

# CAPITOLO IV

## 4.1 INTRODUZIONE

In questo capitolo sono descritti i sistemi di misura delle dissipazioni elettriche in corrente alternata su spezzoni corti e rettilinei di nastro di BSSCO e su avvolgimenti fabbricati con tale nastro.

In particolare questa descrizione punta ad evidenziare i problemi emersi durante il processo di messa a punto di tali sistemi, dovuti sia al fatto che si tratta di misure nuove, nel senso che solo recentemente si è formata una sufficiente letteratura su questo tipo di misure, sia alle caratteristiche del segnale da misurare, e alle soluzioni specifiche adottate per risolverli.

## 4.2 CONSIDERAZIONI PRELIMINARI ALLE TECNICHE DI MISURA DELLE DISSIPAZIONI IN CORRENTE ALTERNATA CON METODI ELETTRICI

Le tecniche per le misure di Perdite in Regime Alternato (PRA), basate su metodi elettrici, consistono nella misura di grandezze elettriche macroscopiche locali quali: campo elettrico  $\mathbf{E}$ , campo magnetico  $\mathbf{B}/\mathbf{H}$ , densità di corrente  $\mathbf{J}$ .

Tali tecniche utilizzano la proprietà che il flusso del vettore di Poynting attraverso una superficie chiusa è uguale alla potenza elettromagnetica che attraversa tale superficie.

Se si considerano basse frequenze ( $< 1$  kHz), tali per cui  $\mathbf{J} \gg \partial\mathbf{D}/\partial t$ , dalle equazioni di Maxwell si ricava la seguente espressione:

$$P = (1/T) \int_0^T \left[ - \int_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot \hat{\mathbf{n}} \cdot dS \right] dt = (1/T) \int_0^T \left[ \int_V \left( \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} + \mathbf{H} \cdot \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \right) dV \right] dt \quad (4.1)$$

Da questa si osserva che per una misura delle PRA occorrono una misura di  $\mathbf{H}$  ed  $\mathbf{E}$  sulla superficie  $S$ , o la misura di  $\mathbf{J}$ ,  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{H}$  e  $\mathbf{B}$  all'interno del volume  $V$ .

Tuttavia alle basse frequenze il campo  $E$  può essere misurato solo sulla superficie del campione, e  $H$  solo in punti esterni a  $S$ . Occorre pertanto utilizzare, insieme alla (1) altri modelli fisici (di Bean, dello stato critico, del flux creep e flux flow, ecc...) che permettono di determinare i valori di  $H$  ed  $E$  anche nei punti interni al campione. Inoltre per semplificare il calcolo degli integrali in (1) si possono utilizzare particolari configurazioni geometriche per i campioni, tali che consentano delle superfici e dei volumi con simmetrie semplici.

Un altro aspetto comune a tutte le tecniche di misura è la presenza di tensioni spurie indotte da campi magnetici esterni e/o interni al sistema di misura. In genere queste tensioni possono essere superiori (anche di più ordini di grandezza) di quelle in esame, e incidono notevolmente sull'accuratezza della misura.

Infine va considerato che la tensione da misurare presenta in generale due componenti: dissipativa (resistiva) ed induttiva. Quest'ultima (di solito molto maggiore della componente resistiva) deve essere "compensata" mediante una tensione di uguale fase ma segno opposto.

La classificazione delle diverse tecniche di misura si basa sui seguenti criteri:

- tipo della sorgente delle perdite: queste possono essere generate da campi magnetici esterni, da correnti di trasporto;
- regime di funzionamento del campione: corrente impulsiva, sinusoidale, ecc...
- tipo di informazione che si vuole ottenere dalla misura: studio dei meccanismi di base delle perdite nei materiali superconduttori, oppure misure su specifici dispositivi realizzati con tali materiali (nastri, cavi e avvolgimenti).

Anche le caratteristiche fisiche e geometriche dei campioni possono influenzare la scelta della tecnica di misura appropriata. Ad esempio per i materiali superconduttori fortemente anisotropi occorre orientare i campioni secondo criteri precisi; per i cavi e gli avvolgimenti realizzati con superconduttori compositi si possono generare anche dei meccanismi di perdita elettrica diversi da quelli isteretici.

In [16] è presente una descrizione generale dei sistemi di misura delle perdite in regime alternato, con metodi elettrici.

Il sistema di misura descritto in questo capitolo si basa sull'applicazione dell'amplificatore lock-in [17], e del wattmetro, quando i valori di dissipazione diventano troppo elevati rispetto ai limiti di fondo scala dell'amplificatore lock-in, in regimi sinusoidali. Le dissipazioni sui dispositivi (nastri compositi rettilinei e avvolgimenti) misurati in quest'attività sono dovute sia solo alla corrente di trasporto

(nastro rettilineo) che all'effetto combinato di una corrente di trasporto e di un campo magnetico (avvolgimenti).

#### 4.3 CONSIDERAZIONI GENERALI AI SISTEMI DI MISURA CON L'AMPLIFICATORE LOCK-IN

Questi sistemi di misura si basano sulla seguente relazione:

$$P[W] = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{V} \cdot \mathbf{I} \cdot dt = \int_0^T \left[ V_r + L \frac{dI}{dt} \right] \cdot \mathbf{I} \cdot dt \quad (4.2)$$

da cui si può osservare che la potenza dissipata sul dispositivo si ottiene attraverso la misura della tensione che si genera ai capi del dispositivo quando è alimentato con una corrente nota.

L'amplificatore lock-in permette delle misure di tensione e corrente (in questi sistemi l'amplificatore lock-in è usato solo per misure di tensione), in regimi sinusoidali, con una precisione molto accurata, tuttavia sia a causa del rumore elettrico nell'ambiente dove si esegue la misura, che ad alcune particolarità del segnale stesso di misura, sono comunque necessari degli accorgimenti circuitali specifici per minimizzare gli effetti di tutte le perturbazioni che in qualche modo possono alterare il segnale di misura. Le cause di queste perturbazioni, emerse durante la messa a punto del sistema di misura, si possono classificare in quattro categorie:

- a) presenza di rumore elettromagnetico dovuto a sorgenti esterne al sistema di misura, che genera delle tensioni spurie che si sommano al segnale di misura;
- b) presenza della tensione di modo comune, rilevata dagli strumenti di misura elettronici, che altera la lettura del segnale di misura;
- c) generazione di un segnale di riferimento esattamente in fase alla corrente di alimentazione, rispetto la quale scompone il segnale di misura nelle sue componenti induttiva e resistiva;
- d) presenza nel segnale di misura di una componente induttiva di 2÷3 ordini di grandezza maggiore di quella resistiva.

L'importanza di queste perturbazioni dipende molto dal grado di accuratezza che si vuole ottenere, e dall'intensità del segnale di misura. Quest'ultimo è una tensione che può raggiungere valori di alcune decine di nanovolt, pertanto sensibile anche alle

perturbazioni più deboli, sia dovute a fattori esterni al circuito di misura, che a fattori interni

### Rumore elettromagnetico esterno

Si tratta di campi elettromagnetici generati da dispositivi elettrici di potenza posti nelle vicinanze del circuito di misura, come cavi attraversati da correnti elevate, motori elettrici, trasformatori, ecc... Questi dispositivi diffondono nell'ambiente circostante campi elettromagnetici che contengono diverse armoniche, anche quelle comprese nell'intervallo di frequenze inferiori a 100 Hz.

Il circuito elettrico del sistema di misura è, di fatto, una spira, anche se di forma irregolare, che si concatena con i campi esterni; in questo modo si generano nel circuito elettrico di misura delle correnti indotte, e di conseguenza delle tensioni che si sommano a quella da misurare.

Per evitare queste correnti indotte è sufficiente attorcigliare tutti i conduttori del circuito di misura, sia quelli che rilevano il segnale di misura che quelli di alimentazione. In questo modo di fatto si annulla la superficie netta esposta a campi esterni, e quindi anche le correnti indotte da questi campi.

### Tensione di modo comune (CMRR)

Questo tipo di problema è dovuto agli strumenti di misura digitali, i cui circuiti elettronici si basano sulle applicazioni degli amplificatori operazionali.

Un amplificatore operazionale ideale, come mostrato in fig.4.1, genera in uscita una tensione  $V_0$  proporzionale alla differenza tra  $V_+$  e  $V_-$ , e non risente della tensione di modo comune  $V_{CMRR}$ , definita come quella tensione, verso massa, applicata contemporaneamente ad entrambi i morsetti d'ingresso.

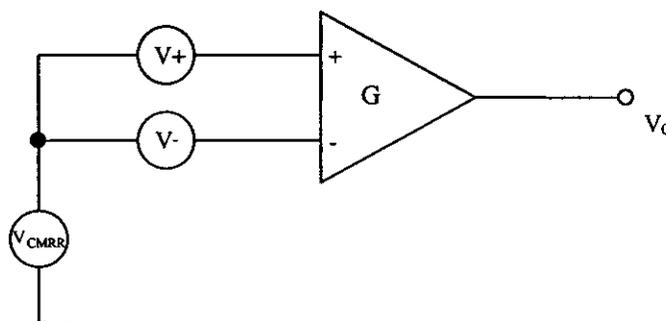


Fig. 4.1 – Schema di base di un amplificatore operazionale

Tuttavia in un amplificatore reale la tensione  $V_0$  è data dalla seguente espressione:

$$V_0 = (V_+ - V_-) \cdot G + V_{CMRR} \cdot CMRR$$

dove  $G$  rappresenta il guadagno dell'amplificatore operazionale, mentre  $CMRR$  (Common Mode Ratio Rejection) rappresenta il grado di cancellazione della tensione di modo comune  $V_{CMRR}$ .

L'amplificatore lock-in usato in queste misure ha un  $CMRR$  di 100 dB, questo significa è in grado di ridurre la tensione di modo comune ad 1 parte su  $10^5$ , per esempio una  $V_{CMRR}$  di 100 mV genera una tensione di 1  $\mu$ V, che si sovrappone a quella di misura. È evidente da quest'esempio che per misure di elevata precisione, cioè in grado di rilevare tensioni dell'ordine di alcune decine di nV, è necessario adottare accorgimenti specifici per ridurre la tensione di modo comune.

L'aspetto cruciale di questo problema è che ci sono più sorgenti di tensione di modo comune, e tutte sono difficilmente controllabili, nel senso che è molto difficile prevedere con efficaci modelli il loro comportamento. In generale questa dipende da accoppiamenti capacitivi, tra le varie parti del circuito di misura, e dalla disposizione della terra di tutti i componenti, strumenti di misura compresi, connessi elettricamente al circuito.

Inoltre anche la misura delle tensioni di modo comune richiede un'attenzione particolare, e soprattutto deve essere fatta con strumenti privi di connessione di terra.

Durante le operazioni di messa a punto del circuito di misura, occorre eseguire delle misure della tensione di modo comune in diverse condizioni. È molto importante conoscere non solo il suo valore, ma anche quali parametri del circuito di misura influenzano questa tensione ed in che modo; con queste informazioni è possibile studiare delle soluzioni specifiche per minimizzare il suo valore.

### **Segnale di riferimento**

Quest'aspetto è connesso con l'uso dell'amplificatore lock-in. Molto brevemente il lock-in esegue delle misure di tensione, o corrente, in regimi periodici. Al suo interno è presente un segnale perfettamente sinusoidale di frequenza nota, detto segnale di riferimento. Questo può essere generato all'interno del lock-in, oppure può essere introdotto dall'esterno. Il lock-in rileva l'armonica del segnale in ingresso di frequenza pari a quella del segnale di riferimento, e ne esegue una scomposizione nelle componenti in fase e in quadratura, entrambi visibili nei display di lettura.

L'aspetto cruciale di questo processo consiste nella generazione del segnale di riferimento esattamente in fase con la corrente di alimentazione, del dispositivo su cui si vuole eseguire la misura. La scomposizione dell'armonica fondamentale del segnale di misura è un'operazione eseguita dal lock-in con una precisione molto elevata, tuttavia la misura ha una precisione altrettanto elevata se con la stessa accuratezza si riesce a generare un segnale di riferimento esattamente in fase con la corrente di alimentazione.

### **Segnale di compensazione**

Come si può notare dalla (4.2) la tensione di misura in generale ha due componenti: una resistiva, proporzionale alla potenza dissipata e una induttiva.

Nel caso di misure su nastri rettilinei la componente induttiva è dovuta all'area della spira di prelievo della tensione, che per i motivi descritti in [18] deve avere una superficie minima, al di sotto della quale si ottengono delle misure di dissipazione diverse da quella reale. Invece nel caso di avvolgimenti, questa componente è dovuta al campo generato dall'avvolgimento stesso.

In generale il lock-in è in grado di misurare direttamente la componente resistiva, senza l'uso di accorgimenti specifici. Tuttavia in questo tipo di misure, a causa della dissipazione molto bassa nei superconduttori, soprattutto per valori di corrente molto inferiori a quella critica, la differenza tra le due componenti è molto alta, e può essere anche di 2 o 3 ordini di grandezza, nel caso di nastri rettilinei. In queste condizioni neanche il lock-in è in grado di eseguire delle misure accurate. Segue la necessità di ridurre in qualche modo la tensione induttiva, allo scopo di discriminare meglio la componente resistiva dal segnale complessivo.

Il sistema adottato in queste misure consiste in una compensazione mediante una tensione puramente induttiva, che ha lo stesso modulo di quella presente nella tensione di misura, ma di verso opposto. L'aspetto cruciale di questo metodo consiste nella generazione di un segnale, detto di compensazione, esattamente in quadratura con la corrente, e quindi esattamente in opposizione alla componente induttiva della tensione di misura. L'errore di fase del segnale compensato deve essere molto basso, per evitare che una parte delle tensione di compensazione si sommi con quella resistiva del segnale di misura. Per esempio nell'ipotesi di una differenza di 2 ordini di grandezza tra le componenti resistiva e induttiva della tensione di misura, uno spostamento di fase di  $0,1^\circ$  rispetto alla posizione di perfetta quadratura della tensione di compensazione, significa un errore del 17,45% nella misura della tensione resistiva.

#### 4.4 DESCRIZIONE DEL CIRCUITO DI MISURA DELLE PERDITE SU NASTRI CORTI RETTILINEI

Lo schema del circuito di misura messo a punto è rappresentato in fig. 4.2. Lo strumento di misura principale è un lock-in Stanford Research SR830, che può misurare contemporaneamente le componenti in fase e in quadratura del segnale di misura rispetto a quello di riferimento. Il lock-in SR 830 è uno strumento di misura digitale, questo significa che l'elaborazione del segnale avviene con tecniche digitali mediante convertitori A/D e D/A, e l'uso di processori digitali [17].

Il campione, uno spezzone corto di nastro rettilineo è alimentato dal secondario di un trasformatore, connesso con l'uscita dell'alimentatore Heinzinger TNBs 100-2000 (tensione massima di uscita 100 V su un carico di 2000 W), controllato in tensione direttamente dal lock-in, questo significa che la tensione in uscita dell'alimentatore è isofrequenziale e proporzionale al segnale sinusoidale generato all'interno del lock-in. Il trasformatore ha uno schermo elettromagnetico che separa entrambi gli avvolgimenti dall'ambiente esterno e un schermo elettrostatico tra l'avvolgimento secondario e quello primario. Il rapporto di trasformazione è 220/48 (valori di tensione in V), e la potenza nominale è di 2400 W, in questo modo si possono raggiungere, in uscita al secondario, valori di corrente fino a circa 50 A. La corrente che attraversa il campione è misurata mediante uno shunt da 1,5 m $\Omega$  - 50 A e un multimetro HP 3455A, inoltre è monitorata mediante un oscilloscopio digitale Nicolet.

I prelievi di tensione sul campione sono connessi all'ingresso A al lock-in, mediante un connettore BNC e cavi attorcigliati con un passo molto piccolo, allo scopo di renderli insensibili al rumore elettromagnetico esterno.

Nello schema sono presenti anche due resistori da 0,1  $\Omega$  - 200 W e due bobine magneticamente accoppiate con il circuito di alimentazione del campione, che hanno lo scopo di migliorare le condizioni di misura nel senso descritto nel precedente paragrafo. In particolare i due resistori, che devono essere posti esattamente come illustrato nello schema, cioè direttamente al secondario del trasformatore, servono per migliorare la simmetria del circuito, e di conseguenza per abbassare le tensioni di modo comune. Le due bobine servono per generare i segnali di riferimento e di compensazione. Questi aspetti, con riferimento allo schema introdotto nel precedente paragrafo, sono approfonditi nella parte successiva di questo paragrafo.

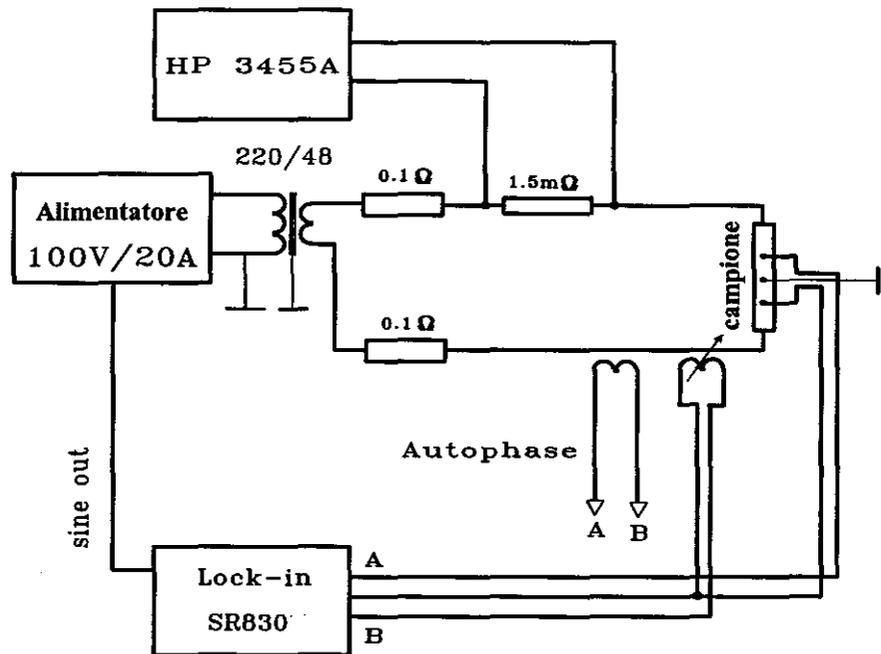


Fig. 4.2 – Schema del circuito di misura delle dissipazioni su nastri rettilinei corti.

### Rumore elettromagnetico esterno

Allo scopo di ridurre al minimo la sensibilità del circuito di misura al rumore elettromagnetico esterno, tutti i cavi sia quelli che trasportano la corrente di alimentazione, che quelli che trasportano segnali di misura, sono attorcigliati; l'obiettivo consiste nel ridurre al minimo la superficie netta del circuito che potenzialmente potrebbe concatenarsi con campi magneti generati da sorgenti esterne al circuito.

Le misure di perdita sono state eseguite in regimi sinusoidali, quindi altre possibili sorgenti di rumore sono le armoniche presenti nella rete di alimentazione di tutto il sistema. Per ridurre gli effetti di questo tipo di rumore, le misure sono state eseguite con valori di frequenze uguali a numeri primi (prevalentemente 43,59,79 Hz), in modo da evitare valori che potessero sovrapporsi alle frequenze di armoniche provenienti dalla rete di alimentazione a 50 Hz.

## **Tensione di modo comune**

Come già anticipato la difficoltà maggiore nel ridurre la tensione di modo comune consiste nel comprendere quali possono essere le sorgenti, poiché da queste dipendono gli accorgimenti che si possono adottare.

Nel circuito appena descritto, una sorgente può essere l'accoppiamento capacitivo tra gli avvolgimenti primario e secondario del trasformatore. A causa di questo accoppiamento si può generare una tensione tra il secondario del trasformatore la terra del circuito. Inoltre nonostante la cura per evitare accoppiamenti induttivi non voluti, questi sono comunque presenti tra le varie parti del circuito stesso.

La distribuzione della tensione di modo comune, così come è emersa da specifiche misure mediante un multimetro alimentato con batteria, quindi autonomo rispetto al circuito di misura, non è uniforme, nel senso che esistono dei punti a potenziale più alto e altri a potenziale più basso. Inoltre è emerso che anche questa tensione ha due componenti: una in fase con la corrente e l'altra in quadratura. Una descrizione dettagliata del comportamento della tensione di modo comune in funzione dell'ampiezza della corrente di alimentazione e della frequenza è molto difficile, tuttavia si possono comunque individuare alcune correlazioni generali, da cui trarre delle indicazioni molto utili su quali accorgimenti adottare per ridurre al minimo il valore delle tensione di modo comune.

Un aspetto molto importante, emerso da queste correlazioni, è che la distribuzione delle masse del circuito, comprese quelle degli strumenti di misura, hanno un'influenza notevole sul valore della tensione di modo comune. In particolare è stata creata una massa comune a tutti i componenti del sistema, compresa l'alimentazione degli strumenti di misura e dell'alimentatore Heinzinger, l'uscita a potenziale più basso dell'Heinzinger è stato connesso direttamente a massa.

Alla stessa massa sono stati connessi lo schermo elettrostatico del trasformatore e il punto centrale del campione.

Allo stesso scopo, il lock-in è stato messo in modo float, e lo schermo del BNC nell'ingresso A è stato connesso con il potenziale più basso tra i due del prelievo di tensione.

Con questi accorgimenti la tensione di modo comune, tra il centro del campione e la massa di tutto il circuito, per valori della corrente di alimentazione fino a 5÷6 A si mantiene sotto i 10 mV, che corrisponde ad una tensione rilevata dal lock-in, con un

CMRR=100 dB, di 0,1 nV, molto inferiore della risoluzione dello strumento pari a 2 nV.

### **Segnale di riferimento**

La generazione del segnale di riferimento è stata affidata ad un'avvolgimento di Rogowsky, rappresentato nello schema 4.2 con l'etichetta bob. di autofase, realizzato con due bobine solenoidali poste ai lati opposti del conduttore centrale. Ogni bobina ha 120 spire, con un conduttore di 0,1 mm di diametro e un coefficiente di mutua induttanza complessiva (cioè per entrambe le bobine) di 0,42 mH.

Questa bobina deve essere realizzata con molta cura e sottoposta a molte prove.

Occorre innanzitutto evitare distorsioni della forma d'onda della tensione indotta, e a tale scopo la bobina è stata realizzata in aria, occorre cioè avere un mezzo di propagazione delle linee di flusso del campo magnetico perfettamente lineare, quindi privo di isteresi e saturazione magnetica.

Inoltre la tensione indotta deve essere perfettamente in quadratura con la corrente di alimentazione, a tale scopo occorre ridurre al minimo i flussi dispersi. La geometria della bobina di Rogowsky ha proprio questo scopo.

Il lock-in come è stato detto misura le componenti in fase e in quadratura rispetto ad un segnale sinusoidale di riferimento, Questo segnale è generato all'interno del lock-in, tuttavia può essere anche preso dall'esterno. In queste misure è stato usato il segnale generato all'interno, tuttavia occorre spostare la fase di questo segnale in modo che sia perfettamente in fase con la corrente di alimentazione del campione, o in quadratura. L'insieme delle operazioni da eseguire per realizzare questo spostamento di fase, è stato definito (definizione arbitraria) "procedura di autofase". I punti essenziali di questa procedura sono:

- a) si connettono i capi della bobina di autofase all'ingresso A del lock-in;
- b) si attiva la funzione di "autofase" del lock-in, questa sposta automaticamente la fase del segnale di riferimento interno fino ad annullare completamente la differenza di fase tra questo segnale e quello presente all'ingresso;
- c) si riattiva la stessa funzione più volte fino a quando nei due display si legge che solo una componente è diversa da zero, con un valore che dipende dal coefficiente di mutua induzione e dalla corrente di alimentazione, mentre l'altra è nulla; questo significa che i due segnali sono perfettamente in fase,

se è nulla la componente resistiva, o in quadratura, se è nulla la componente induttiva;

- d) si disconnette la bobina di autofase e si connettono i terminali dei prelievi di tensione sul campione, a questo punto il lock-in è pronto per eseguire le misure: nei due displays compaiono direttamente le componenti in fase e in quadratura con la corrente di alimentazione.

La differenza di fase tra il segnale di riferimento interno e la corrente di alimentazione dipende fortemente dalla frequenza e debolmente dal valore dell'ampiezza della corrente di alimentazione. Questo significa che la procedura di autofase deve essere fatta tutte le volte che si cambia la frequenza della corrente di alimentazione, ed è consigliabile farla più volte anche per misure alla stessa frequenza, soprattutto se si esegue la misura su un intervallo esteso di valori di corrente.

In particolare tale dipendenza è più marcata per valori bassi di corrente, ed è molto debole per valori più alti, quindi per valori di corrente inferiori a  $5 \div 6$  A è consigliabile eseguire la procedura di autofase ad intervalli di  $2 \div 3$  A, per valori di corrente maggiori, è sufficiente ogni  $5 \div 7$  A.

Inoltre è stato osservato sperimentalmente che questa dipendenza può essere ridotta se l'alimentatore Heinziger se la potenza erogata è controllata in tensione (voltage control mode).

### **Segnale di compensazione**

La generazione del segnale di compensazione è affidata ad un altro avvolgimento accoppiato magneticamente con il circuito di alimentazione.

Sul piano teorico con questo avvolgimento si ottiene un segnale in quadratura con la corrente di alimentazione che può essere equiverso od opposto alla componente induttiva della tensione di misura. Questo segnale è stato connesso direttamente all'ingresso B del lock-in, mediante connettore BNC e cavi attorcigliati con un passo molto piccolo. Una volta verificato che il verso della tensione di compensazione sia opposto alla componente induttiva del segnale di misura (diversamente è sufficiente invertire i terminali delle bobina di compensazione), occorre selezionare nel lock-in l'ingresso A-B, in questo modo la compensazione avviene direttamente all'interno del lock-in.

Sul piano sperimentale ci sono alcuni problemi da risolvere per avere un buon segnale di compensazione.

Il primo è dovuto alla necessità di avere un segnale di compensazione con ampiezza regolabile. Questa caratteristica è stata ottenuta fabbricando una bobina di compensazione che può variare la propria posizione geometrica rispetto al conduttore centrale, attraversato dalla corrente di alimentazione, e quindi il coefficiente di mutua induzione.

Analogamente a quanto descritto nella sezione dedicata al segnale di riferimento, anche il segnale di compensazione deve essere privo di distorsioni della forma d'onda, e con un errore di fase rispetto alla posizione ideale di perfetta quadratura, dell'ordine di qualche centesimo di grado.

Le distorsioni della forma d'onda si evitano realizzando un accoppiamento ad aria, un mezzo che non presenta isteresi magnetica e neanche fenomeni di saturazione magnetica.

La parte più delicata è nell'errore di fase, poiché questo dipende da molti fattori, quali: presenza di correnti parassite nelle singole spire, accoppiamenti capacitivi tra le singole spire, flussi dispersi, inoltre è molto difficile individuare come questi parametri influenzano questo spostamento di fase.

A tale scopo occorre quindi eseguire sulla bobina di compensazione molte prove prima di usarla per le misure di dissipazione.

Le bobine realizzate per queste misure avevano degli errori di fase non superiori a circa  $2 \div 3$  centesimi di grado.

Le bobine di compensazione, insieme a quella di autofase, sono i componenti più delicati del circuito di misura poiché per essi è richiesta una precisione molto elevata. Una parte considerevole del lavoro svolto per la messa a punto del sistema di misura è stata dedicato alla progettazione e alla messa a punto di queste bobine.

#### **4.5 DESCRIZIONE DEL CIRCUITO DI MISURA DELLE PERDITE SU AVVOLGIMENTI SOLENOIDALI**

Sul piano teorico non ci sono delle sostanziali differenze rispetto a quanto già descritto sulle misure su spezzoni corti di nastro. Anche nelle misure su avvolgimenti la grandezza elettrica da rilevare è la tensione ai capi dell'avvolgimento stesso, e i componenti più delicati sono le bobine di autofase e di compensazione. Rimangono

quindi valide le considerazioni svolte su queste bobine e anche sul rumore elettromagnetico, per le misure su spezzoni corti di nastro rettilineo.

Sul piano sperimentale la differenza più rilevante consiste nell'ampiezza dei segnali, infatti mentre i valori di corrente rimangono dello stesso ordine di grandezza, quelli delle tensioni sono maggiori di  $2 \div 3$  ordini di grandezza, e proprio a questa differenza nei valori di tensione che sono dovute le modifiche sostanziali al circuito di misura.

In particolare queste modifiche sono dovute a due tipi di problemi:

- a) corrente massima erogabile dall'alimentatore Heinzinger e sua forma d'onda;
- b) tensione massima che si può applicare tra gli ingressi A e B del lock-in, e tra ognuno di questi ingressi e la massa del circuito.

Il circuito di riferimento iniziale è lo stesso di quello usato per le misure sui spezzoni corti. Basandosi su tale circuito di riferimento sono state studiate e realizzate le soluzioni ai problemi individuati nei punti a) e b).

Anche se non espressamente dichiarato nei punti appena elencati, anche per queste misure valgono i problemi descritti per le bobine di autofase a di compensazione. Tuttavia sul piano tecnico non cambia assolutamente nulla. Il problema dell'errore di fase deve essere risolto allo stesso modo, l'unica differenza consiste nell'ampiezza del segnale, in particolare per la bobina di compensazione.

La bobina di autofase può anche essere la stessa di quella usata per le misure su spezzoni corti, mentre quella di compensazione deve essere diversa poiché deve generare segnali di ampiezza superiore di  $2 \div 3$  ordini di grandezza, di quelle usate per le misure sui nastri, tuttavia deve avere lo stesso errore fase. A causa di questa precisione, ad un punto del circuito di misura molto tempo è stato dedicato alla progettazione e realizzazione della bobina di compensazione.

### **Corrente massima erogabile dall'alimentatore Heinzinger e sua forma d'onda**

I parametri di corrente di alimentazione dipendono prevalentemente dall'alimentatore Heinzinger TNBs 100-2000, in grado di erogare una tensione continua di circa 200 V, corrente di poco inferiore a 20 A. Durante i test è emerso che anche il tipo di carico (resistivo, induttivo o capacitivo) ha un'influenza sulle prestazioni dell'alimentatore, non solo sul massimo valore della corrente erogabile, ma anche sulla sua forma d'onda. Infatti attraverso un continuo monitoraggio, mediante un

oscilloscopio, della tensione ai capi dello shunt e di quella ai capi della bobina di autofase, sono emerse delle deformazioni, a volte notevoli, della forma d'onda della corrente proprio in funzione del tipo di carico.

Il valore dell'induttanza dell'avvolgimento completo è di circa 41 mH, a cui corrisponde un'impedenza di  $19,8 \Omega$  a 79 Hz, che è la frequenza più alta usata durante le misure. Nell'ipotesi di trascurare, in prima approssimazione, le resistenze presenti nel circuito di alimentazione, con tale impedenza non si possono ottenere più di 3,5 A, mentre la corrente critica dell'avvolgimento è di circa 12 A, in continua. Ovviamente per frequenze più basse si possono ottenere valori di corrente più elevati, ma comunque più bassi rispetto la corrente critica. Anche alla frequenza di 43 Hz, non si ottiene più di  $6 A_{\text{rms}}$ .

La soluzione adottata per aumentare il valore della massima corrente erogabile, consiste in un circuito R-L-C serie risonante. Con un valore di L di circa 41 mH sono sufficienti capacità di  $0,1 \div 0,3 \text{ mF}$ , nell'intervallo di frequenze  $47 \div 79 \text{ Hz}$ , per generare le condizioni di risonanza. Le tensioni che si generano ai capi della capacità possono raggiungere i 250 V, per valori di corrente attorno a  $12 A_{\text{rms}}$ , che è la massima corrente con cui si vuole alimentare l'avvolgimento, per la misura delle perdite. Le capacità possono funzionare fino a 250 V, secondo i valori di targa, tuttavia con queste tensioni occorre prestare attenzione all'isolamento dei componenti, per evitare contatti accidentali con l'operatore. L'alimentatore Heinzinger può essere pilotato in tensione o in corrente. L'uso delle capacità impone il controllo in tensione, poiché il controllo in corrente inevitabilmente genera delle correnti di offset che caricano le capacità, e su di esse si generano tensioni più alte di quelle che possono sopportare, anche in assenza di corrente di alimentazione.

In condizioni di risonanza è la resistenza il componente che limita la corrente, e deve anche sopportare potenze elevate, fino ad 1 kW. Lo shunt per la misura di corrente non è sufficiente per garantire un funzionamento stabile dell'alimentatore in condizioni di risonanza, per questa ragione occorre anche un resistore di carico, con il solo scopo di aumentare il peso della componente resistiva dell'impedenza complessiva. In particolare in questo circuito si usa una resistenza di  $2,5 \Omega / 600 \text{ W}$ . Si tratta di resistenze a filo avvolte su supporti ceramici cilindrici cavi. Per agevolare lo smaltimento della potenza, queste si mettono in posizione inclinata, o meglio se verticale. Nell'ipotesi di rifasamento perfetto, la corrente teorica che si può ottenere è di circa  $28 A_{\text{rms}}$ , molto maggiore di quella richiesta. Il valore reale è più basso, tuttavia in laboratorio sono stati

raggiunti i  $20 A_{rms}$ , un valore che permette di eseguire le misure di perdita su un intervallo di corrente sufficientemente ampio.

Come già anticipato, il peso della componente resistiva sull'impedenza totale, ha un'influenza anche sulla forma d'onda della corrente. In particolare sono state osservate delle deformazioni, a volte notevoli, nei casi in cui la resistenza del circuito è molto bassa (cioè senza resistore di carico), oppure i valori di tensione e corrente sono molto bassi, cioè rispettivamente dell'ordine di decine di mA e inferiori al V. In queste condizioni l'alimentatore funziona al limite della regione lineare, definita dai valori di targa. Occorre pertanto configurare l'impedenza complessiva in modo da avere valori di corrente superiori ad  $1\div 2 A_{rms}$ , oppure tensioni di qualche V.

Questi vincoli sono necessari per un corretto funzionamento dell'alimentatore, tuttavia possono non essere sufficienti, è quindi raccomandabile un monitoraggio continuo della corrente mediante un oscilloscopio.

### **Tensione massima che si può applicare tra gli ingressi A e B del lock-in, e tra ognuno di questi ingressi e la massa del circuito**

L'amplificatore lock-in ammette in ingresso una tensione massima di  $1 V_{rms}$ , e anche tra lo schermo del lock-in e la massa elettrica del circuito la tensione non deve superare tale valore [17].

Se si considera che l'avvolgimento completo ha un'induttanza di circa 41 mH, si può facilmente verificare che a 59 Hz è sufficiente una corrente di circa 65 mA, per avere una tensione superiore ad  $1 V_{rms}$ . Tuttavia la differenza tra le componenti induttiva e resistiva delle tensione di misura, è di almeno 2 ordini di grandezza, è quindi possibile mediante la compensazione ridurre il modulo delle tensione risultante su valori inferiori ad  $1 V_{rms}$ .

Per gli avvolgimenti più piccoli (fino a qualche mH), la componente resistiva si mantiene su valori inferiori ad  $1 V_{rms}$ , su tutto l'intervallo di misura, fino a  $12\div 13 A$ , per quelli più grandi (da qualche mH, fino a 50 mH), tale limite è superato già per valori molto bassi di corrente : da 0,5 A a 2 A. In questi casi non è più possibile usare il lock-in, e per procedere con la misura per valori più alti di corrente, occorre un wattmetro.

La differenza di potenziale tra lo schermo del lock-in e la massa elettrica dipende dalla scelta del punto del circuito da connettere a tale massa, fig.4.3. T, più tale punto è

lontano dall'avvolgimento che si vuole misurare, tanto più alta è la tensione tra la massa e lo schermo del lock-in.

Per ridurre al minimo questa differenza di potenziale, occorre connettere elettricamente un capo dell'avvolgimento, direttamente con la massa del circuito. In questo modo la tensione massima che si crea tra la massa e lo schermo del lock-in è la somma della caduta di tensione sui cavi di connessione, con la tensione compensata ai capi dell'avvolgimento.

Il secondario della bobina di compensazione non è elettricamente connesso con il circuito di alimentazione, pertanto la sua posizione nel circuito, non influenza il potenziale tra la massa e lo schermo del lock-in. Neanche la posizione degli altri componenti (shunt, resistenza di carico, bobina di autofase) influenzano tale tensione. L'avvolgimento è quindi l'unico componente che deve essere connesso rispettando un vincolo preciso.

A causa di una connessione interna dell'alimentatore, la massa del circuito è su uno dei morsetti di alimentazione, pertanto un capo dell'avvolgimento è sempre connesso con tale morsetto. A tale morsetto è connessa anche la massa di tutti gli strumenti di misura e dell'alimentazione, allo scopo di limitare il valore della tensione di modo comune, come già descritto per le misure sui nastri rettilinei.

#### **4.5.1 Descrizione del circuito con il lock-in**

In fig. 4.3 è rappresentato la schema del circuito di misura con il lock-in, usato per le misure delle dissipazioni sugli avvolgimenti più piccoli, cioè quelli che hanno la componente di tensione in fase con la corrente inferiore ad  $1 V_{rms}$ . Questo circuito è molto simile a quello già descritto per le misure sui nastri rettilinei. L'avvolgimento su cui misurare le dissipazioni è connesso direttamente con l'alimentatore, che è ancora pilotato in tensione dal lock-in. In particolare un capo dell'avvolgimento deve essere connesso con il terminale dell'alimentatore a più basso potenziale, per le ragioni descritte nelle sezioni precedenti di questo paragrafo. Le bobine di compensazione e di autofase hanno le stesse funzioni che avevano nel circuito usato per le misure sui nastri rettilinei, come anche lo shunt per la misura della corrente. La resistenza di carico, connessa in serie con l'avvolgimento, serve solo per aumentare la componente resistiva dell'impedenza complessiva del circuito.

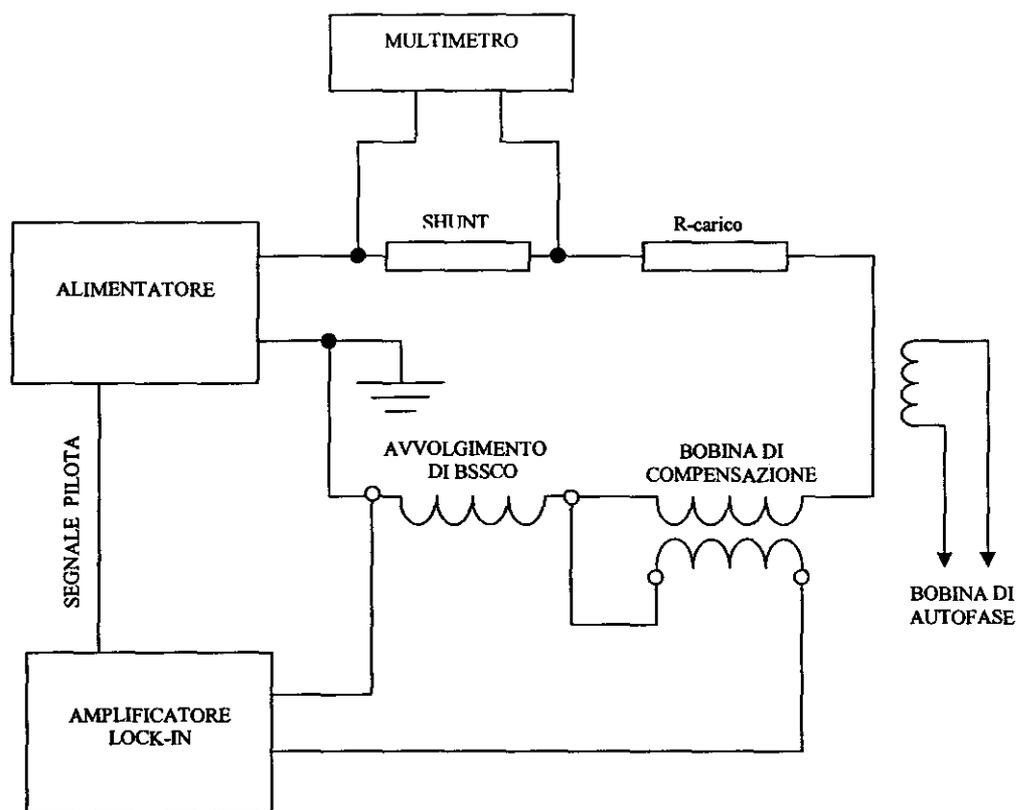


Fig. 4.3 – Schema del circuito di misura delle dissipazioni sugli avvolgimenti con il lock-in

#### 4.5.2 Descrizione del circuito con il wattmetro

In fig. 4.4 è rappresentato lo schema del circuito di misura con il wattmetro. La differenza più rilevante rispetto a quello con il lock-in consiste proprio nel wattmetro digitale che sostituisce il lock-in.

In questo circuito non c'è la bobina di autofase, e l'alimentatore è pilotato da un generatore di funzioni.

La bobina di compensazione non è fondamentale, come nel circuito con il lock-in, tuttavia incrementa sensibilmente l'accuratezza della misura. Negli avvolgimenti con induttanza superiore ad una decina di mH, la differenza tra le componenti di tensione resistiva e induttiva è di 2 ordini di grandezza, il carico quindi ha un  $\cos \phi$  ancora molto basso. Segue che mentre i valori di tensione e corrente sono molto vicini a quelli di fondo scala del wattmetro, quello di potenza è su valori inferiori al 4÷5 % quello di fondo scala, l'errore percentuale sulla misura, quindi è più alto rispetto a quello che si avrebbe per valori di potenza più vicini a quello di fondo scala.

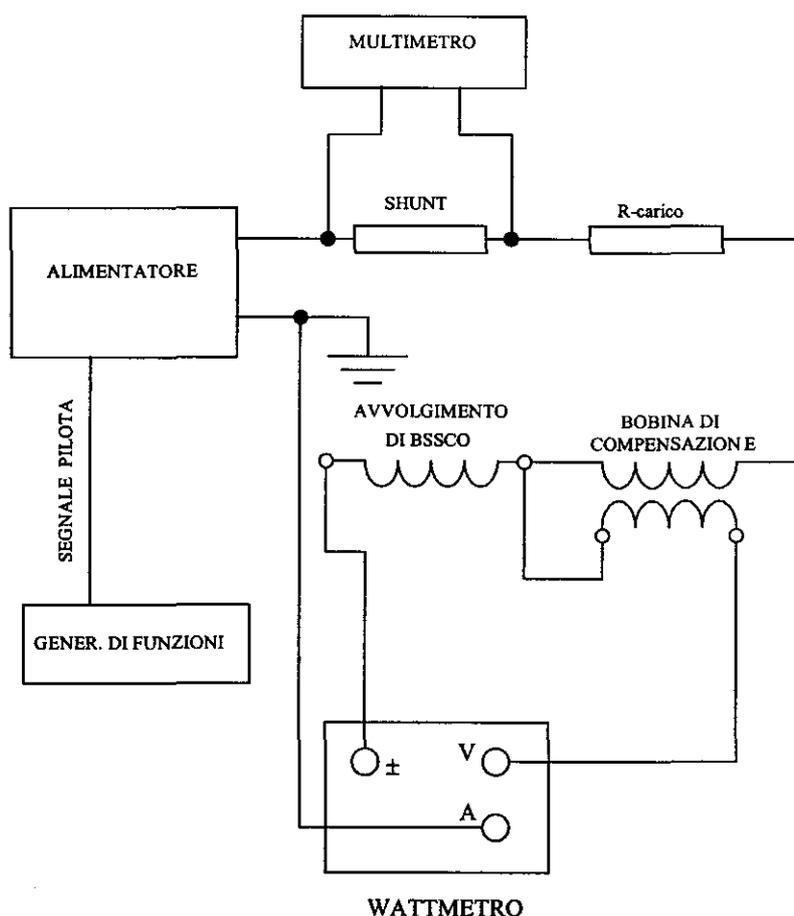


Fig. 4.4 – Schema del circuito di misura delle dissipazioni sugli avvolgimenti con il wattmetro

Per esempio la perdita misurata sull'avvolgimento completo a 59 Hz, in corrispondenza di 10 A, è di 107 W con un fondo scala di 1000 W = 100 V × 10 A, che corrisponde al 10,7 % del valore di fondo scala. Senza la compensazione la tensione sarebbe stata di circa 152 V, questo avrebbe obbligato ad usare un fondo scala di almeno 3000 W = 150 V × 10 A, e il valore misurato sarebbe stato del 3,5 % rispetto al valore di fondo scala.

Anche in questo circuito l'avvolgimento è alimentato direttamente dall'alimentatore, e il wattmetro rileva il segnale già compensato. La resistenza di carico ha il solo scopo di aumentare il peso resistivo dell'impedenza totale per le ragioni descritte nelle sezioni precedenti di questo capitolo, mentre lo shunt è usato per la misura di tensione.

Sebbene in queste misure il problema della tensione di modo comune non sia così importante come nei sistemi che usano il lock-in, l'avvolgimento è stato posto ugualmente nella parte del circuito a potenziale più basso.

# CAPITOLO V

## 5.1 INTRODUZIONE

In questo capitolo sono esposti i risultati ottenuti sia dalle misure sperimentali sia dalle elaborazioni numeriche, inoltre è presente un confronto tra i due insiemi di dati. Il capitolo è stato diviso in due sezioni: nella prima sono esposti i risultati delle misure sperimentali mentre nella seconda sono esposti quelli ottenuti dalle elaborazioni numeriche, e il confronto con quelli sperimentali.

## 5.2 MISURE SPERIMENTALI

Le misure sono state eseguite su diversi campioni di nastro rettilineo alla temperatura di 77 K, che corrisponde alla temperatura di ebollizione dell'azoto. Le misure di potenza sono state fatte prevalentemente a 59 Hz, tuttavia allo scopo di rilevare un'eventuale dipendenza dalla frequenza sono state fatte misure anche a frequenze diverse da 59 Hz, comprese nell'intervallo da 43 Hz a 97 Hz.

I grafici rappresentati nelle fig. 5.1, 5.2, 5.3 e 5.4 mostrano una sintesi dei risultati ottenuti da misure di potenza su quattro campioni di nastro multifilamentare rettilineo. Le proprietà di questi nastri sono rappresentate nella tabella tab. 5.1.

Le fig. 5.1, 5.2, 5.3 rappresentano la potenza dissipata nell'unità di lunghezza nei campioni A, B e C, dovuta ad una corrente di trasporto a 59 Hz, la cui ampiezza varia da alcuni decimi di A fino quasi a 30 A, il valore finale di solito è circa il 50÷70 % il valore della corrente critica corrispondente.

Da questi grafici, si può rilevare che la potenza varia rispetto alla corrente secondo una legge di potenza con esponente compreso tra +3 e +4. In particolare si può osservare che per valori di corrente inferiori a  $0,5 I_c$  la potenza dissipata è proporzionale a  $I^3$ , mentre per valori superiori, fino circa a  $I_c$  è proporzionale a  $I^4$ . Per valori superiori a  $I_c$  la pendenza della curva diminuisce fino a 1.

Dal punto di vista fisico questi tre valori di pendenza, rilevabili su tutti i tre grafici, corrispondono a meccanismi differenti. Per valori bassi di corrente, fino a  $0,3\div 0,4 I_c$  il

meccanismo dissipativo è dovuto prevalentemente al flux creep, cioè all'attivazione termica dei flussoidi, mentre per valori superiori fino a circa  $I_c$  diventa dominante il fenomeno del flux flow, cioè al moto dei flussoidi dovuto all'interazione con la corrente di trasporto. Per valori superiori ad  $I_c$  inizia la transizione del materiale, la corrente tende a circolare sul rivestimento in Ag o lega Ag-Mg, e la dissipazione diventa ohmica, e quindi la relazione tra potenza dissipata e corrente diventa lineare, come si osserva dalle misure sperimentali.

<b>Campione A</b>	<p><i>Caratteristiche geometriche:</i>            spessore 0.267 mm, larghezza 3.95 mm, fill factor 18%</p> <p><i>Proprietà elettriche a 77 K in autocampo:</i>  <math>I_c = 16.4, n = 22.3</math></p>
<b>Campione B</b>	<p><i>Caratteristiche geometriche:</i>            spessore 0.202 mm, larghezza 3.87 mm, fill factor 20%</p> <p><i>Proprietà elettriche a 77 K in autocampo:</i>  <math>I_c = 16.3, n = 26.5</math></p>
<b>Campione C</b>	<p><i>Caratteristiche geometriche:</i>            spessore 0.204 mm, larghezza 3.99 mm, fill factor 28%</p> <p><i>Proprietà elettriche a 77 K in autocampo:</i>  <math>I_c = 32.7, n = 23.6</math></p>
<b>Campione D</b>	<p><i>Caratteristiche geometriche:</i>            spessore 0.29 mm, larghezza 2.9 mm, fill factor 30%</p> <p><i>Proprietà elettriche a 77 K in autocampo:</i>  <math>I_c = 19.25, n = 17.3</math></p>

Tab. 5.1

La fig. 5.4 rappresenta una sintesi di tre misure di potenza dissipata nel campione D, corrispondenti a tre diversi valori di frequenza: 47, 59 e 79 Hz. Il valore dell'energia rappresentato nel grafico è stato ottenuto da quello della potenza diviso il valore della frequenza.

La sovrapposizione delle tre curve con buona approssimazione, mette in evidenza la natura isteretica delle dissipazioni misurate, secondo la definizione fornita nell'analisi qualitativa sviluppata nel capitolo 1.

Nello stesso grafico sono rappresentate anche le curve teoriche secondo Norris per i nastri monofilamentari a sezione ellittica e rettangolare sottile. Il riscontro con i dati misurati è ottimo.

Nelle figure 5.4 e 5.5 sono rappresentati i dati rilevati da misure su due tra gli avvolgimenti su cui sono state fatte misure di dissipazione elettrica, alla temperatura dell'azoto liquido, e con un solo valore di frequenza: 59 Hz.

### 5.3 ANALISI COMPARATIVA TRA DATI CALCOLATI E SPERIMENTALI

Nelle fig. 5.7, 5.8, 5.9 sono rappresentati alcuni dei dati calcolati con il modello descritto nei capitoli precedenti, insieme a quelli sperimentali. In particolare nelle fig. 5.7 e 5.8 i dati corrispondono ad un nastro attraversato da corrente sinusoidale in autocampo, mentre in fig. 5.9 sono rappresentati anche alcuni punti (calcolati) corrispondenti ad un nastro attraversato da corrente sinusoidale e sottoposto ad un campo magnetico esterno di 35 mT (valore di picco).

Il buon accordo tra i dati calcolati e quelli sperimentali, come si può notare da queste figure, conferma la validità del modello sviluppato nei capitoli precedenti, per un ampio intervallo di valori di corrente, anche superiori a quella critica, dove i meccanismi dissipativi si manifestano sia nel superconduttore sia nella matrice metallica.

Quest'ultimo aspetto è molto importante per la valutazione delle dissipazioni in questi materiali nei dispositivi elettrici di potenza, dove le correnti nominali possono essere in alcuni punti del superconduttore, anche superiori a quella critica, a causa della presenza di campi magnetici elevati.

Dal punto di vista ingegneristico, la corrente critica di un dispositivo fabbricato con superconduttori è una grandezza globale. La corrente critica dipende fortemente dal campo magnetico, quindi da un lato alcune parti del superconduttore possono avere una corrente critica locale più alta di quella globale del dispositivo, dall'altro altre parti possono avere una corrente critica locale più bassa. Questo significa che nonostante la corrente di esercizio sia la stessa per tutti i punti del superconduttore, mentre per alcuni questa è inferiore alla corrente critica locale, per altri può essere superiore.

Nelle fig. 5.7 e 5.8 si possono notare delle differenze non trascurabili tra i dati sperimentali e quelli calcolati per valori di corrente inferiori a  $0.2 \div 0.3 I_c$ .

Queste differenze sono dovute al contributo di almeno due fattori.

Il modello può non essere più valido per valori di corrente molto inferiori a quella critica, dove la corrente tende a concentrarsi sugli strati superficiali del nastro (effetto Meissner) e questo richiede una griglia con una concentrazione di nodi maggiore verso gli strati più esterni.

Inoltre a causa della forte dipendenza della corrente critica dal campo magnetico, può essere che per valori più bassi di corrente, la corrente critica reale del superconduttore sia maggiore di quella corrispondente a valori di corrente più elevati per effetto dell'autocampo.

Se si aumenta il valore della corrente critica l'effetto è una riduzione del valore della dissipazione, come si può osservare in fig. 5.9 dove i valori della dissipazione a 2 e 4 A, sono stati calcolati con un valore di corrente critica più elevato rispetto a quello usato per gli altri punti.

Questo aspetto richiede un ulteriore approfondimento, almeno per stabilire quale dei fattori sia il più rilevante e fino a che punto sia lecito aumentare il valore della densità di corrente critica. Tuttavia in un approccio di tipo ingegneristico non è importante conoscere esattamente il comportamento del superconduttore per correnti molto inferiori a quella critica, per questa ragione questo approfondimento non è stato sviluppato.

Nella fig. 5.9 si può osservare anche l'aumento della dissipazione nel nastro dovuto ad un campo magnetico esterno, in questo caso di 35 mT (valore di picco).

L'effetto di un campo magnetico esterno sulle proprietà elettriche del nastro si può descrivere con una diminuzione del valore della densità di corrente critica e del valore dell'esponente  $n$ , secondo il modello "n-power law" descritto nel capitolo 1.

Per questi dati calcolati non sono disponibili dati sperimentali, poichè non sono state fatte misure di dissipazione in presenza di campi magnetici esterni variabili, tuttavia l'aumento della dissipazione calcolato di 1÷2 ordini di grandezza è in linea con i dati sperimentali disponibili in letteratura [19].

Per il calcolo delle dissipazioni isteretiche sull'avvolgimento è stato usato lo stesso modello applicato al caso di nastro rettilineo sottoposto ad un campo esterno.

Nelle fig. 5.10 e 5.11 e 5.12 sono rappresentati i dati usati per il calcolo delle dissipazioni sull'avvolgimento, corrispondenti al nastro usato per fabbricare gli avvolgimenti.

La fig. 5.10 rappresenta il rapporto tra la densità di corrente critica in corrispondenza di un determinato valore del campo magnetico e quella in corrispondenza di campo nullo, in funzione dell'ampiezza del campo magnetico e dell'orientazione rispetto alla superficie estesa del nastro. Nella figura sono mostrate solo due orientazioni del campo magnetico: parallela e ortogonale alla superficie estesa del nastro.

La fig. 5.11 rappresenta il valore di  $n$  in funzione dell'ampiezza e dell'orientamento del campo magnetico, anche in questo caso sono mostrate solo due orientazioni del campo: parallela e ortogonale alla superficie estesa del nastro.

La fig. 5.12 rappresenta lo stesso rapporto della fig. 5.10 in funzione del raggio di curvatura del nastro. Questo grafico mostra il degrado delle proprietà elettriche del superconduttore dovuto alla piegatura, necessaria per avvolgere il nastro.

A causa della lunghezza del tempo di calcolo sono disponibili solo pochi dati sulla dissipazione negli avvolgimenti, alcuni sono mostrati nella fig.5.6, tuttavia questi sono sufficienti per fare alcune considerazioni di rilievo.

Durante il calcolo delle dissipazioni sull'avvolgimento è stato osservato che sono sufficienti piccole variazioni nelle proprietà elettriche del materiale per avere variazioni elevate dei valori dei dati calcolati. Questo significa che se si sostituiscono i dati mostrati nelle fig. 5.10, 5.11, 5.12 con altri, corrispondenti alle proprietà elettriche di un altro nastro, si possono ottenere dei valori di dissipazione molto diversi, anche se le proprietà elettriche dei due nastri sono molto simili.

Per il calcolo delle dissipazioni sull'avvolgimento, quindi non si possono utilizzare delle proprietà elettriche medie, che tengono conto di quelle di un insieme di nastri, ma occorre utilizzare quelle specifiche del nastro con cui è stato fabbricato l'avvolgimento.

Un altro aspetto da considerare riguarda alcune ipotesi di base del modello.

Le proprietà elettriche utilizzate in quest'elaborazione sono state rilevate con misure stazionarie, mentre il modello elabora delle grandezze non stazionarie. In altre parole la densità di corrente critica è stata misurata in corrente continua, come anche la sua dipendenza dal campo magnetico esterno, anch'esso stazionario, e dal raggio di curvatura, mentre la dissipazione calcolata si riferisce ad una condizione non stazionaria, in particolare sinusoidale.

Inoltre le perdite per accoppiamento, non considerate da questo modello, potrebbero non essere trascurabili, come nel nastro. La presenza di campi magnetici con un'ampiezza più elevata rispetto al nastro in autocampo, potrebbe aumentare

notevolmente il contributo delle perdite per accoppiamento, giustificando il valore dei dati calcolati più bassi di quelli sperimentali.

In [19] è mostrato molto bene la differenza dell'effetto sulla dissipazione, prodotto da un campo magnetico esterno stazionario applicato su un nastro rettilineo, rispetto a quello prodotto da un campo sinusoidale.

#### 5.4 CONCLUSIONI

In questa tesi di Dottorato è stato sviluppato un modello di calcolo delle perdite isteretiche su nastri di BSCCO in autocampo ed in presenza di un campo magnetico esterno, quando i nastri sono percorsi da una corrente di trasporto variabile nel tempo con legge qualunque. Il modello è stato inoltre esteso al caso di un avvolgimento solenoidale realizzato con nastri di BSCCO, quale potrebbe essere presente in un dispositivo SMES.

Sono stati inoltre messi a punto dei sistemi di misura delle perdite su spezzoni corti di nastri rettilinei e su avvolgimenti, facendo uso di metodi elettrici con un'elevata precisione. Con tali sistemi, relativamente al regime sinusoidale, è stata studiata sperimentalmente la dipendenza delle perdite, sia in spezzoni corti di nastri che in avvolgimenti, dalla frequenza e dal valore efficace della corrente di trasporto.

Dall'analisi comparativa tra i dati calcolati e quelli misurati è stata confermata la validità dei modelli sviluppati. L'accordo trovato è molto buono nel caso degli spezzoni corti di nastro. Nel caso degli avvolgimenti solenoidali è stato riscontrato un buon accordo con i dati sperimentali, soprattutto per valori della corrente prossimi a quello critico, che è la regione di maggiore interesse dal punto di vista ingegneristico.

Campione A - 77 K - 59 Hz

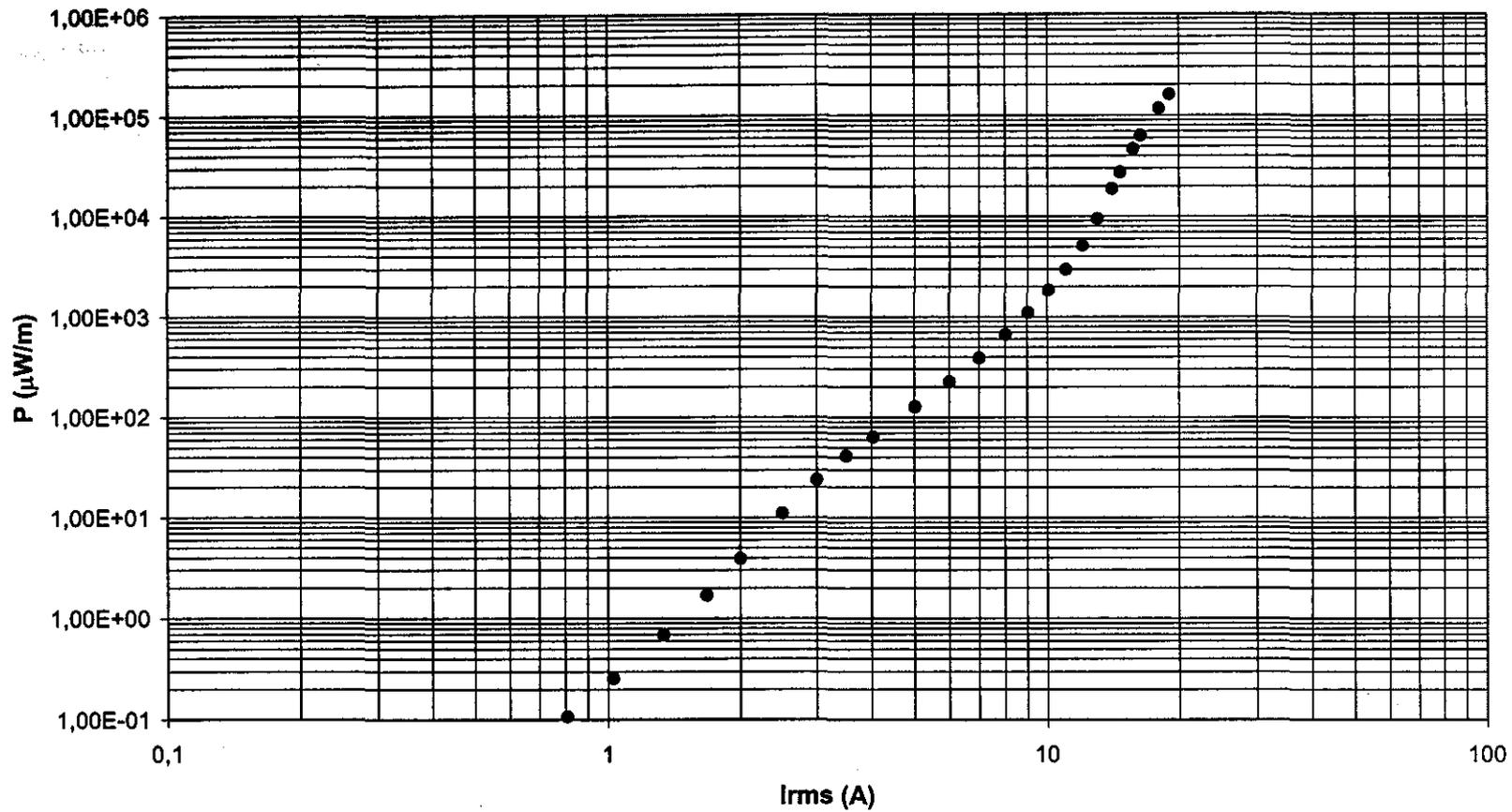


Figura 5.1

Campione B - 77 K - 59 Hz

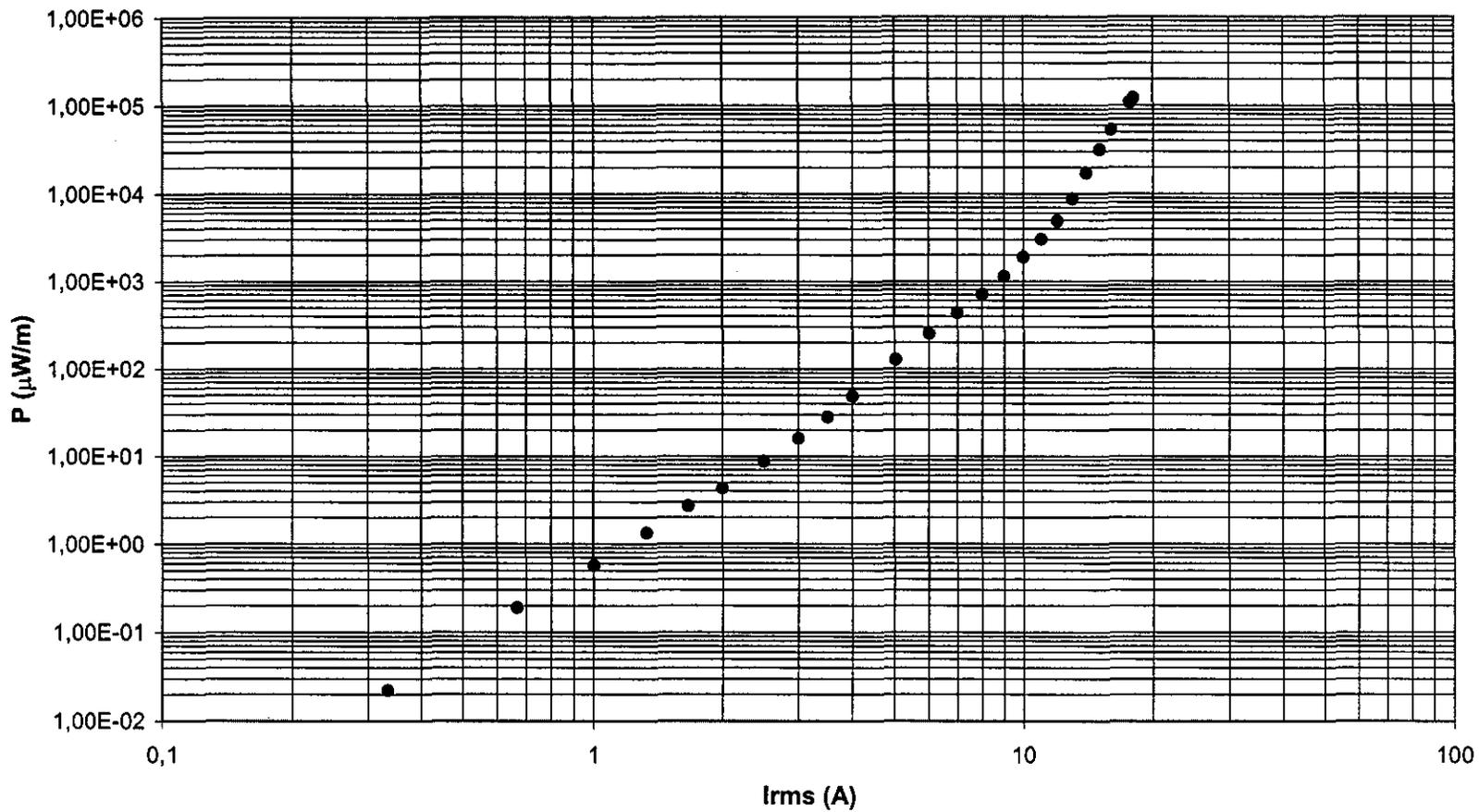


Figura 5.2

Campione C - 59 Hz - 77 K

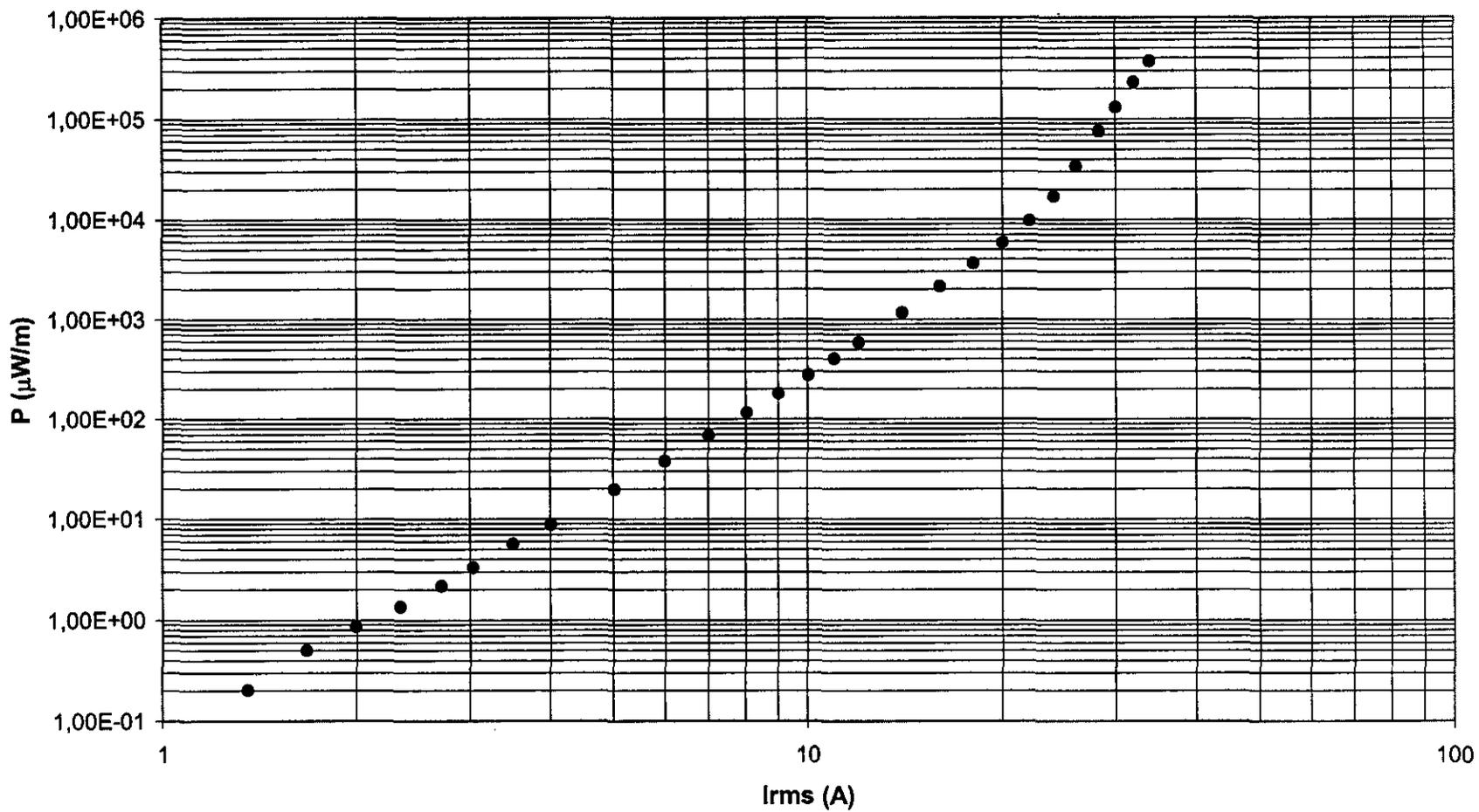
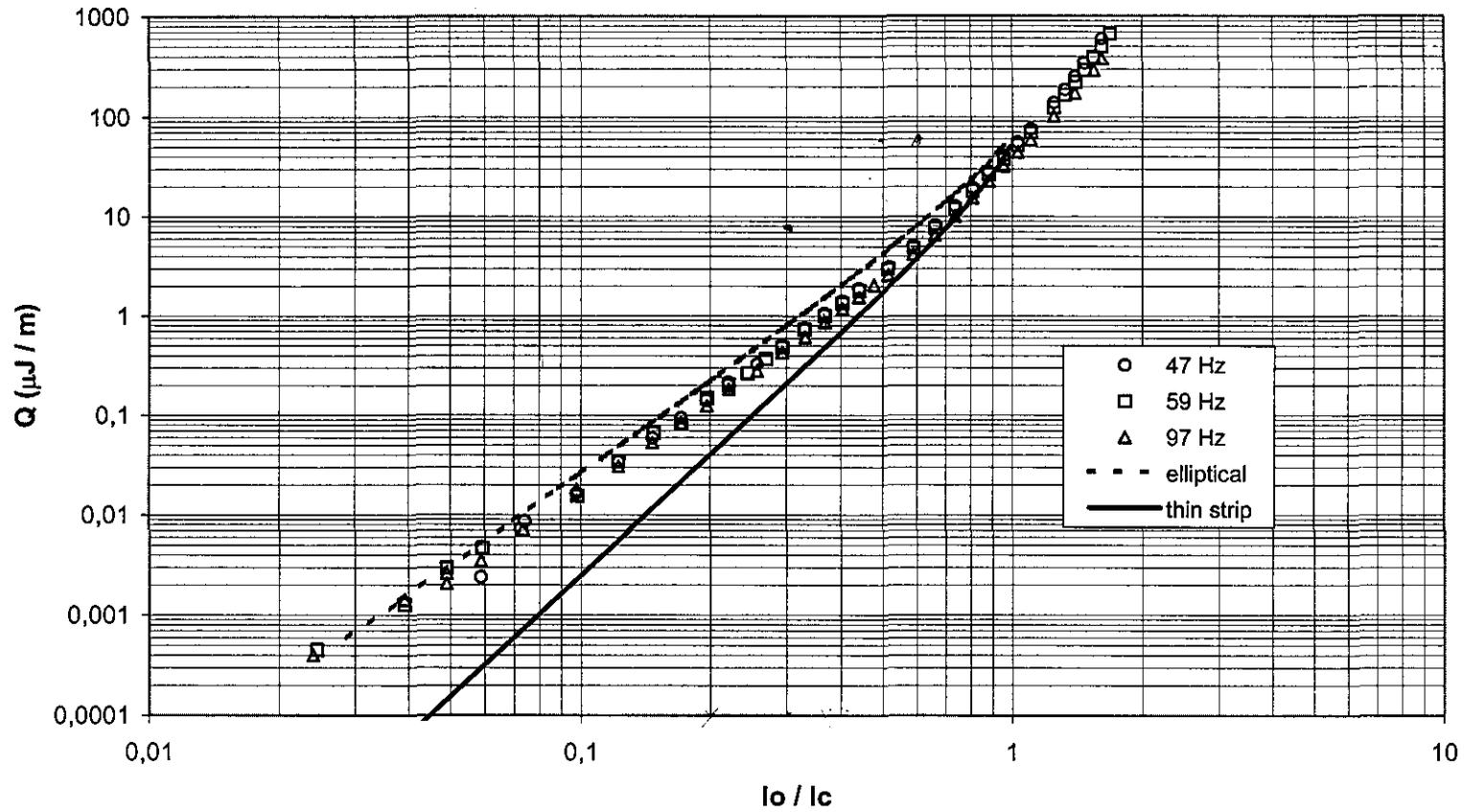


Figura 5.3

Misure sul campione D a 77 K per tre diversi valori di frequenza - Confronto con il modello di Norris

Figura 5.4



DOPPIO PANCAKE

Avvolgimento A - 59,2 Hz - 77 K

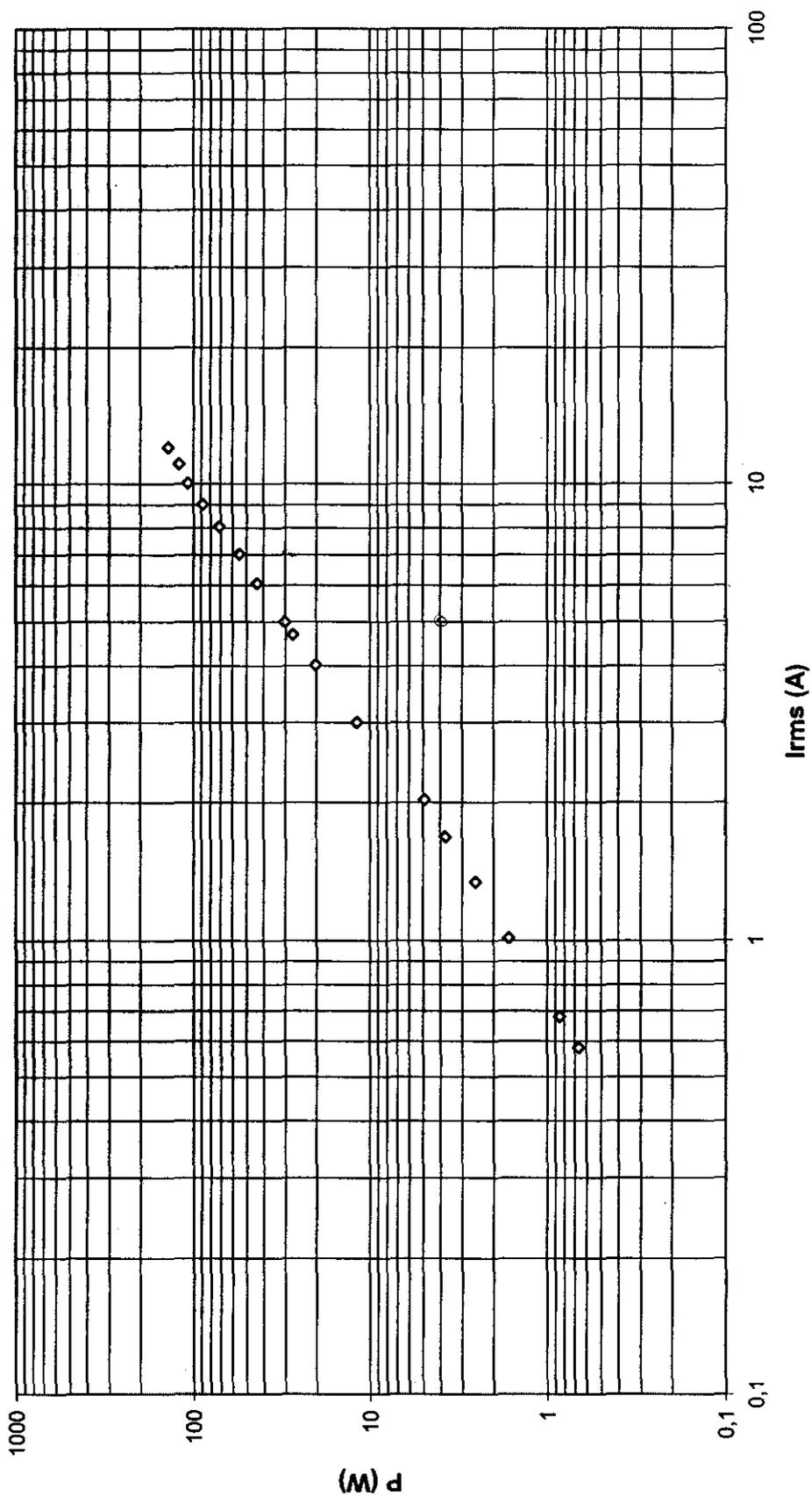


Figura 5.5

COIL

Avvolgimento B - 59 Hz - 77 K

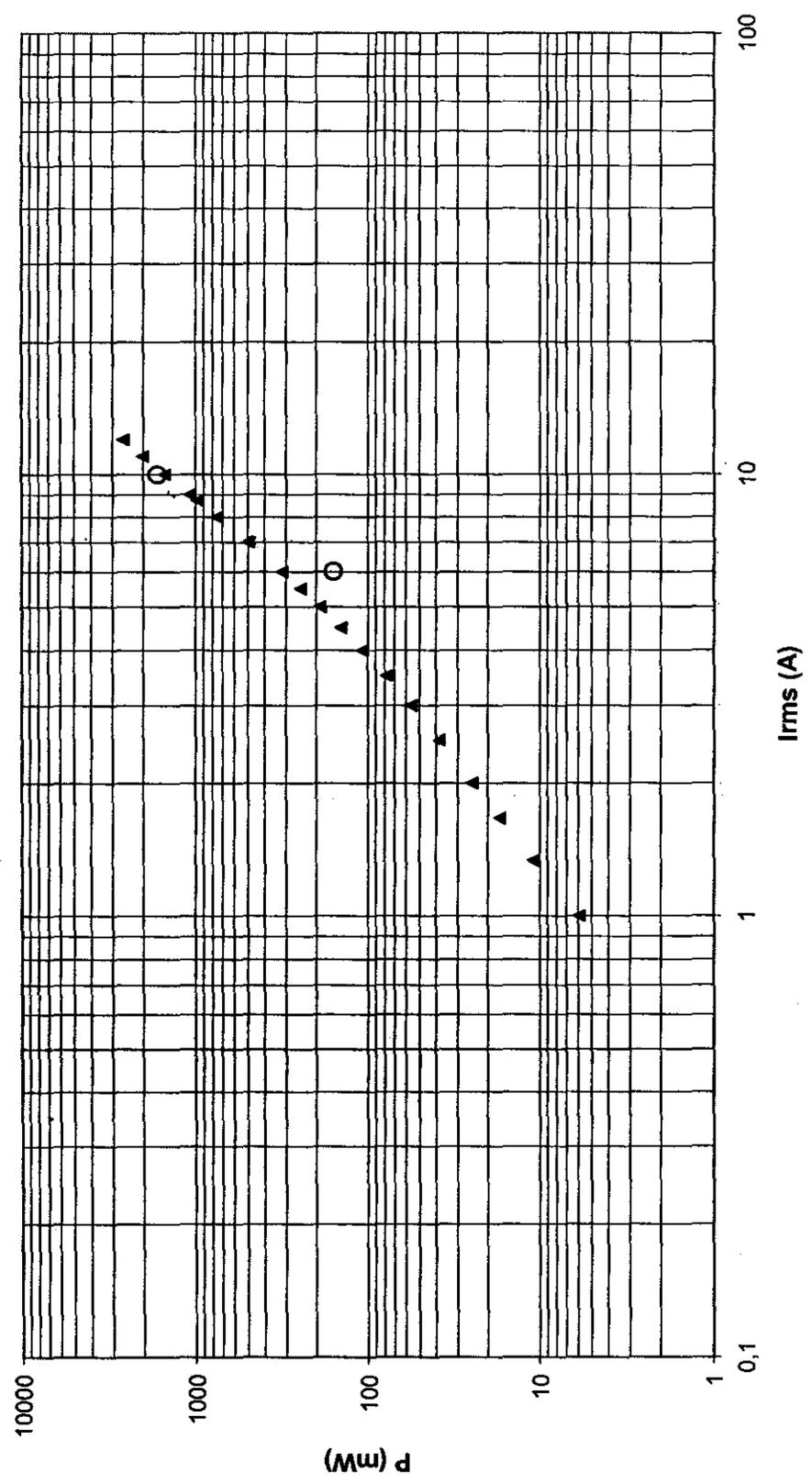


Figura 5.6 – I triangoli rappresentano i dati misurati, i cerchi quelli calcolati

Campione C: dati calcolati e sperimentali

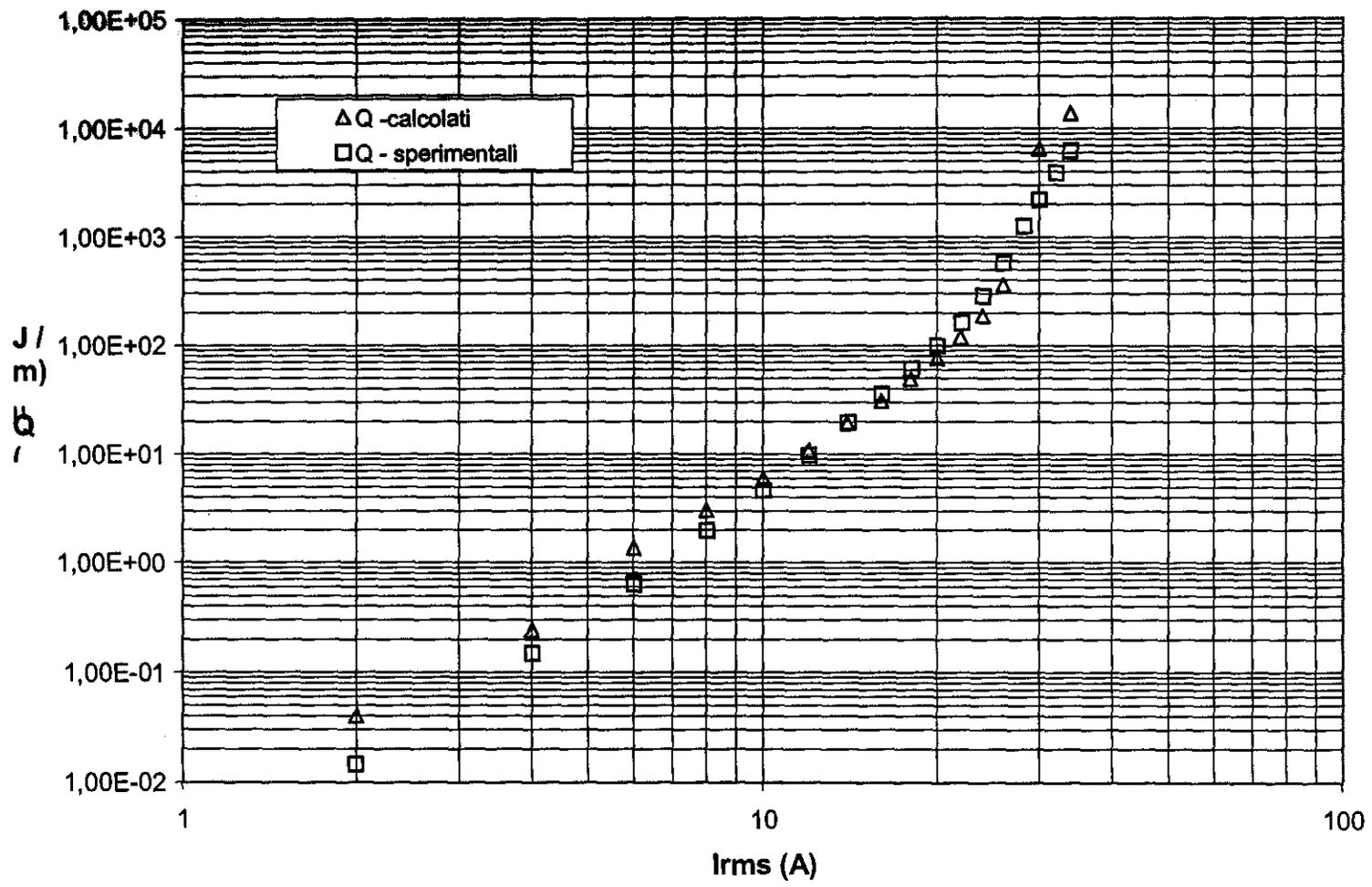


Figura 5.7

Nastro usato per fabbricazione dell'avvolgimento : confronto tra dati calcolati e misurati

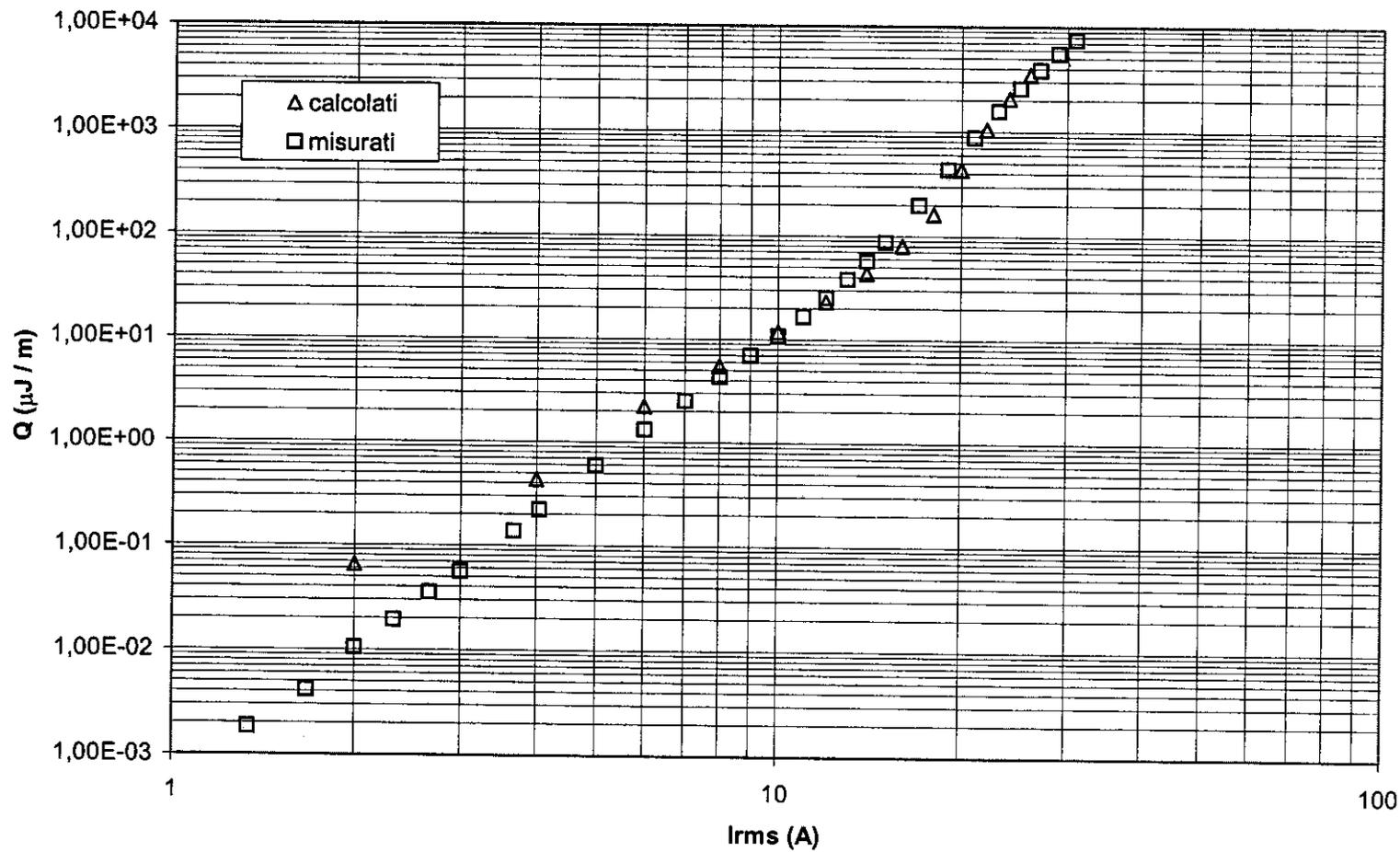


Figura 5.8

