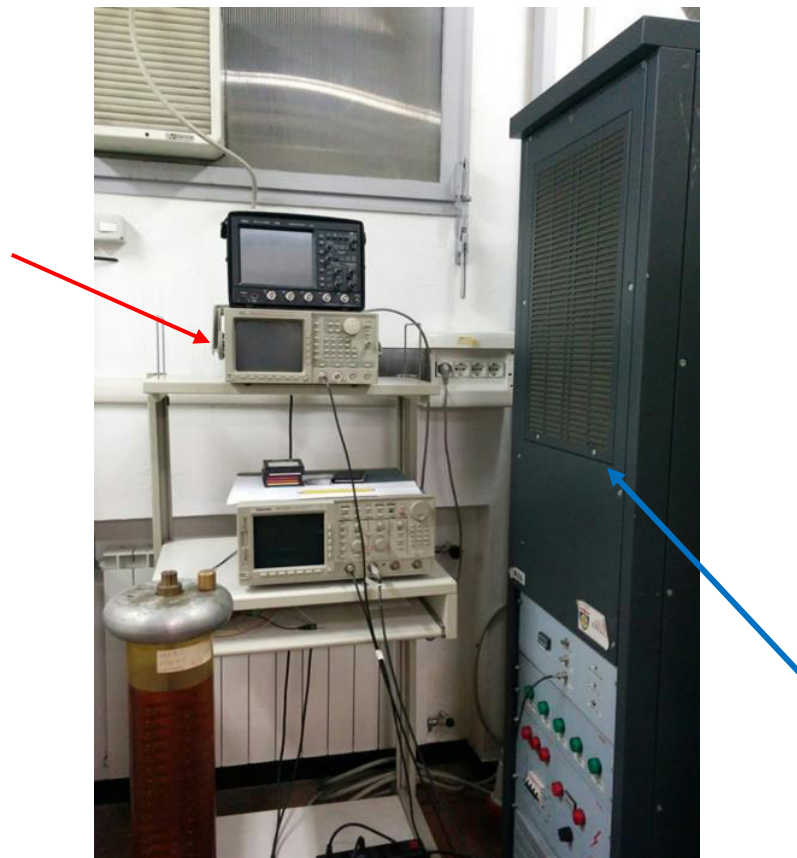


Fig. 5.43 Generatore di forme d'onda arbitrarie (freccia rossa) e amplificatore lineare (freccia blu)

La lettura e l'elaborazione del segnale sono state effettuate con lo stesso oscilloscopio utilizzato nella prova precedente.

È sotto riportata la schematizzazione del sistema di misura:

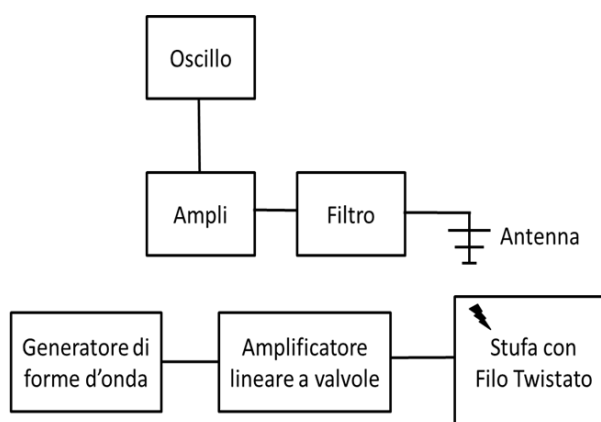


Fig. 5.44 Schema a blocchi del sistema di misura descritto

In un primo momento sono state condotte misure di scarica in assenza di disturbi esterni e si sono valutate le risposte delle antenne con varie combinazioni di amplificatori e filtri. Le misure sono state ripetute replicando le configurazioni precedenti e inserendo il disturbo della comunicazione GSM portando in prossimità dei sensori un telefono cellulare durante la chiamata.

La serie di risultati ottenuti e delle informazioni raccolte nelle diverse campagne all'aperto e in laboratorio ha portato a scartare alcune antenne, quali la telescopica, la social e le due monopole antenna. Inoltre anche molte configurazioni antenna + filtro + amplificatori non sono risultati più efficienti in fase di misura.

Di seguito vengono riportate alcune acquisizioni effettuate durante queste campagne.

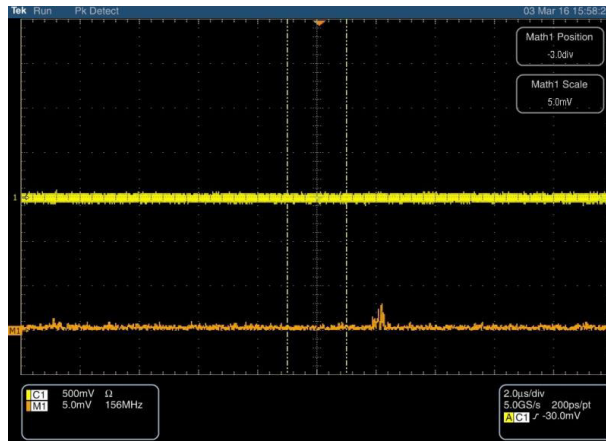


Fig. 5.45 Segnale nel tempo e spettro dei disturbi esterni con antenna log-periodica, filtro 4 e amplificatore B

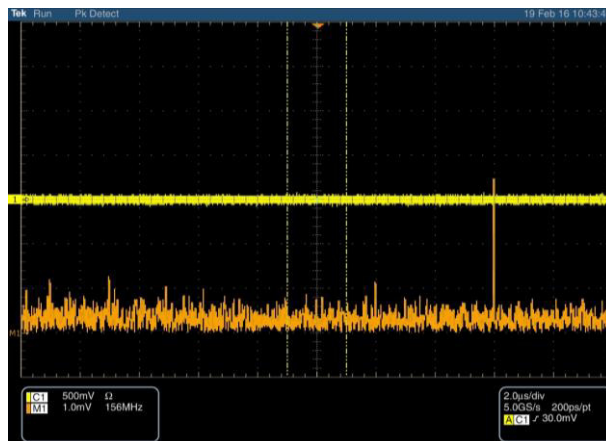


Fig. 5.46 Segnale nel tempo e spettro rumore inverter con antenna Vivaldi modificata, filtro 1 e amplificatore A (SolBox)

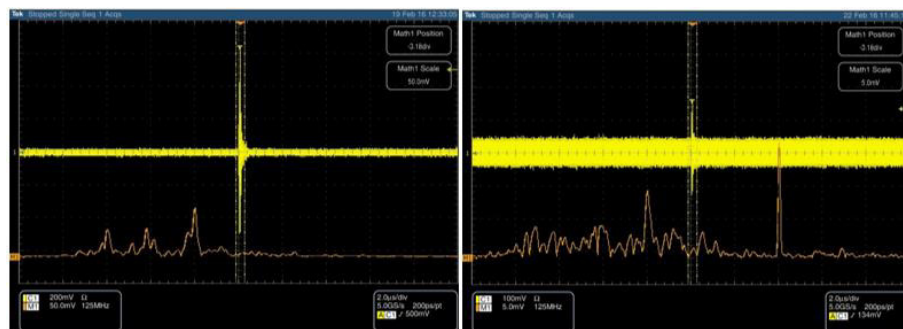


Fig. 5.47 Segnali nel tempo e spettri delle scariche parziali su filo twistato alimentato con PWM + picchi senza interferenza cellulare (sinistra) e con interferenza cellulare (destra) con antenna Vivaldi modificata, filtro 1 e amplificatore A (Solbox)

I segnali sono stati acquisiti non solo come immagini ma anche come serie dati, i risultati sono stati elaborati attraverso Matlab e sono ricostruiti con maggior precisione gli spettri dei relativi segnali.

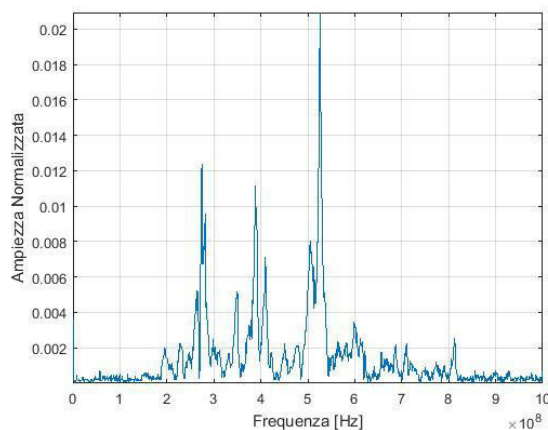


Fig. 5.48 Elaborazione Matlab dello spettro delle scariche con SolBox (antenna Vivaldi modificata, filtro 1 e amplificatore A)

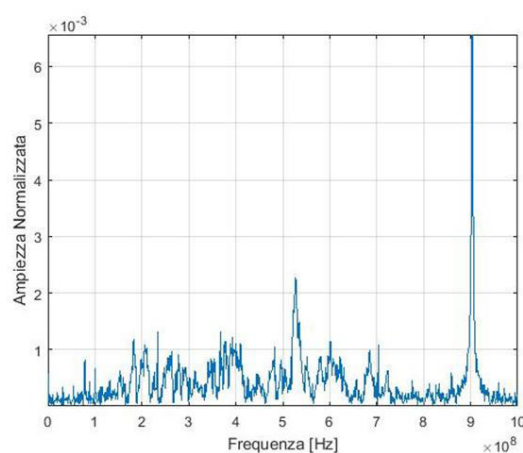


Fig. 5.49 Elaborazione Matlab dello spettro delle scariche in presenza del disturbo del cellulare con medesima combinazione

Con questa configurazione il rumore introdotto dall'inverter non è rilevante. Grazie all'azione di filtraggio il segnale di scarica è chiaramente riconoscibile (200÷700MHz), anche in presenza del disturbo del cellulare (900MHz). Il filtro non elimina il disturbo, ma lo riduce sensibilmente (da 100mV a 10 mV circa, quasi un ordine di grandezza) e in tal modo le scariche vengono rilevate.

Per concludere questo capitolo sulle antenne, in figura 5.50 è riportata una tabella riassuntiva con rappresentati i rapporti SNR (Signal to noise ratio) delle diverse soluzioni adottate.

Configurazione	$S_{pwm}$ [mV]	$S_{sin}$ [mV]	$R_{inv}$ [mV]	$R_{cel}$ [mV]	$S_{pwm}/inv$	$S_{pwm}/cell$	$S_{sin}/inv$	$S_{sin}/cell$
Vivaldi + ampl. A + filt. 1	600		100	50	6	12		
Vivaldi + ampl. A + filt. 2	400		50	400	8	1		
Vivaldi + ampl. A + filt. 3	5		25	50	0,2	0,1		
Vivaldi + ampl. A + filt. 4	400		100	50	4	8		
Vivaldi + ampl. B + filt. 1	20	20		10		2		2
Vivaldi + ampl. B + filt. 2	5	5		50		0,1		0,1
Vivaldi + ampl. B + filt. 3	5	5		5		1		1
Vivaldi + ampl. B + filt. 4	20	40		10		2		4
Log. + ampl. B + filt. 4	10	2	20	5	0,5	2	0,1	0,4
Honix + ampli B	500	50	500	500	1	1	0,1	0,1
Sodial + filtro 2	150	10	20	10	7,5	15	0,5	1

Fig. 5.50 Tabella rapporti SNR

$S_{pwm}$  indica il valore in mV del segnale di scarica con alimentazione PWM,  $S_{sin}$  indica il valore in mV del segnale di scarica con alimentazione sinusoidale,  $R_{inv}$  indica il valore in mV del rumore attribuibile all'inverter,  $R_{cel}$  indica il valore in mV del rumore dovuto al cellulare. Sopra in figura i singoli rapporti SNR con le diverse tipologie di combinazioni.

Sono state condotte innumerevoli prove e combinazioni, anche in funzione della struttura modulare che è stata data al sistema basato sulla misura tramite segnale irradiato; sensore, filtro, amplificatore lineare e amplificatore logaritmico sono stati resi disponibili singolarmente in maniera tale da poter effettuare tutte le tipologie di combinazioni possibili.

## 5.2 FERRITI

[14] Sono state svolte numerose prove per testare le risposte in frequenza e la risposta agli impulsi delle diverse ferriti anche in funzione del numero di spire concatenate al fine di ottenere un'ottimizzazione del rapporto SNR del segnale relativo alle scariche parziali rispetto al rumore prodotto dall'inverter a bordo navicella. Di seguito verranno presentati circuiti realizzati, modelli adottati e risultati ottenuti.

### 5.2.1 CIRCUITI DI PROVA

Sono stati realizzati tre tipi di circuiti

- Circuito per prove sinusoidali e ad onda quadra con acquisizione manuale dei dati;
- Circuito per prove sinusoidali con acquisizione automatica dei dati
- Circuito di prova ad impulso

#### 5.2.1.1 PROVE SINUSOIDALE E AD ONDA QUADRA CON ACQUISIZIONE MANUALE DEI DATI

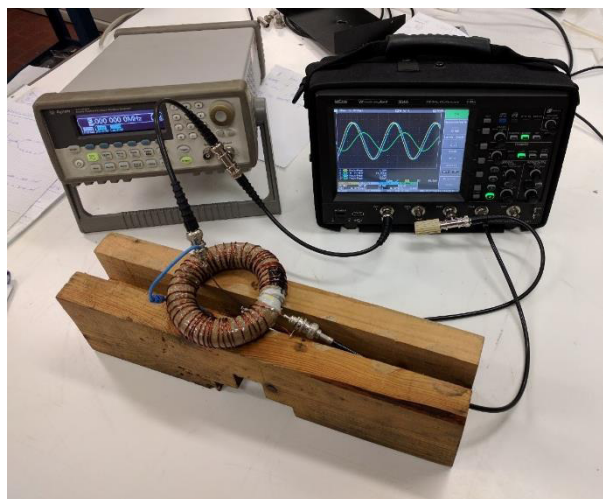


Fig. 5.51 Foto circuito acquisizione dati manuali

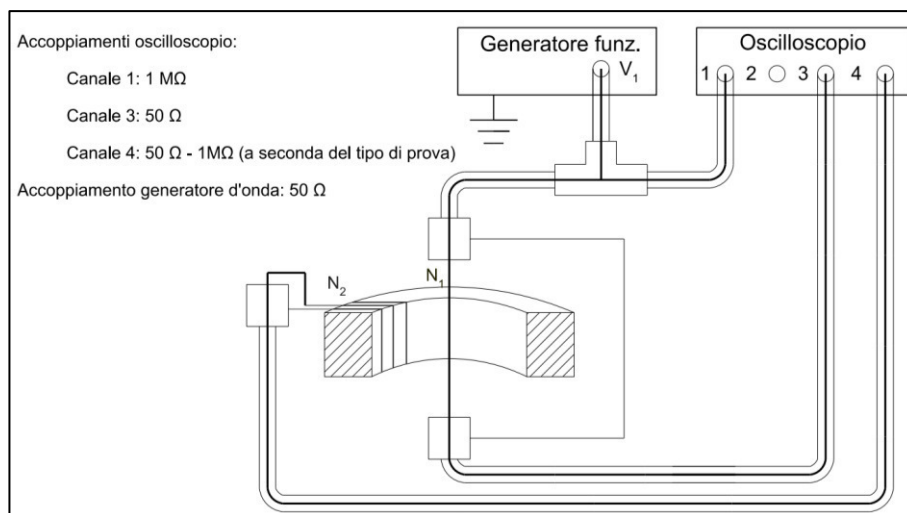


Fig. 5.52 Schema circuito di prova per acquisizione manuale dei dati

### Strumenti utilizzati:

- Oscilloscopio digitale a 4 canali. Si è scelto di assegnare i canali come segue:
  - Canale 1 (giallo): lettura tensione primaria fornita da generatore d'onda. Per la lettura della tensione si è impostato il canale ad 1 M $\Omega$ ;
  - Canale 2 (rosso): non utilizzato;
  - Canale 3 (blu): lettura corrente primaria tramite misura caduta di tensione su resistenza di 50  $\Omega$ . La resistenza è stata posta sul circuito impostando 50  $\Omega$  di accoppiamento sul canale poiché consentito dall'oscilloscopio utilizzato. Sarebbe stato possibile, in alternativa, posizionare una resistenza in parallelo e mantenere accoppiamento ad 1 M $\Omega$ ;
  - Canale 4 (verde): lettura tensione secondaria ai capi dell'avvolgimento dello strumento in esame. Tramite le impostazioni dell'oscilloscopio si è impostato 50  $\Omega$  o 1 M $\Omega$  a seconda delle esigenze.
  - Generatore d'onda: è stato utilizzato per generare onde sinusoidali e quadre a seconda della prova. Il limite superiore dello strumento è 80 MHz, non è stato dunque possibile superare tale soglia.

Questa prova è stata realizzata in laboratorio al fine di evidenziare la risposta degli strumenti quando sottoposti ad:

- Onda quadra: si era interessati a visualizzare il tempo di risposta degli strumenti visualizzando il “rise time” della tensione letta a secondario dal 10% al 90% del valore massimo. In tutte le prove si è scelto di fornire al circuito un’onda quadra con frequenza di 500 kHz. Con questa prova si è voluto discriminare gli effetti capacitivi, inevitabilmente marcati ad alte frequenze, dall’effettiva risposta degli strumenti. In altre parole, una volta determinato il “rise time” si è calcolata la corrispondente frequenza limite oltre la quale le letture effettuate erano certamente legate a fenomeni capacitivi e quindi non significative:

$$t_{rise} = \frac{1}{f_{lim}} \quad \text{Eq. 5.1}$$

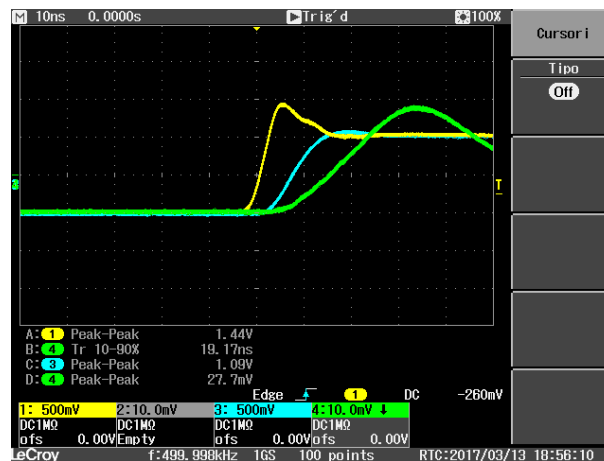


Fig. 5.53 Visualizzazione su oscilloscopio di una generica prova ad onda quadra

Come visibile in figura, il “rise time” della tensione secondaria è stato ottenuto tramite le funzioni di misura dello strumento (canale B).

- Onda sinusoidale: si era interessati a visualizzare la variazione della risposta degli strumenti al variare di alcuni parametri:
  - Frequenza: variata a seconda delle esigenze della prova tramite le impostazioni del generatore d’onda. Si sono esplorati ampi range di frequenza, passando da 10 kHz fino ad 80 MHz (limite superiore del generatore d’onda a disposizione in laboratorio);

- Resistenza di carico secondaria: variata tramite le impostazioni dell'oscilloscopio:
  - 50  $\Omega$ : valore ottimale per la trasmissione del segnale negli HFCT, prova "a carico";
  - 1 M $\Omega$ : valore di resistenza molto elevato per simulare una prova a "vuoto";
  - Numero di spire secondarie;
  - Posizione conduttore centrale;
  - Dimensione traferro (in HFCT "clamp").

Dati raccolti durante la prova sinusoidale:

- Modulo tensione primaria;
- Modulo corrente primaria;
- Fase corrente primaria;
- Modulo tensione secondaria;
- Fase tensione secondaria;

In tutte le prove è stato scelto di prendere come riferimento di fase la fase della tensione primaria.

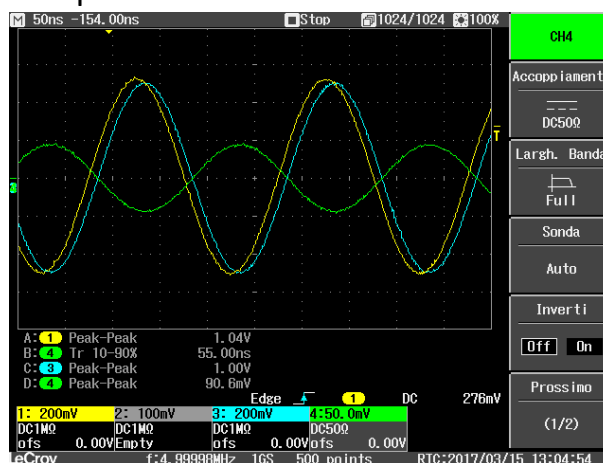


Fig. 5.54 Visualizzazione su oscilloscopio di una generica prova sinusoidale

In figura si nota come lo strumento è stato impostato in modo da fornire i valori "picco-picco" di:

- Tensione primaria (canale A);
- Caduta di tensione su resistenza da 50  $\Omega$  posta sul circuito primario (canale C). Si è provveduto a calcolare la corrente dividendo i valori di tensione per il valore di resistenza di carico primaria.

- Tensione secondaria (canale D).

Inoltre sono stati rilevati manualmente gli sfasamenti, rispetto alla tensione primaria, di corrente primaria e tensione secondaria misurando i tempi di ritardo o di anticipo delle onde tramite i cursori dell'oscilloscopio.

#### 5.2.1.2 PROVA SINUSOIDALE CON ACQUISIZIONE AUTOMATICA DEI DATI

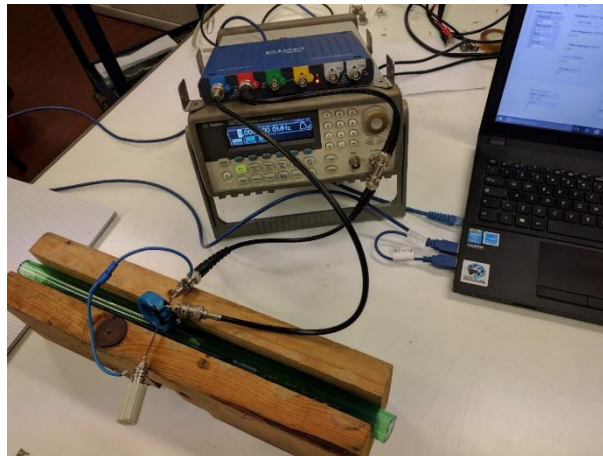


Fig 5.55 Realizzazione circuito acquisizione dati in laboratorio

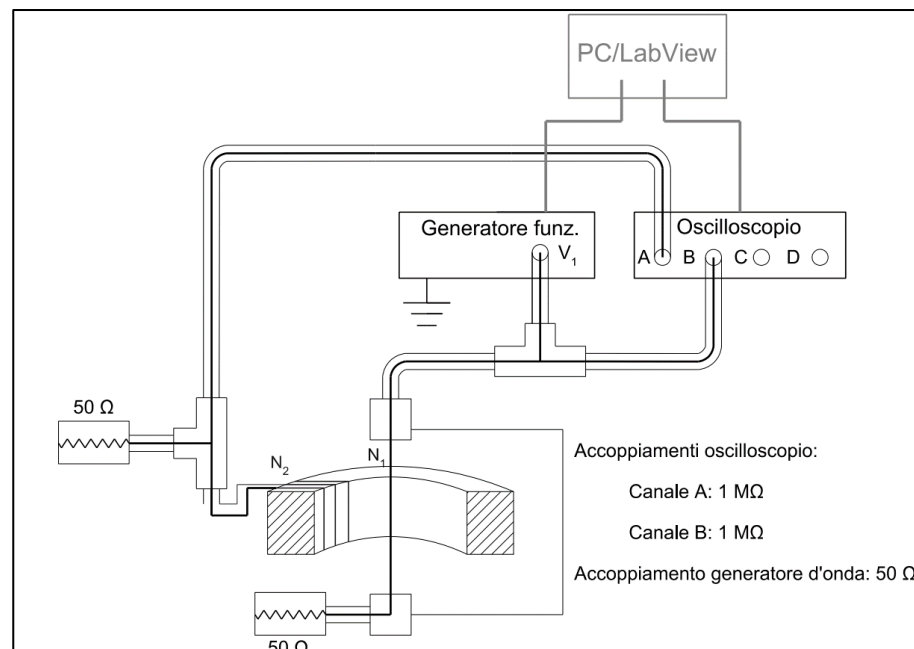


Fig. 5.56 Schema circuito di prova per acquisizione automatica dai dati

Il secondo tipo di prova effettuato ha previsto l'acquisizione automatica di alcuni dati già analizzati nella prova precedente. Il

vantaggio di questo tipo di prova è rappresentato dalla rapidità dell'acquisizione in quanto generatore d'onda e oscilloscopio vengono pilotati da un computer sul quale vengono memorizzati i dati della prova in file in formato .csv visualizzabili ed editabili tramite MS Excel.

Per queste prove sono stati utilizzati i seguenti strumenti:

- Generatore d'onda: pilotato da computer per fornire un'onda sinusoidale di frequenze impostabili dall'utente;
- Oscilloscopio digitale a 4 canali "Picoscope". Il software richiede che i canali siano così assegnati:
  - Canale A: tensione secondaria, accoppiamento 1 MΩ. Quando è stato necessario realizzare una prova a carico si è provveduto a porre una resistenza in parallelo al circuito secondario;
  - Canale B: tensione primaria, accoppiamento 1 MΩ.
- Computer collegato ad oscilloscopio e generatore d'onda su cui è stato installato il software per l'acquisizione dei dati;
- Resistenza di carico primaria da 50 Ω.

Il software richiede in ingresso:

- Frequenza di inizio campionamento;
- Frequenza di fine campionamento, limitata ad 80 MHz per limiti del generatore d'onda;
- Intervallo di campionamento;
- Tensione applicata a primario, tipicamente 1 volt picco-picco.

Impostando questi parametri si determinano le frequenze a cui si è interessati a rilevare la risposta dello strumento e il software fornisce un file con riportati per ogni frequenza:

- Tensione primaria in mV;
- Tensione secondaria in mV;
- Guadagno in dB, calcolato come:

$$G = \log_{10} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad \text{Fig. 5.2}$$

Nell'ambito di questo elaborato ci si è focalizzati nell'evidenziare la variazione di tensione secondaria in funzione della frequenza. Una volta ottenuti i dati si sono realizzati i grafici su Excel al fine di

individuare la banda passante dello strumento in prova. Si è considerata come banda passante l'intervallo di frequenza in cui la tensione in uscita fosse maggiore della metà del suo massimo, cioè un valore coincidente a -6 dB.

Per avere dei risultati esaustivi si è scelto di stabilire un range di frequenza che fosse il più esteso possibile. Nella maggior parte dei test effettuati si è infatti partiti da 10KHz per raggiungere 80 MHz (limite massimo del generatore di forma d'onda), decidendo intervalli che potessero descrivere il comportamento dei componenti al meglio. Per esempio si è scelto di raccogliere un maggior numero di campioni a frequenze inferiori a 15 MHz, visto il maggior interesse ad esplorare tali livelli di frequenza.

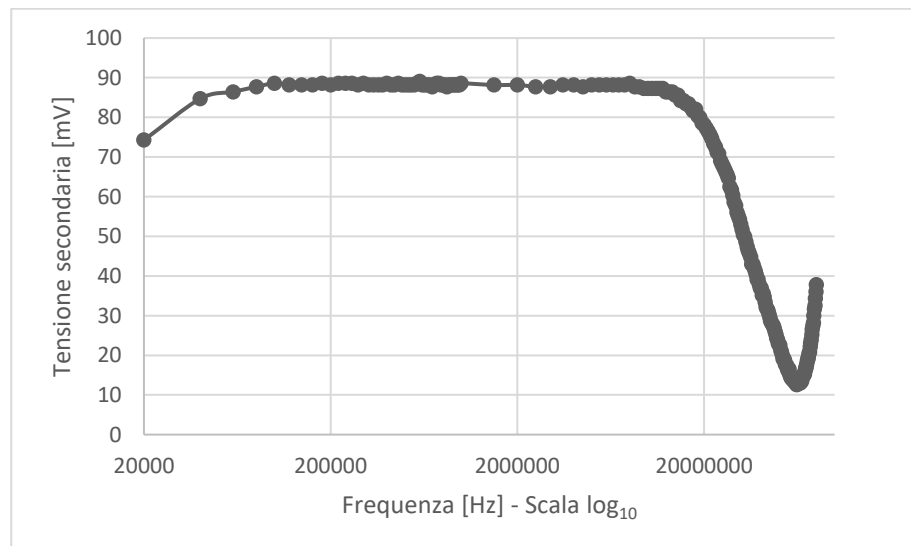


Fig. 5.57 Esempio grafico risultante da acquisizione automatica dei dati

### 5.2.1.3 PROVA AD IMPULSO

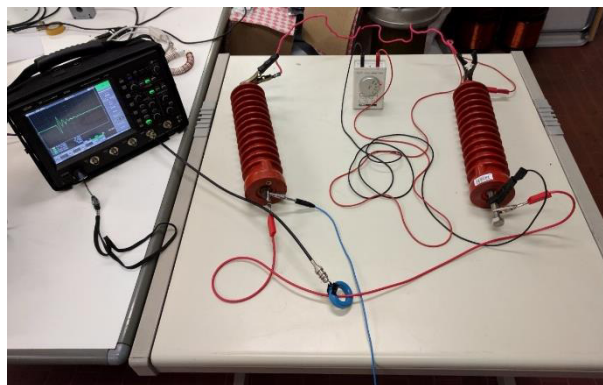


Fig. 5.57 Realizzazione circuito acquisizione dati in laboratorio

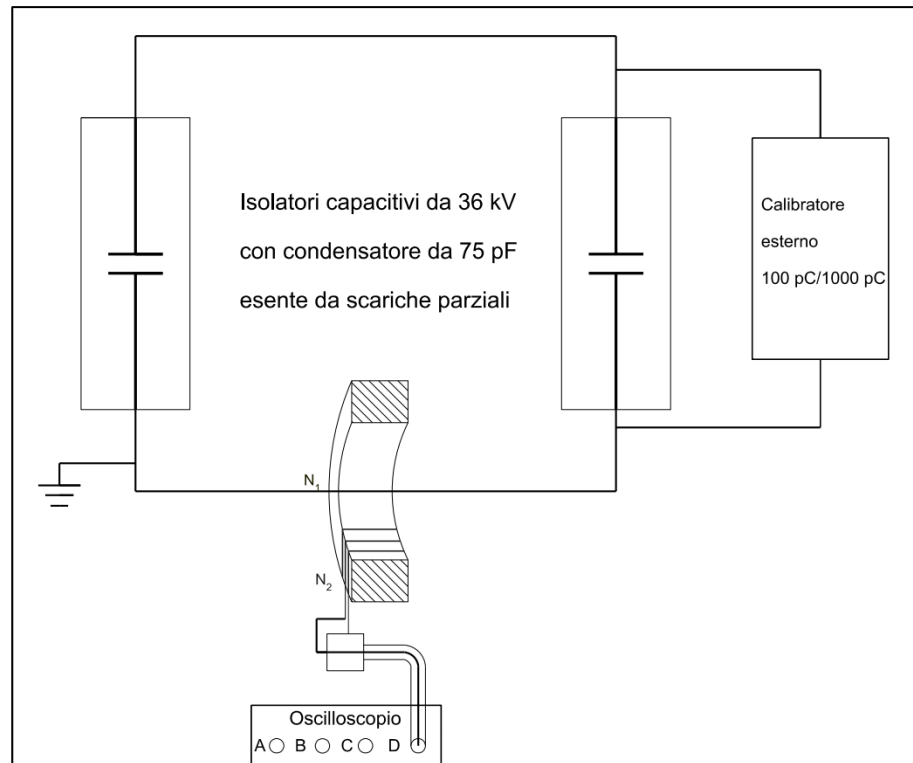


Fig. 5.58 Schema circuito di prova per acquisizione manuale dei dati

Questa prova è stata finalizzata all'analisi della risposta degli strumenti quando sottoposti ad una corrente di tipo impulsivo. Gli strumenti utilizzati per allestire il circuito di figura 5.58 sono:

- Oscilloscopio digitale a 4 canali: visualizzazione della tensione ai capi dell'avvolgimento secondario (canale 4);
- Due isolatori capacitivi da 36 kV con condensatore da 75 pF esenti da scariche parziali per l'accumulo di carica;
- Calibratore di carica esterno: è stato impostato per fornire 100 pC o 1000 pC a seconda delle esigenze della prova specifica. Il calibratore è stato sincronizzato sulla frequenza di rete (50 Hz).

I dati rilevati manualmente dall'oscilloscopio per ciascun impulso sono stati:

- Rise time dal 10% al 90% del valore massimo della tensione secondaria. Valore ottenuto tramite le funzioni di misura dell'oscilloscopio (canale di misura A);
- Tempo di esaurimento dell'impulso. Valore ottenuto manualmente tramite i cursori dell'oscilloscopio);
- Valori di picco in modulo della tensione secondaria (canali di misura B e C).

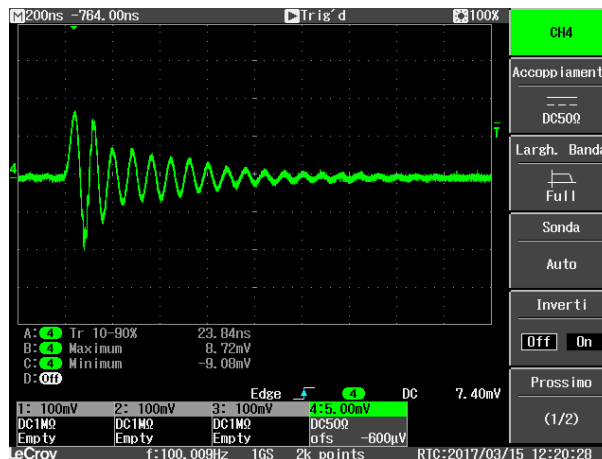


Fig. 5.59 Visualizzazione impulso su oscilloscopio

Nelle prove ad impulso si è variata la quantità di carica poiché non era sempre possibile visualizzare la tensione dello strumento sopra il rumore. Parametro importante dei sensori in esame nella rilevazione di impulsi è l'SNR (Signal To Noise Ratio), ovvero un parametro che compara l'intensità del segnale richiesto rispetto al rumore di sottofondo. In figura 5.59 si può osservare la risposta di uno strumento rispetto al rumore.

Per il calcolo del SNR è necessario registrare:

- Valore di picco della tensione in uscita dallo strumento in mV;
- Intensità del rumore in mV.

In seguito si procede ad effettuare il rapporto delle grandezze in mV:

$$SNR = \frac{v_{coil}}{v_{noise}} \quad \text{Eq. 5.3}$$

È desiderabile che il valore di SNR sia elevato per valori di carica iniettata minori possibili (tipicamente 100 pC). Nell'ambito delle prove effettuate non è sempre stato possibile visualizzare impulsi da 100 pC e quindi si è provveduto ad effettuare prove a 1000 pC.

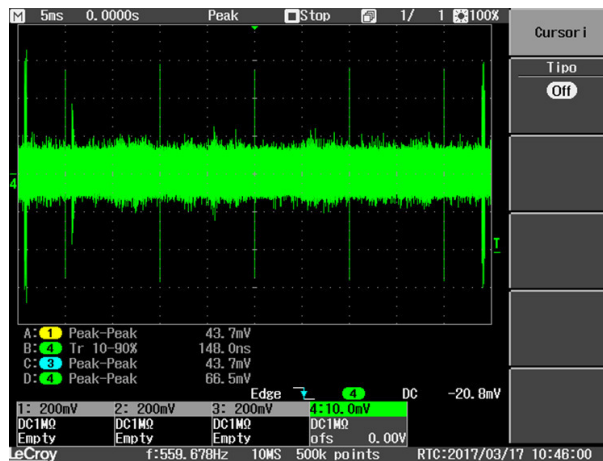


Fig. 5.60 Visualizzazione di impulso rispetto al rumore di sottofondo

## 5.2.2 DIMENSIONAMENTO HFCT

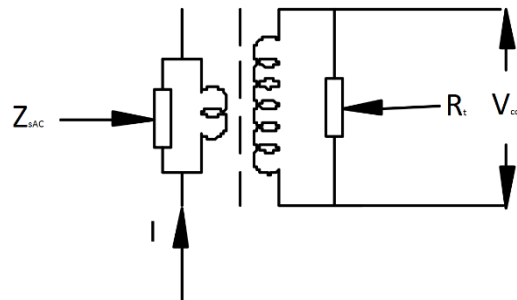


Fig. 5.61 Circuito per dimensionamento HFCT

Parametri di dimensionamento (esempio teorico):

- Numero di spire primarie  $N_1 = x$ ;
- Numero di spire secondarie  $N_2 = y$ ;
- Resistenza di carico secondaria  $R_t = 50 [\Omega]$ ;
- Sensibilità:  $SNR$

Il dimensionamento degli HFCT è stato realizzato seguendo la seguente procedura:

- Calcolo del rapporto spire (esempio realizzato):

$$n = \frac{N_2}{N_1} = 50 \quad \text{Eq. 5.4}$$

- Calcolo della impedenza lato primario:

$$Z_{sAC} = \frac{R_t}{n^2} = 0,02 \text{ } [\Omega] \quad \text{Eq.5.5}$$

Inizialmente sono state realizzate 50 spire su ciascun nucleo seguendo le indicazioni di questa procedura. In seguito si è progressivamente ridotto il numero di avvolgimenti per studiare la variazione di risposta degli strumenti al variare di  $N_2$ .

#### 5.2.2.1 CIRCUITO EQUIVALENTE

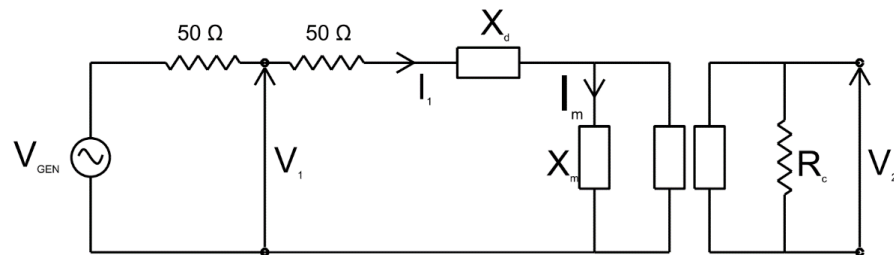


Fig. 5.62 Circuito equivalente HFCT

Il circuito equivalente di prova riportato in figura raffigura i seguenti parametri:

- $V_{GEN}$ : tensione interna al generatore d'onda;
- Resistenza interna al generatore d'onda da  $50 \Omega$ ;
- $V_1$ : tensione in uscita dal generatore d'onda;
- $I_1$ : corrente primaria;
- $I_m$ : corrente di magnetizzazione;
- Resistenza di carico primaria da  $50 \Omega$ ;
- $X_d$ : reattanza di dispersione;
- $X_m$ : reattanza di magnetizzazione;
- $R_c$ : resistenza di carico secondaria (variata a seconda del tipo di prova);
- $V_2$ : tensione secondaria.

Nella realizzazione del circuito è stata effettuata la seguente ipotesi: resistenza ramo magnetizzante trascurabile.

Nel corso delle prove la corrente primaria è stata misurata tramite la caduta di tensione sulla resistenza di carico primaria.

Inoltre per basse frequenze si è inizialmente ipotizzato ed in seguito verificato tramite le prove che la reattanza di dispersione può essere ritenuta trascurabile. Ciò è stato verificato registrando gli sfasamenti della corrente primaria rispetto alla tensione  $V_1$ . Ciò significa che la corrente primaria per basse frequenze può essere ritenuto un parametro imposto.

Il limite di frequenza sotto al quale valgono queste ipotesi è stato dedotto dalle prove effettuate che varia sensibilmente a seconda di:

- Numero di spire secondarie;
- Area interna;
- Posizione conduttore;

In figura 5.63 e figura 5.64 sono riportati i circuiti equivalenti riportati a primario nel caso di  $n = 50$  con resistenza di carico secondaria a  $50 \Omega$  e  $1 \text{ M}\Omega$ .

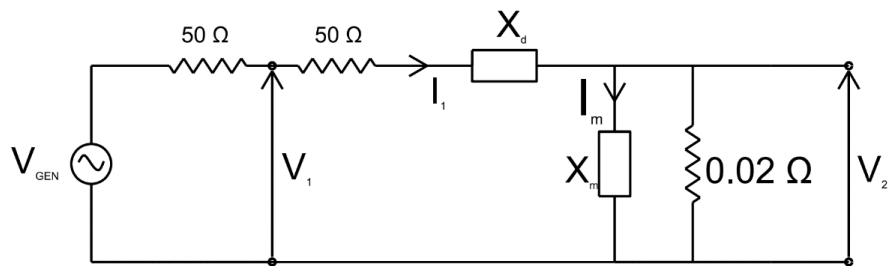


Fig. 5.63 Circuito equivalente riportato a primario con  $R_c=50 \Omega$

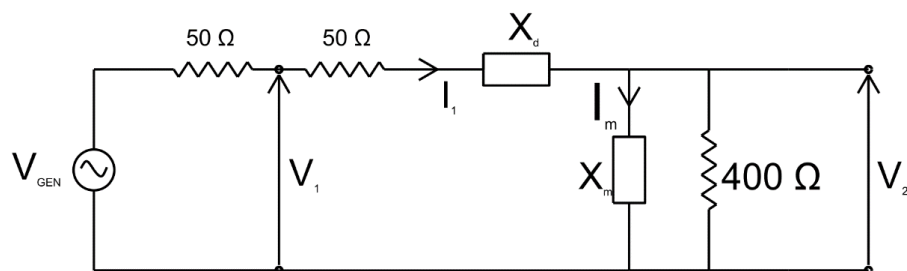


Fig. 5.64 Circuito equivalente riportato a primario con  $R_c=1 \text{ M}\Omega$

Dai precedenti circuiti è possibile effettuare le seguenti considerazioni:

- Nel caso a  $50 \Omega$ , visto il valore molto basso della resistenza di carico, si può ritenere che gran parte della corrente primaria circoli nella resistenza di carico portando a letture di tensione secondaria inferiori rispetto alle prove con carico  $1 \text{ M}\Omega$  in quanto il ramo magnetizzante viene attraversato da minor corrente e quindi un minor livello di tensione viene trasferito ai terminali secondari;

- Nel caso a  $1\text{ M}\Omega$  la resistenza di carico elevata determina un alto valore di corrente magnetizzante che porta dunque ad un maggior livello di tensione ai terminali secondari.

Per livelli di frequenze maggiori a  $5\text{MHz}$  si è osservato che la reattanza di dispersione non può essere ritenuta trascurabile in quanto la corrente primaria risulta sfasata in ritardo. Inoltre sopra tale frequenza sono stati riscontrati effetti capacitivi molto marcati che hanno comportato difficoltà nell'esecuzioni delle prove.

#### 5.2.4 FERRITE TOROIDALE

La ferrite toroidale utilizzata nelle prove in laboratorio presenta i seguenti parametri:

- Diametro interno:  $2.5\text{ cm}$ ;
- Diametro esterno:  $4.0\text{ cm}$ ;
- Spessore ferrite:  $0.75\text{ cm}$ ;
- Altezza ferrite:  $1.5\text{ cm}$ ;
- Numero spire primarie:  $1$ ;
- Numero spire secondarie: è stato variato per evidenziare le variazioni nella risposta dello strumento;
- Resistenza di carico:  $50\ \Omega$  o  $1\text{ M}\Omega$  a seconda del tipo di prova;
- Nucleo non "clamp" – chiuso .



Fig. 5.65 Ferrite toroidale con 50 spire secondarie

Si è provveduto, una volta realizzato l'avvolgimento secondario utilizzando conduttore ricoperto da guaina isolante, a saldare le

estremità dell'avvolgimento ad un connettore BNC per consentire l'accoppiamento con i circuiti di prova.

- Individuazione banda passante

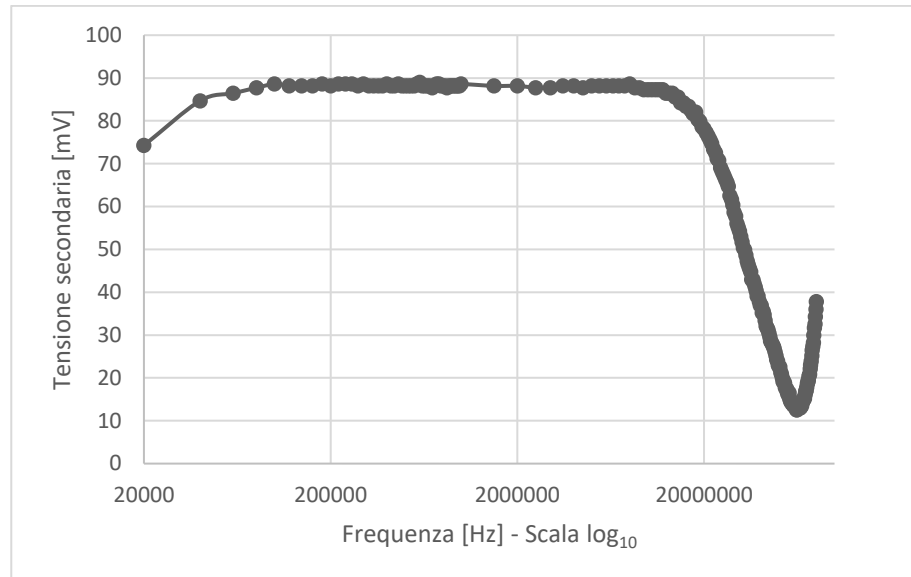


Fig. 5.66 10 spire

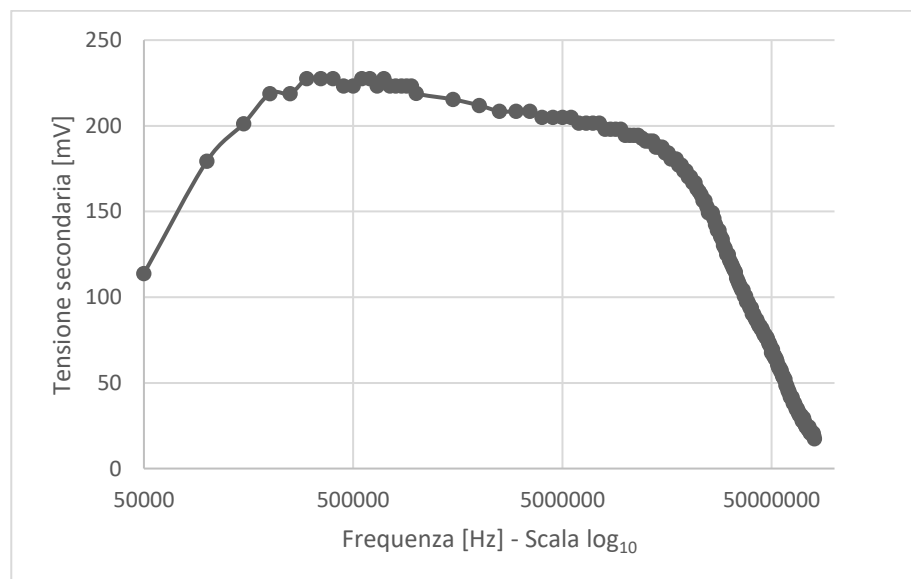


Fig. 5.67 3 spire

- Prova sinusoidale
  - 50 spire

Inizialmente sono state realizzate 50 spire sul nucleo di ferrite. Con questo numero di spire si è voluta analizzare la variazione di risposta in funzione della frequenza. Sono state effettuate prove con 50  $\Omega$  e 1

MΩ di resistenza di carico secondaria. Analizzando i risultati della prova di acquisizione automatica dei dati si è individuata approssimativamente la banda passante del sensore e si sono scelte così le frequenze di interesse.

Frequenza [Hz]	Tensione primaria		Corrente di carico		Tensione secondaria	
	modulo [V]		modulo [mV]	fase [°]	modulo [mV]	fase [°]
1.00E+03	1.03		0.02	0	18	-168
5.00E+03	1.03		0.02	0	19.5	-180
1.00E+04	1.03		0.02	0	19.5	-180
5.00E+04	1.03		0.02	0	20	-180
1.00E+05	1.03		0.02	0	19	-180
5.00E+05	1.03		0.02	0	19	-180
1.00E+06	1.03		0.02	0	18.7	-180
5.00E+06	1.03		0.02	-18	19	-192
1.00E+07	1.08		0.02	-36	19	-216
5.00E+07	1.8		0.01	-120	12	

Fig. 5.68 Risposta a 50 ohm

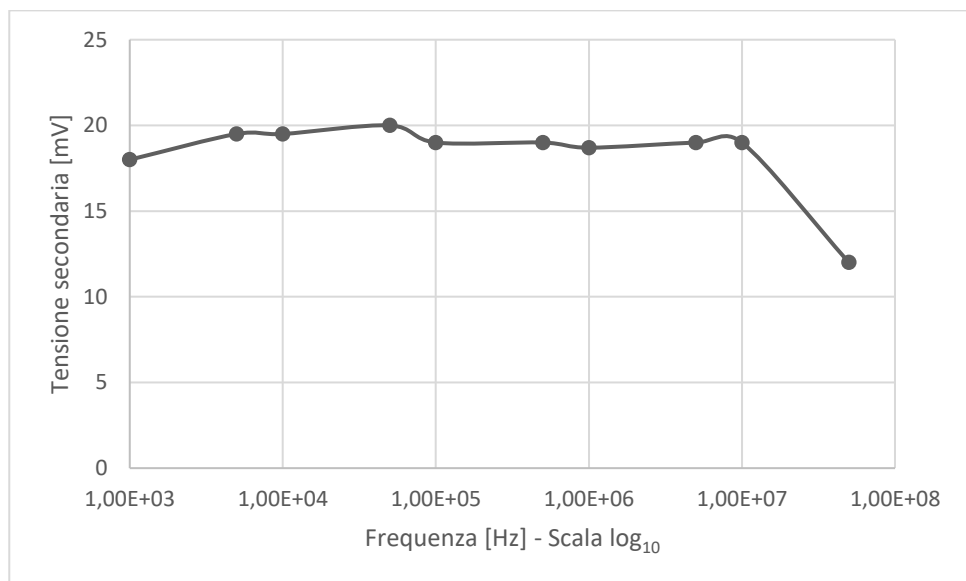


Fig 5.69 andamento modulo tensione secondaria – 50 Ω

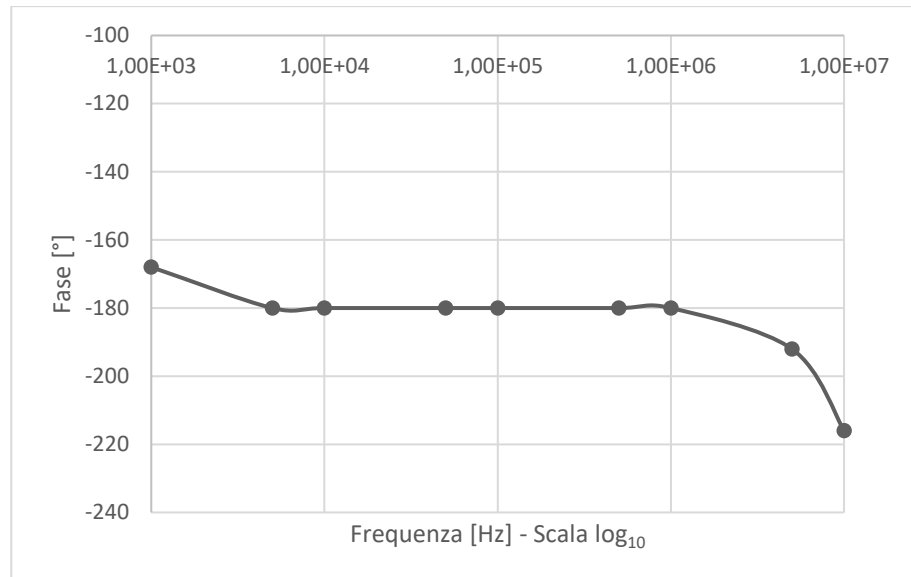


Fig. 5.70 Andamento fase tensione secondaria – 50 Ω

Dalla Figura è possibile osservare come la tensione secondaria si mantenga approssimativamente costante tra 50 kHz e 1 MHz a circa 19 mV. In tale intervallo si può notare in figura 5.70 che la fase si mantiene costante a  $-180^\circ$ , sintomo del fatto che la sonda stia lavorando in piena banda passante. Per valori al di fuori di tale intervallo, si può osservare come inizi a calare il livello di tensione.

Dalla figura 5.69 è possibile notare che a 5 MHz non è stato possibile misurare la fase della tensione in uscita, a causa degli effetti capacitivi troppo marcati.

Di seguito sono riportate le letture dell'oscilloscopio a varie frequenze significative. Si può dunque notare il comportamento delle grandezze prese in esame.

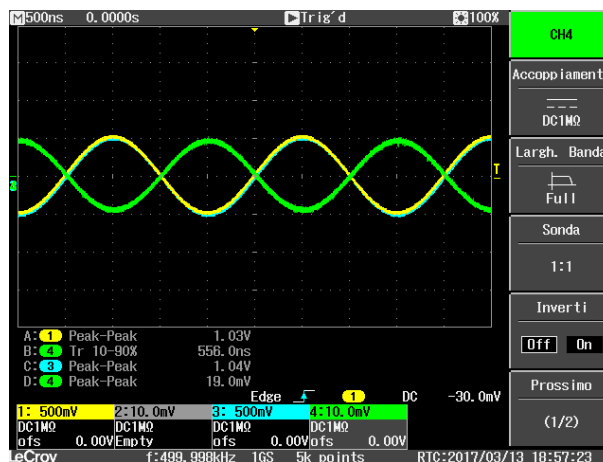


Fig. 5.71 Risposta in banda passante a 500 kHz – 50 Ω

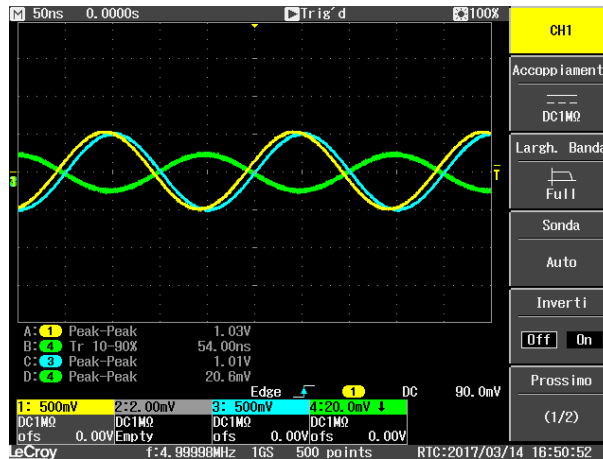


Fig. 5.72 Risposta in banda passante a 5 MHz – 50 Ω

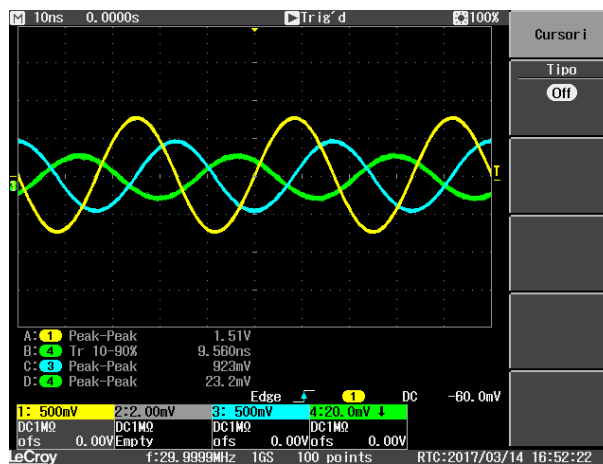


Fig. 5.73 Risposta al di fuori della banda passante a 30 MHz – 50 Ω

Successivamente sono state realizzate misure analoghe per la prova con resistenza di carico 1 MΩ. In figura 5.73 sono riportati i risultati.

Frequenza [Hz]	Tensione primaria		Corrente di carico		Tensione secondaria	
	modulo [V]		modulo [mV]	fase [°]	modulo [mV]	fase [°]
1.00E+03	1.03		0.02	0	38	-97
5.00E+03	1.03		0.02	0	165	-99
1.00E+04	1.03		0.02	0	328	-101
5.00E+04	1.03		0.02	0	1960	-97
1.00E+05	1.03		0.02	-18	9680	-110
5.00E+05	1.03		0.02	0	1070	-270
1.00E+06	0.796		0.02	0	531	-269
5.00E+06	1.03		0.02	-23	101	-284
1.00E+07	1.1		0.02	-36	56	-288
5.00E+07	1.8		0.01	-122	23	

Fig. 5.73 Risultati prova a 1 MΩ

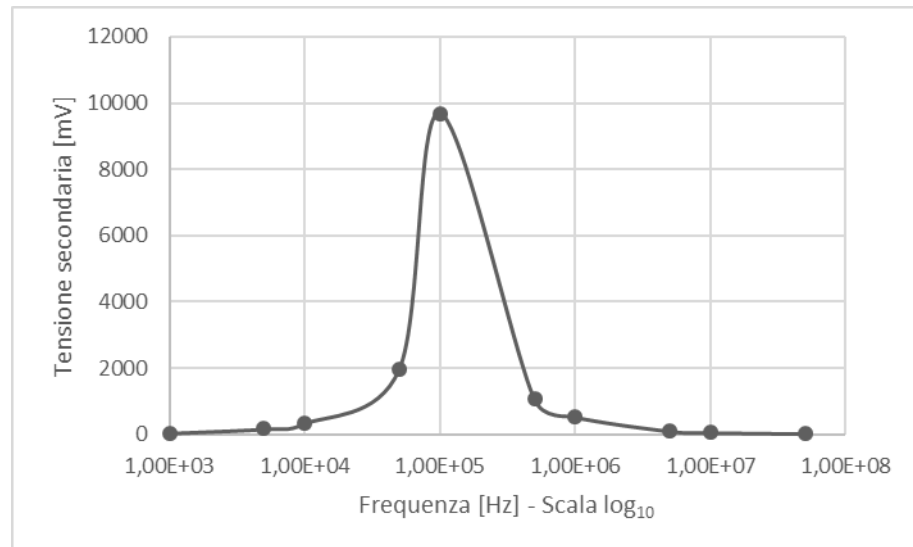


Fig. 5.74 Andamento modulo tensione secondaria – 1 MΩ

Data la natura della prova a “vuoto”, la tensione in uscita risulta essere sensibilmente più elevata del caso a 50 Ω. Si può notare un picco di tensione a 100 kHz.

- *10 spire*

Una volta realizzato l'avvolgimento con 10 spire, si è provveduto a ripetere prove analoghe a quelle precedenti, per avere riscontro tra i risultati ottenuti.

Di seguito sono riportati rispettivamente i risultati di prove a 50 Ω e 1 MΩ, mentre nelle figure che seguono sono riportati gli andamenti della tensione secondaria nei due casi.

Frequenza [Hz]	Tensione primaria		Corrente di carico		Tensione secondaria	
	modulo [V]		modulo [mV]	fase [°]	modulo [mV]	fase [°]
1.00E+03	1.03		0.02	0	9.06	-90
5.00E+03	1.03		0.02	0	35	-115
1.00E+04	1.03		0.02	0	57.5	-129
5.00E+04	1.03		0.02	0	90.6	-173
1.00E+05	1.03		0.02	0	92.1	-180
5.00E+05	1.02		0.02	0	90.6	-180
1.00E+06	1.01		0.02	0	90.6	-180
5.00E+06	1.04		0.02	-18	90.6	-192
1.00E+07	1.09		0.02	-36	89.6	-216
2.00E+07	1.29		0.02	-65	90.8	-244
3.50E+07	1.58		0.016	-100	76.3	-282
5.00E+07	1.76		0.012	-122	60.6	-309

Fig. 5.75 Risultati prova 50 Ω

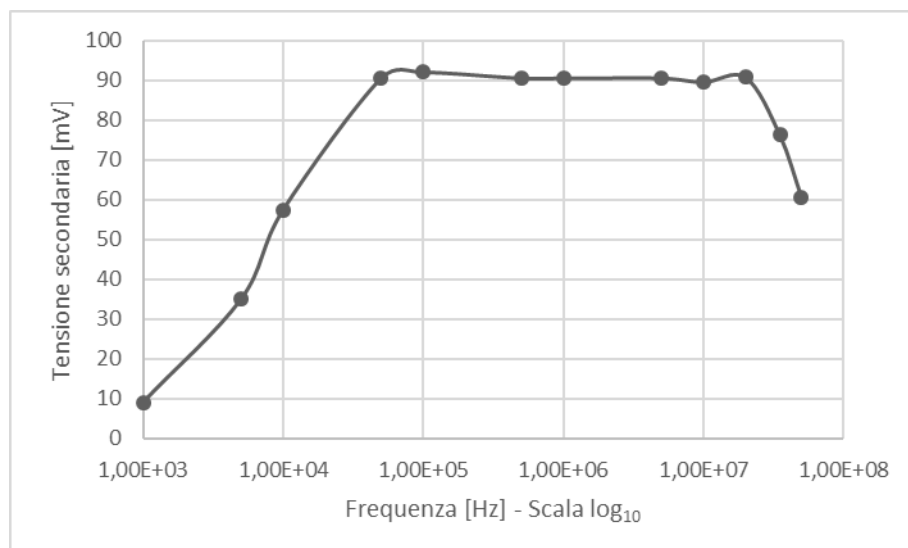


Fig. 5.76 Andamento modulo tensione secondaria – 50 Ω

Frequenza [Hz]	Tensione primaria		Corrente di carico		Tensione secondaria	
	modulo [V]		modulo [mV]	fase [°]	modulo [mV]	fase [°]
1.00E+03	1.01		0.02	0	14	-97
5.00E+03	1.01		0.02	0	40	-90
1.00E+04	1.01		0.02	0	73.4	-90
5.00E+04	1.01		0.02	0	356	-90
1.00E+05	1.01		0.02	0	731	-97
5.00E+05	1.24		0.02	-18	5870	-155
1.00E+06	1.14		0.02	8.6	4120	-220
5.00E+06	1.03		0.02	-14	818	-264
1.00E+07	1.07		0.02	-33	439	-287
2.00E+07	1.27		0.019	-64	225	-309
3.50E+07	1.56		0.017	-100	126	-327
5.00E+07	1.75		0.01	-126	76.2	-342

Fig. 5.77 Risultati prova a 1 MΩ

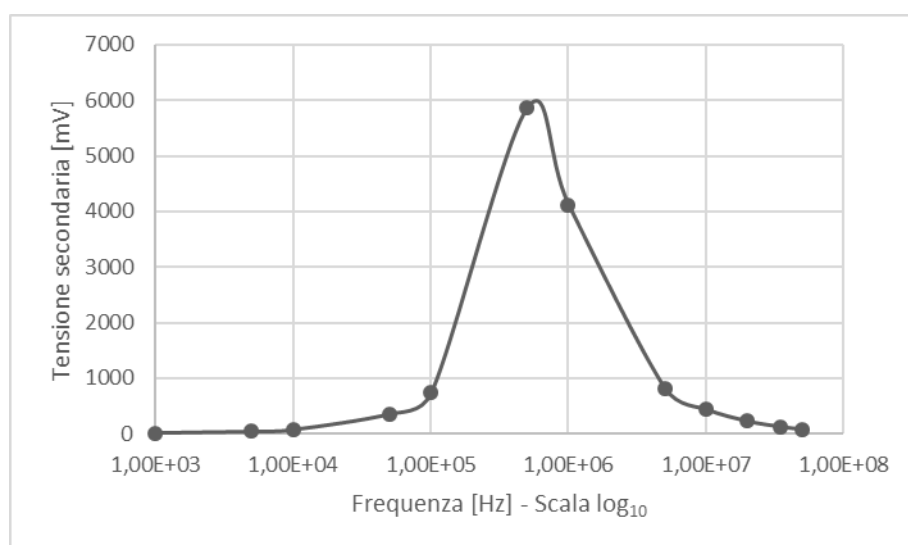


Fig. 5.78 Andamento modulo tensione secondaria – 1 MΩ

Al termine delle prove riportate precedentemente, si è osservato come nella prova a  $50 \Omega$ , è stato possibile individuare la banda passante da circa  $50 \text{ kHz}$  a  $5 \text{ MHz}$ .

La prova a  $1 \text{ M}\Omega$  ha portato all'individuazione di un picco di tensione in prossimità di  $500 \text{ kHz}$ .

- *Da 10 a 1 spira*

Al fine di effettuare un'analisi più approfondita sul comportamento del sensore, è stato deciso di fissare la frequenza di  $100 \text{ kHz}$ , a cui gli effetti della reattanza primaria di dispersione possono essere ancora ipotizzabili trascurabili, per registrare i tipici valori circuitali.

I dati sono riportati in figura 5.79 e figura 5.81, rispettivamente con resistenza di carico secondaria di  $50 \Omega$  e  $1 \text{ M}\Omega$ . I valori sono riportati in funzione del numero di spire secondarie, variato da dieci ad una spira.

Spire secondarie	Tensione primaria	Corrente di carico		Tensione secondaria	
	modulo [V]	modulo [mV]	fase [°]	modulo [mV]	fase [°]
10	1.02	0.02	0	92.1	-180
9	1.01	0.02	0	101	-176
8	1.01	0.02	0	110	-176
7	1.01	0.02	0	121	-169
6	1.01	0.02	0	137	-165
5	1.02	0.02	0	153	-162
4	1.03	0.02	0	170	-154
3	1.02	0.02	0	179	-144
2	1.01	0.02	0	168	-126
1	1.02	0.02	0	128	-111

Fig. 5.79 Risultati prova a  $100 \text{ kHz} - 50 \Omega$

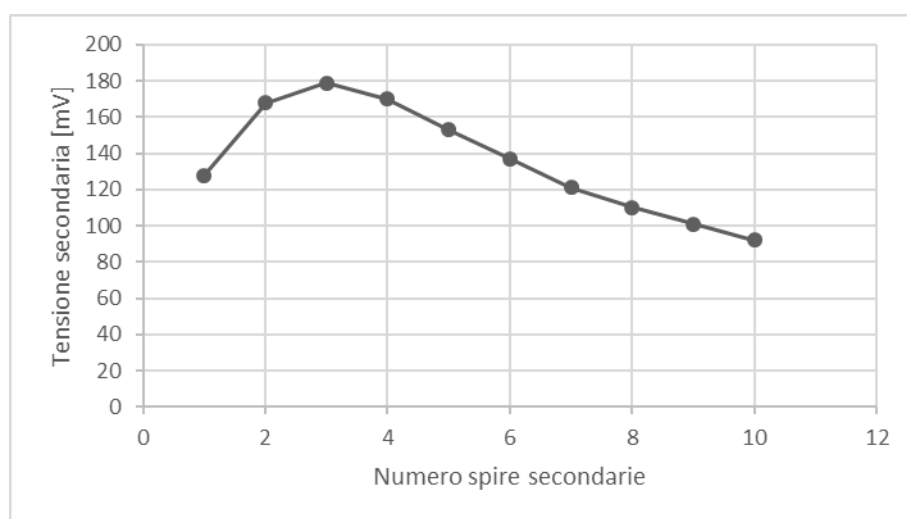


Fig. 5.80 Andamento modulo tensione secondaria a  $100 \text{ kHz} - 50 \Omega$

La prova ha consentito di individuare che a 100 kHz il sensore fornisce la massima tensione secondaria con un avvolgimento secondario di 3 spire, come visibile in figura 5.80.

Spire secondarie	Tensione primaria	Corrente di carico		Tensione secondaria	
	modulo [V]	modulo [mV]	fase [°]	modulo [mV]	fase [°]
10	1.01	0.02	0	750	-97
9	1.01	0.02	0	687	-97
8	1.01	0.02	0	625	-97
7	1.01	0.02	0	537	-97
6	1.01	0.02	0	475	-97
5	1.01	0.02	0	406	-97
4	1.01	0.02	0	337	-100
3	1.01	0.02	0	275	-100
2	1.01	0.02	0	201	-93
1	1	0.02	0	134	-98

Fig. 5.81 Risultati prova a 100 kHz – 1 M $\Omega$

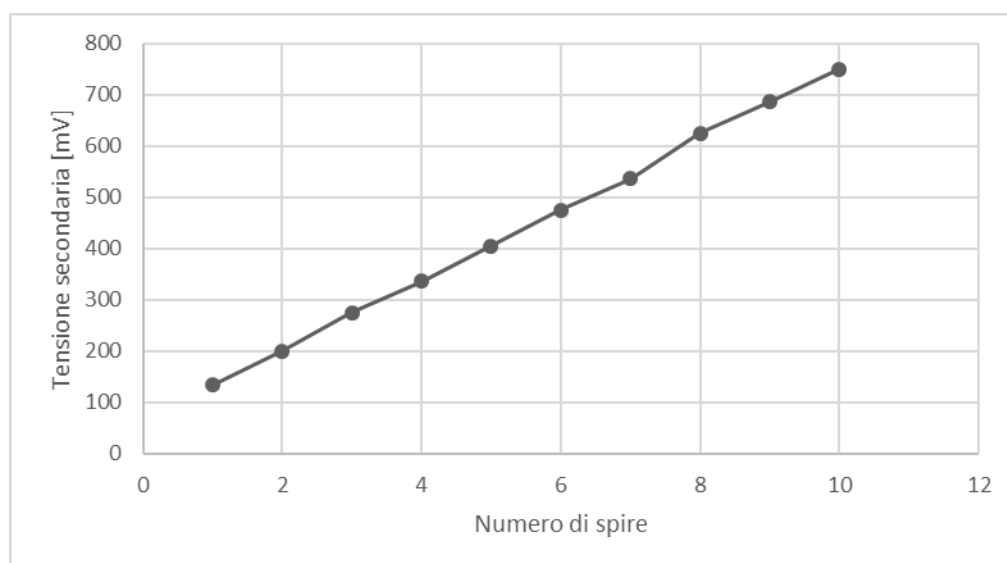


Fig. 5.82 Andamento modulo tensione secondaria a 100 kHz – 1 M $\Omega$

Le prova sopra riportata illustra come la tensione secondaria aumenti in modo pressoché lineare all'aumentare del numero di spire.

- Onda quadra

La prova è stata effettuata con avvolgimenti da 50 e 10 spire per avere un confronto tra due diverse configurazioni dell'avvolgimento. I parametri scelti per effettuare le prove sono stati:

- Frequenza di 100 kHz;
- Carico da 50  $\Omega$  o 1 M $\Omega$ .

L'oggetto di studio della prova è stato il rise-time tra il 10% e il 90% del valore massimo della tensione secondaria. Lo scopo di questa prova è stato valutare la frequenza massima di risposta nei due differenti casi in esame.

Numero spire	Resistenza carico	rise-time [ns]	frequenza risposta [MHz]
50	50 $\Omega$	12	83.3
50	1 M $\Omega$	1900	0.526
10	50 $\Omega$	8.2	122
10	1 M $\Omega$	247	4.05

Fig. 5.83 Risposta onda quadra a 100 kHz

Le figure riportate di seguito rappresentano i dati riportati in figura 5.83 sullo schermo dell'oscilloscopio.

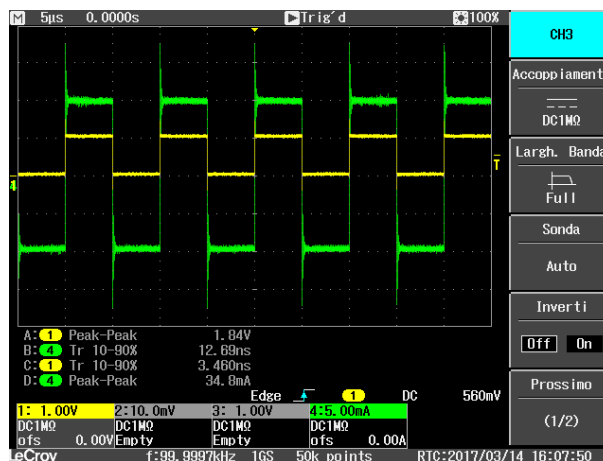


Fig 5.84 Onda quadra 100 kHz – 50  $\Omega$  - 50 spire

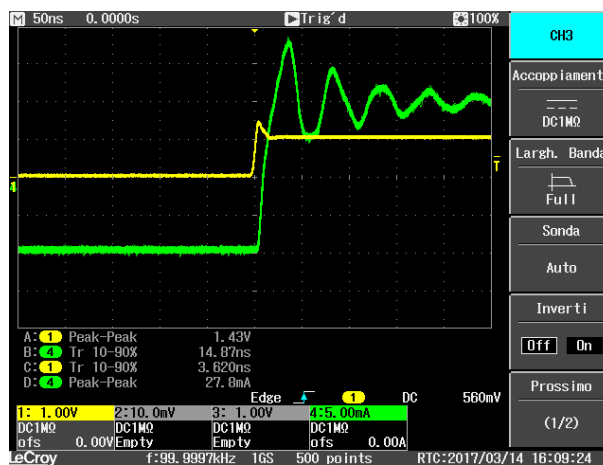


Fig. 5.85 ingrandimento della salita

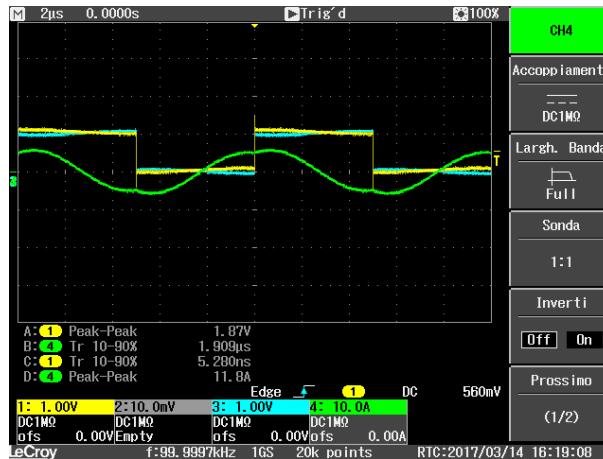


Fig. 5.86 Onda quadra 100 kHz – 1 MΩ - 50 spire

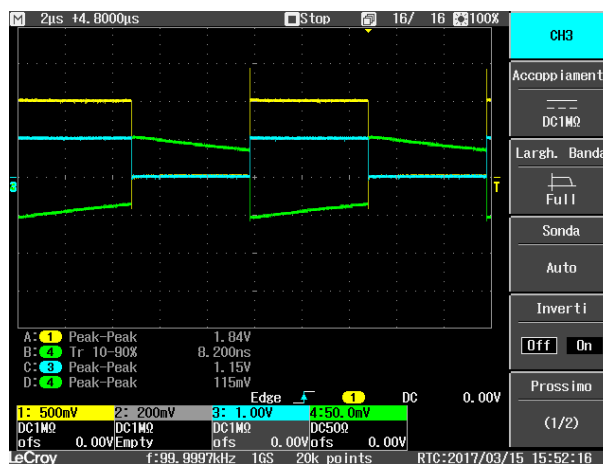


Fig. 5.87 Onda quadra 100 kHz – 50 Ω - 10 spire

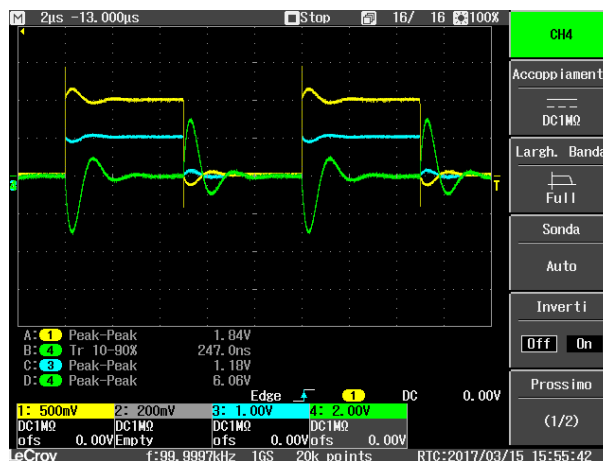


Fig. 5.88 Onda quadra 100 kHz – 1 MΩ - 10 spire

Dai dati sopra riportati si può concludere che la risposta con accoppiamento 1 MΩ non è stabile alla frequenza di 100 kHz. Da Figura 5.87 si può vedere come la forma d'onda di uscita non abbia il tempo di tornare a 0 prima del fronte d'onda successivo. La stessa prova è

stata ripetuta a 10 kHz, la risposta è riportata in Figura 5.89. Si nota come in tal caso la tensione di uscita raggiunga lo 0.

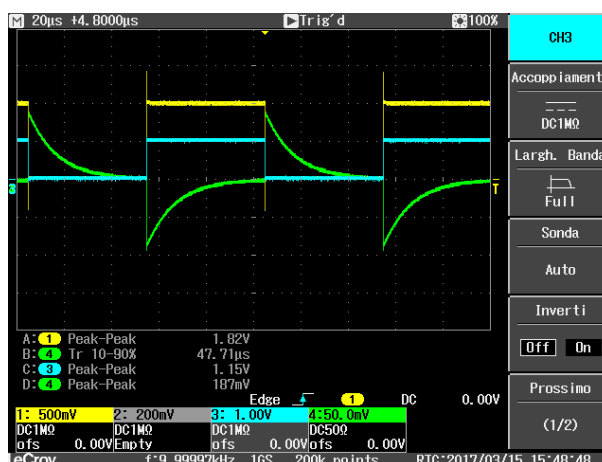


Fig 5.89 Onda quadra 10 kHz – 50  $\Omega$  - 10 spire

- Prova ad impulso

La prova ad impulso su ferrite toroidale è stata effettuata in diverse condizioni:

- Carico 50  $\Omega$  e 1 M $\Omega$ ;
- Carica 100 pC e 1000 pC;
- Numero di spire variabile: 50, 10 e 3.

In figura 5.86 e figura 5.88 sono riportati i risultati delle misure.

$N_2$	Q [pC]	$t_{10\%-90\%}$ [ns]	tesaurimento [ns]	$V_{2\_MAX}$ [mV]	$V_{2\_MIN}$ [mV]	$V_{2PICCO}$
50	1000	30.74	800	8.38	9.43	9.43
10	100	24	1360	8.9	9.1	9.1
3	100	26	760	16	19	19
3	1000	32	752	82	100	100

Fig. 5.86 Risultati prova ad impulso con carico 50  $\Omega$



Fig. 5.87 impulsi a 50 spire (10 pc)

N <sub>2</sub>	Q [pC]	t <sub>10%-90%</sub> [ns]	t <sub>esaurimento</sub> [ns]	V <sub>2_MAX</sub> [mV]	V <sub>2_MIN</sub> [mV]	V <sub>2PICCO</sub>
10	100	23.5	1420	76.3	9.6	76.3
3	100	26	800	32	92	92
3	1000	32	800	240	508	508

Fig. 5.88 Risultati prova ad impulso con carico 1 MΩ

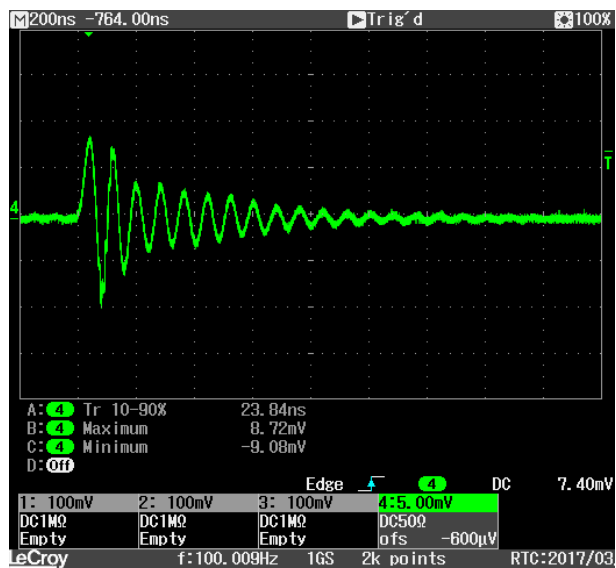


Fig. 5.89 impulsi a 10 spire (100 pC) – 50 Ω

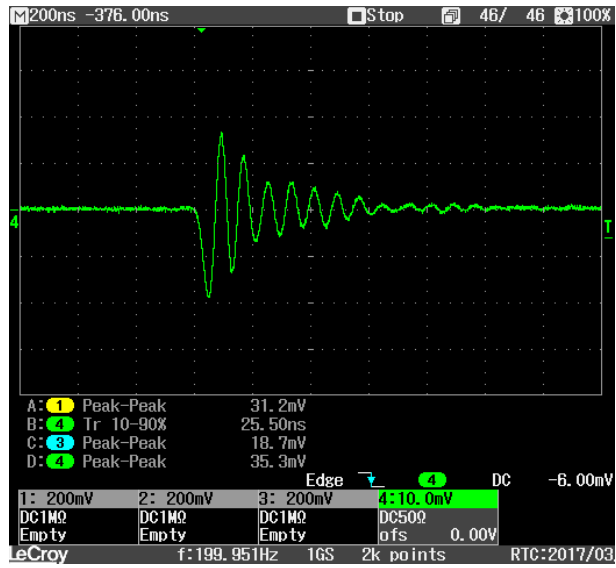


Fig. 5.90: Impulsi a 50 spire (1000 pC) e 10 spire (100 pC) – 50 Ω



Fig. 5.91 Impulsi a 3 spire (100 pC) – 50 Ω

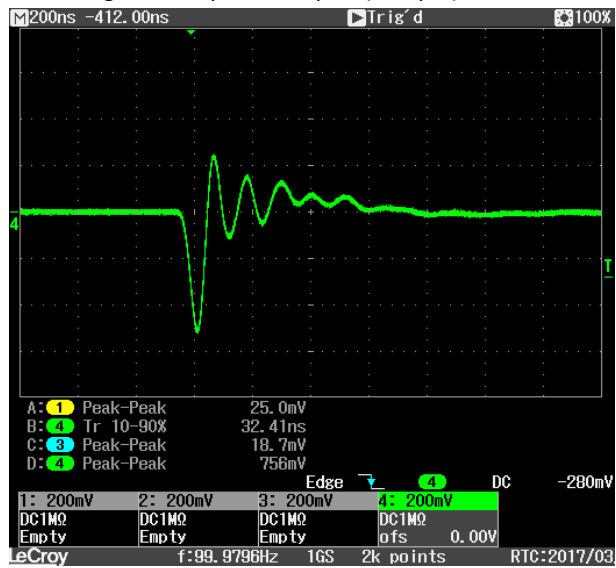


Fig. 5.92 Impulsi a 3 spire (1000 pC) – 1 MΩ



Fig. 5.93 Impulso a 10 spire (100 pC) – 1 MΩ

Dalle prove sopra riportate si è concluso che il rise-time si mantiene pressoché costante nei diversi casi, mentre il valore di picco massimo della tensione secondaria risulta aumentare al calare del numero di spire sia nella prova da 50 Ω che nella prova ad 1 MΩ.

#### 5.2.4 FERRITE CLAMP

- Realizzazione

La ferrite “clamp” utilizzata nelle prove in laboratorio presenta i parametri geometrici mostrati in figura:

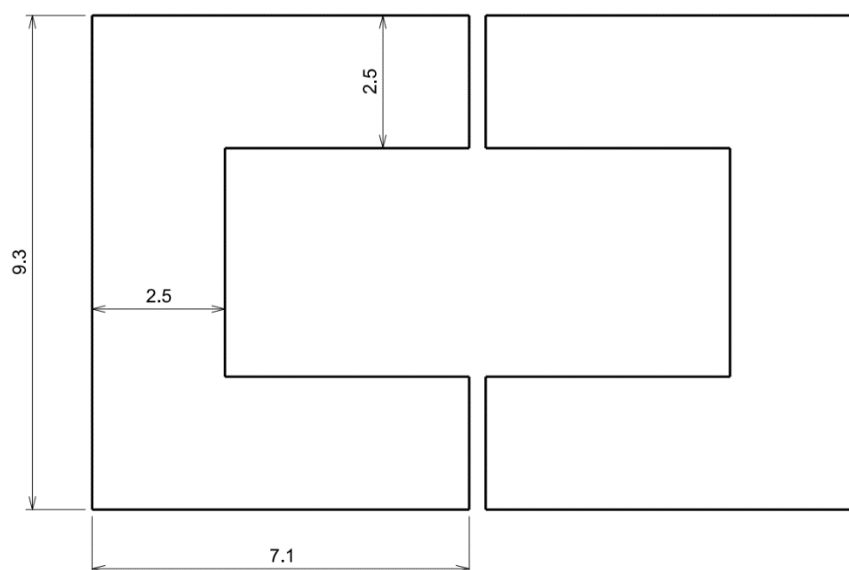


Fig. 5.94: Dimensioni geometriche sonda clamp – misure in centimetri

Inoltre:

- Altezza ferrite: 3 cm;
- Numero di spire secondarie: è stato variato per evidenziare le variazioni nella risposta dello strumento nelle varie prove;
- Resistenza di carico: 50  $\Omega$  o 1 M $\Omega$  a seconda del tipo di prova;
- Nucleo "clamp".

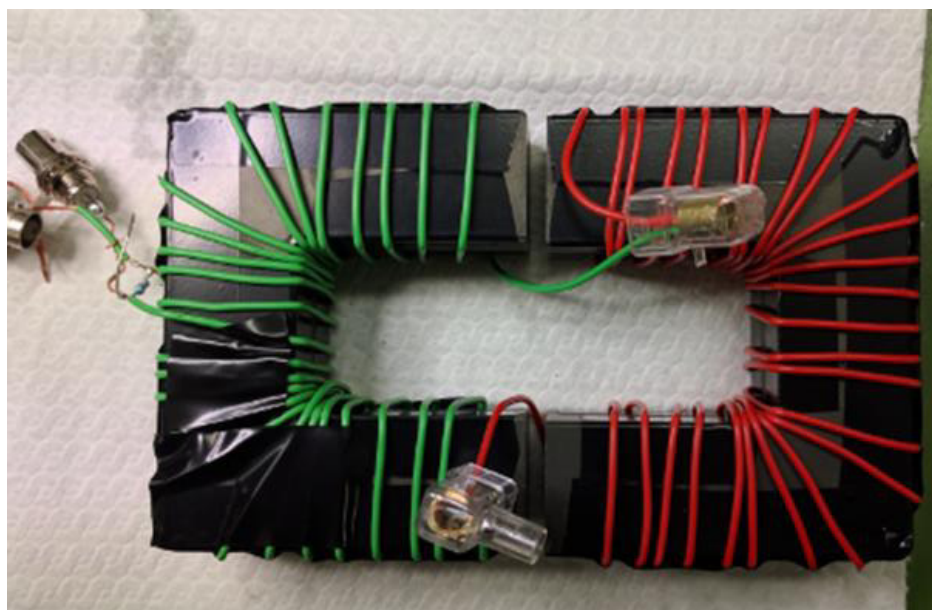


Figura 5.95 Ferrite clamp con 50 spire secondarie

Si è provveduto, una volta realizzato l'avvolgimento secondario utilizzando conduttore ricoperto da guaina isolante, a saldare le estremità dell'avvolgimento ad un connettore BNC per consentire la connessione con i circuiti di prova.

Individuazione banda passante

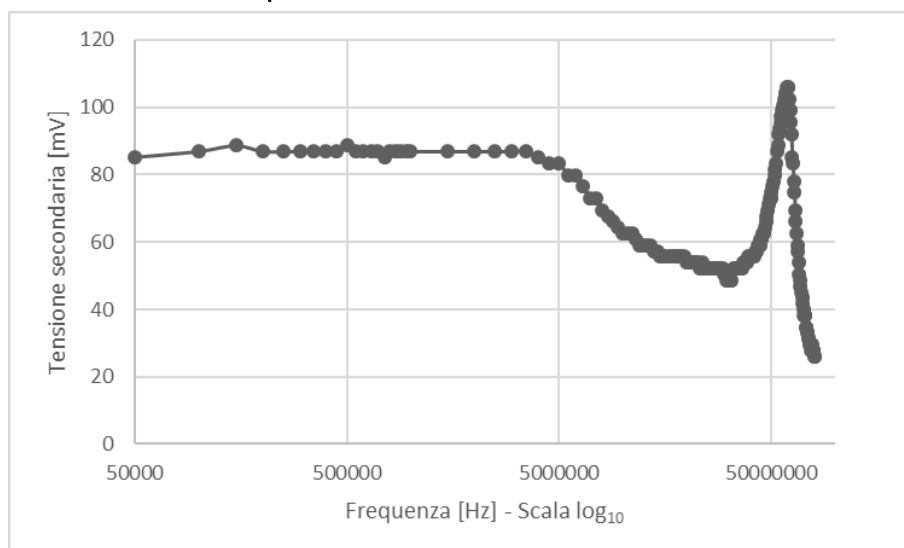


Fig 5.96: 10 spire

- Prova sinusoidale

Le prove su questa ferrite hanno riguardato due frequenze in particolare:

- 100 kHz;
- 5 MHz.

Entrambe le frequenze sono state provate con resistenza di carico da 50  $\Omega$  e 1 M $\Omega$ .

Lo scopo di queste prove è stato graficare la variazione del comportamento del sensore in funzione del numero di spire secondarie.

Sono stati scelti due valori di frequenza ritenuti significativi per le misure effettuate in quanto a 100 kHz sono stati ipotizzati trascurabili gli effetti reattivi data la bassa  $\omega$ , mentre a 5 MHz si è ritenuto che i parametri reattivi iniziassero a giocare un ruolo importante. Quest'ultima considerazione ha trovato riscontro nelle prove, come visibile dallo sfasamento di circa 18° della corrente primaria in ritardo rispetto alla fase della tensione primaria mostrato in figura 5.97. Tuttavia a 5 MHz gli effetti reattivi non sono stati eccessivamente marcati da rendere impossibile l'acquisizione di dati rilevanti.

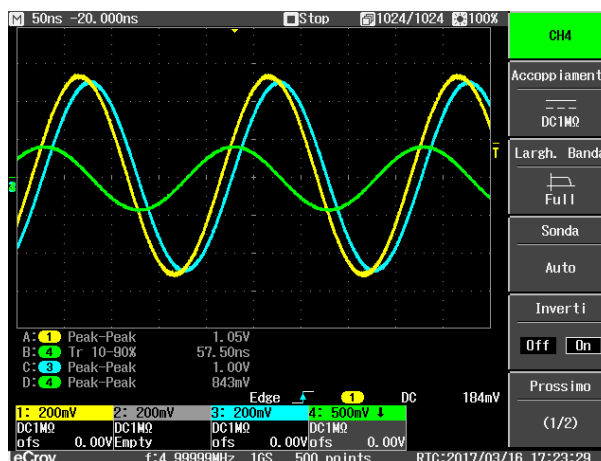


Fig. 5.97 Comportamento a 5 MHz con 10 spire secondarie

Si riportano i dati relativi alle prove effettuate.

La prima prova analizzata è stata effettuata a 100 kHz con resistenza di carico da 50  $\Omega$ .

Numero spire	V <sub>GEN</sub> [V]	I <sub>P</sub> [A]	V <sub>FERRITE</sub> [mV]
50	1.01	0.02	20.7
20	1.01	0.02	43.7
18	1.01	0.02	55.6
16	1.01	0.02	61.2
14	1.01	0.02	67.5
12	1.01	0.02	78.1
10	1.02	0.02	88.1
8	1.01	0.02	106
6	1.02	0.02	128
4	1.03	0.02	171
2	1.03	0.02	151
1	1.03	0.02	139

Fig. 5.98 Risultati a 100 kHz con resistenza di carico 50 Ω

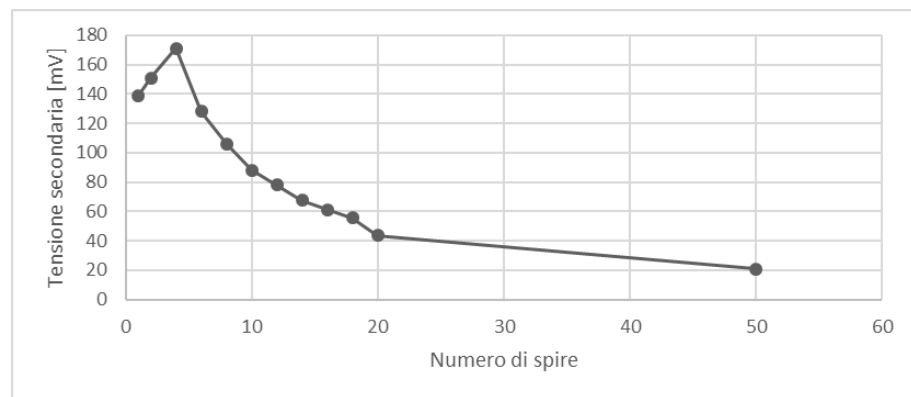


Fig 5.99: Andamento tensione secondaria al variare del numero di spire a 100 kHz

Dai dati raccolti è possibile notare che la tensione presenta un picco massimo a 4 spire, dunque è stato individuato il numero di spire ottimale ai fini di ottenere il massimo segnale in uscita.

La seconda prova analizzata è stata effettuata a 100 kHz con resistenza di carico 1 MΩ.

Numero spire	V <sub>GEN</sub> [V]	I <sub>P</sub> [A]	V <sub>FERRITE</sub> [mV]
50	1.03	0.02	9000
20	1.01	0.02	2120
18	1.01	0.02	1590
16	1.01	0.02	1460
14	1.01	0.02	1210
12	1.01	0.02	1010
10	1.01	0.02	890
8	1.01	0.02	600
6	1.01	0.02	415
4	1.01	0.02	400
2	1.01	0.02	179
1	1.01	0.02	151

Fig. 5.100 Risultati a 100 kHz con resistenza di carico 1 M $\Omega$

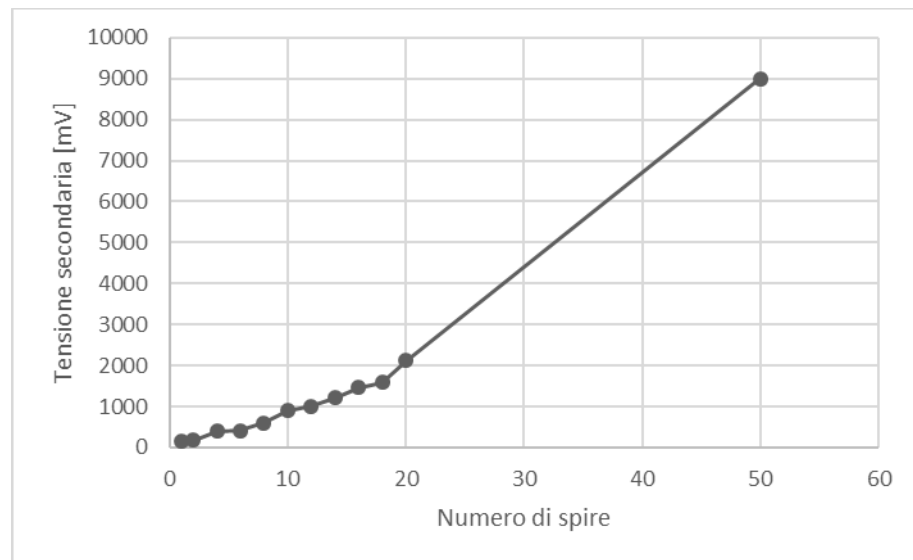


Fig. 5.101 Andamento tensione secondaria al variare del numero di spire a 100 kHz

Come ipotizzato in fase di progettazione, la tensione in uscita è aumentata all'aumentare del numero di spire nella prova "a vuoto". La prova successiva è stata effettuata a 5 MHz con resistenza di carico 50  $\Omega$ .

Numero spire	V <sub>GEN</sub> [V]	I <sub>P</sub> [A]	V <sub>FERRITE</sub> [mV]
50	1.04	0.02	19.4
20	1.03	0.02	48.7
18	1.03	0.02	54.3
16	1.03	0.02	59.3
14	1.03	0.02	67
12	1.04	0.02	78.1
10	1.08	0.02	85.8
8	1.09	0.02	103
6	1.08	0.02	131
4	1.1	0.02	171
2	1.09	0.02	179
1	1.11	0.02	243

Fig 5.102 Risultati a 5 MHz con resistenza di carico 50 Ω

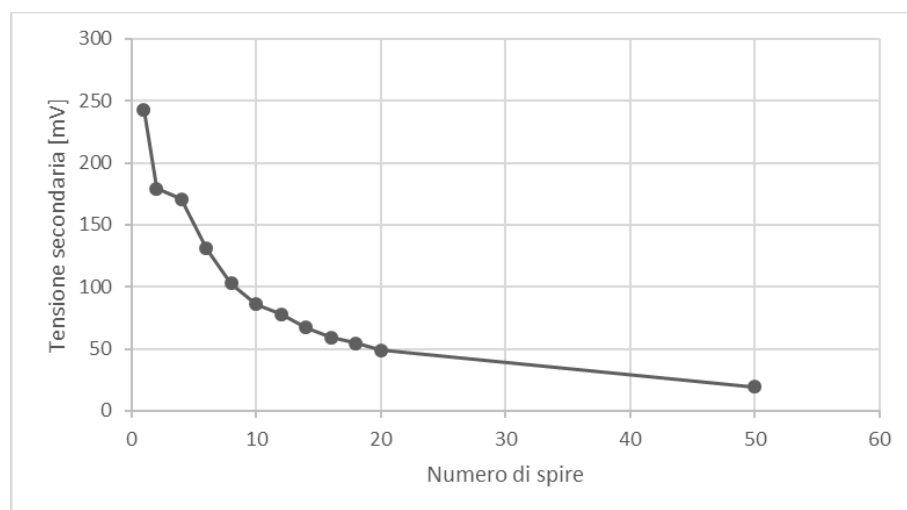


Fig 5.103: Andamento tensione secondaria al variare del numero di spire a 5 MHz

La prova ha evidenziato una continua diminuzione della tensione all'aumentare del numero di spire secondarie.

L'ultima prova è stata effettuata a 5 MHz con resistenza di carico da 50 Ω.

Numero spire	V <sub>GEN</sub> [V]	I <sub>P</sub> [A]	V <sub>FERRITE</sub> [mV]
50	1.1	0.019	325
20	1.03	0.02	368
18	1.04	0.02	468
16	1.03	0.02	500
14	1.03	0.02	593
12	1.03	0.02	681
10	1.08	0.02	843
8	1.08	0.019	1040
6	1.04	0.02	1180
4	1.06	0.019	1150
2	1.11	0.019	768
1	1.11	0.018	512

Fig. 5.104 Risultati a 5 MHz con resistenza di carico 1 MΩ

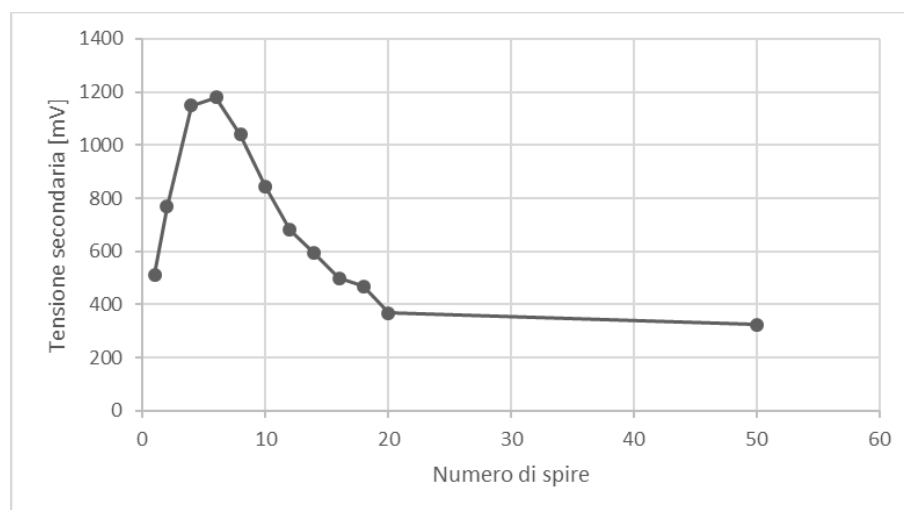


Fig 5.105: Andamento tensione secondaria al variare del numero di spire a 5 MHz

Questa prova ha evidenziato un picco della tensione di uscita a 6 spire. Nelle figure seguenti sono riportate le prove nel caso specifico di 8 spire nelle quattro prove precedentemente descritte. Analoghe prove sono state realizzate per tutti i valori di spire secondarie riportati nelle tabelle precedenti.

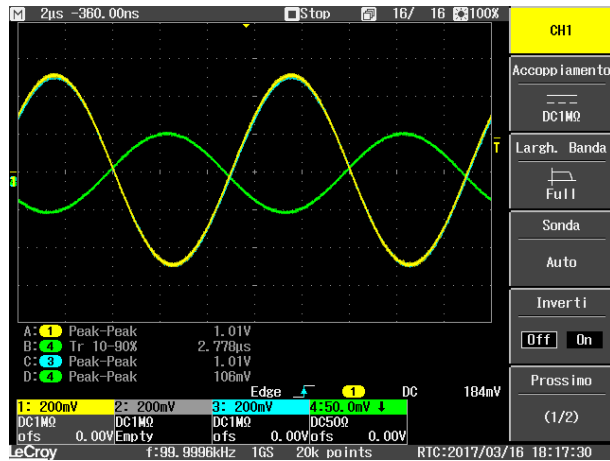


Fig 5.106 Prova 100 kHz – 50 Ω

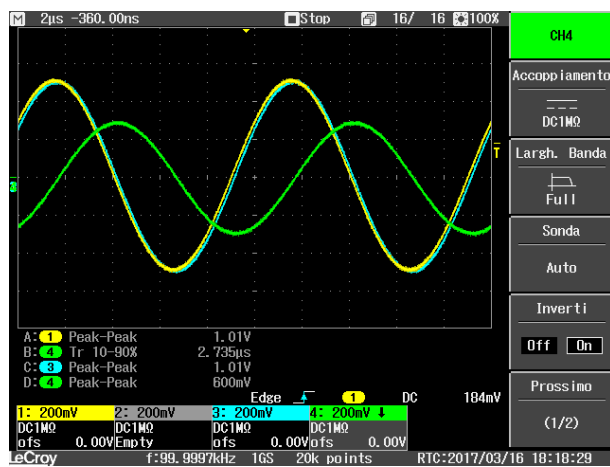


Fig 5.107 Prova 100 kHz – 1 MΩ

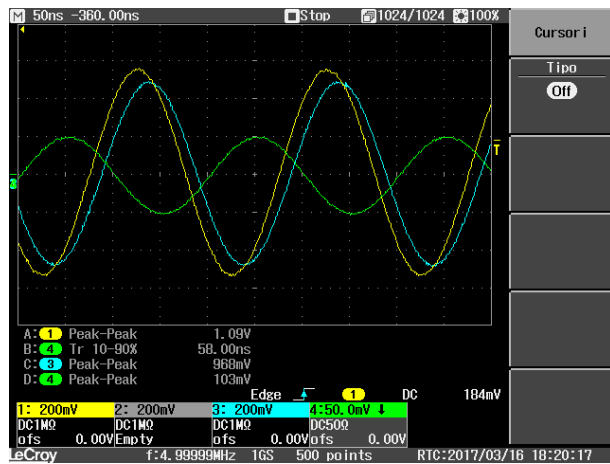


Fig 5.108: Prova 5 MHz – 50 Ω

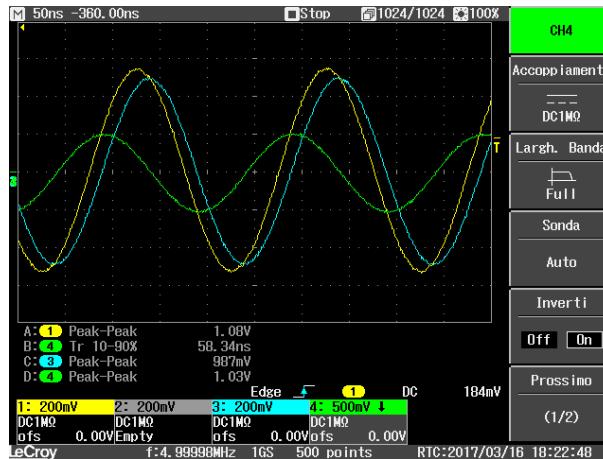


Fig 5.109 Prova 5 MHz – 1 MΩ

Con la ferrite clamp, grazie alla possibilità di variare l'ampiezza del traferro, è stato possibile effettuare delle valutazioni aggiuntive riguardo all'influenza di effetti capacitivi. Si è osservata la variazione di risposta con e senza la presenza di traferro alle frequenze di 100 kHz e 5 MHz con accoppiamento 50 Ω e 1 MΩ. Di seguito si riportano le risposte per 8 avvolgimenti. A sinistra sono riportate le risposte con le due parti di ferrite a contatto, mentre a destra sono riportate le misure in presenza di traferro. Analoghe prove sono state effettuate per tutti i numeri di spire riportati precedentemente.

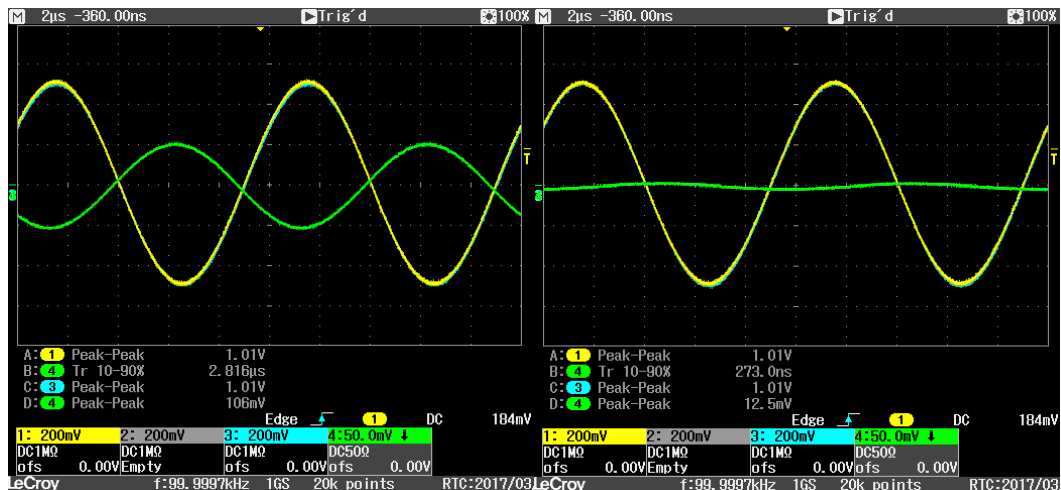


Fig 5.110 Risposta 100 kHz – 50 Ω

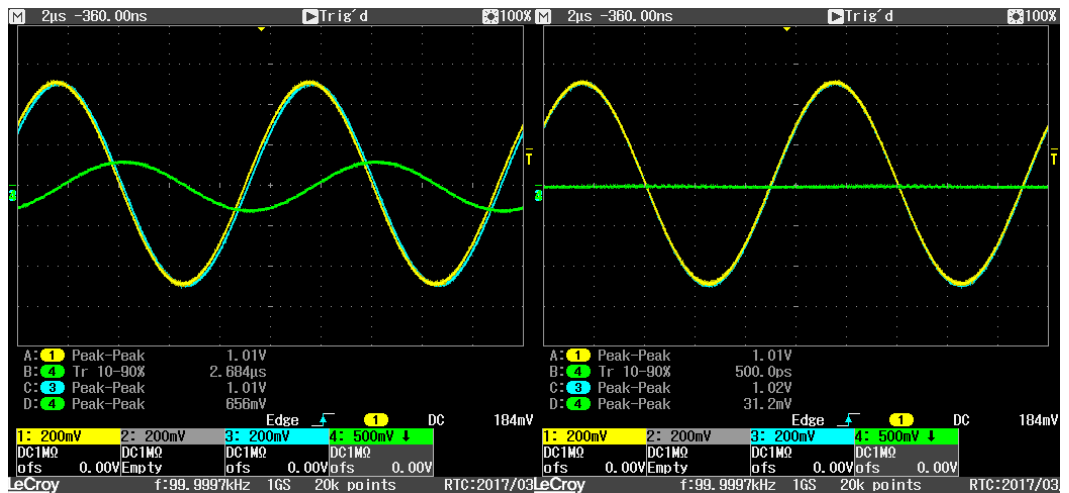


Figura 5.111: Risposta 100 kHz – 1 MΩ

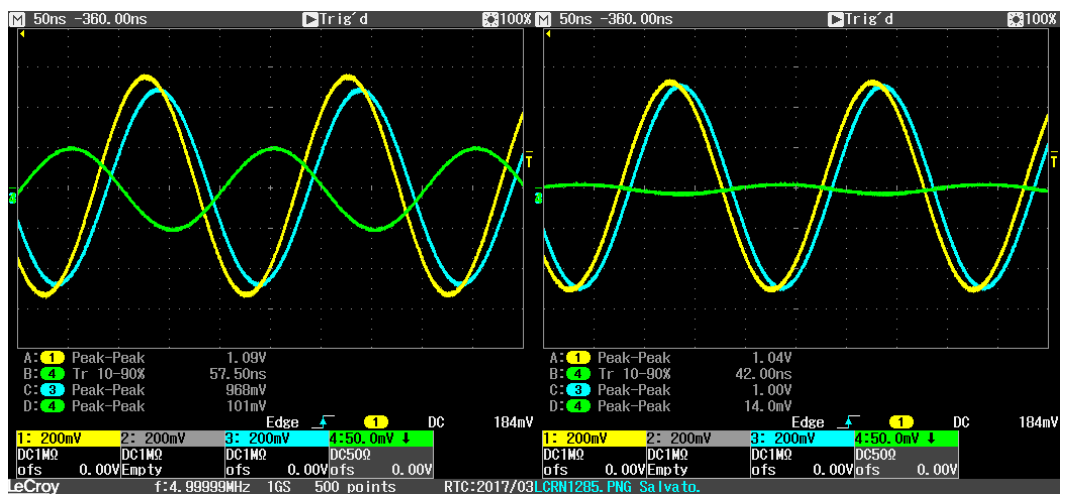


Fig. 5.112 Risposta 5 MHz – 50 Ω

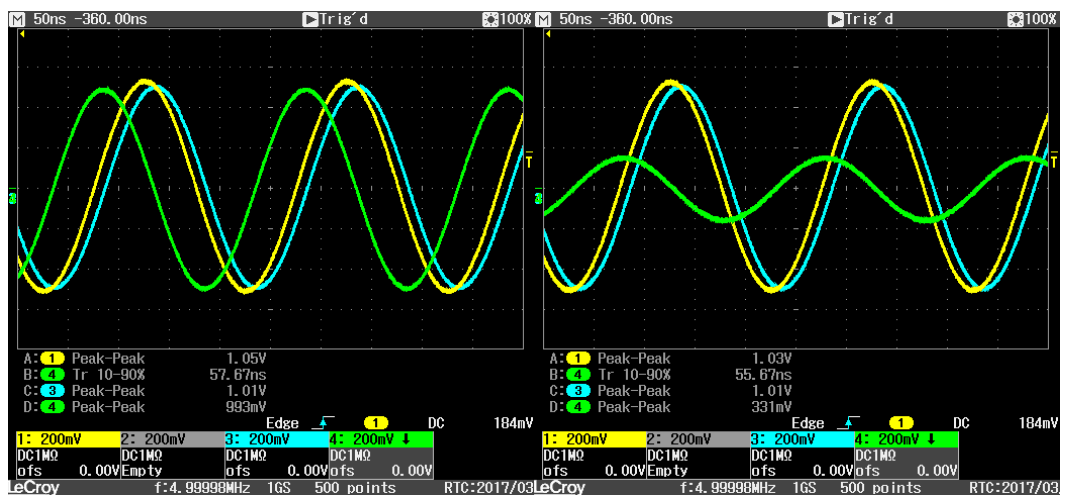


Fig. 5.113: Risposta 5 MHz – 1 MΩ

Si può osservare come a 100 kHz la tensione in uscita si riduca drasticamente all'aumentare del traferro, mentre a 5 MHz ciò avviene in modo meno marcato per via degli effetti capacitivi. Questa prova è

stata svolta al fine di evidenziare tali effetti al variare della frequenza, infatti in assenza di quest'ultimi la tensione in uscita dovrebbe annullarsi all'aumentare del traferro.

#### Prova ad impulso

La prova ad impulso di seguito riportata è stata effettuata con settaggio del calibratore a 1000 pC. Tuttavia si è osservato che per avvolgimenti con numero di spire inferiore a 10, sarebbe stato possibile captare impulsi da 100 pC mantenendo un buon SNR.

Nelle Figure 5.114 e 5.116 sono riportati i risultati delle prove effettuate. È stato anche messo in evidenza il valore di tensione massimo registrato visto l'interesse per il calcolo dell'SNR.

L'andamento del valore di tensione massimo è graficato in Fig e Fig al variare del numero di spire. Si può notare come il valore nel caso a 50 Ω presenti una diminuzione all'aumentare del numero di spire mentre, nel caso ad 1 MΩ, si sia registrato un picco massimo a 4 e 6 spire.

N <sub>2</sub>	t <sub>10%-90%</sub> [ns]	t <sub>esaurimento</sub> [μs]	V <sub>2_MAX</sub> [mV]	V <sub>2_MIN</sub> [mV]	V <sub>2_PICCO</sub>
50	34	1.49	13	6	13
20	35	0.5	20	20	20
18	11	0.6	28	30	30
16	31	0.85	26	26	26
14	32	0.71	34	34	34
12	31	0.84	26	39	39
10	20	0.7	36	26	36
8	24	0.75	42	31	42
6	37	1	53	40	53
4	44	0.7	70	50	70
2	36	1	100	65	100
1	37	0.82	115	70	115

Fig 5.114: Risultati impulso a 50 Ω

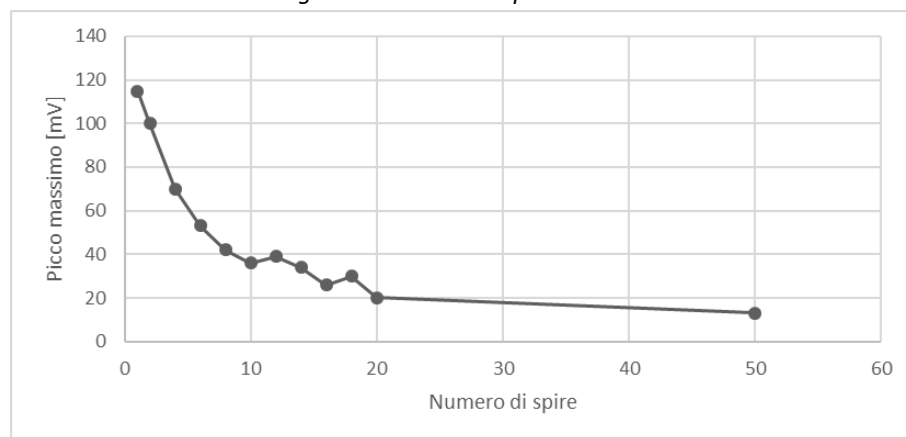


Fig 5.115: Andamento picco massimo di tensione con numero spire con 50 Ω

Numero spire	t <sub>10%-90%</sub> [ns]	t <sub>esaurimento</sub> [μs]	V <sub>2_MAX</sub> [mV]	V <sub>2_MIN</sub> [mV]	V <sub>2_PICCO</sub>
50	26	136	140	70	140
20	48	25.3	218	16.6	218
18	26.5	11.5	279	21	279
16	33	8	0	333	333
14	36	7.5	0	341	341
12	141	5.8	0	387	387
10	42.5	3.2	420	0	420
8	44	3.1	462	90	462
6	40	1.13	520	190	520
4	40	0.9	520	295	520
2	36	0.76	400	287	400
1	36	1	283	183	283

Fig. 5.116: Risultati impulso a 1 MΩ

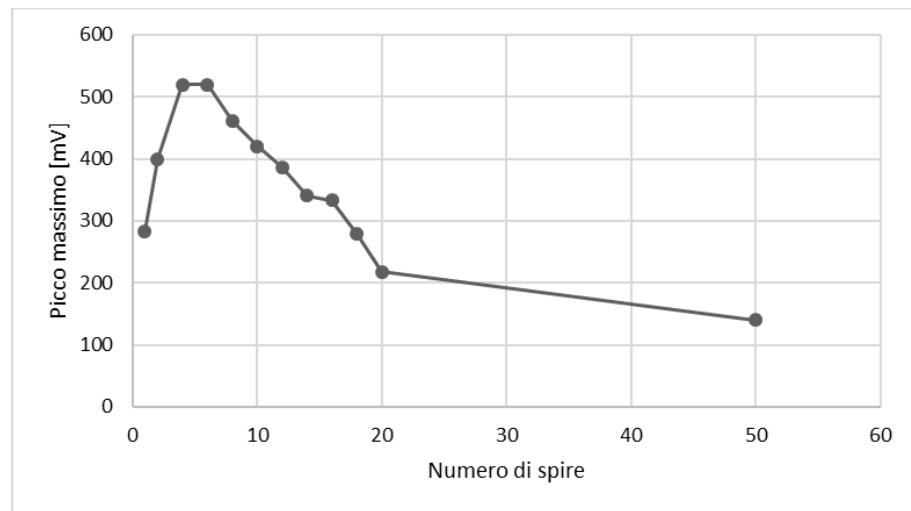


Fig 5.117: Andamento picco massimo di tensione con numero spire con 1 MΩ

In fig 5.115 e 5.117 sono riportati gli impulsi a 50 Ω e 1 MΩ con carica a 1000 pC e sei spire secondarie. Si nota la diversa ampiezza nei due casi dovuta al diverso accoppiamento.



Fig 5.118: Impulso a 50 Ω

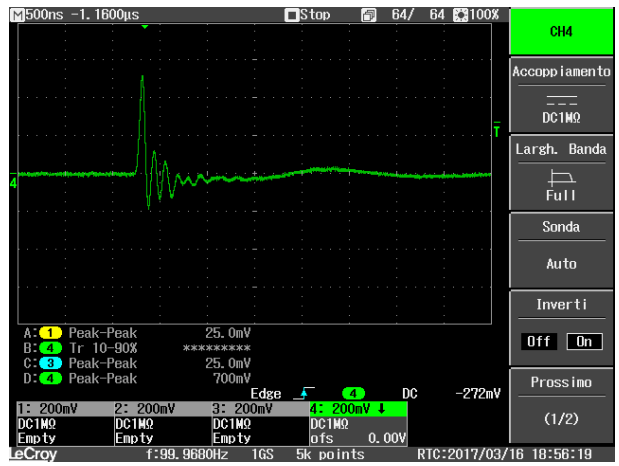


Figura 5.119 Impulso a 1 MΩ

### 5.3 SONDA DI ROGOWSKI

[18] Per ricavare la funzione di trasferimento tipico si è partiti dal circuito equivalente.

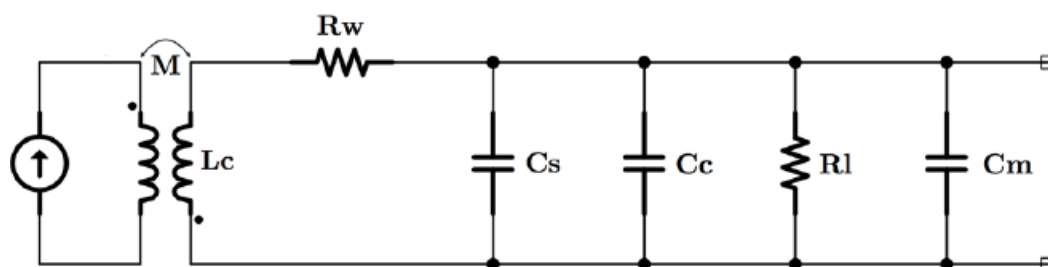


Fig. 5.120 Circuito equivalente Sonda di Rogowski

- M mutua induttanza che lega la corrente che scorre nel conduttore e quella nell'avvolgimento della Rogowski;
- Lc induttanza propria sonda;
- Rw resistenza filo di rame;
- Cs effetto capacità che viene a crearsi tra avvolgimento e spira di ritorno;
- Rl resistenza di carico;
- Cm capacità del sistema di misura

Per ricavare la funzione di trasferimento in modo più agevole, conviene adottare uno schema semplificato. Lo schema di riferimento diventa:

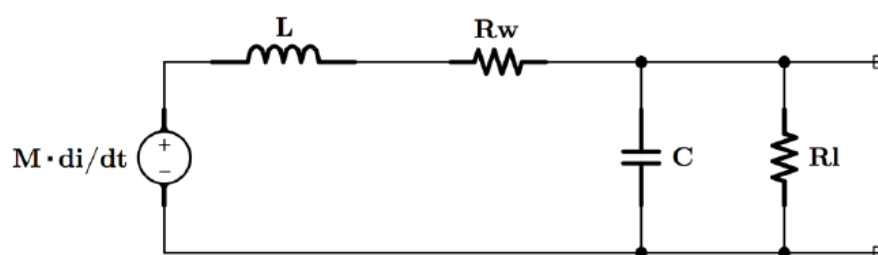


Fig. 5.120 Circuito semplificato

Trasformato secondo Laplace:

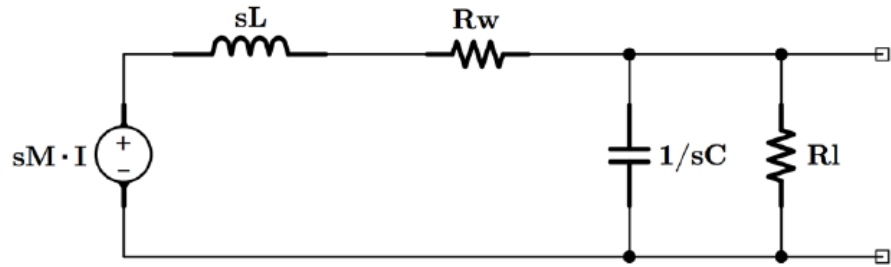


Fig. 5.122 Circuito trasformato secondo Laplace

La funzione di trasferimento risulta:

$$G(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = \frac{M}{LC} \cdot \frac{s}{s^2 + \left(\frac{1}{R_L C} + \frac{R_W}{L}\right)s + \frac{1}{LC} \left(\frac{R_W}{R_L} + 1\right)} \quad \text{Eq. 5.4}$$

Ci si aspetta perciò il comportamento tipico di un circuito del secondo ordine; come si può vedere dal diagramma di Bode la risposta è di tipo passa-banda e presenta un picco di risonanza.

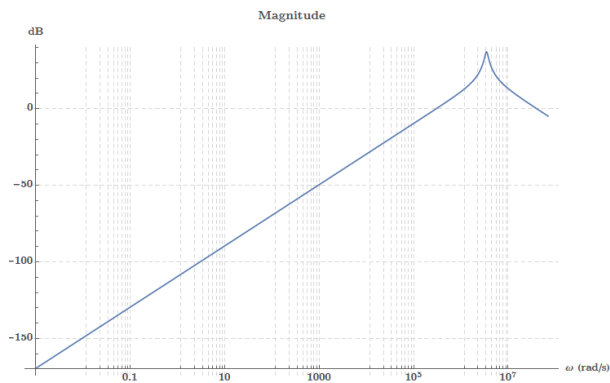


Fig. 5.123 diagramma di Bode – modulo

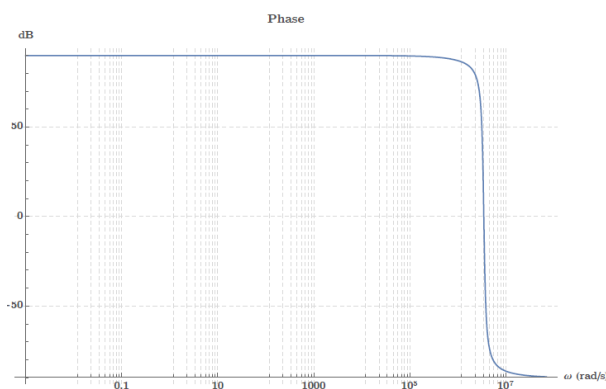


Fig. 5.124 Diagramma di Bode - fase

Il denominatore si può scrivere nella forma:

$$s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2 \quad \text{Eq. 5.5}$$

In cui possono essere identificati i due parametri che caratterizzano la risposta del sistema.

### 5.3.1 ESPRESSIONI PER CALCOLARE I PARAMETRI GEOMETRICI

Le grandezze che influenzano il comportamento della sonda, ossia la mutua induttanza  $M$ , la resistenza  $R_w$ , l'induttanza propria  $L$  e la capacità  $C$ , possono essere calcolate in base alle dimensioni della bobina.

La geometria della sonda può essere espressa in modo univoco a partire da alcuni parametri, in funzione dei quali verranno sviluppate le relazioni seguenti. Assumendo che essa abbia la forma di un toroide a sezione rettangolare, le grandezze individuate sono:

- Il raggio interno della sonda  $r$ ;
- Il raggio esterno della sonda  $R$ ;
- La larghezza della sezione rettangolare dell'avvolgimento  $d$ ;
- L'altezza della sezione rettangolare  $h$ ;
- Il diametro del filo di rame utilizzato  $dw$ ;

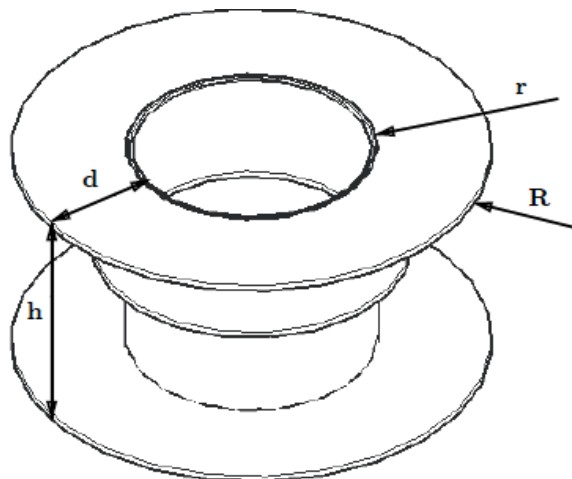


Fig. 5.125 caratteristiche dimensionali bobina

La mutua induttanza risulta essere legata alle caratteristiche dimensionali da questa equazione (tale equazione deriva dalla 4.64):

$$M = \frac{\mu_0 N h}{2\pi} \ln\left(\frac{R}{r}\right) = \frac{\mu_0 N h}{2\pi} \ln\left(\frac{r+d}{r}\right) \quad \text{Eq. 5.6}$$

Mentre l'induttanza propria di un toroide a sezione rettangolare, calcolata in funzione dei parametri citati, è:

$$L = M \cdot N = \frac{\mu_0 N^2 h}{2\pi} \ln\left(\frac{r+d}{r}\right) \quad \text{Eq.5.7}$$

La capacità C può essere calcolata come somma di tre contributi C<sub>c</sub>, C<sub>s</sub> e C<sub>m</sub>. C<sub>m</sub> è quella del cavo che collega la sonda all'oscilloscopio e corrisponde a circa 50 pF.

C<sub>s</sub> risulta essere la capacità parassita distribuita tra le spire, risulta di difficile misurazione, anche questo valore viene considerato di circa 100 pF.

Rimane il parametro C<sub>c</sub> che è direttamente correlato alle grandezze geometriche e risulta:

$$C_c = \frac{4\pi^2 \varepsilon (r + \frac{d}{2})}{\ln(\frac{d}{d_w})} \quad \text{Eq. 5.7}$$

Rimane la resistenza del filo di rame che si calcola secondo la ben nota seconda legge di Ohm, che riscritta in funzione dei parametri geometrici risulta:

$$R_w = \rho \frac{N(2d+2h)}{\pi \frac{d_w^2}{4}} \quad \text{Eq. 5.8}$$

Data la conducibilità del rame, il suo valore non supera qualche Ω e nella maggior parte dei casi è trascurabile rispetto alla resistenza di carico R<sub>I</sub>.

### 5.3.2 SCELTA DELL'ARCHITETTURA

Lo studio è stato effettuato nell'ottica di massimizzare l'ampiezza del segnale in uscita.

Viste le equazioni sopra espresse risulta necessario ridurre il raggio interno in primis perché l'intensità del campo magnetico diminuisce linearmente all'aumentare della distanza dal conduttore.

Fissato raggio interno e forma, per aumentare il flusso e avere mutua induttanza più elevata, occorre che la sezione dell'avvolgimento sia ampia.

Sulla base delle considerazioni, si è arrivati a definire le dimensioni della sonda.

Grandezza	Misura
r	1,8 cm
d	3cm
h	5cm

Fig. 5.126 Dimensioni effettive bobina

L'ultimo parametro da scegliere è il numero di spire; si è provato a costruire due sonde con differente numero di spire.

- Sonda 1: risonanza a circa 1,5 MHz (100 spire)
- Sonda 2: risonanza a circa 3 MHz (50 spire)

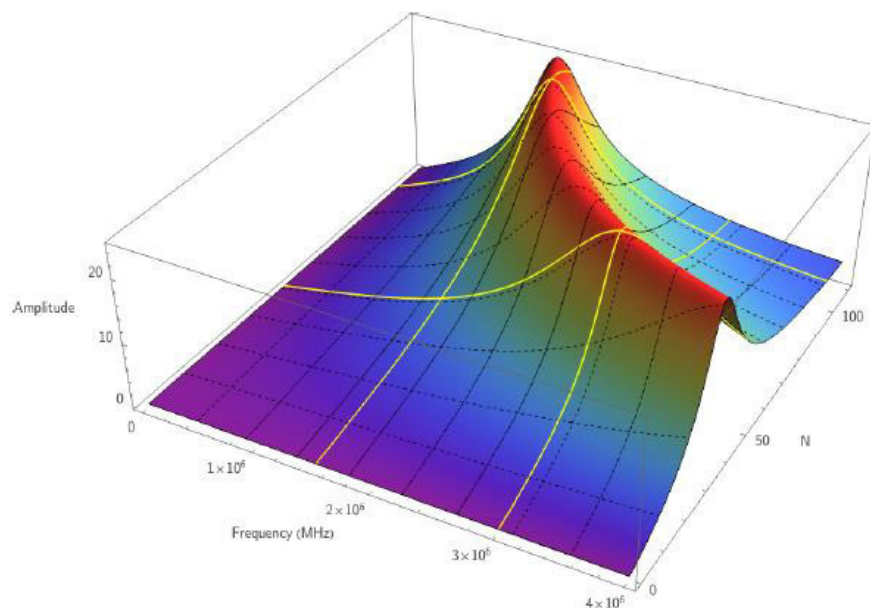


Fig. 5.127 Elaborazione software

Attraverso software di calcolo Wolfram Mathematica si è simulato l'andamento dell'ampiezza del segnale al variare di frequenza e numero di spire.

### 5.3.3 COSTRUZIONE DELLA SONDA E ANALISI IN FREQUENZA

I materiali utilizzati sono un tubo in propilene che garantisce una sufficiente robustezza e fogli di masonite per dare consistenza alla struttura.

Come avvolgimenti sono stati usati fili di rame smaltato.

Dalla figura si osserva la bobina da 100 spire.

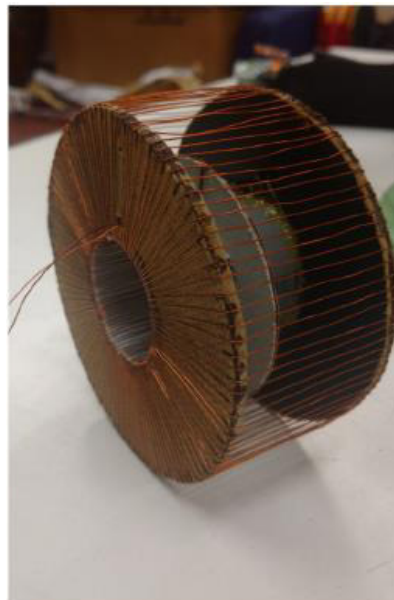


Fig. 5.128 Bobina da 100 spire

Prima di studiare il comportamento della sonda in presenza di impulsi di calibrazione, è stato analizzato il segnale in uscita nel caso di corrente sinusoidale.

Il circuito realizzato per la prova è il seguente:

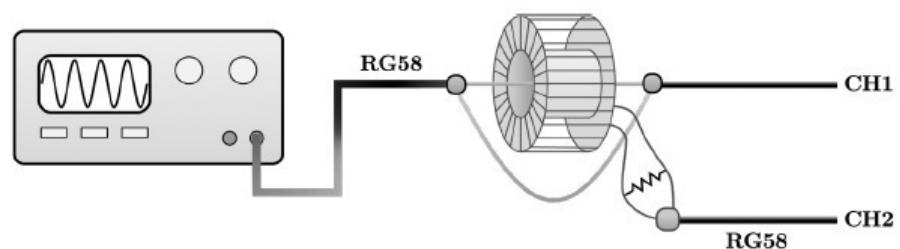


Fig. 5.129 Circuito per l'analisi di risposta sinusoidali

La corrente primaria è stata ottenuta tramite un generatore di forme d'onda, il cui carico resistivo è rappresentato dall'impedenza di ingresso dell'oscilloscopio ( $50 \Omega$ ); in questo modo la corrente si può ritenere in fase con la tensione misurata.

Sono state effettuate tre serie di misure, variando la resistenza di carico  $R_L$ , sono presentati di seguito i risultati:

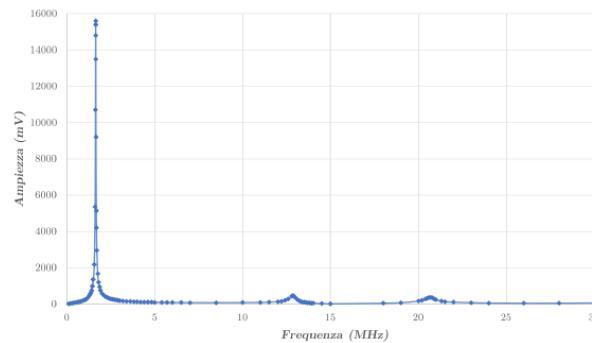


Fig. 5.130 prima prova  $R_L = 1 M\Omega$

Alle frequenze basse il comportamento corrisponde a quello atteso.

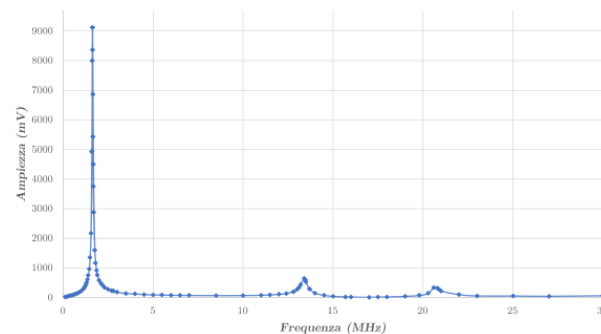


Fig. 5.131 seconda prova  $R_L = 110 k\Omega$

Il comportamento non mostra sostanziali differenze rispetto al caso precedente.

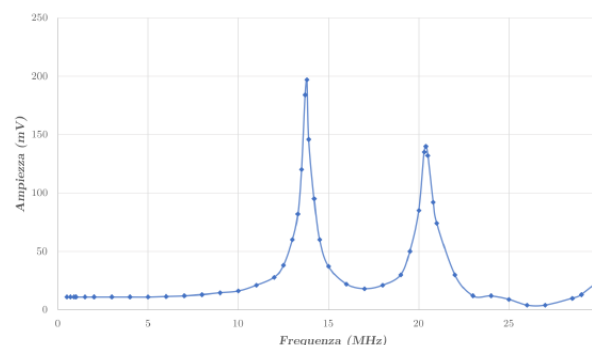


Fig. 5.132 Terza prova  $R_L = 50 \Omega$

Il comportamento della sonda è molto diverso rispetto alle due situazioni precedenti; si può notare la scomparsa del primo picco di risonanza; in questo caso il sistema è sovra-smorzato.

Sono stati presentati i risultati ottenuti dalla sonda con 50 spire, ma medesime conclusioni si traggono dai risultati ottenuti dalla sonda a 100 spire.

#### 5.3.4 PROVE CON IMPULSI DI CALIBRAZIONE

Per l'analisi del comportamento delle sonde in presenza degli impulsi di calibrazione è stato utilizzato il circuito seguente:

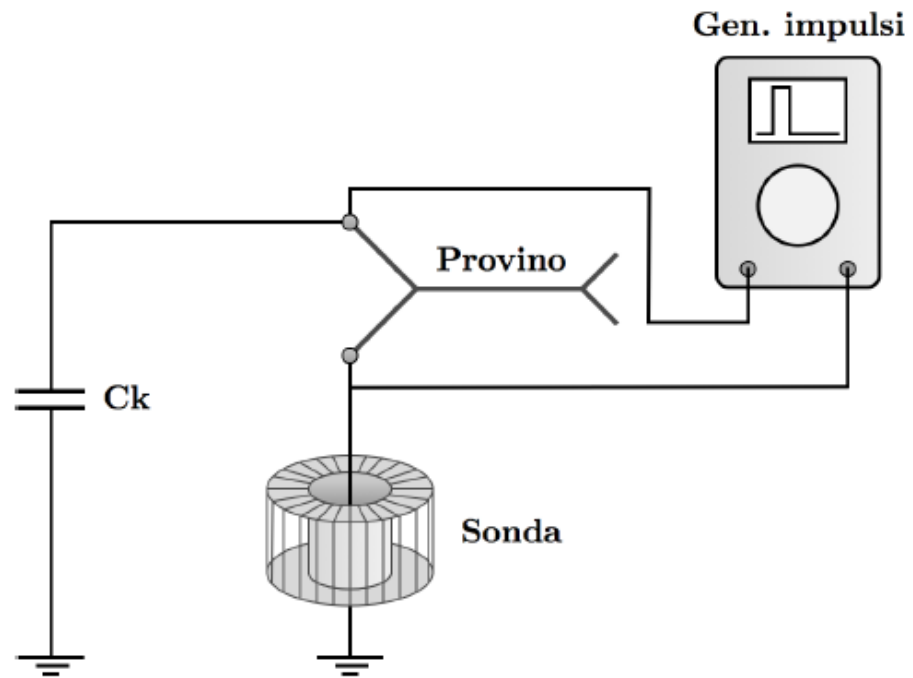


Fig. 5.133 Schema circuitale per la misura con impulso di calibrazione

E' stata inizialmente utilizzata una resistenza di carico di valore 1 M $\Omega$ .

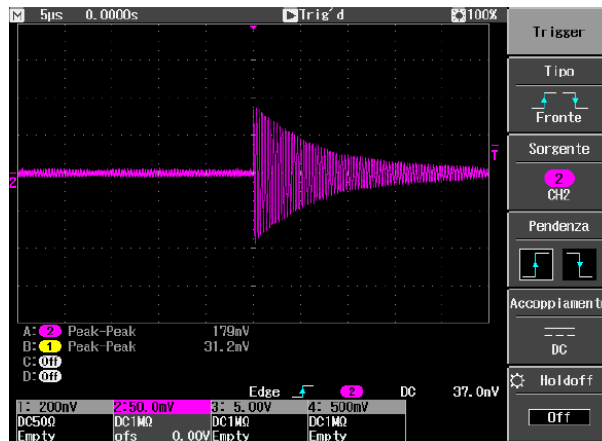


Fig. 5.134 Risposta impulso 1000 pC con sonda 100 spire

La figura seguente mostra il comportamento della Rogowski utilizzando un impulso a 100 pC. Si osserva la coesistenza di due fenomeni oscillatori: il primo dovuto alla risonanza induttiva (frequenza più bassa), mentre il secondo con decadimento più rapido è attribuito all'accoppiamento capacitivo.

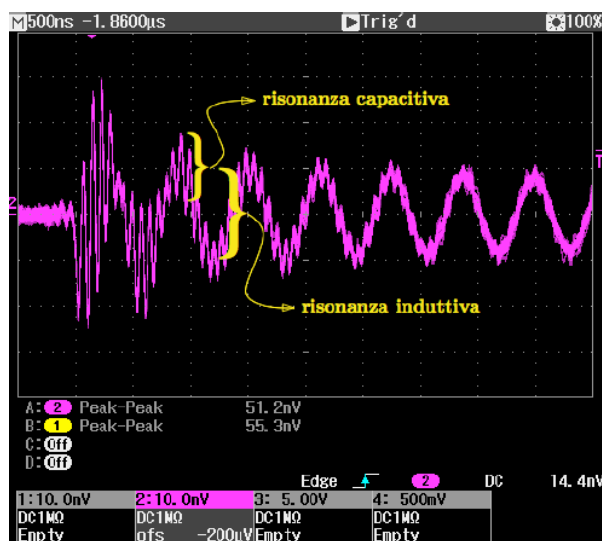


Fig. 5.135 Risonanza capacitiva e risonanza induttiva

Anche la seconda sonda presenta caratteristiche simili; si presenta un'immagine sovrapposta delle due risposte zoomate.

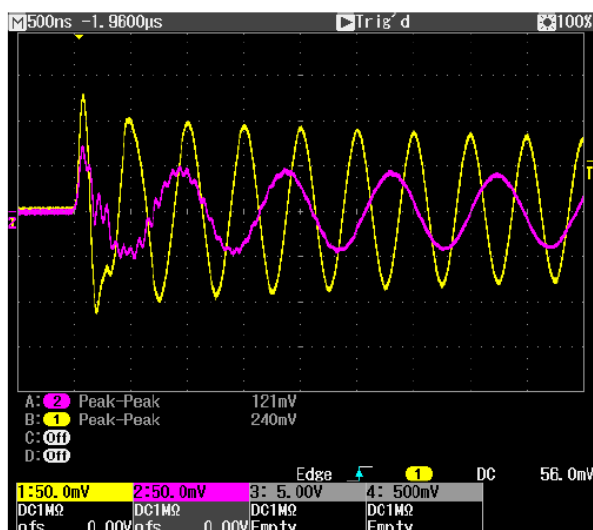


Fig. 5.136 Risposte zoomate delle due sonde

Anche se il comportamento è simile, le differenze sono molto evidenti. La seconda sonda (50 spire) possiede un miglior rapporto segnale-rumore. La seconda Rogowski risuona ad una frequenza quasi doppia rispetto alla prima. Inoltre il fenomeno oscillatorio di origine capacitiva è di minore entità rispetto alla prima, ha anche tempo di decadimento più rapido.

Si è riscontrato un problema per esempio impostando un valore di 10 pC. Il risultato è mostrato nell'immagine seguente:

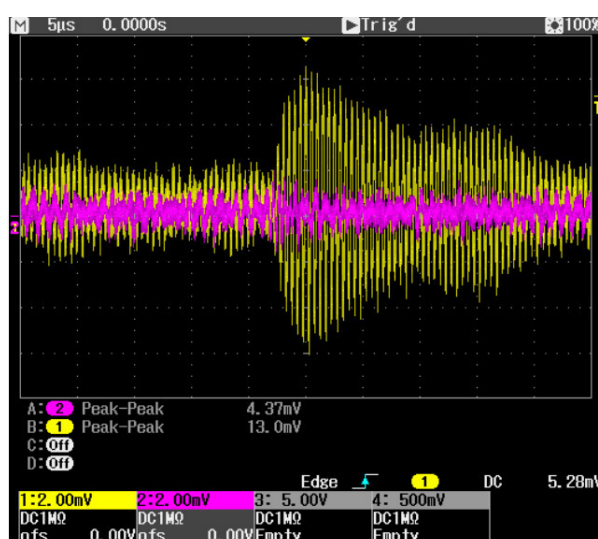


Fig. 5.137 Segnale di 10 pC captato da entrambe le sonde

Il segnale generato dalla prima sonda si confonde completamente con il rumore, la Rogowski da 50 spire invece rileva la presenza

dell'impulso, che tuttavia risulta difficilmente misurabile avendo SNR basso.

Dalle precedenti prove si è mostrato come tra le due sonde, la più idonea per misurare le scariche parziali è quella a 50 spire. Tuttavia con resistenza di carico di 1 M $\Omega$ , il tempo di decadimento della risposta oscillatoria risulta eccessiva, anche maggiore di 50  $\mu$ s.

Non si tratta di un valore accettabile in caso di impulsi di scarica molto ravvicinati nel tempo.

La soluzione è diminuire il valore della resistenza di carico; a questo fine sono state provate diverse resistenze di carico.

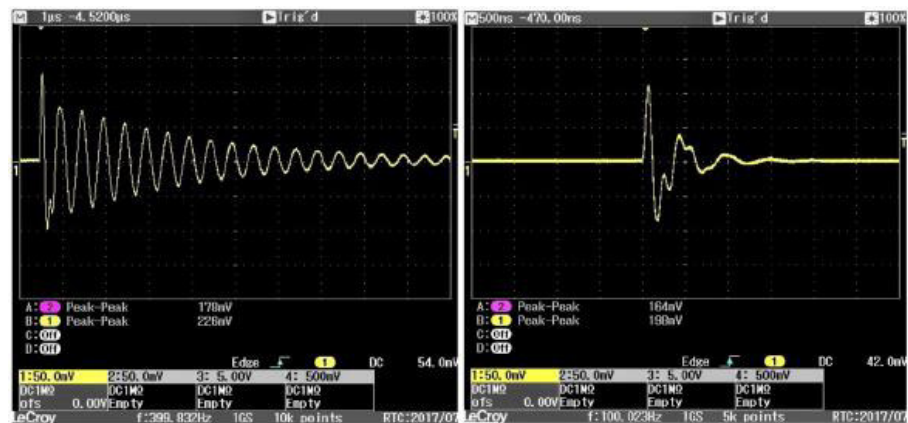


Fig. 5.138 Risposta impulso 1000 pC rispettivamente con 5 k $\Omega$  e 1 k $\Omega$

Nel primo caso il tempo di decadimento risulta ancora troppo lungo, circa 8  $\mu$ s, mentre nel secondo con  $R_L=1$  k $\Omega$  lo smorzamento è efficace ma l'ampiezza del segnale si riduce leggermente.

## CAPITOLO 6 – SISTEMA SU IMPIANTO PILOTA

Dopo aver studiato i singoli componenti in laboratorio performandoli secondo la campagna di misure preliminare a bordo navicella si è costruito un sistema di misura comprendente anche un sistema di acquisizione dei dati che permettesse il processamento e l'elaborazione da remoto.

Di seguito si presentano tutte le fasi di montaggio, e il motivo della scelta di certi sensori rispetto ad altri o anche delle posizioni scelte; per capire meglio bisogna introdurre prima la tipologia e la geografia della turbina.

Gli impianti pilota montati sono stati 2 ma la tipologia di turbina è la medesima.

### 6.1 TURBINE EOLICHE VESTAS



Fig. 6.1 Parco Eolico VESTAS Ortanova (FG)

Il parco eolico di Vestas di Ortanova (FG) è composto da 24 turbine eoliche, tutte di notevoli dimensioni e potenza. Le due turbine sulle quali abbiamo montato il sistema pilota sono due torri di potenza di 3,05 MW.

L'altezza della torre è 105 m con lunghezza delle pale da 44 m. Il generatore è collegato direttamente all'albero tramite un gearbox. Per ottenere la frequenza di rete in uscita dal generatore non sono utilizzati variatori di velocità, ma viene utilizzato un inverter per alimentare il rotore.

L'inverter gestisce solamente una parte della potenza prodotta. La tensione sul rotore è di 400 V mentre quella in uscita dallo statore è di 1000 V @50 Hz.

Sia rotore che statore sono realizzati con avvolgimenti in piattina, quindi con sistemi di isolamento di tipo II.

Con questo tipo di sistema di isolamento saranno sempre presenti scariche parziali, senza particolari problemi sul singolo fenomeno di scarica ma sull'evoluzione temporale dell'attività.

Il sistema di monitoraggio, in questo caso, sarà basato sulla variazione del numero di scariche nel tempo.

La tensione in uscita dallo statore a 1000 V è collegato alla rete di distribuzione attraverso un trasformatore cast resin elevatore montato nel retro della nacelle, che eleva la tensione a 24 kV, che è la tensione di rete.

Power	3060	kW
Stator Voltage	1000	V
Stator Current	1584	A
Frequency	50	Hz
n	1680	Rpm
cos $\varphi$	1	
Rotor Voltage	400	V
Rotor Current	917	A

Fig. 6.2 Dati nominali turbina eolica

Il trasformatore essendo cast resin, deve essere esente da scariche parziali, l'eventuale presenza di scariche nelle vicinanze del trasformatore dovrebbe essere limitata alle scariche superficiali nei pressi degli isolatori, altrimenti la presenza di scariche parziali nel trasformatore comporterebbe il rapido degrado del sistema di isolamento.

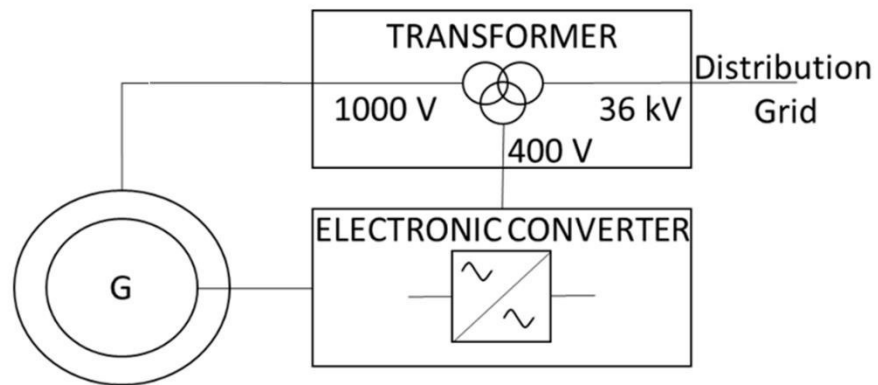


Fig. 6.3 Schematico del sistema di produzione elettrica della turbina

Fisicamente la disposizione degli elementi all'interno della nacelle è la seguente:

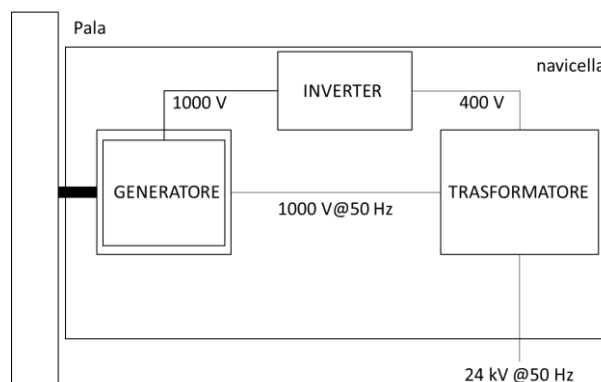


Fig. 6.4 Disposizione fisica degli apparecchi elettrici sulla navicella

In seguito alle pale e al mozzo è posizionato il gear box, subito dopo il generatore, subito dietro è presente il quadro con l'inverter. Nella parte posteriore, è posizionato dietro un opportuno pannello il trasformatore cast resin. Il trasformatore non è accessibile senza aver sezionato la tensione di rete e quindi non consente di inserire nulla in presenza tensione. Il trasformatore è raffreddato ad aria forzata. L'aria viene prelevata all'interno della nacelle attraverso un insieme di ventole ed è convogliata tra gli avvolgimenti del trasformatore dal basso verso l'alto, condizione da tenere presente per l'eventuale accumulo di sporcizia sugli avvolgimenti stessi. Dato il tipo di applicazione, l'accesso allo spazio confinato, la disponibilità al sezionamento, la pulizia del trasformatore risulta difficile da

programmare e realizzare, nelle logiche di produzione e disponibilità dell'impianto, il sistema deve rimanere fermo per troppo tempo; d'altro canto l'accumulo eccessivo di sporcizia porta il sistema in condizioni di possibile guasto.

Il trasformatore comunque risulta un componente fondamentale anche dal punto di vista del nostro sistema di misura, quindi un sensore che si basa su sistema irradiato è stato posizionato, l'eventuale evoluzione del segnale captato potrebbe essere dovuto a un'eccessiva presenza di sporcizia.

Il generatore risulta un grosso cilindro metallico, chiuso ed ermetico, l'esperienza insegna che a causa di irregolarità del cassone metallico, comunque una componente del segnale interno relativo alle scariche parziali viene captato comunque da sistemi di tipo irradiato; infatti due antenne sono state posizionate sul generatore.

La posizione è stata pensata in funzione di diversi fattori:

- Minore spessore del cassone metallico
- Zona soggetta a maggiore attività all'interno del motore
- Comodità di installazione

Le due antenne sono state posizionate in prossimità delle due testate del generatore, zona soggetta a maggiore attività essendoci l'uscita delle barre dalle cave, e maggiori zona d'interfaccia.

E' stato installato anche un sensore in prossimità dell'inverter per capire da remoto, la quantità e la tipologia di segnale attribuibile a eventuali disturbi nell'ottica di elaborazione e trattamento dei dati.

Per quanto riguarda i sensori basati su segnale condotte sono stati disposti due sensori;

Entrambi i sensori si trovano in uscita cavi dal generatore, l'ideale sarebbe stato disporre uno anche in prossimità dei cavi in uscita o ingresso del trasformatore ma non è stato possibile per motivi di sicurezza e garanzia della tenuta d'isolamento.

I sensori per la misura su segnale condotto utilizzati sono stati poi in fase di montaggio due ferriti di tipo clamp, di cui parleremo più avanti. Sono state portate anche bobine di Rogowski ma in fase di montaggio è risultato troppo elevato il segnale relativo al rumore. Con macchina

in funzione in seguito a captazione da parte degli altri sistemi di scariche parziali, la bobina non rilevava segnale uscente dalla “fascia” del rumore.

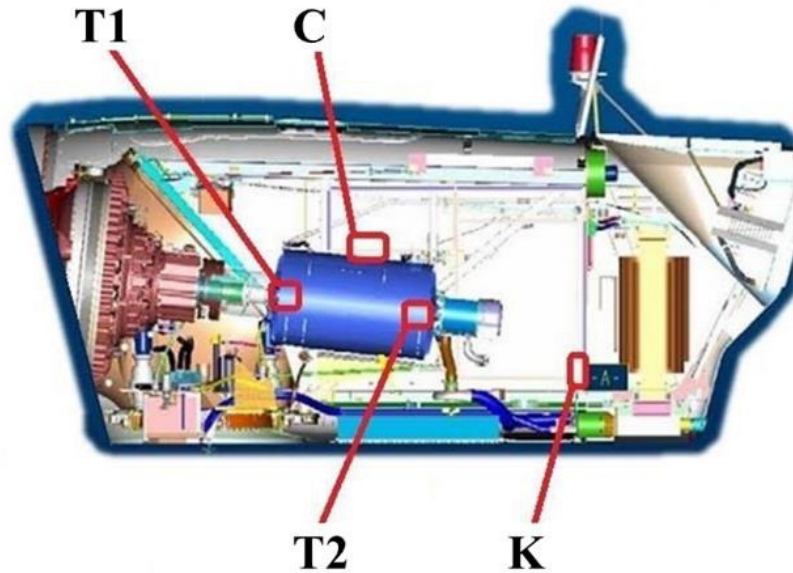


Fig. 6.5 Siti di posizionamento dei sensori

In questo schema sono rappresentate le zone dove i sensori risultano installati

Le quattro antenne sono posizionate nelle seguenti postazioni:

- T1 - testata generatore lato pala
- T2 – testata generatore lato trasformatore
- C – cavi in prossimità dell’inverter
- K - Trasformatore

I due sensori HFCT invece sono stati posizionati nelle prossimità di C (segnale relativo a K) e T1 nella parte posteriore.



Fig. 6.6 Antenna posizionata sul lato T2



Fig. 6.7 HFCT posizionato dietro T1 e sotto C.

## 6.2 SISTEMA DI MONITORAGGIO

Il sistema per il monitoraggio [1,2,9,10] è pensato per l'acquisizione sia automatica che manuale delle misure. Il concetto su questo tipo di sistema di isolamento è quello di monitorare l'evoluzione del fenomeno nel tempo. Non ha tanta importanza l'ampiezza della singola scarica quanto il numero di accadimenti nell'unità di tempo. La disposizione anche geografica dei sensori dovrebbe permettere di capire la principale fonte di emissione di scariche della turbina in modo da programmare interventi di manutenzione programmata.

Il sistema di monitoraggio, come già detto, conta sia di sensori di tipo irradiato che sensori di tipo condotto, nello specifico antenne e ferriti (HFCT high frequency current transformer).

La presenza delle ferriti permette anche di distinguere, in questa fase, il segnale rilevato dall'antenna tra segnale reale di scarica o segnale irradiato simile alla scarica ma attribuibile a rumore (inverter o telecomunicazioni).

Lo schema a blocchi del sistema completo è rappresentato in figura 6.8, i singoli elementi saranno presentati in seguito:

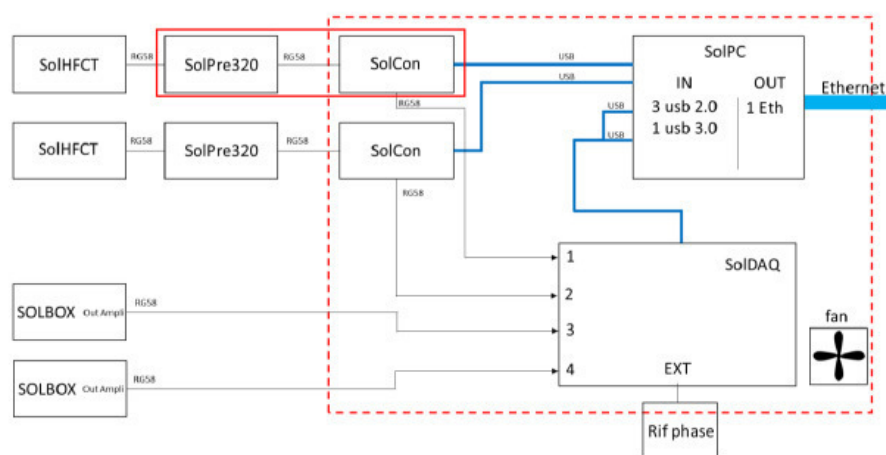


Fig. 6.8 Schema a blocchi sistema di monitoraggio

Il sistema si basa su un computer industriale prodotto dalla Cincoze modello DA-1000, in grado di sopportare le temperature presenti a bordo della navicella, anche in periodo estivo. Al computer è collegata una scheda di acquisizione, per la digitalizzazione dei segnali.

Questa scheda di acquisizione (Picoscope) ha una banda passante di 200 MHz e un campionamento da 1Gsample.

La comunicazione in remoto è garantita attraverso scheda dati gsm, il sistema è concepito anche per comunicare attraverso porta ethernet.

Il sistema per la misura dei segnali condotti è stato montato sulla turbina utilizzando il sistema sviluppato per le misure di scariche condotte. E' indispensabile uno stadio filtraggio per eliminare il rumore in bassa frequenza e le commutazioni dell'inverter, è sufficiente un filtro passa alto con frequenza di taglio di pochi MHz. Nello specifico sono stati provate diverse frequenze di taglio per vedere quale ottimizzava il rapporto SNR, le frequenze di taglio sono 9,10,13,15 e 25 MHz.

Le ferriti sono state posizionate sulle uscite statoriche; sono state scelte due fasi, e per ogni fase sono stati inseriti all'interno della ferrite tutti e 6 i cavi utilizzati per trasportare corrente verso il trasformatore. Il luogo ideale per l'installazione delle ferriti sarebbe stato la connessione di terra del centro stella del generatore; in questo tipo di impianto il centro stella però non è accessibile.

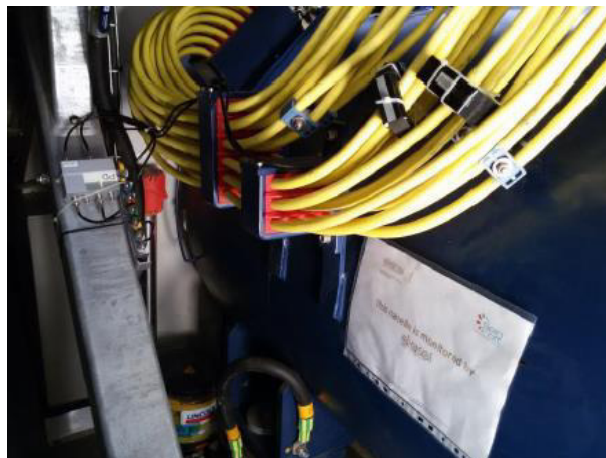


Fig. 6.9 Ferriti disposte sulle uscite statoriche e sullo sfondo lo stadio di filtraggio

Il sistema fisicamente consente di avere a disposizione 4 canali per l'acquisizione contemporanea della misura, il campionamento dei singoli canali rimane 1 Gsample.

Per questo motivo posizionate le due ferriti nelle zone sopra descritte si è deciso di scegliere due delle quattro zone individuate per posizionare le antenne.

In seguito a una campagna preliminare, si evince che le zone dove risulta un segnale maggiormente identificabile e maggiormente interessante dal punto di vista dello stato del sistema di isolamento siano una delle testate del generatore (la testata T2 risulta in entrambi gli impianti quella soggetta a maggiore attività) e il trasformatore (oggetto anche di preoccupazione da parte di Vestas).

Il sensore posto sul vano del trasformatore è stato posizionato sul lato superiore del trasformatore, contrariamente al posizionamento ottimo. E' stato necessario posizionarlo in questo modo a causa del poco spazio a disposizione a bordo della navicella; posizionandolo infatti nella parte bassa del pannello sarebbe andato in contatto con il portellone presente sul pavimento, portellone utilizzato per far accedere materiale mediante montacarichi. Le connessioni e lo stesso incollaggio del sistema potrebbero essere danneggiati dall'apertura.

In seguito quindi a tante prove atte al raggiungimento della performance massima della singola misura, si è dovuto anche analizzare l'aspetto funzionale ed eventuali problemi di installazione in alcune zone della turbina, come visto sopra ci sono state dunque queste modifiche ulteriori.

Le prime misure effettuate hanno verificato come sia possibile distinguere le scariche parziali che avvengono all'interno della turbina eolica, l'acquisizione di un segnale è riportata in figura 6.10. Da questa acquisizione è possibile vedere come il segnale sulla bobina sia ben distinguibile dal fondo di rumore. Il sistema che misura i segnali irradiati riconosce il segnale della scarica, portando la sua uscita quasi a zero. Ma sono presenti numerosi impulsi, anche di ampiezza elevata quando in realtà non è presente nessuna scarica.

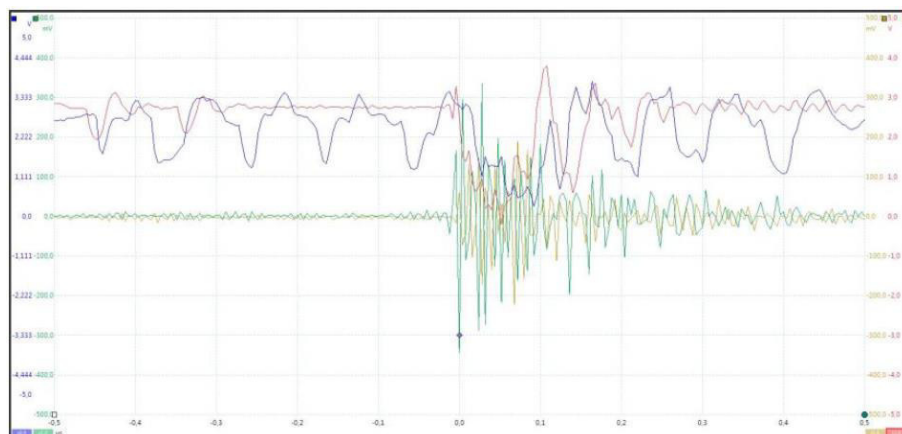


Fig. 6.10: Segnale di scarica misurato da remoto delle antenne e delle ferriti

In rosso e in blu sono riportati i segnali rilevati da antenna, mentre in giallo e verde i segnali rilevati dalle ferriti; segnali relativi alla stessa scarica.

L'oscillazione del segnale relativo alla misura effettuata dalle antenne è dovuta oltre ai fenomeni di scarica, anche ai fenomeni di interferenze dei segnali delle telecomunicazioni, non avendo una superficie metallica utile a schermare, l'antenna capta molti segnali che risultano molti difficili da discriminare con il solo filtro analogico, sarebbe opportuno pensare anche a un filtro digitale da aggiungere all'elaborazione del segnale durante la fase post-processing.

Per quel che riguarda la misura vera e propria, essa può essere effettuata impostando una soglia per le scariche irradiate, cioè impostando un valore minimo sotto il quale, in funzione del rumore, il segnale non viene processato.

In laboratorio è stata effettuata una campagna di misura con scariche parziali associate a segnale relativo al cellulare.

In un ambiente "controllato" era stato possibile avere un ottimo rapporto segnale rumore, di seguito un esempio della misura effettuata:

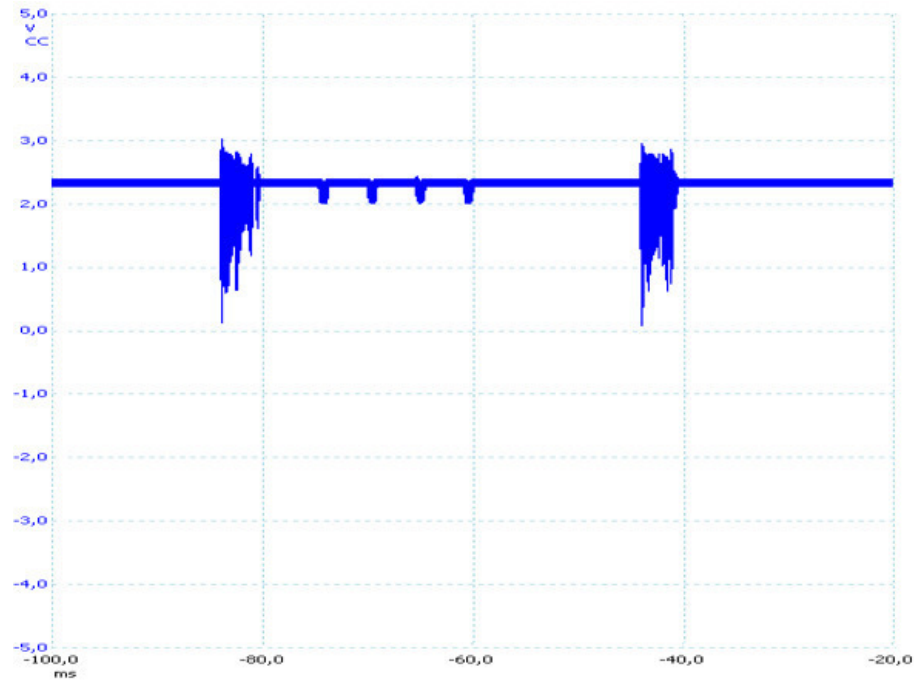


Fig. 6.11 Scariche parziali e segnale relativo al cellulare; il segnale è rilevato da antenna SolBox

I due fasci sono segnali di scariche parziali relative a un filo twistato sottoposto a tensione di alimentazione PWM; il segnale relativo invece al cellulare sono i quattro “baffetti” di minore ampiezza.

Il rapporto segnale rumore come si vede può raggiungere valori accettabili, come visto in campo si arriva anche quasi a rapporti unitari che rendono difficile distinzione tra segnale e rumore.

Diverso il discorso per le misure relative al segnale misurato attraverso le ferriti; qua è possibile senza particolari accorgimenti arrivare a rapporti segnale rumore pari anche a 8-10.

Di seguito un altro esempio di scarica, avvenuto nello specifico sul trasformatore.

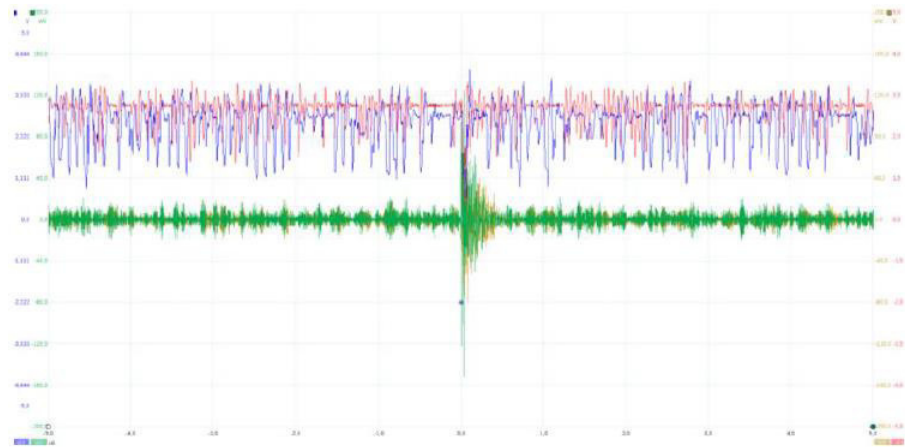


Fig. 6.12 Segnale misurato da remoto sul trasformatore, in verde e giallo il segnale rilevato tramite HFCT e in rosso e blu tramite antenna.

In questa figura, come anticipato la distinzione tra segnale irradiato e rumore è prossimo all'unità. Bisogna tenere anche conto che il posizionamento dell'antenna in prossimità del trasformatore è non ottimale in seguito alla diversa installazione preventivata sulla carta.

### 6.3. MONITORAGGIO TEMPORALE DA REMOTO

Il monitoraggio è stato effettuato su due impianti eolici per un periodo continuo di 6 mesi.

La misura veniva effettuata a cadenze regolari e successivamente processata attraverso software LabView [12] realizzato ad hoc.

Sono stati svolti anche studi e simulazioni in laboratorio finalizzate alla quantizzazione del segnale inerente alle scariche parziali rispetto alla quantizzazione del segnale relativo al rumore.

Lo scopo di questo studio permetterà di poter distinguere il segnale relativo alle scariche da quello relativo al rumore non solo attraverso il diverso rapporto segnale rumore (SNR) ma anche in funzione del contenuto armonico del segnale relativo alla scarica che attraverso la quantizzazione del segnale potrebbe subire delle modifiche e alterare il reale contenuto informativo della scarica.

Di seguito viene rappresentato il risultato ottenuto dal monitoraggio sulle pale.

Per comodità e chiarezza si presentano i risultati relativi a una turbina con antenna e HFCT installati in prossimità del trasformatore (K site) e una delle due testate (in questo caso T2).

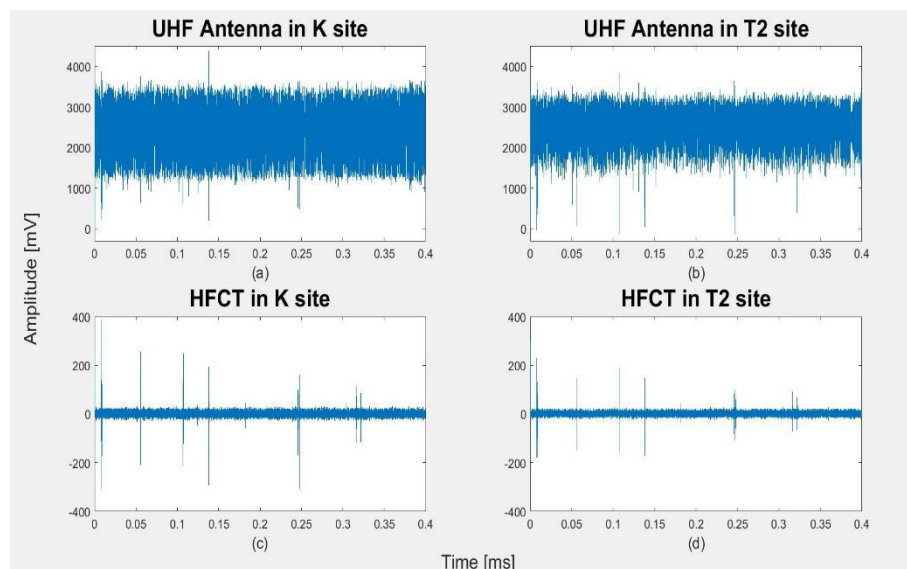


Fig. 6.13 Acquisizione effettuata dopo 2 mesi

In figura 6.13 è riportata l'acquisizione effettuata a bordo pala dopo 2 mesi, in alto le misure effettuate con l'antenna, mentre in basso le misure effettuate con il sensore HFCT; nella parte sinistra le misure effettuate di fronte al trasformatore mentre a destra le misure effettuate sulla testata T2 del generatore (quella che in fase preliminare risultava con maggiore segnale di scarica).

In figura 6.14 e 6.15 sono riportate le acquisizioni relative a una misura effettuata dopo 4 e dopo 6 mesi.

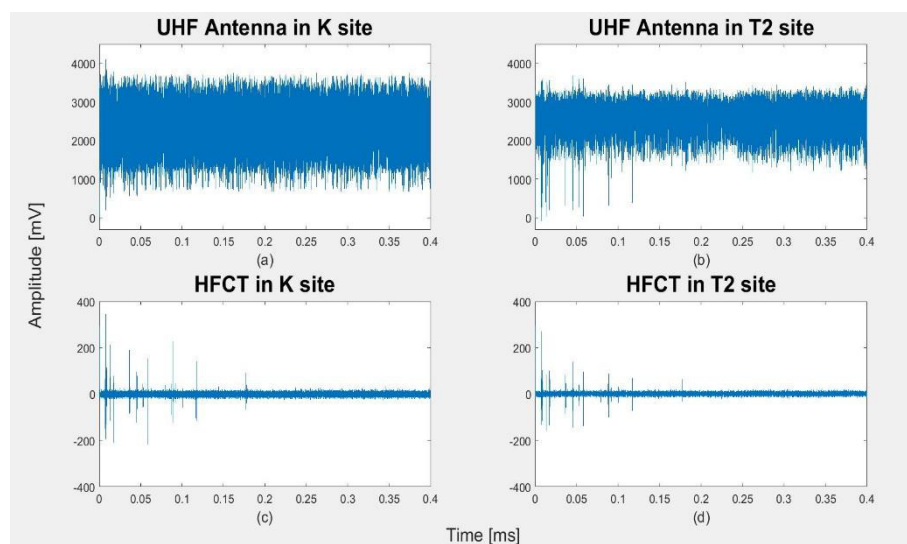


Fig. 6.14 Acquisizione effettuata dopo 4 mesi

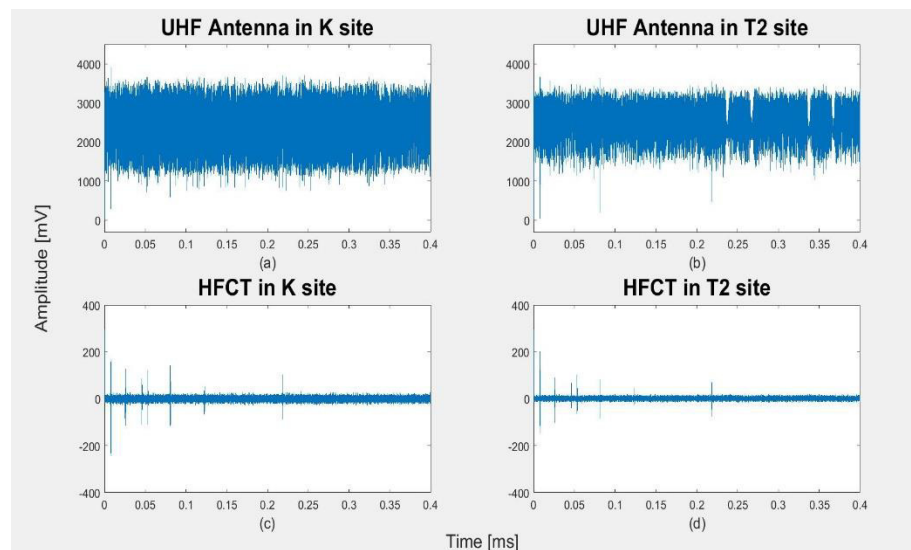


Fig. 6.15 Acquisizione effettuata dopo 6 mesi

Nei 6 mesi non ci sono stati cambiamenti significativi del trend di scariche sia in termini di accadimento che di ampiezza del segnale. Si nota, come già anticipato, che l'antenna installata in prossimità del trasformatore a causa del non ottimale posizionamento, dovuto alla presenza della botola per evacuazione e montacarichi, risulta la più rumorosa, in realtà in caso di installazione "definitiva" il sensore si potrebbe introdurre in un'intercapedine nel nostro caso non accessibile causa mancanza autorizzazione per accesso spazi confinati. In linea generale i sensori HFCT sono molto più sensibili delle antenne, il rumore misurato ha valori notevolmente inferiori. In generale essendo installata in maniera ottimale l'antenna sulla testata risulta più sensibile con poca differenza tra il segnale misurato con il sensore HFCT e l'antenna in termini di occorrenza dell'evento. Attendarsi un sostanziale cambiamento del trend di scariche parziali in "appena" 6 mesi sarebbe stato indicativo di un pessimo sistema d'isolamento a bordo navicella.

## CAPITOLO 7. CONCLUSIONI

La tesi ha come obiettivo la misura delle scariche parziali su una turbina eolica. La misura deve avvenire attraverso sensori non invasivi, deve permettere l'acquisizione dei risultati da remoto e soprattutto non deve avere costi eccessivi.

L'attività di scariche parziali viene misurata attraverso sensori sia di tipo condotto che di tipo irradiato.

Per i segnali di tipo condotto sono stati studiati due tipi di sensori: sensori HFCT (Ferriti) e sonde Rogowski mentre per i segnali di tipo irradiato sono state realizzate e provate svariate antenne.

Dopo una fase di progettazione costruzione e test dei singoli sensori per la captazione del segnale, ci si è occupati della parte relativa al condizionamento del segnale acquisito; sia dal punto di vista dello stadio di filtraggio che di amplificazione del segnale.

Per performare il sistema si sono condotte misure preliminari sia a bordo della navicella della turbina eolica sia con la riproduzione di segnali di "disturbo" artificiali che una volta riscontrati in campo reale sono stati replicati in laboratorio al fine di ottimizzare il sistema.

Una parte fondamentale dello studio è consistita nell'adattare le soluzioni studiate alle limitazioni imposte dal caso reale; problemi geometrici, economici, problemi di eccessivi ingombri o anche di zone di misura ottimali sulla carta ma irraggiungibili sul sistema reale anche a fini di sicurezza dell'operatore.

Per esempio per le ferriti sarebbe stato ideale installarne una in prossimità del collegamento tra centro stella del generatore e terra, ma il centro stella in questo tipo di macchine non è accessibile.

Non si è potuto installare la stessa ferrite in prossimità delle sbarre del trasformatore per problemi di isolamento tra le sbarre stesse e il sensore vista la mancanza di spazi, quindi è stata installata nel punto raggiungibile ma più vicino.

Un altro fattore importante è stato quello relativo alla realizzazione del sistema di misura delle scariche parziali da remoto e il successivo metodo per la trasmissione e il processamento del segnale stesso.

Dopo una lunga fase di studio, progettazione e messa a punto dei singoli sensori, sono stati installati due impianti su altrettante turbine

eoliche e sono state effettuate misure per un periodo temporale di 6 mesi. I risultati sono serviti a permettere di capire le potenzialità del sistema e la fattibilità dello stesso.

Il sistema va perfezionato considerando anche tutte le modifiche di installazione dovute alla mancanza di permessi di accesso a particolari zone della turbina e va sviluppato ulteriormente il sistema di acquisizione software installato su pc remoto.

## CAPITOLO 8. SVILUPPI FUTURI

Il sistema come detto precedentemente risulta funzionante ma perfezionabile, soprattutto per quel che riguarda il rumore captato dalle antenne, fortemente dipendente dal posizionamento delle stesse sulla turbina.

L'eventuale installazione su altri impianti deve comunque prevedere una campagna preliminare del rumore ambientale e sarà difficile avere un prodotto standard ma si presenterà sempre come un prodotto customizzato per ogni impianto.

Le variabili in gioco sono tantissime e non solo legate ad aspetti tecnologici.

Lo studio preliminare sarà finalizzato anche a stabilire per esempio le frequenze di taglio dei diversi filtri (soprattutto per quel che riguarda le HFCT) e dei diversi sensori.

Per quel che riguarda la parte software, per ora si è utilizzato un software realizzato ad hoc ma con processamento del segnale manuale, ma sono già stati implementati sistemi e studi basati su logiche di elaborazione "machine learning" che dovrebbero portare a un processo automatico dalla misura al risultato.

## CAPITOLO 9. BIBLIOGRAFIA

1. *“Progettazione ed ottimizzazione di sistemi di misura delle scariche parziali per segnali condotti ed irradiati”*, Rossi; tesi di dottorato in ingegneria elettrica
2. *“A Predictive Maintenance Remote System based on Partial Discharges Measurements on Wind Turbines”*, Guastavino- Torello- Cordano- Bruzzone- Guastavino; CEIDP Conference 2018
3. *“Tecniche di prova in alta tensione, Misure di Scariche Parziali”* Norma CEI EN 60270
4. *“Analisi comparativa di antenne per la misurazione delle scariche parziali in trasformatori di media ed alta tensione”*, Cordano; Tesi magistrale ingegneria elettrica
5. *“Comparazione fra sistemi di misurazione delle scariche parziali”*, Briano- Sarno; tesi triennale ingegneria elettrica
6. *“Misure di scariche parziali in trasformatori Cast Resin”*, Bruzzone; tesi triennale ingegneria elettrica
7. *“Electrical Aging Test and Repetitive Partial Discharge Inception Voltage on Random Wire Wound Winding Insulation”* Cordano- Porcile- Guastavino- Ratto- Secondo; CEIDP Conference 2014
8. *“Electrical Aging Tests on Different Kind of Insulating Systems Adopted for Induction Stator Motor”*, Cordano- Guastavino- Torello- Secondo; CEIDP Conference 2015
9. *“PD Evolution of Conventional and Corona Resistant Enamels”*, Cordano- Guastavino- Torello- Della Giovanna; CEIDP Conference 2016
10. *“UHF Sensor for PD Detection on Wind Turbines”*, Guastavino- Cordano- Torello- Rossi- Garzone; CEIDP Conference 2016
11. *“Comparison of Conducted and Irradiated PD Acquisition Systems”*, Cordano- Guastavino- Gianoglio- Rossi- Torello; CEIDP Conference 2017
12. *“Relevance of Quantization in PDs Activity Measurements in Presence of Environmentale Noise”*, Cordano- Guastavino- Rossi- Gianoglio- Torello; CEIDP Conference 2017

13. *“Comparazione tra sistemi di misura per segnali di scariche parziali condotti ed irradiati”*, Damele; tesi triennale in ingegneria elettrica
14. *“Sensori di corrente in alta frequenza per la misura di scariche parziali”*, Grosso- Olivieri; tesi triennale in ingegneria elettrica
15. *“Studio ed ottimizzazione di sistema UHF per la misura on-line delle scariche parziali”*, Leoncini; tesi magistrale in ingegneria elettrica
16. *“Evoluzione dell’attività di scariche parziali in prove di invecchiamento elettrico”*, Pallotta, Gallesi; tesi triennale in ingegneria elettrica
17. *“Quaderni di applicazione tecnica n.13 – impianti eolici”*, ABB
18. *“Sensori Rogowski per la misura di scariche parziali”*, Benevieri; tesi triennale in ingegneria elettrica.
19. *“The J & P Transformer Book, A practical technology of the power transformer”* Martin J.Heathcote,
20. *“Antennas”* John D.Kraus, second edition
21. IEC 60034-18-41 TS Ed. 1: *“Rotating electrical machines - Part 18-41: Qualification and type tests for Type I electrical insulation systems used in rotating electrical machines fed from voltage converters,”* ed. 2006.
22. [M. Kaufhold, G. Borner, M. Eberhardt, and J. Speck, *“Failure mechanism of the interturn insulation of low voltage electric machines fed by pulse-controlled inverters,”* IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 12, pp. 9-16, 1996.
23. M. Melfi, A. M. J. Sung, S. Bell, and G. L. Skibinski, *“Effect of surge voltage risetime on the insulation of low-voltage machines fed by PWM converters,”* IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, pp. 766-775, 1998.
24. J. A. Oliver and G. C. Stone, *“Implications for the application of adjustable speed drive electronics to motor stator winding insulation,”* IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 11, pp. 32-36, 1995-
25. *Appunti del corso di “Costruzioni Elettromeccaniche” del corso di laurea magistrale della scuola Politecnica di Genova del Prof.Ing. Francesco Guastavino.*

