



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PALERMO  
FACOLTÀ DI INGEGNERIA

---

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA ELETTRICA  
ELETTRONICA E DELLE TELECOMUNICAZIONI

CORSO DI DOTTORATO IN INGEGNERIA ELETTRICA  
CICLO XXII - SETTORE ING-INF/07

**STUDIO E SVILUPPO DI NUOVE STRATEGIE  
PER LA REALIZZAZIONE DI CAMPIONI DI  
POTENZA ED ENERGIA SIA IN REGIME  
SINUSOIDALE CHE IN PRESENZA DI  
DISTORSIONE ARMONICA**

*Tesi di dottorato di:*  
**ALESSANDRO LIPARI**

*Docente Tutor:*  
*Ch.mo Prof. Ing.*  
**ANTONIO CATALIOTTI**

*Coordinatore dottorato:*  
*Ch.mo Prof. Ing.*  
**PIETRO LUCIO BUCCHERI**

---

Anno 2011

# INDICE GENERALE

INTRODUZIONE.....	5
-------------------	---

## CAPITOLO 1

### CARATTERIZZAZIONE DEI CONTATORI STATICI DI ENERGIA

#### REATTIVA IN CONDIZIONI NON SINUSOIDALI..... 8

1.1 Introduzione .....	8
1.2 Misura dell'energia reattiva e circuito di sfasamento .....	11
1.3 Definizioni delle grandezze elettriche in regime deformato.....	17
1.3.1 Teorie nel dominio della frequenza .....	17
1.3.2 Teorie nel dominio del tempo .....	17
1.3.3 Teorie nel dominio del tempo e della frequenza, definizioni proposte da Czarnecki e da Emanuel.....	17
1.3.4 Teorie basate sui valori istantanei.....	18
1.4 Norma IEEE 1459-2010 .....	19
1.5 Metodologie di misura .....	23
1.5.1 Metodologia di misura contatori classe 2 .....	24
1.5.2 Metodologia di misura contatori classe 0,2 e 0,5.....	28
1.5.3 Validazione dei metodi .....	30
1.6 Realizzazione banchi di prova .....	31
1.6.1 Banchi prova contatori classe 2 .....	31
1.6.2 Banchi prova contatori classe 0,2 e 0,5.....	34
1.6.3 Procedura delle prove sperimentali sui contatori di classe 2 .....	36
1.6.4 Procedura delle prove sperimentali sui contatori di classe 0,2 e 0,5 .....	38
1.7 Contatori in prova .....	39
1.8 Prova quinta armonica (CEI EN 62052-21/22) .....	40
1.8.1 Contatori classe 2.....	41
1.8.2 Contatori classe 0,2 – 0,5.....	44
1.9 Prova 3° armonica.....	46
1.9.2 Contatori classe 2.....	47
1.9.3 Contatori classe 0,2 – 0,5.....	50
1.10 Prova principio di funzionamento.....	52
1.10.1 Calcolo delle potenze reattive secondo i modelli .....	52
1.10.2 Prove e confronti contatore elettronico MUT1 .....	54
1.10.3 Prove e confronti contatore elettronico MUT2.....	56
1.10.4 Prove e confronti contatore elettronico MUT3.....	58
1.11 Verifiche della precisione dei sistemi di misura .....	60
1.11.1 1° caso contatore campione metrica Td.....	61
1.11.2 2° caso contatore campione metrica triangolo .....	65
1.11.1 3° caso contatore campione metrica Int. ....	68

## CAPITOLO 2

### NUOVE STRATEGIE PER LA REALIZZAZIONE DI CAMPIONI DI

#### POTENZA ED ENERGIA IN REGIME SINUSOIDALE ED IN DISTORTO ... 71

2.1 Introduzione .....	71
------------------------	----

2.2 Strategie per la realizzazione di campioni di potenza ed energia in regime sinusoidale e distorto.....	71
2.3 Architettura dei nuovi campioni di potenza sviluppati .....	73
2.3.1 PC-based sampling wattmeter (PC-SW) – soluzione A .....	74
2.3.2 PC-based sampling wattmeter (PC-SW) – soluzione B.....	75
2.3.3 PC-based sampling wattmeter (PC-SW) – soluzione C.....	76
2.4 DAQ NI 9239/9225.....	77
2.5 Shunt Fluke A40B-20A .....	78
2.6 Power source Fluke Electrical Power Standard 6100A .....	81
2.7 Software per le tre soluzioni basate di PC-based sampling wattmeter (PC-SW) 83	
2.7.1 Acquisizione dati .....	85
2.7.2 Algoritmo di correzione degli errori di offset e di guadagno .....	85
2.7.3 Sub-VI per l'analisi armonica.....	86
2.7.4 Sub-VI il calcolo delle potenze definite dallo standard IEEE 1459-2010... 95	
2.8 Architetture basata su multimetri numerali.....	99
2.8.1 Architettura simultaneous coherent digital sampling wattmeter .....	99
2.8.2 Architettura simultaneous incoherent digital sampling wattmeter .....	101
2.9 Convertitori analogici-digitali (HP 3458A).....	103
2.10 Configurazione Convertitori (SCDW).....	104
2.10.1 Digitalizzazione .....	104
2.10.2 Innesco delle misure e sincronizzazione.....	107
2.10.3 Formati della lettura.....	110
2.11 Controllo strumentazione ed elaborazione dei dati.....	111
2.12 Configurazione Convertitori (SIDW) .....	112
2.13 Software SCDW e SIDW.....	113

### CAPITOLO 3

<b>FONDI DI ERRORE E VALUTAZIONE DELLA INCERTEZZA.....</b>	<b>116</b>
3.1 Introduzione .....	116
3.2 Valutazione degli errori del Pc-based sampling wattmeter .....	117
3.3 Errori di ampiezza.....	118
3.3.1 DAQ NI 9239/9225.....	118
3.3.2 Shunt Fluke A40B.....	124
3.3.3 Divisore di tensione .....	126
3.3.4 Software - algoritmo di ricostruzione del segnale .....	126
3.4 Errori di fase .....	128
3.4.1 Trasduttori: Shunt - Divisore .....	128
3.4.2 NI 9239/9225 .....	129
3.5 Valutazione delle incertezze nelle misure di potenza attiva .....	130
3.6 Valutazione dell'incertezze complessiva sulla misura della potenza reattiva .	131
3.7 Determinazione delle incertezze tipo $u_V$ , $u_I$ , $u_{\cos\phi}$ , $u_{\sin\phi}$ .....	132
3.7.1 Determinazione di $u_{Vd}$ e $u_{Id}$ incertezza tipo dovuta al processo di digitalizzazione sul valore rms delle schede NI9239/9225.....	134
3.7.2 Determinazione dei valori delle incertezze tipo $u_V$ , $u_I$ , $u_{\cos\phi}$ , $u_{\sin\phi}$ per le soluzioni PC-SW sviluppate.....	135
3.8 Valutazione dell'incertezze composta sulla misura della potenza attiva.....	138
3.9 Valutazione dell'incertezze complessiva sulla misura della potenza reattiva ..	139
3.10 Valutazione degli errori nel caso di multimetri numerali .....	140

3.11 Errori d'ampiezza.....	140
3.12 Errori di fase .....	141
3.12.1 Trigger Delay e Aperture Time [26].....	142
3.12.2 Banda passante.....	144
3.12.3 Calcolo dell'errore complessivo e valutazione delle incertezze sulla misura dell'angolo.....	145
3.13 Valutazione dell'incertezze composta sulla misura della potenza attiva e reattiva.....	146
<b>CAPITOLO 4</b>	
<b>CARATTERIZZAZIONE DI NUOVE SOLUZIONI DI CAMPIONI DI POTENZA ELETTRICA IN REGIME SINUSOIDALE .....</b>	<b>149</b>
4.1 Introduzione .....	149
4.2 Confronto preliminare dei sistemi PC-SWA, SCDW e SIDW .....	149
4.3 Compensazione errori di guadagno e di offset delle schede NI 9225/9239 ....	153
4.4 Valutazione incertezza di correzione sul guadagno schede NI 9225/9239.....	161
4.5 Valutazione dell'incertezza sulla misura del valore rms di una tensione dopo la correzione dell'errore di offset e di guadagno: schede NI 9225/9239.....	163
4.6 Confronto “pre” e “post” compensazione tramite il Fluke 5720A .....	164
4.7 Errori di fase schede NI 9225/9239 .....	165
4.8 Misura della potenza attiva e della potenza reattiva con valutazione semisperimentale delle incertezze associate .....	167
4.8.1 Pc-based sampling wattmeter A – NI9239 .....	168
4.8.2 Pc-based sampling wattmeter B - NI9225 .....	169
4.8.3 Pc-based sampling wattmeter C – NI9225/9239 .....	170
4.9 Confronto PC-SW con il campione nazionale (INRIM).....	171
4.10 Caratterizzazione shunt Fluke A40B e verifica scheda NI 9239 ed NI9225 ..	172
4.11 Confronti con il campione nazionale .....	176
<b>CAPITOLO 5</b>	
<b>CARATTERIZZAZIONE DEL PC-BASED SAMPLING WATTMETER (PC-SW) IN REGIME DISTORTO.....</b>	<b>186</b>
5.1 Introduzione .....	186
5.2 Analisi in frequenza scheda NI 9225/9239 e compensazione del filtro.....	187
5.3 Forma d'onda distorta e valutazione delle incertezze sulla generazione di tensione e corrente tramite il FLUKE 6100A .....	190
5.3.1 Confronto scheda - Fluke 8508A onda distorta: Tensione .....	192
5.4 Forma d'onda distorta e valutazione delle incertezze sulla generazione di corrente tramite il FLUKE 6100A .....	195
5.4.1 Confronto scheda – 8508A onda distorta : Corrente .....	196
5.5 Generazione di potenze distorte tramite il Fluke 6100A e misura delle componenti descritte dallo standard IEEE 1459- 2010 tramite il PC-SW.....	199
<b>CONCLUSIONI.....</b>	<b>204</b>
<b>BIBLIOGRAFIA.....</b>	<b>208</b>

## INTRODUZIONE

Nel mercato liberalizzato, le misurazioni di energia sono più numerose e più importanti, perché sono alla base di tutte le transazioni commerciali di energia elettrica, pertanto, la caratterizzazione metrologica dei contatori di energia elettrica e, più in generale, della strumentazione per misure di potenza elettrica assumono un ruolo cruciale per la valutazione della quantità e della qualità dell'energia venduta.

Nella presente tesi sono stati affrontati due temi: il primo ha riguardato la caratterizzazione metrologica dei contatori statici di energia reattiva in presenza di segnali non sinusoidali; il secondo ha riguardato la realizzazione di riferimenti accurati per la misura di potenza ed energia sia in regime sinusoidale sia in presenza di distorsione armonica, utilizzando schede di acquisizione dati commerciali, nell'ambito di una collaborazione di ricerca tra il DIEET e l'INRIM (Istituto Nazionale di Ricerca Metrologica).

I contatori statici di energia sono molto diffusi grazie alla loro buona stabilità, multifunzionalità e alla possibilità di trasmissione a distanza dei dati misurati; inoltre diversi tipi di contatori statici sono disponibili sul mercato. In questo nuovo quadro regolamentare, appare chiaro che la misura assume un ruolo strategico come strumento di valutazione della quantità e della qualità dell'energia venduta.

Per la caratterizzazione metrologica degli apparecchi di misurazione, le norme attuali per i contatori di energia elettrica, sia attiva che reattiva, definiscono i requisiti che gli strumenti sono tenuti a rispettare in condizioni sinusoidale, inoltre, danno le condizioni di prova e le prescrizioni di accuratezza che devono soddisfare quando alcune grandezze d'influenza cambiano rispetto alle condizioni di riferimento sinusoidali; la distorsione armonica è presa in considerazione solo per contatori di energia attiva, mentre non viene presa in considerazione per i contatori di energia reattiva. In realtà, le norme si riferiscono alla definizione convenzionale di energia reattiva (o potenza) per

tensioni e correnti che contengono solo la frequenza fondamentale. Tuttavia, in casi reali, i contatori sono impiegati anche in presenza di distorsione armonica e, di conseguenza, le specifiche di precisione di tali contatori, definiti in condizioni sinusoidali, perdono il loro significato in presenza di distorsione armonica. Questa lacuna è dovuta principalmente alla mancanza di accordo, nella comunità scientifica, sul concetto di potenza reattiva in regime non-sinusoidale (al contrario, la potenza attiva è univocamente definita anche in condizioni non-sinusoidali).

Per la misurazione di energia reattiva, la metrica dei contatori può essere differente, cioè tali contatori possono attuare soluzioni realizzative differenti sviluppate per condizioni di lavoro sinusoidale, in conformità con le norme; quindi funzionano correttamente per la frequenza fondamentale. D'altro canto, essi possono portare a risultati diversi quando sono presenti componenti armoniche, causando in tal modo, nella stessa condizione di lavoro, una diversa penalizzazione degli utenti in termini di costi di energia. Inoltre, nella maggior parte dei casi, i produttori non specificano il principio di funzionamento dei contatori, quindi è ancora più difficile valutare le caratteristiche metrologiche di tali apparecchi di misura.

Questi problemi non riguardano solo i contatori commerciali di energia reattiva (classi 2 e 3), ma anche i contatori di classe inferiore, cioè contatori portatili e contatori di riferimento. Pertanto, vi è la necessità di una più completa normativa riguardante il funzionamento e la caratterizzazione dei contatori statici di energia reattiva in condizioni non-sinusoidali. In particolare, è necessario un accordo sulla quantità da misurare e, successivamente, deve essere adottata la strumentazione in grado di eseguire la corretta misurazione. Inoltre, le norme dovrebbero definire le caratteristiche metrologiche dei contatori statici di energia reattiva in presenza di distorsione armonica, così come qualche test di precisione per la loro verifica.

Alla luce di queste considerazioni, un obiettivo del lavoro svolto è stato quello di cercare una possibile "migliore condizione di prova" per la verifica dei

contatori di energia reattiva in presenza di distorsione armonica, così come per l'individuazione del loro principio di funzionamento con la peculiarità di una facile attuazione e di un basso costo. A partire dalla condizione di prova di precisione in presenza di armoniche richiesta dalla norma per contatori statici di energia attiva, è stato proposto un approccio sperimentale per la caratterizzazione dei contatori. L'approccio proposto è stato applicato e verificato su vari contatori statici di energia reattiva commerciali, contatori campione ed anche prototipi.

Il secondo tema ha riguardato la definizione e la realizzazione di campioni di potenza ed energia sia in regime sinusoidale sia in presenza di distorsione armonica, i quali consentano di potere garantire la riferibilità dei contatori di energia e della strumentazione per misure di potenza.

Molti centri metrologici, infatti, hanno costruito il loro standard di energia elettrica per mezzo di sistemi digitali. In realtà, esiste una grande varietà di strumenti di misurazione basati sui convertitori analogico-digitale (A / D) e sulla successiva conversione ed elaborazione dei dati acquisiti. Per quanto riguarda gli standard di energia, sono state sviluppate diverse soluzioni [1], ma, in linea generale, gli elementi base di sistemi di tipo digitale sono: trasduttori per il condizionamento della tensione e della corrente fornita dalla sorgente di alimentazione per l'adattamento alla dinamica dei convertitori analogico-digitali (ADC); elaborazione dei segnali campionati per ottenere la misura desiderata.

Nell'ambito di questa linea di ricerca sono stati realizzati tre wattmetri campione utilizzando schede di acquisizioni dati commerciali, PC, shunt antinduttivi; è stato realizzato un programma per l'acquisizione e la successiva elaborazione dei segnali tramite il software LabVIEW, è stato implementato l'algoritmo di ricostruzione dei segnali e quello relativo alla misure delle grandezze caratteristiche sia del regime sinusoidale sia del regime distorto, in particolare, si sono implementate le definizioni di potenza descritte dallo standard 1459-2010. Infine, le accuratezze dei sistemi realizzati sono state verificate attraverso confronti con il campione nazionale di potenza elettrica.

# CAPITOLO 1

## CARATTERIZZAZIONE DEI CONTATORI STATICI DI ENERGIA REATTIVA IN CONDIZIONI NON SINUSOIDALI

### 1.1 Introduzione

La liberalizzazione del mercato dell'energia elettrica ha determinato il moltiplicarsi dei punti di misura e dei soggetti coinvolti nella loro gestione. In questo contesto si pone il problema di definire delle regole precise per la composizione dei sistemi di misura dell'energia elettrica e per la verifica della loro precisione. In relazione a ciò, la Norma 13-4 [2] definisce i criteri da seguire per la verifica dei sistemi di misura dell'energia attiva e reattiva su circuiti monofase e trifase, per fini commerciali e per accertamenti di carattere fiscale. Come previsto dalla suddetta norma, la verifica consiste normalmente nella rilevazione dell'errore del sistema di misura, valutato facendo uso di contatori campione di riferimento.

La Norma CEI EN 62052-11 [3] definisce l'errore percentuale come:

$$e\% = \frac{W_M - W_V}{W_V} \cdot 100 \quad (1.1)$$

dove  $W_M$  è l'energia misurata dal contatore in esame ed  $W_V$  è l'energia vera, definita come “un valore approssimato con una incertezza determinata rispetto ad un campione nazionale o concordato tra costruttore ed utilizzatore”.

Nel caso della verifica dei contatori di energia reattiva, con particolare riguardo a quelli statici, emergono delle forti criticità, legate al fatto che i suddetti contatori possono essere realizzati secondo modalità costruttive differenti e quindi possono implementare metriche differenti (spesso non dichiarate dai costruttori) [4, 5]. In accordo a quanto previsto dalle norme in



merito [3, 6], le diverse soluzioni realizzative sono progettate per il funzionamento in regime sinusoidale e in queste condizioni le diverse metriche conducono a risultati compatibili, con scostamenti nei limiti corrispondenti alla loro classe di precisione.

La normativa, infatti, fa riferimento solo al caso sinusoidale, infatti, le norme in vigore si basano sulla “ *definizione convenzionale di energia reattiva per correnti e tensioni sinusoidali contenenti solo la frequenza fondamentale*” (CEI EN 62053-23) e nel caso polifase, l’energia reattiva è definita come “ *somma algebrica delle energie reattive delle fasi*” (CEI EN 62052-11).

Le norme non definiscono le modalità di misura dell’energia reattiva in regime distorto, né le procedure per la caratterizzazione e la conferma metrologica delle relative strumentazioni in presenza di armoniche. Ne consegue che, in presenza di armoniche, le prestazioni metrologiche dei contatori possono risultare sensibilmente diverse rispetto a quelle stimate nel caso sinusoidale, inoltre, le specifiche di accuratezza, definite per il caso sinusoidale [3, 6], in presenza di distorsione armonica risultano prive di significato. Quanto detto è vero non solo per i contatori commerciali ma anche per la strumentazione campione che dovrebbe essere utilizzata per le verifiche, per la quale, peraltro, non esistono norme specifiche (è allo studio un progetto di norma IEC per contatori di classe 0,5 e 1). Pertanto, nel caso di verifiche sull’impianto e con carico reale (quindi in condizioni anche non sinusoidali), l’esito della verifica su un dato contatore può dipendere, oltre che dalle condizioni di funzionamento, anche dalle metriche utilizzate sia per il contatore in prova che per lo strumento campione di riferimento.

Le carenze evidenziate in ambito normativo trovano giustificazione nella mancanza di accordo, a livello accademico, sulla definizione di potenza reattiva in regime distorto [15], infatti, l’esatta definizione delle potenze, sia attive che reattive, e la determinazione del corrispondente significato fisico rappresenta il punto di partenza per la realizzazione di contatori che possano misurare con precisione l’energia richiesta dagli utenti.

In regime distorto non esiste una definizione univoca di potenza reattiva; le varie teorie non sono in grado di estendere al regime distorto la definizione che ha la potenza reattiva in regime sinusoidale, perdendo difatti il significato fisico e quindi le proprietà che tale potenza ha in tale regime.

A tal proposito, in questo capitolo, vengono riportate le definizioni delle potenze sia in regime sinusoidale che in distorto; vengono descritte le definizioni proposte in letteratura da alcuni autori formulate nel dominio della frequenza, del tempo, in ambedue i domini e basate sui valori istantanei; tuttavia, allo stato attuale, non esiste una teoria di potenza generalizzata che possa essere utilizzata come base comune per misure di power quality, localizzazione delle sorgenti di disturbi, compensazione di armoniche ecc., in quanto nessuna delle definizioni formulate è in grado di ricondursi alle proprietà della potenza reattiva in regime sinusoidale, essendo queste legate al suo significato fisico ed alla rappresentazione matematica, che in regime distorto, cadono in difetto. Inoltre, vengono riportate le definizioni proposte dallo standard *IEEE 1459-2010* [7], essa ha lo scopo di fornire criteri nella progettazione e nell'uso di strumentazioni di misura di potenze elettriche, in condizioni sinusoidali e non sinusoidali, e con carichi equilibrati e non equilibrati. La norma specifica che non è ancora disponibile una teoria generalizzata di potenza e che le definizioni contenute sono destinate a servire come guida e come punto di riferimento utile per gli sviluppi futuri. Nella fase successiva, alla luce delle suddette considerazioni, si analizzeranno le problematiche di misura legate alla caratterizzazione dei contatori statici di energia reattiva in presenza di armoniche, si proporrà una possibile soluzione, basata su un approccio sperimentale, per caratterizzare i suddetti contatori in condizioni non sinusoidali e per individuarne la metrica [16, 17], quando questa non sia nota, verranno proposte a tal fine, due metodologie di misura, una riguarda i contatori di classe 2 e l'altra riguarda i contatori di classe 0,5 e 0,2, l'analisi è supportata dai risultati di prove sperimentali effettuate su diversi contatori commerciali e su un contatore campione portatile.

## 1.2 Misura dell'energia reattiva e circuito di sfasamento

Nel caso monofase la misura della potenza, e quindi dell'energia reattiva, si può ottenere attraverso un moltiplicatore analogico o digitale dei segnali di corrente e di tensione, l'una o l'altra opportunamente sfasata di  $90^\circ$  (tramite un circuito integratore o un opportuno filtro o uno sfasamento temporale di un quarto di periodo).

Lo sfasamento di  $90^\circ$  è solitamente applicato al segnale di tensione, in quanto se si fa riferimento alla definizione di potenza reattiva in regime sinusoidale:

$$Q = V I \sin\phi = V I \cos(90-\phi) \quad (1.2)$$

Si può osservare come le misure delle potenze reattive si riconducano alle misure di potenze attive.

Nel caso dei contatori trifasi si può misurare la potenza, e quindi l'energia, associata a ciascuna fase con una delle modalità sopradette; inoltre, sia nel caso monofase che nel caso trifase, la misura si può anche effettuare tramite implementazione numerica della definizione di potenza reattiva.

### – Sfasamento tramite ritardo temporale di un quarto di periodo

Questa soluzione (fig. 1.1) è di solito utilizzata nei contatori a campionamento e consiste nell'applicare al segnale di tensione un ritardo temporale di un quarto di periodo della fondamentale, che in regime sinusoidale a 50 Hz corrisponde a  $90^\circ$ .

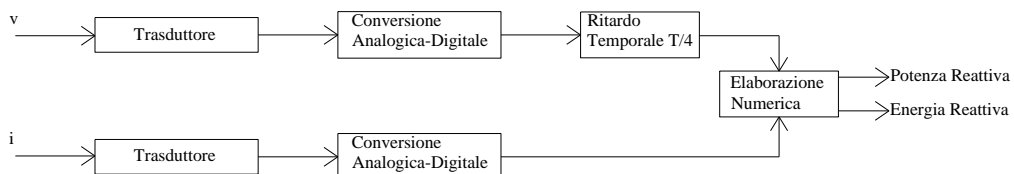


Figura 1.1: schema a blocchi di un circuito con sfasamento tramite ritardo temporale di un quarto di periodo

La potenza reattiva misurata in presenza di armoniche dal contatore risulta [18]:

$$\begin{aligned} Q_{90^\circ} &= \frac{1}{T} \int_T v\left(t - \frac{T}{4}\right) i(t) dt = V_1 I_1 \sin\phi_1 - V_2 I_2 \cos\phi_2 - V_3 I_3 \sin\phi_3 + \dots = \\ &= Q_1 - P_2 - Q_3 + P_4 + Q_5 \dots \end{aligned} \quad (1.3)$$

dove  $Q_i$  e  $P_i$  sono rispettivamente la potenza reattiva ed attiva dell' $i$ -esima armonica. Il risultato ottenuto è una combinazione lineare di potenze attive e reattive.

E' da evidenziare che in assenza di armoniche il contatore misura  $Q_1$ , la quale è la potenza reattiva associata alla fondamentale.

Per quanto riguarda lo sfasamento, esso è ottenuto con un ritardo temporale costante per tutte le armoniche. Nei sistemi a 50 Hz tale ritardo è pari a 5 ms: così facendo si ha uno sfasamento di  $90^\circ$  solo per la fondamentale, mentre è di  $180^\circ$  per la seconda armonica, di  $270^\circ$  per la terza armonica, etc. In conclusione l'energia reattiva è misurata correttamente solo per le armoniche di ordine 1,5,9,13..., mentre per le altre armoniche si ha una misura errata.

Il circuito di sfasamento dovrebbe, quindi, applicare ad ogni armonica di tensione un ritardo temporale, variabile con l'ordine dell'armonica, pari a  $\frac{1}{4} f_h$  (dove  $f$  è la frequenza fondamentale e  $h$  l'ordine dell'armonica); così facendo si otterrebbe un ritardo di fase costante e pari a  $90^\circ$ .

L'attenzione dei ricercatori è invece orientata verso la realizzazione di dispositivi che rendano l'algoritmo di sfasamento insensibile alle variazioni di frequenza, in quanto esse alterano la condizione di quadratura tra tensione e corrente. Attualmente si hanno delle soluzioni sia di tipo analogico [19] che digitale [20].

– *Sfasamento tramite circuito integratore*

Tale circuito (fig. 1.2), utilizzato di solito nei contatori con moltiplicatore analogico TDM, moltiplicatore, si basa sulle proprietà delle funzioni sinusoidali che integrate risultano ritardate di un quarto di periodo.

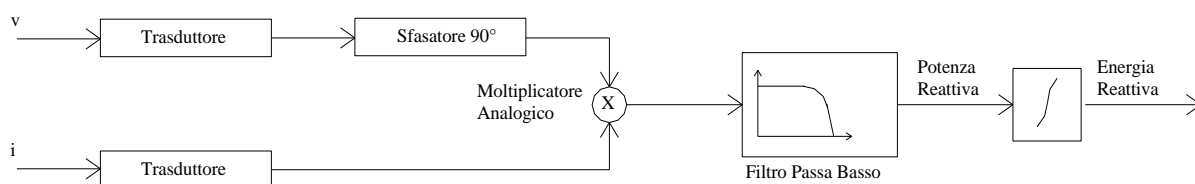


Figura 1.2: circuito con sfasamento tramite circuito integratore

Il contatore di energia reattiva con integratore, analogico o digitale, misura, in presenza di armoniche, la seguente potenza reattiva:

$$Q_{int} = \frac{1}{T} \int_T \omega_1 \left[ \int v(t) dt \right] i(t) dt = V_1 I_1 \sin \phi_1 + \frac{V_2 I_2 \sin \phi_2}{2} + \frac{V_3 I_3 \sin \phi_3}{3} + \dots =$$

$$= Q_1 + \frac{Q_2}{2} + \frac{Q_3}{3} + \dots \quad (1.4)$$

dove  $Q_i$  è la potenza reattiva all'armonica  $i$ -esima e  $\omega_1$  la pulsazione corrispondente alla frequenza fondamentale.

Anche in questo caso in assenza di armoniche il contatore misura  $Q_1$ , cioè la potenza reattiva associata alla fondamentale.

– *Misura della potenza reattiva tramite elaborazione numerica*

La misura della potenza (e quindi dell'energia) può essere effettuata tramite implementazione numerica della definizione di potenza reattiva come mostrato in fig. 1.3

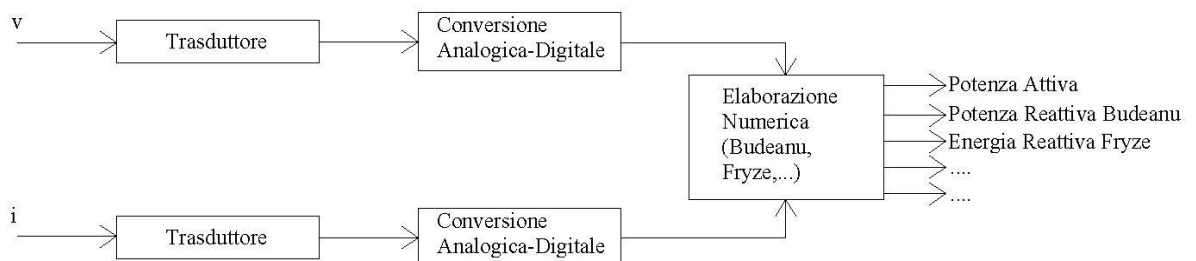


Figura 1.3: misura della potenza reattiva tramite implementazione della definizione

Può, ovviamente, essere implementata una delle definizioni di potenza reattiva proposte in letteratura, e da notare come per esempio la definizione proposta in letteratura da Fryze, nel dominio del tempo, data la sua facile valutazione, si presti ad essere impiegata nella realizzazione dei contatori.

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (1.5)$$

Dove  $P$  tiene conto di tutte le armoniche e  $Q$  corrisponde alla definizione di potenza proposta da Fryze.

Mentre nel caso sinusoidale tutte le possibili implementazioni conducono allo stesso risultato, in presenza di armoniche il loro comportamento può essere molto diverso.

Se si prende in considerazione un circuito monofase, e si indicano con  $V$  ed  $I$ , i valori efficaci della tensione e della corrente,  $\omega$  la pulsazione,  $t$  il tempo,  $\phi$  il loro sfasamento; la tensione ha un'espressione del tipo:

$$v(t) = \sqrt{2}V \sin \omega t \quad (1.6)$$

e la corrente

$$i(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \phi) \quad (1.7)$$

il prodotto tra la tensione e la corrente, è la potenza istantanea data da:

$$\begin{aligned} p(t) &= v(t) \cdot i(t) = VI \cos \phi - VI \cos \phi \cos 2\omega t + VI \sin \phi \sin 2\omega t \\ &= VI \cos \phi (1 - \cos 2\omega t) + VI \sin \phi \sin 2\omega t \\ &= P(1 - \cos 2\omega t) + Q \sin 2\omega t \end{aligned} \quad (1.8)$$

dove  $P$  è la potenza attiva, definita come il valore medio della potenza istantanea  $p$ , e rappresenta l'ampiezza del componente oscillante unidirezionale

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt = VI \cos \phi \quad (1.9)$$

$Q$  è la potenza reattiva, definita come:

$$Q = VI \sin \phi \quad (1.10)$$

rappresenta l'ampiezza del componente oscillante alternato della potenza istantanea. La potenza reattiva sommata geometricamente alla potenza attiva dà la potenza apparente:

$$S = VI = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (1.11)$$

La potenza apparente rappresenta il massimo valore della potenza attiva che può essere trasmesso attraverso linea, mantenendo costante il valore efficace della tensione sul carico e le perdite di potenza della linea. Questa definizione ci permette di stabilire anche il significato fisico del fattore di potenza:

$$PF = \frac{P}{S} \quad (1.12)$$

Il fattore di potenza può essere definito come il rapporto tra la effettiva potenza trasmessa attraverso una linea in un tempo T e la massima potenza che potrebbe essere trasmessa, durante lo stesso periodo, mantenendo costante il valore efficace della tensione sul carico e le perdite di energia della linea. Un valore basso del  $PF$  indica una cattiva utilizzazione delle potenzialità energetiche della sorgente di potenza.

Si consideri adesso un circuito monofase in condizioni non-sinusoidali, la cui tensione (e corrente) ha due distinte componenti del tipo:

$$v = v_1 + v_H \quad (1.13)$$

$$i = i_1 + i_H \quad (1.14)$$

dove

$$v_1 = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t - \alpha_1) \quad (1.15)$$

$$i_1 = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t - \beta_1) \quad (1.16)$$

sono le componenti fondamentali e

$$v_H = V_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \sin(h\omega t - \alpha_h) \quad (1.17)$$

$$i_H = I_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \sin(h\omega t - \beta_h) \quad (1.18)$$

sono le armoniche rimanenti con  $V_0$   $I_0$  componenti continue

Il prodotto tra la tensione e la corrente, è la potenza istantanea:

$$p = v(t)i(t) \quad (1.19)$$

Scomponibile nelle due componenti:

$$p = p_a + p_q \quad (1.20)$$

dove il termine che contiene tutte le componenti che non hanno valore medio nullo è:

$$p_a = V_0 I_0 + \sum_h V_h I_h \cos \theta_h [1 - \cos(2h\omega t - 2\alpha_h)] \quad (1.21)$$

il termine che ha valore medio nullo e quindi lo rende formalmente ininfluenza rispetto al lavoro elaborato nel corso del processo energetico è:

$$p_q = -\sum_h V_h I_h \sin \theta_h \sin(2h\omega t - 2\alpha_h) + 2\sum_n \sum_{\substack{m \\ m \neq n}} V_m I_n \sin(m\omega t - \alpha_m) \sin(n\omega t - \beta_n) \\ + \sqrt{2} V_0 \sum_h I_h \sin(h\omega t - \beta_h) + \sqrt{2} I_0 \sum_h V_h \sin(h\omega t - \alpha_h) \quad (1.22)$$

La potenza attiva è definita come il valore medio della potenza istantanea,  $v(t)i(t)$ , in un periodo  $T$ , quindi in regime deformato diviene:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt = \sum_{n \in N} V_n I_n \cos \phi_n \quad (1.23)$$

La potenza apparente è definita come il prodotto del valore efficace della tensione per il valore efficace della corrente, cioè:

$$S = V \cdot I \quad (1.24)$$

Le definizioni delle equazioni 1.23 e 1.24 sono di validità generale, in quanto sono legati a ben determinati fenomeni fisici, e quindi mantengono le definizioni formali passando dal caso sinusoidale al caso non sinusoidale. Per quanto riguarda invece la definizione della potenza reattiva in regime deformato l'espressione di  $p_q$  (equazione 1.22) si può prestare a molteplici interpretazioni.

Nel seguito si analizzeranno le principali definizioni delle grandezze elettriche in regime deformato [15], secondo la seguente classificazione:

- teorie nel dominio della frequenza (Budeanu [8], Shepherd e Zakikhani, Sharon );
- teorie nel dominio del tempo (Fryze, Kusters e Moor [9], Page [10]);
- teorie nel dominio del tempo e della frequenza (Emanuel [11], Czarnecki [12]);
- teorie basate sui valori istantanei (Depenbrock e Buchholz, Akagi [13], Ferrero e Superti-Furga [14]);



## **1.3 Definizioni delle grandezze elettriche in regime deformato**

### ***1.3.1 Teorie nel dominio della frequenza***

Queste teorie sono valide per forme d'onda periodiche. Esse sono basate sul principio che un segnale periodico, di tensione o di corrente, può essere scomposto in serie di Fourier. Quindi nel dominio della frequenza, un segnale periodico è espresso in funzione di un insieme finito di ampiezze, ognuna corrispondente all'armonica a cui è legata, e le rispettive fasi.

### ***1.3.2 Teorie nel dominio del tempo***

Queste teorie si basano sul presupposto che una corrente può essere scomposta in due componenti: una *attiva* ( $i_p$ ), che ha la stessa forma d'onda della tensione, l'altra *non attiva*  $i_r(t)$ , che rappresenta ciò che va sommato istantaneamente alla  $i_p$ , per ottenere la corrente totale. In tal modo, se si riesce ad annullare la componente non attiva della corrente, la corrente totale assume la stessa forma d'onda della tensione, e quindi istante per istante è in fase con essa. Pertanto per rendere il fattore di potenza unitario occorre compensare totalmente la  $i_r(t)$ . A partire da questo approccio sulle correnti, tutte le teorie nel dominio del tempo hanno in comune la caratteristica di calcolare le varie componenti della potenza apparente moltiplicando le relative componenti della corrente per la tensione (attraverso i valori efficaci).

### ***1.3.3 Teorie nel dominio del tempo e della frequenza, definizioni proposte da Czarnecki e da Emanuel***

*Czarnecki* analizza le teorie più recenti e mostra come ad esempio una reattanza shunt è un compensatore inefficace perfino ad un livello moderato di contenuto armonico, se la impedenza di alimentazione non è trascurabile. Questo vuol dire che le definizioni di *Kusters*, *Moore* e *Page* sono in pratica poco utili. A differenza degli autori che lo hanno preceduto, *Czarnecki* cerca di dare una spiegazione fisica alle grandezze che egli stesso definisce nelle le

teorie. La sua trattazione si appoggia a quella di *Fryze*, ma a differenza di quest'ultimo, definisce, oltre alla conduttanza equivalente, una suscettanza equivalente, per ogni circuito elementare associato ad ognuna armonica di frequenza  $n$ . La teoria fu presentata la prima volta nel 1983, ebbe numerose modifiche e diverse formulazioni per essere valida per sistemi trifasi, carichi non lineari, non equilibrati e variabili. *Emanuel* considerò soltanto due componenti, in cui si poteva scomporre la potenza apparente, come del resto lo è in regime sinusoidale, a cui si poteva assegnare un significato fisico. La potenza apparente quindi, secondo *Emanuel*, si poteva scomporre nella potenza attiva (valore medio della potenza istantanea in un periodo) e nella *Complementary Power*. Nel 1990 *Emanuel* presentò un'ulteriore trattazione in cui cercò di dare una spiegazione fisica alle componenti di potenza istantanea e di relazionare i valori caratteristici di queste componenti (ampiezza, frequenza di oscillazione, e fase) ai modelli fondamentali di scomposizione della potenza apparente in regime deformato.

#### ***1.3.4 Teorie basate sui valori istantanei***

Queste teorie caratterizzano le potenze elettriche con dei valori costanti nel tempo, ad esempio valori efficaci, valori medi in un periodo, vengono definite quantità variabili nel tempo. Queste teorie negli ultimi tempi hanno avuto molti sviluppi, grazie allo sviluppo dell'elettronica di potenza e le tecniche di controllo basate su microprocessori, che hanno permesso lo sviluppo dei sistemi attivi di filtraggio. Un dispositivo di questo genere, opportunamente pilotato, è in grado di cancellare le componenti non volute della corrente assorbita, semplicemente riproducendole ed immettendole in rete in opposizione di fase; ciò comporta la rimozione, istante per istante, di tutte e sole le armoniche non ammesse.

## 1.4 Norma IEEE 1459-2010

Lo standard *IEEE 1459-2010* “*IEEE Trial-use standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, non sinusoidal, balanced or unbalanced conditions*”, pubblicato nel febbraio 2010 e revisione della IEEE 1459-2000, ha lo scopo di fornire criteri nella progettazione e nell’uso di strumentazioni di misura di potenze elettriche, in condizioni sinusoidali e non sinusoidali, e con carichi equilibrati e non equilibrati.

Nello standard *IEEE 1459-2010* si ritrovano alcune delle definizioni di potenza precedentemente esposte, ed altre del tutto nuove.

La caratteristica principale delle definizioni riportate in questa norma è la distinzione tra la fondamentale e la somma delle armoniche che compongono la grandezza di interesse. Questa è una caratteristica comune a quasi tutte le grandezze definite per il regime deformato. Si osservi che la norma non fornisce una nuova definizione di potenza reattiva, scompare la definizione  $Q_B$  di *Budeanu* presente nel precedente standard, ma essa ricompare nell’esempio dell’allegato “*Practical studies and measurements: A detailed explanation of apparent power components*” della medesima norma, puntualizzando che nelle perdite in linea le potenze reattive non dovrebbero essere sommate aritmeticamente (come raccomandato da *Budeanu*). Puntualizziamo che la norma specifica che non è ancora disponibile una teoria generalizzata di potenza che può fornire una base comune per:

- L'energia di fatturazione
- Valutazione della qualità dell'energia elettrica
- Rilevamento delle principali fonti di distorsione della forma d'onda
- Calcoli teorici per la progettazione di apparecchiature di mitigazione, quali filtri attivi o dinamici compensatori.

Viene specificato che le definizioni contenute sono destinate a servire come guida e come punto di riferimento utile per gli sviluppi futuri. Le principali grandezze che sono riconosciute dalla norma possono essere così riassunte:

- la potenza apparente, attiva, e reattiva fondamentale. Queste sono le quantità fondamentali che individuano il flusso di potenza nelle reti elettriche. Esse definiscono il prodotto generato, trasmesso, distribuito e venduto dai gestori del servizio elettrico e comprato dagli utilizzatori finali. In particolare in un sistema trifase le potenze fondamentali alla sequenza positiva sono le più importanti quantità. La potenza reattiva fondamentale alla sequenza positiva è di estrema importanza nei sistemi di potenza, essa determina l'ampiezza della tensione e la sua distribuzione attraverso le linee, e incide sulla stabilità del sistema così come nelle perdite energia;

$$\| P_1 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v_1 i_1 dt = V_1 I_1 \cos \theta_1 \quad (1.25)$$

$$\begin{aligned} \| Q_1 &= \frac{\omega}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i_1 \left[ \int v_1 dt \right] dt \\ &= V_1 I_1 \sin \theta_1 \end{aligned} \quad (1.26)$$

$$\| S = VI \quad (1.27)$$

- la potenza attiva armonica;

$$P_H = V_0 I_0 + \sum_{h=1} V_h I_h \cos \theta_h = P - P_1 \quad (1.28)$$

- la potenza apparente non fondamentale  $S_N$ . questa potenza quantifica la dimensione dell'inquinamento armonico ceduto o assorbito dal carico, essa definisce la capacità richiesta di un compensatore dinamico o filtro attivo quando è usato per la sola compensazione armonica;

$$\| S_N = \sqrt{S^2 - S_1^2} \quad (1.29)$$

- la "Current Distortion Power",  $D_I$ , identifica la porzione della potenza non attiva e non fondamentale generata dalla distorsione della corrente. Questa è generalmente la componente dominante della  $S_N$ ;

$$D_I = V_1 I_H = S_1(\text{THD}_I) \parallel \quad (1.30)$$

- la "Voltage Distortion Power",  $D_V$ , individua la componente non attiva non fondamentale della  $S_N$  generata dalla distorsione della tensione;

$$D_V = V_H I_1 = S_1(\text{THD}_V) \parallel \quad (1.31)$$

- la "Harmonic Apparent Power",  $S_H$ , indica la parte della potenza apparente generata dalla componente armonica della tensione e della corrente soltanto. Questa generalmente è la più piccola componente della  $S_N$  ed include al suo interno la potenza attiva armonica  $P_H$ ;

$$S_H = V_H I_H = S_1(\text{THD}_I)(\text{THD}_V) \parallel$$

$$S_H = \sqrt{P_H^2 + D_H^2} \quad (1.32)$$

- la "Harmonic Distortion Power",  $D_H$ ;

$$\parallel D_H = \sqrt{S_H^2 - P_H^2} \quad (1.33)$$

- la "Nonactive Power"  $N$  che non è altro che la potenza reattiva di Fryze anche se gli autori hanno ritenuto opportuno non chiamarla reattiva ed utilizzare per questa grandezza, un simbolo diverso dalla  $Q$ ;

$$\parallel N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (1.34)$$

- la potenza effettiva apparente nei sistemi trifasi  $S_e = 3V_e I_e$ , dove  $V_e$  e  $I_e$  sono la tensione e la corrente equivalente. Nel caso sinusoidale ed equilibrato la  $S_e$  è uguale alla potenza apparente convenzionale  $S = 3V_{ln} I = \sqrt{3}V_{ll} I$  dove  $I$  è la corrente di linea,  $V_{ln}$  e  $V_{ll}$  sono rispettivamente la tensione di fase e concatenata. Negli altri casi la  $S_e$  fornisce una razionale e corretta computazione del fattore di potenza.

Quantity or indicator	Combined	Fundamental powers	Nonfundamental powers
Apparent	$S$ (VA)	$S_1$ (VA)	$S_N \ S_H$ (VA)
Active	$P$ (W)	$P_1$ (W)	$P_H$ (W)
Nonactive	$N$ (var)	$Q_1$ (var)	$D_I \ D_V \ D_H$ (var)
Line utilization	$PF = P/S$	$PF_1 = P_1/S_1$	—
Harmonic pollution	—	—	$S_N/S_1$

Tabella 1.1: Definizioni di potenze in regime deformato, sistema monofase

Quantity or indicator	Combined	Fundamental powers	Nonfundamental powers
Apparent	$S_e$ (VA)	$S_{e1} \ S_1^+ \ S_{1U}$ (VA)	$S_{eN} \ S_{eH}$ (VA)
Active	$P$ (W)	$P_1^+$ (W)	$P_H$ (W)
Non-active	$N$ (var)	$Q_1^+$ (var)	$D_{eI} \ D_{eV} \ D_{eH}$ (var)
Line utilization	$PF = P / S_e$	$PF_1^+ = P_1^+ / S_1^+$	—
Harmonic pollution	—	—	$S_{eN} / S_{e1}$
Load unbalance	—	$S_{1U} / S_1^+$	—

Tabella 1.2: Definizioni di potenze in regime deformato, sistema trifase

## 1.5 Metodologie di misura

Lo scopo per la quale si svilupperanno delle metodologie di misura sarà quello di valutare l'errore percentuale, definito dalla norma CEI EN 62052-11: *“Apparati per la misura dell'energia elettrica (c.a) - Prescrizioni generali, prove e condizioni di prova - Parte 11: Apparato di misura, novembre 2003”* al fine di caratterizzare i contatori di energia, in particolare quelli di energia reattiva di classe 2; 0,5; 0,2 in presenza di segnali distorti.

Il modello matematico dell'errore riportato dalla norma è il seguente:

$$e\% = \frac{E_M - E_V}{E_V} * 100 = \left(\frac{E_M}{E_V} - 1\right) * 100 \quad (1.35)$$

in cui  $E_M$  è l'energia reattiva misurata dal contatore ed  $E_V$  è l'energia reattiva vera.

I contatori di energia hanno una costante che nel caso dei contatori statici viene definita come *“il valore che esprime la relazione tra l'energia indicata dal contatore e il corrispondente valore del dispositivo di uscita di prova”*, tale valore è un numero di impulsi, tali impulsi possono essere emessi da un dispositivo di uscita di tipo ottico oppure da un dispositivo di uscita di tipo elettrico, dunque la costante viene espressa come:

$$k = \frac{N}{E} = \frac{N}{Q \cdot T} \left[ \frac{\text{impulsi}}{k \text{ var h}} \right] \quad (1.36)$$

Dove  $Q'$  è il modello della potenza reattiva implementata dal contatore in esame e che dipende in particolare dalla metrica del contatore;  $T$  è il tempo;  $N$  il numero di impulsi.

Da tale costante si deduce che l'energia indicata (ovvero misurata) dal contatore può essere espressa dalla seguente relazione:

$$E_M = \frac{N}{K} \quad (1.37)$$

Per quanto riguarda  $E_V$  l'energia reattiva vera la medesima norma afferma che: *“poiché il valore vero non può essere determinato, si assume un valore approssimato con un'incertezza determinata con riferimento a norme*

concordate tra fabbricante e utilizzatore, o a norme nazionali”]. [EN 62052-11]

Si assume, quindi, come energia vera il valore:

$$E_v = Q \cdot T \quad (1.38)$$

in cui  $Q$  è la potenza reattiva associata alla fondamentale.

La scelta di tale potenza è giustificata dal fatto che in regime distorto non esiste una definizione univoca per la potenza reattiva, ed anche la normativa stessa non fornisce nessuna indicazione sul calcolo dell'energia reattiva in qualunque regime.

### 1.5.1 Metodologia di misura contatori classe 2

Nel modello dell'errore percentuale così definito, impostato  $N$  e  $Q$ , l'unico parametro incognito rimane il tempo, dato che  $k$  è una costante.

La metodologia di misura proposta consiste nell'inviare opportuni segnali di tensione e di corrente ai contatori tramite il calibratore FLUKE 6100A (resta dunque fissata la potenza reattiva), impostare un numero  $N$  di impulsi rilevati dal contatore e misurare il tempo intercorso fra il primo e l'ultimo impulso; tale tempo viene fornito da un contatore presente nel calibratore in grado di sincronizzarsi con il primo impulso ed arrestarsi sull'ultimo, la figura 1.4 mostra il metodo utilizzato.

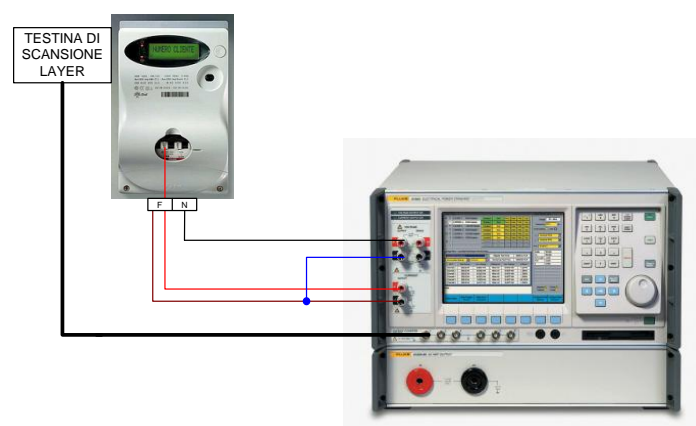


Figura 1.4: Metodologia di misura contatori classe 2



Il banco di misura consiste in:

- calibratore FLUKE 6100A con due espansioni ausiliarie FLUKE 6101A
- contatore in prova
- testina ricevente LAYER
- alimentatore stabilizzato
- cavi di connessione

la figura 1.5 mostra il metodo utilizzato.

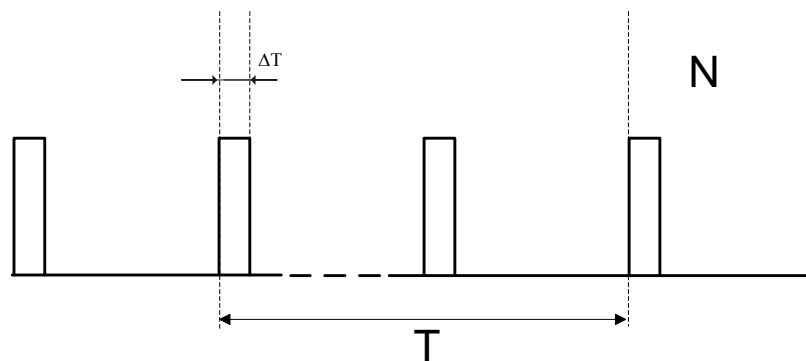


Figura 1.5: Conteggio impulsi contatori classe 2

Il calibratore è in grado di generare segnali di corrente e di tensione su due canali separati, con tale strumento è possibile alimentare il contatore di energia realizzando un carico fittizio (metodo del carico fittizio), inoltre, esso presenta una funzione in grado di misurare gli impulsi provenienti dal contatore tramite dei canali dedicati, tali impulsi vengono prelevati dal contatore tramite una sonda appositamente costruita dalla LAYER ed inviati tramite un cavo sul connettore BNC del canale 1 del calibratore.

Tale processo è affetto inevitabilmente da incertezze, tra le quali quelle che hanno una effettiva influenza sono:

- l'errore dovuto alla durata dell'impulso, tale contributo viene stimato da misure sperimentali pari a 20ms come mostrato nella figura 1.6;
- la risoluzione del contatore di tempo del calibratore pari a  $\Delta T = 0,1s$ ;

Ne consegue che il contributo dovuto alla durata dell'impulso risulta trascurabile.

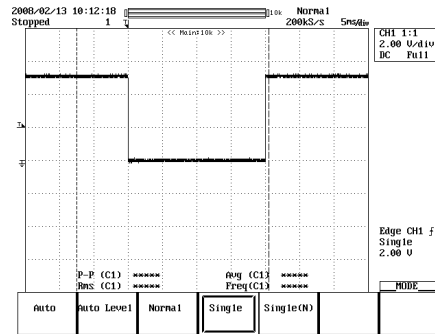


Figura 1.6: Impulso LED contatore Enel

Considereremo quindi la risoluzione del calibratore attribuendo ad essa una distribuzione rettangolare (categoria B):

$$u(T) \leq \frac{\Delta T}{\sqrt{3}} = \frac{0,1}{\sqrt{3}} \quad (1.39)$$

ritorniamo al modello matematico dell'errore

$$e\% = \frac{E_M - E_V}{E_V} * 100 = \left(\frac{E_M}{E_V} - 1\right) * 100 \quad (1.40)$$

sostituendo ad  $E_M$  ed  $E_V$  le relazioni il modello diventa:

$$e\% = \left(\frac{N}{K \cdot Q \cdot T} - 1\right) \cdot 100 \quad (1.41)$$

Ritenuto che l'unica incertezza significativa è dovuta alla risoluzione del calibratore, applichiamo la legge di propagazione delle incertezza per valutare l'incertezza composta sull'errore:

$$u(e\%) = \frac{\partial e\%}{\partial T} \cdot u(T) = -\frac{N}{K \cdot Q \cdot T^2} \cdot \frac{\Delta T}{\sqrt{3}} \cdot 100 \quad (1.42)$$

Poiché i contatori sono di classe 2 imponiamo una incertezza composta estesa sull'errore di almeno 1/10 della classe dunque:

$U=2u = 0,1$  ovvero un'incertezza composta  $u = \frac{0,1}{2} = 0,05$  ne consegue che:

$$u(e\%) \leq 0,05 \quad (1.43)$$

In tal modo fissiamo l'incertezza richiesta.

Visto che l'unica incertezza significativa è dovuta alla risoluzione del calibratore è possibile, fissata l'incertezza, calcolare un tempo limite (di una prova) affinché sia rispettata la condizione sopraesposta, cioè  $u(e\%) \leq 0,05$

$$u(e\%) = 0,05 = \frac{N \cdot \Delta T \cdot 100}{K \cdot Q \cdot T^2 \cdot \sqrt{3}} \quad (1.44)$$

sostituendo a  $\Delta T=0,1s$  e dividendolo per 3600 per ottenere l'equivalente in ore si ha:

$$\frac{N}{K \cdot Q \cdot T^2} \leq \frac{0,05 \cdot \sqrt{3}}{100 \cdot 0,1} = 0,00866 \text{ s}^{-1} \quad (1.45)$$

dato che  $N=K \cdot Q' \cdot T$  avendo fatto l'approssimazione che  $Q'=Q$  (trascurando cioè l'errore del contatore), risulta  $N=KQT$  sostituendolo:

$$\frac{K \cdot Q \cdot T}{K \cdot Q \cdot T^2} = \frac{1}{T} = 0,00866 \text{ s}^{-1} \quad (1.46)$$

quindi la durata totale della prova non deve essere inferiore al tempo seguente:

$$T_{lim it} = \frac{1}{0,00866} = 115,47 \text{ s} \quad (1.47)$$

Dato che:  $K = \frac{N}{Q \cdot T} \left[ \frac{\text{impulsi}}{\text{kVARh}} \right]$  ne consegue:  $N = \frac{Q' \cdot K}{3600} \cdot T_{lim}$

la relazione approssimata utilizzata è:

$$N = \frac{Q \cdot K}{3600} \cdot T_{lim} \quad (1.48)$$

dunque per dato  $T_{lim}$ ,  $Q$  e  $K$  rimane fissato anche  $N$ , cioè il numero di impulsi da conteggiare affinché la durata della prova non sia inferiore a  $T_{lim}$  ovvero una incertezza estesa sull'errore pari a 0,1.

E' da notare che in presenza di armoniche la relazione approssimata può risultare sottostimata, in quanto il valore di  $Q'$  dipende dal verso dell'armonica e dalla particolare soluzione realizzativa che il contatore implementa per calcolare la potenza reattiva, dunque laddove sarà necessario il valore di  $N$  verrà implementato di alcuni impulsi.

### 1.5.2 Metodologia di misura contatori classe 0,2 e 0,5

I contatori campioni presentano accuratze migliori, dunque, è stato necessario sviluppare una metodologia di misura con accuratezza migliore rispetto alla precedente. Gli standard di energia presentano, in genere, una costante elevata, tale valore permette di utilizzare un metodo di misura che consiste sostanzialmente in una misura di frequenza; la metodologia di misura consiste nell'inviare opportuni segnali di tensione e di corrente ai contatori tramite il calibratore FLUKE 6100A, fissare un tempo  $T$  e rilevare quanti impulsi sono stati generati dal contatore in prova, la figura 1.7 mostra la metodologia utilizzata.

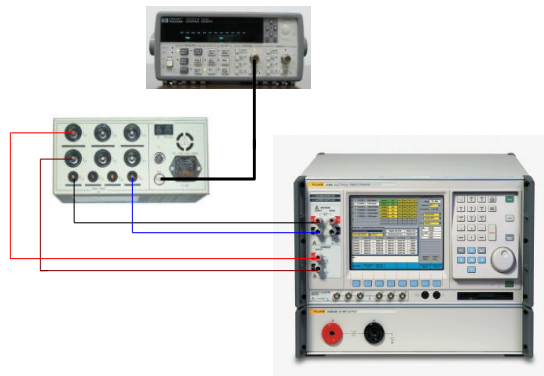


Figura 1.7: Metodo contatori classe 2

La figura 1.8 mostra la metodologia utilizzata per i contatori in classe 0,2 ed 0,5.

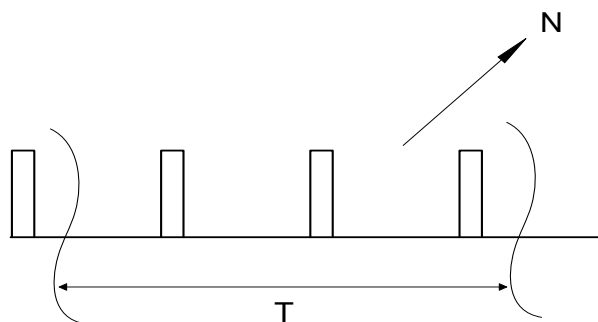


Figura 1.8: Conteggio impulsi contatori classe 0,2 e 0,5

Il banco di misura è composto da:

- calibratore Fluke 6100A con due espansioni ausiliarie FLUKE 6101A
- contatore in prova

- contatore di frequenza Agilent 53131A
- cavi di connessione

Il calibratore è in grado di generare segnali di corrente e di tensione su due canali separati, con tale strumento è possibile alimentare il contatore di energia realizzando un carico fittizio (metodo del carico fittizio); gli impulsi generati dal contatore vengono inviati ad un contatore di frequenza Agilent 53131A, il quale permette di impostare una finestra temporale e rilevare il numero di impulsi inclusi in tale intervallo.

Analizzando la tecnica di conteggio si evince che tale operazione è affetta da un'incertezza assoluta di quantizzazione pari a più o meno una unità di conteggio, dunque l'incertezza assoluta di quantizzazione sarà pari a:

$$\Delta N = 1 \quad (1.49)$$

ipotizzando una distribuzione uniforme:

$$u(N) = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (1.50)$$

Anche  $Q$  è affetta da incertezza, essa viene valutata da specifiche strumentali (categoria B). Ritornando al modello matematico dell'errore

$$e\% = \frac{E_M - E_V}{E_V} * 100 = \left(\frac{E_M}{E_V} - 1\right) * 100 \quad (1.51)$$

sostituendo ad  $E_M$  ed  $E_V$  le relazioni il modello diventa:

$$e\% = \left(\frac{N}{K \cdot Q \cdot T} - 1\right) \cdot 100 \quad (1.52)$$

applichiamo la legge di propagazione delle incertezze per valutare l'incertezza sull'errore e ritenuto che l'incertezza sul tempo sia trascurabile si ha:

$$u(e\%) = \sqrt{\left(\frac{\partial e\%}{\partial N}\right)^2 \cdot u^2(N) + \left(\frac{\partial e\%}{\partial Q}\right)^2 \cdot u^2(Q)} \quad (1.53)$$

$$\frac{\partial e\%}{\partial N} = \frac{100}{K \cdot Q \cdot T} \quad (1.54)$$

$$\frac{\partial e\%}{\partial Q} = -\frac{N \cdot 100}{K \cdot Q^2 \cdot T} \quad (1.55)$$

$$\begin{aligned}
 u(e\%) &= \sqrt{\left(\frac{100}{K \cdot Q \cdot T}\right)^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} + \left(\frac{100 \cdot N}{K \cdot Q^2 \cdot T}\right)^2 \cdot u^2(Q)} = \\
 &= |10| \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{K \cdot Q \cdot T}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 + \frac{N^2}{(K \cdot Q^2 \cdot T)^2} \cdot u^2(Q)}
 \end{aligned}
 \tag{1.56}$$

L'esempio numerico in tab. 1.3 mostra il calcolo dell'incertezza

V(RM) [V]	I(RMS) [A]	senφ	V <sub>1</sub> [V]	I <sub>1</sub> [A]	V <sub>3</sub> %	I <sub>3</sub> %	Q <sub>1</sub> [var]	K [imp./kvarh]	N [Imp]	T [s]
230	5	0,25	228,859	4,64238	10%V <sub>1</sub>	40%I <sub>1</sub>	265,62	128000	940	100

Tabella 1.3: Parametri per la stima dell'incertezza

$$u(Q_1) = \left(1 - \frac{\text{sen}(14,478 + 0,013)}{\text{sen}(14,478)}\right) \cdot 10^6 \equiv 878,7 \text{ ppm}
 \tag{1.57}$$

$$u(Q_1) = 878,7 \cdot 10^{-6} \cdot 0,26562 = 0,000134 \text{ k var}
 \tag{1.58}$$

$$u(e\%) = 10 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{128000 \cdot 0,26562 \cdot \frac{100}{3600}}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{940}{128000 \cdot 0,26562 \cdot \frac{100}{3600}}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,000134}{\sqrt{3}}\right)^2}$$

$$u(e\%) = 10 \cdot \sqrt{0,000001121 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 + 14,04^2 \cdot \left(\frac{0,000134}{\sqrt{3}}\right)^2} = 10 \cdot 0,00067 = 0,0067
 \tag{1.59}$$

Tale metodologia risulta, quindi, più accurata della precedente di almeno un ordine di grandezza.

### 1.5.3 Validazione dei metodi

La validazione è la conferma attraverso esame e l'apporto di evidenza oggettiva che i requisiti particolari per l'utilizzazione prevista sono soddisfatti (UNI CEI EN ISO/IEC 17025:2005).

Nei casi in esame la validazione dei metodi è assicurata:

- dall'utilizzo di strumentazione dotata di certificati di taratura che ne garantisce il mantenimento della riferibilità degli apparecchi usati dal Centro a campioni nazionali delle unità del Sistema Internazionale delle Unità (SI);
- dalla stima dell'incertezza dei risultati, sulla base di una conoscenza scientifica dei principi teorici del metodo, che ne definisce le prestazioni.

## 1.6 Realizzazione banchi di prova

### 1.6.1 Banchi prova contatori classe 2

Il banco per la verifica dei misuratori di energia elettronici di classe 2 è costituito da un sistema di potenza ed un sistema di misura; nel caso in cui i contatori presentino un dispositivo di uscita ottico ad impulsi il primo sarà formato dal calibratore FLUKE 6100A, il secondo da una scheda appositamente costruita (LAYER), da un alimentatore stabilizzato e dallo stesso calibratore che in questo modo funge sia da sistema di potenza che da sistema di misura.

Nel caso in cui il contatore fosse dotato di un dispositivo di uscita elettrico ad impulsi si farà a meno della scheda e dell'alimentatore, collegando direttamente l'uscita di impulsi al calibratore.

Gli schemi di montaggio per contatore monofase, trifase alimentato in monofase, trifase alimentato in trifase e per un contatore che presenta un uscita elettrica di impulsi sono riportati dalla figura 1.9 alla figura 1.12.

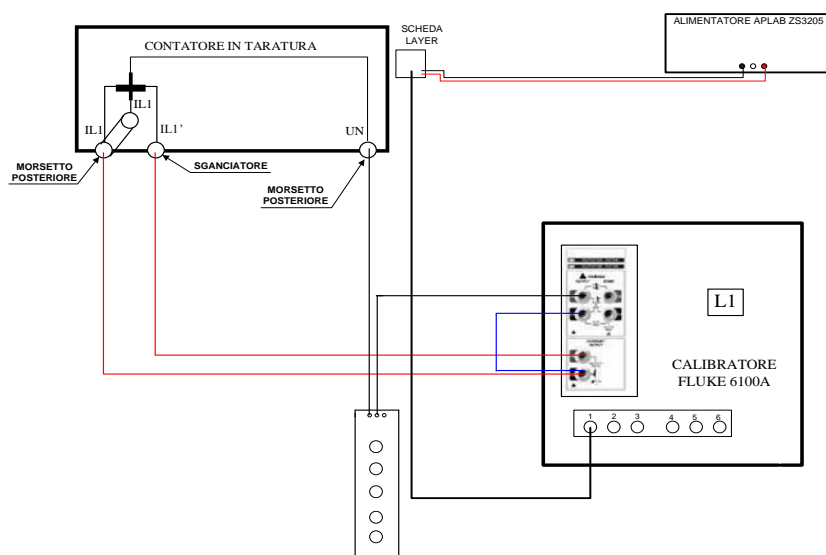


Figura 1.9: Schema di montaggio contatore monofase, con dispositivo di uscita ottico

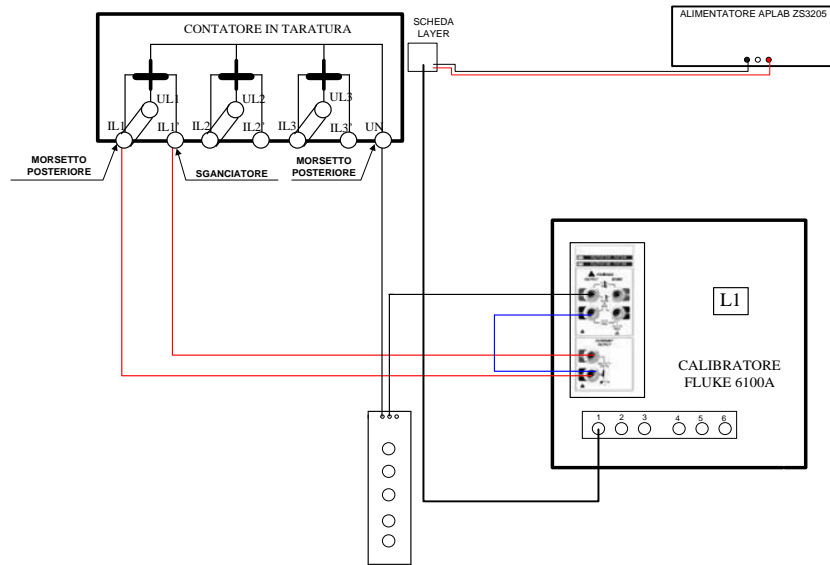


Figura 1.10: Schema di montaggio contatore trifase, con dispositivo di uscita ottico, alimentato in monofase

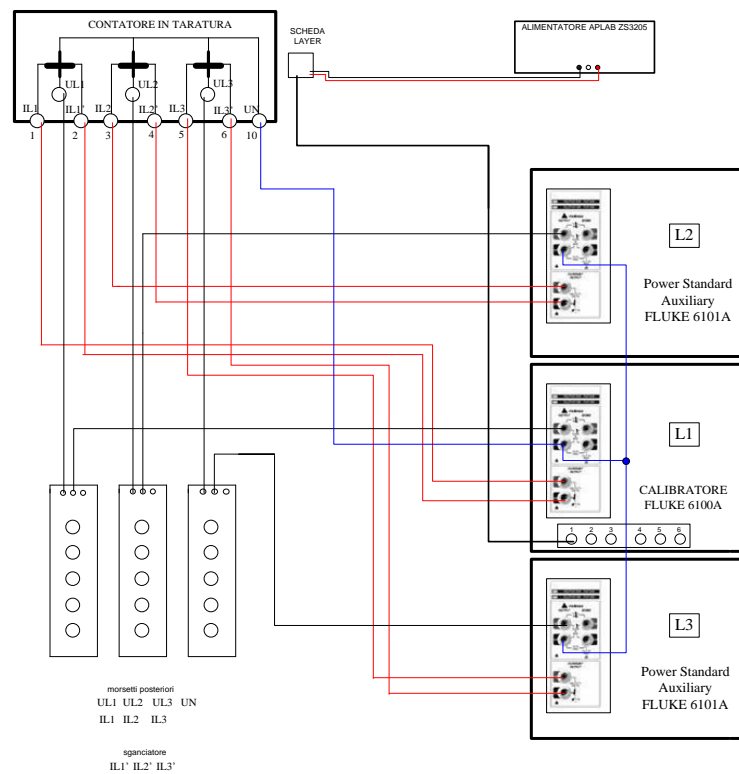
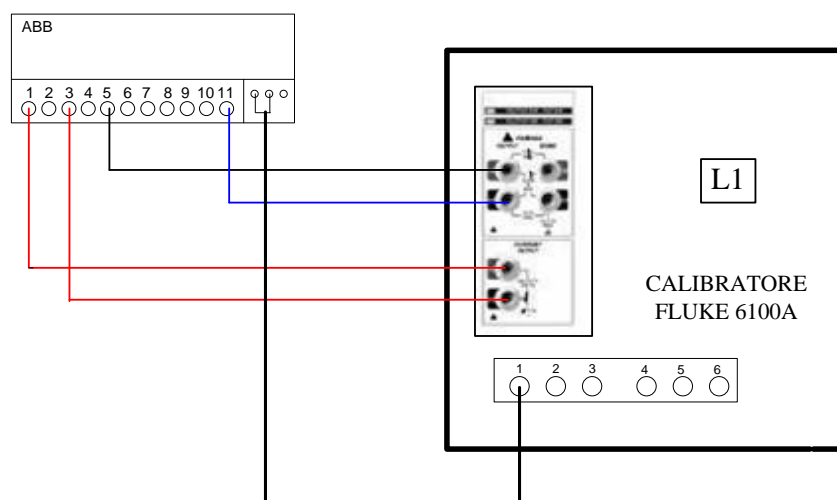


Figura 1.11: Schema di montaggio contatore trifase, con dispositivo di uscita ottico, alimentato in trifase





*Figura 1.12 : Schema di montaggio contatore trifase, con dispositivo di uscita elettrico ad impulsi, alimentato in monofase*

Il sistema di potenza, in tutti i casi, è costituito dal calibratore FLUKE 6100A, esso permette di generare tensioni e correnti in modo del tutto indipendente; i circuiti di tensione e di corrente sono quindi separati e vengono connessi rispettivamente con il circuito voltmetrico ed amperometrico (nel caso monofase) del contatore in esame.

In riferimento alla figura 1.6 si osserva che il morsetto HI del canale di tensione del calibratore viene collegato al morsetto posteriore di neutro del contatore, viene, però, interposta una resistenza (inserita solo nella fase di avvio per la presenza di spike di tensione provocati dall'alimentatore del contatore in prova e, successivamente, disinserita gradualmente); mentre il morsetto LO del medesimo canale viene collegato al morsetto posteriore di fase.

Il morsetto HI del canale di corrente viene collegato nel morsetto di fase dello sganciatore presente nel contatore, mentre il morsetto LO del medesimo canale viene collegato al morsetto posteriore di fase assieme al morsetto LO del canale di tensione.

Si nota che l'alimentazione del contatore avviene volutamente in maniera invertita, tale sistema viene adottato per fare in modo che i canali HI di tensione e HI di corrente rimangano separati, perché l'uscita "alta" del canale di corrente

presenta verso il morsetto LO una tensione max di 15 V PK e quest'ultimo presenta verso terra una tensione di isolamento di 46 V PK.

Il sistema di misura è costituito da una scheda (LAYER) alimentata con una tensione di 5V fornita dal generatore stabilizzato Aplab ZS3205, tale scheda presenta un sensore (fotodiodo) che viene collegato al diodo emettitore del contatore, il segnale di uscita della scheda viene inviata tramite un cavo con terminali BNC-coccodrillo al canale 1 dell'ENERGY COUNTER INPUT del calibratore.

### 1.6.2 Banchi prova contatori classe 0,2 e 0,5

Il banco per la verifica dei misuratori di energia elettronici campioni è costituito anche esso da un sistema di potenza ed un sistema di misura, il primo è formato dal calibratore FLUKE 6100A, il secondo è formato dal un frequenzimetro AGILENT 53132A.

Gli schemi di montaggio per un contatore di classe 0,2 e 0,5 sono riportati rispettivamente nelle figure 1.13 e 1.14.

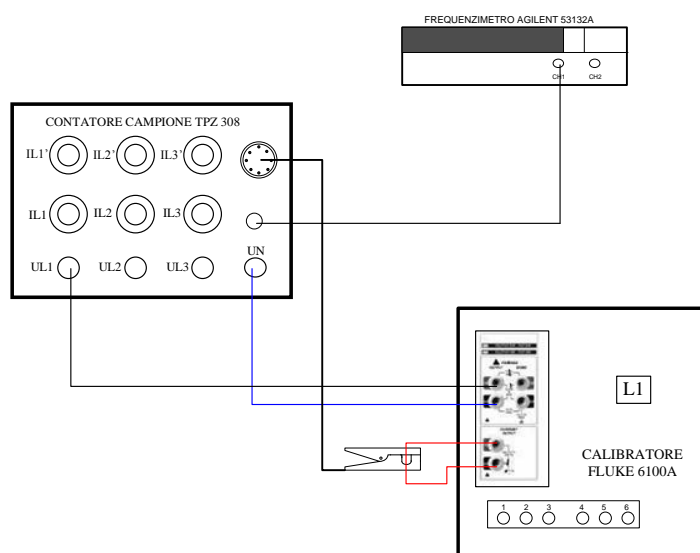


Figura 1.13: Schema di montaggio banco di prova contatore campione in classe 0,2

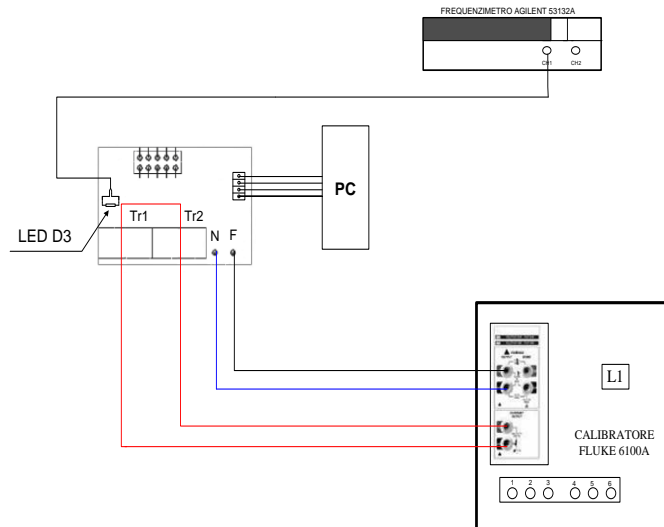


Figura 1.14: Schema di montaggio banco di prova contatore campione in classe 0,5

In riferimento alla figura 1.10 le connessioni dei conduttori devono essere realizzate nel seguente modo:

- il morsetto HI del canale di tensione del calibratore viene collegato al morsetto UL1 del contatore, mentre il morsetto LO del medesimo canale viene collegato al morsetto UN;
- il morsetto HI del canale di corrente viene collegato al morsetto LO del medesimo canale;
- la misura di corrente da parte del contatore avverrà tramite pinze amperometriche per correnti superiori a 5A;
- l'uscita di frequenza del contatore viene inviata al canale 1 del frequenzimetro 53132A.

In riferimento alla figura 1.11 le connessioni dei conduttori devono essere realizzate nel seguente modo:

- il conduttore di fase della tensione deve essere collegato al pin F della scheda elettronica;
- il conduttore di neutro della tensione deve essere collegato al pin N della scheda elettronica;
- il morsetto HI del canale di corrente deve essere fatto passare all'interno del foro del trasformatore amperometrico Tr2, successivamente esce da

trasformatore Tr1 per richiudersi nel morsetto amperometrico LO del calibratore;

- tramite un flat cable, si collega lo STPM01 Programmer con la porta parallela del PC, utilizzando il software di STMicroelectronics *STPM01 test SW v. 2.0* è possibile dialogare con il contatore;
- ai capi del LED D3 del contatore, viene prelevato il segnale con una sonda che si attesta sul connettore BNC del canale 1 del frequenzimetro Agilent.

### 1.6.3 Procedura delle prove sperimentali sui contatori di classe 2

Dopo aver correttamente collegato il banco ed aver impostato la tensione e la corrente di uscita come richiesto per la prova, si prosegue abilitando i canali che verranno utilizzati, ma non si attiveranno le uscite.

Per entrare nella modalità Energia, navigare verso il menu di forme d'onda tramite il tasto “SELECT MENU”, quando si è in tale menù premere il pulsante “ESC”, comparirà a questo punto il comando “Energy Counting” premerlo per entrare nell’interfaccia mostrata in figura 11; dopo di ciò, si procede configurando le costanti dei contatori, si preme “Configure Meter Constants” Comparirà la seguente interfaccia (figura 1.15):

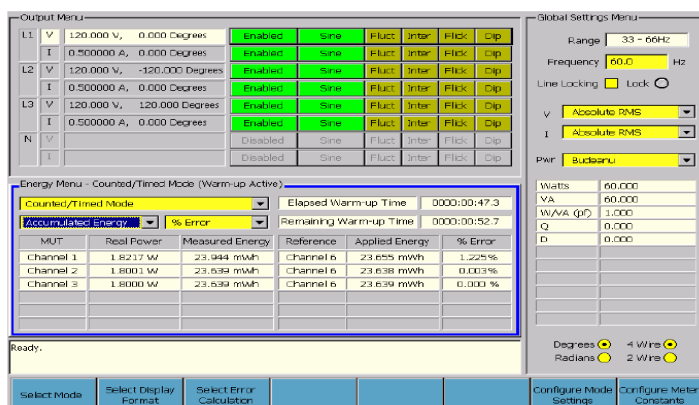


Figura 1.15: Interfaccia modo energia

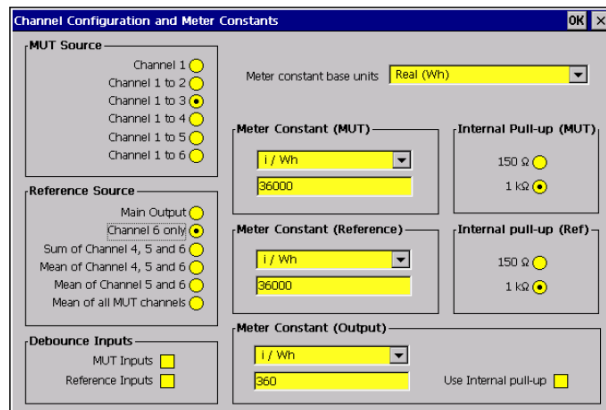


Figura 1.16: Interfaccia configure meter constants

In tale interfaccia verranno selezionati:

- Channel 1
- Main Output
- Il tipo di energia (Real, Reactive, etc..)
- La costante (MUT)
- La costante (Output)

Successivamente si configurerà il tipo di test da effettuare premendo “configure more setting”, comparirà la seguente interfaccia (figura 1.17):

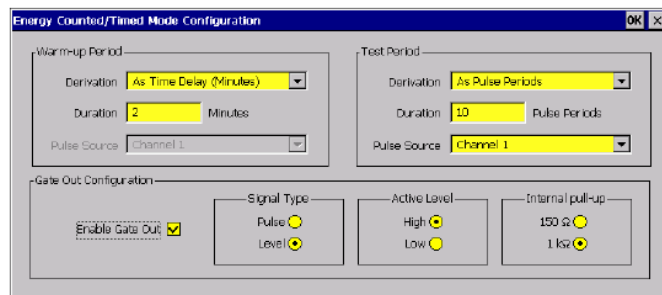


Figura 1.17: Interfaccia configure more setting

In tale interfaccia è possibile selezionare un periodo di warm-up, tale periodo servirà per disinserire la resistenza in ingresso (necessaria per attenuare gli spike di tensione presenti nel canale di tensione), dopo tale periodo si avvierà il test.

Nella finestra Warm-up Period selezionare:

- Nel menù a tendina derivation “As Pulse Period”
- Nel menù a tendina Duration “10 impulsi”

- Nel menù a tendina Pulse Source “Channel 1” ovvero il canale in cui è collegato il contatore in prova.

Nella finestra Test Period selezionare:

- Nel menù a tendina derivation “As Pulse Period”
- Nel menù a tendina Duration “il numero di impulsi richiesto dalla prova”
- Nel menù a tendina Pulse Source “Channel 1” ovvero il canale in cui è collegato il contatore in prova.

Dopo avere configurato in tal modo premere “ENTER” inserire interamente la resistenza ed alimentare il contatore premendo “OPER” dal calibratore, quindi disinserire gradualmente la resistenza (ovviamente prima della fine del warm-up).

Al termine del warm-up partirà il test; al termine del conteggio del numero di impulsi scelti, il calibratore fornirà il tempo trascorso fra il primo e l'ennesimo impulso contato.

Tale tempo servirà per calcolare l'energia vera come  $E_V = Q \cdot T$  dove Q è la potenza reattiva alla fondamentale generata dal calibratore successivamente si procederà a calcolare l'errore percentuale come:

$$e\% = \frac{E_M - E_V}{E_V} * 100 = \left(\frac{E_M}{E_V} - 1\right) * 100 \quad (1.60)$$

con  $E_M = \frac{N}{K}$  ed N numero di impulsi impostati e K costante del contatore

#### ***1.6.4 Procedura delle prove sperimentali sui contatori di classe 0,2 e 0,5***

Dopo aver correttamente collegato il banco si procede a settare il calibratore secondo la prova da effettuare.

Si procede settando il contatore Agilent 53132A:

- dopo averlo acceso, si preme sul pulsante *Stop/Single* per porre lo strumento nella modalità misure, si preme sul pulsante *Other Meas.* finché *TOTALIZE 1* non appare sul display dello strumento;

- si preme sul pulsante *Gate & ExtArm*. Sul display appare *GATE: TIME*;
- si preme nuovamente sul pulsante *Gate & ExtArm*, sul display appare *TIME: .100 s* (tempo di default), si imposta il tempo desiderato, si preme su *Enter*, su *100 kHz filter* (per eliminare eventuali disturbi ad alta frequenza), *Stop/Single* fa partire la finestra temporale in cui verranno conteggiati gli impulsi;
- alimentare il contatore premendo “OPER” dal calibratore.

Al termine del periodo di tempo scelto, il frequenzimetro fornirà il numero degli impulsi corrispondenti alla energia misurata dal contatore, tramite la seguente

formula si calcola l'energia misurata dal contatore  $E_m = \frac{N}{K}$

dove N sono il numero di impulsi forniti dal frequenzimetro e K è la costante del contatore. Si valuta così l'errore percentuale, definito dalla norma (CEI EN 62052-11) definito come:

$$e\% = \frac{E_m - E_v}{E_v} \times 100 \quad (1.61)$$

in cui  $E_v = Q_1 \cdot T$  avendo preso Q1 (energia reattiva alla fondamentale fornita dal calibratore) e T (tempo relativo alla finestra temporale del frequenzimetro) come riferimento.

## 1.7 Contatori in prova

I contatori analizzati sono i seguenti:

- un contatore campione portatile (indicato come Standard Meter in figura 1.18),  $e\% = 0,1-0,2\%$  rispettivamente per misure di energia attiva e reattiva, con misura dell'energia reattiva tramite sfasamento numerico di T/4 sulla corrente;
- tre contatori elettronici commerciali di classe 1-2 (MUT 1, 2, e 3), con modalità di misura dell'energia reattiva non dichiarate da parte del costruttore;

- un contatore realizzato dalla STMicroelectronics (MUT 4), di classe 0,5, con misura dell'energia reattiva tramite sfasamento di 90° della corrente con circuito integratore.
- un contatore multifunzione realizzato da Layer Electronics (MUT 5),

I contatori sono stati caratterizzati attraverso la valutazione dell'errore percentuale calcolato rispetto all'energia reattiva associata alla fondamentale.

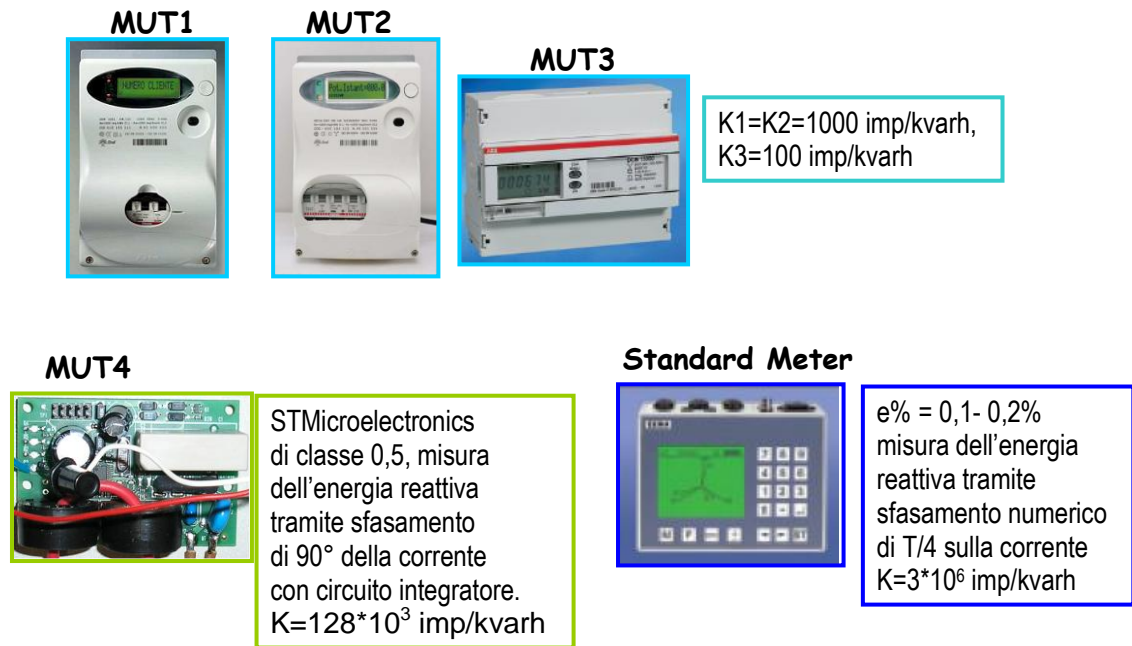


Figura 1.18: Contatori in prova

## 1.8 Prova quinta armonica (CEI EN 62052-21/22)

Individuate le metodologie di prova (rispettivamente per i contatori di classe 2 e per i contatori di classe 0,2 e 0,5) necessarie per potere verificare le prestazioni dei contatori statici, si pone adesso il problema di individuare delle condizioni di prova alle quali effettuare le verifiche nonché di identificare il principio di funzionamento [16-36-37-38].

I contatori sono stati confrontati tra loro attraverso la valutazione dell'errore percentuale calcolato rispetto all'energia reattiva associata alla fondamentale. Le condizioni di prova sono state definite a partire dalla prova di precisione in presenza di armoniche introdotta dalle norme CEI EN 62052-



21/22 per i contatori di energia attiva (presenza di quinta armonica di tensione e corrente, rispettivamente pari al 10% ed al 40% della fondamentale). Le prove sono state effettuate con tensione nominale e per diversi valori di corrente e di  $\text{sen}\varphi$  (induttivo):  $\text{sen}\varphi = 1$ ,  $\text{sen}\varphi = 0,5$  e  $\text{sen}\varphi = 0,25$ ;  $\text{sen}\varphi = 0,6$  e  $\text{sen}\varphi = 0,447$  (corrispondenti a prelievi di energia reattiva pari rispettivamente al 75% ed al 50% dell'energia attiva) al variare dell'angolo fra le armoniche di tensione e di corrente  $\varphi_5$  ( $\varphi_5=0^\circ$ ,  $\varphi_5=90^\circ$ ,  $\varphi_5=-90^\circ$  e  $\varphi_5=180^\circ$ ). Il riepilogo delle condizioni di prova è mostrato nella tabella 1.4.

$V = 230 \text{ V (RMS)}$	$I = 16 \text{ A (RMS)}$
$V_5=10\%V_1$	$I_5=40\%I_1$
$\varphi_5$ angolo fra le armoniche di tensione e di corrente	

Tabella 1.4: Condizioni di prova

### 1.8.1 Contatori classe 2

Gli esiti delle prove sono mostrati, per dato contatore, nelle tabelle 1.5 e nelle figure 1.19, 1.20 e 1.21.

Contatori	$\text{sen}\varphi$	Angolo fra l' armonica di tensione e di corrente			
		$\varphi_5=0^\circ$	$\varphi_5=-90^\circ$	$\varphi_5=90^\circ$	$\varphi_5=180^\circ$
MUT1	$\text{sen}\varphi=1$	0,15	-3,8	4,2	0,15
	$\text{sen}\varphi=0,6$	-0,28	-7,0	6,4	-0,19
	$\text{sen}\varphi=0,5$	-0,45	-8,5	7,6	-0,45
	$\text{sen}\varphi=0,447$	-0,67	-9,6	8,4	-0,50
	$\text{sen}\varphi=0,25$	-1,5	-17	15	-1,6
MUT2	$\text{sen}\varphi=1$	0,47	-3,9	4,2	-0,11
	$\text{sen}\varphi=0,6$	0,56	-6,4	6,7	-0,32
	$\text{sen}\varphi=0,5$	0,61	-7,8	8,0	-0,34
	$\text{sen}\varphi=0,447$	0,67	-10	9,0	-0,42
	$\text{sen}\varphi=0,25$	1,1	-16	16	-0,66
MUT3	$\text{sen}\varphi=1$	7,5	7,6	7,6	7,6
	$\text{sen}\varphi=0,6$	12	17	21	26
	$\text{sen}\varphi=0,5$	17	24	30	37
	$\text{sen}\varphi=0,447$	20	29	37	45
	$\text{sen}\varphi=0,25$	53	77	96	115

Tabella 1.5: Errori percentuali rilevati - contatori MUT1, MUT2, MUT3

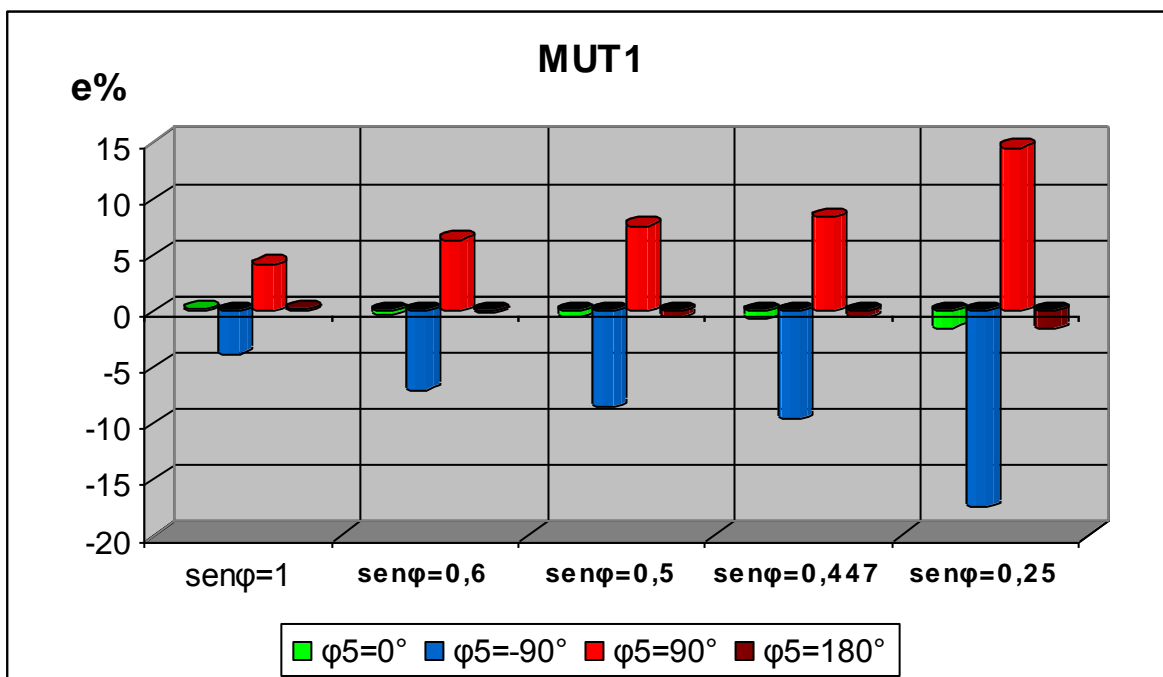


Figura 1.19: Prova con la quinta armonica-rappresentazione grafica dell' errore percentuale contatore MUT1

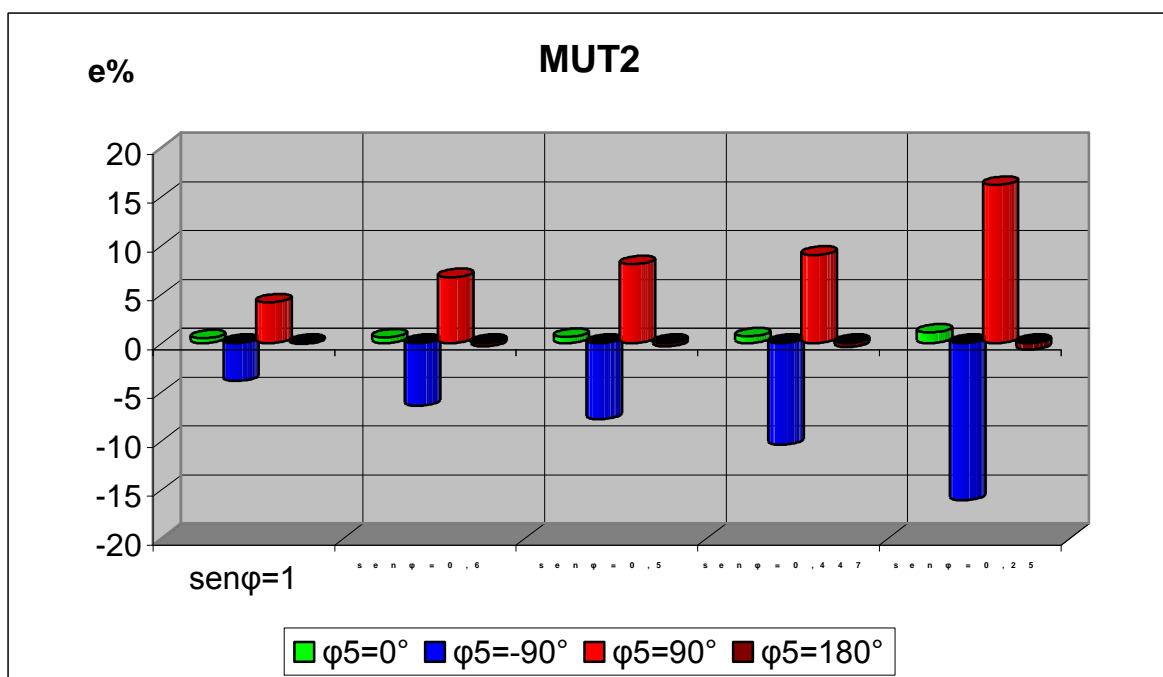


Figura 1.20 : Prova con la quinta armonica-rappresentazione grafica dell' errore percentuale contatore MUT2

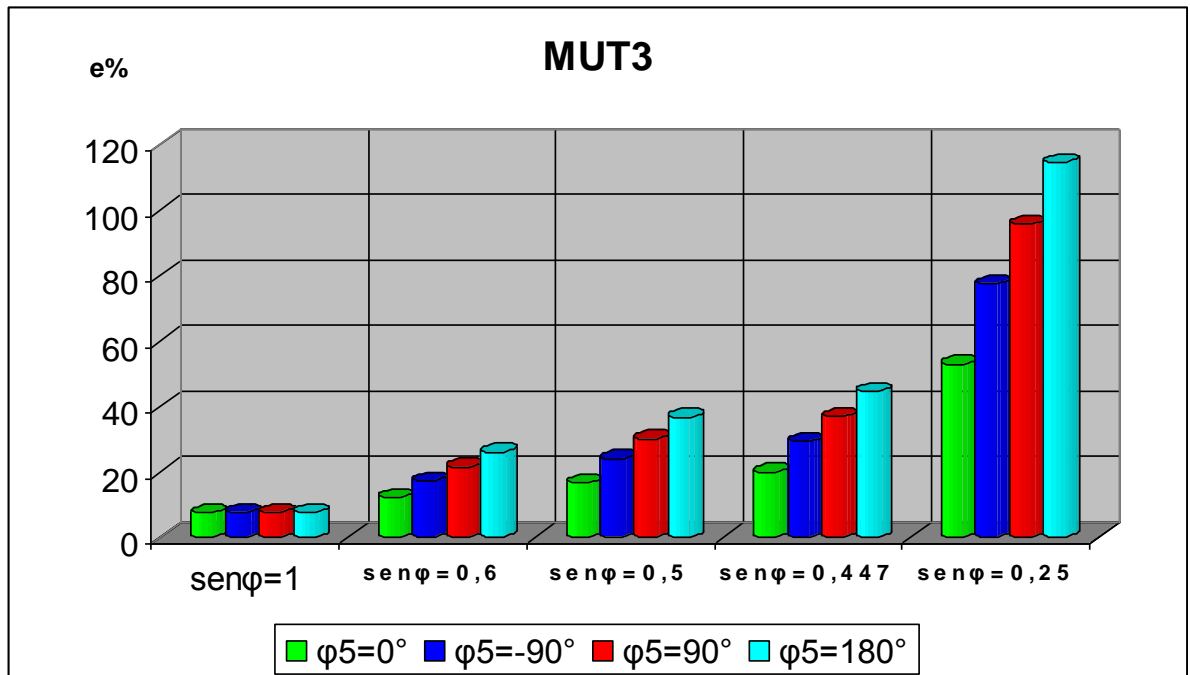


Figura 1.21: Prova con la quinta armonica-rappresentazione grafica dell' errore percentuale contatore MUT3

Analizzando i risultati delle prove effettuate sui contatori MUT1 e MUT2 si evince come gli errori rilevati siano compatibili fra loro (dimostrando una metrica analoga) e con quelli calcolati secondo la metrica T/4, infatti, al variare dell'angolo fra le armoniche si nota come per  $\varphi_5=0^\circ$  e  $\varphi_5=180^\circ$ , in cui la potenza reattiva armonica è nulla, l'errore misurato è prossimo a zero, ciò evince che l'energia misurata è prossima all'energia reattiva associata alla fondamentale (che è stata presa a riferimento); per  $\varphi_5=-90^\circ$  l'errore è negativo e per  $\varphi_5=90^\circ$  l'errore è positivo, infatti, la potenza armonica compatibilmente con il modello viene rispettivamente sottratta o sommata in relazione al flusso della stessa.

I risultati delle prove effettuate sul contatore MUT3, invece, mostrano come gli errori siano compatibili con quelli calcolati secondo la metrica di Fryze, in cui l'errore risulta essere sempre positivo e con differenze percentuali elevate rispetto all'energia reattiva associata alla fondamentale, in tale metrica infatti la potenza armonica incide sulla misura dell'energia attiva e di conseguenza sulla reattiva.

### 1.8.2 Contatori classe 0,2 – 0,5

In tabella 1.6 vengono riportati i risultati delle prove sperimentali effettuate sullo standard meter.

Standard Meter	$\varphi_5=0^\circ$	$\varphi_5=-90^\circ$	$\varphi_5=90^\circ$	$\varphi_5=180^\circ$
sen $\varphi=1$	-0,0071	-4,0	3,9	-0,039
sen $\varphi=0,6$	0,022	-6,5	6,6	-0,054
sen $\varphi=0,5$	0,049	-8,0	8,0	-0,056
sen $\varphi=0,447$	0,060	-8,9	8,9	-0,019
sen $\varphi=0,25$	0,12	-16	16	-0,060

Tabella 1.6: Errori percentuali rilevati – standard meter

Le caratteristiche del contatore MUT4 impongono che l'ampiezza del segnale di corrente venga ridotta, le condizioni di prova per tale contatore sono mostrate nella tabella 1.7.

V = 230 V (RMS)	I = 5 A (RMS)
$V_5=10\%V_1$	$I_5=40\%I_1$
$\Phi_5$ angolo fra le armoniche di tensione e di corrente	

Tabella 1.7: Condizioni di prova – MUT4

In tabella 1.8 vengono riportati i risultati delle prove sperimentali effettuate sul contatore MUT4.

MUT4	$\varphi_5=0^\circ$	$\varphi_5=-90^\circ$	$\varphi_5=90^\circ$	$\varphi_5=180^\circ$
sen $\varphi=1$	0,14	-0,57	0,83	0,17
sen $\varphi=0,6$	-0,069	-1,2	1,1	-0,025
sen $\varphi=0,5$	-0,094	-1,5	1,3	-0,09
sen $\varphi=0,447$	-0,082	-1,7	1,5	-0,14
sen $\varphi=0,25$	-0,36	-3,1	2,5	-0,36

Tabella 1.8: Errori percentuali rilevati – MUT4

Nelle figure 1.22 ed 1.23 le rappresentazioni grafiche degli errori percentuali rilevati sui due contatori in funzione sia del sen $\varphi$  che dell'angolo fra le armoniche di tensione e di corrente.

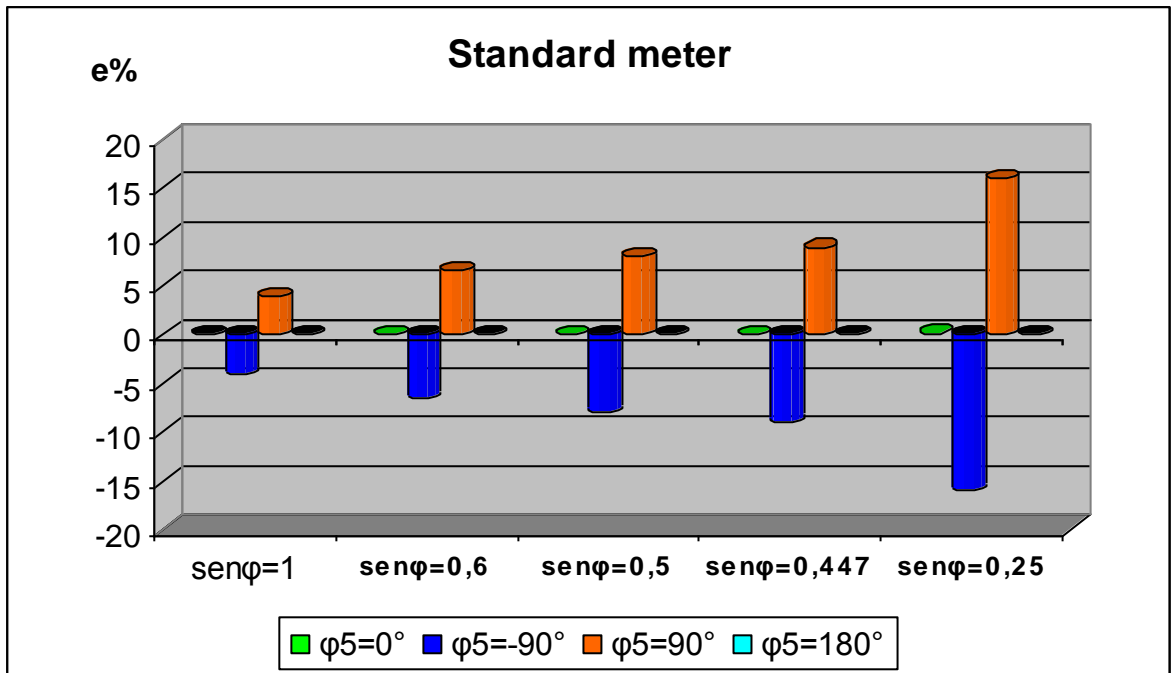


Figura 1.22: Prova con la quinta armonica-rappresentazione grafica dell' errore percentuale contatore Standard meter

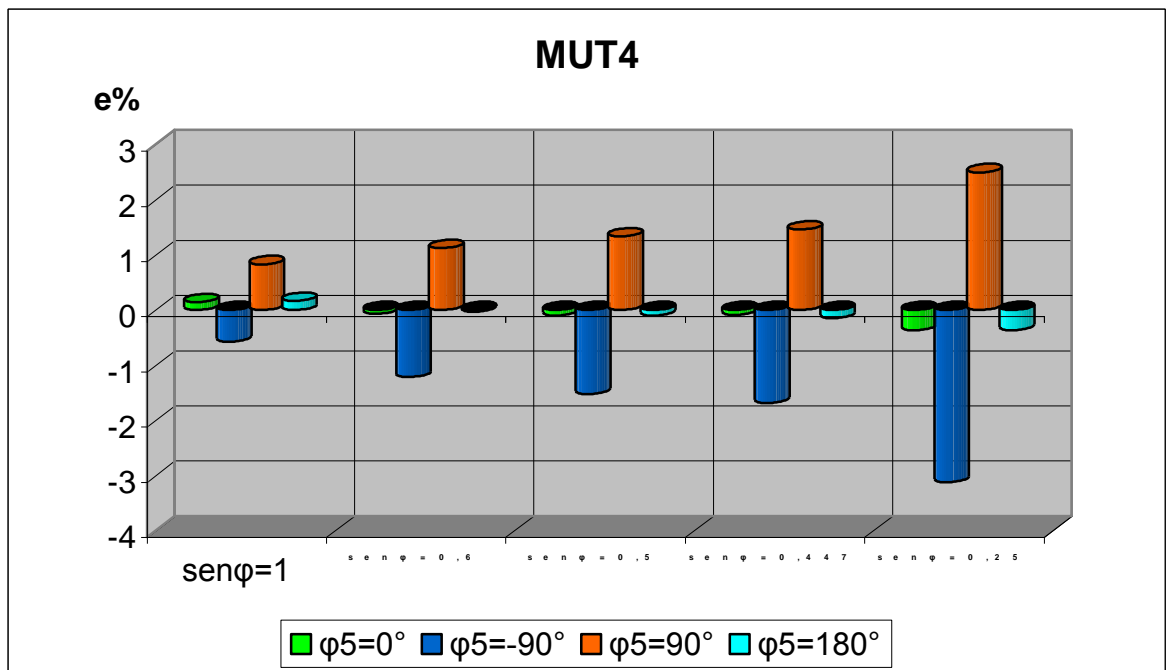


Figura 1.23: Prova con la quinta armonica-rappresentazione grafica dell' errore percentuale contatore MUT4

Dai risultati si evidenzia che anche i contatori di classe migliore seguono le metriche descritte precedentemente, in particolare lo standard meter ha un comportamento compatibile con la metrica T/4 (analoga ai contatore MUT1, MUT2) mentre il contatore MUT4 ha un comportamento compatibile con la metrica del circuito integratore e quindi presenta degli errori sensibilmente inferiori, in quanto, la potenza reattiva armonica, secondo il modello matematico, viene divisa per l'ordine dell'armonica stessa.

## 1.9 Prova 3° armonica

Una più approfondita analisi delle espressioni della potenza reattiva, ha permesso di trovare una condizione di prova più adeguata, si può osservare che il contributo della 3° armonica nelle formulazione della potenza reattiva, rispettivamente nel modello T/4 e Int., sono di segno opposto, ciò significa che, se consideriamo una 3° armonica invece di un 5° armonica, le differenze tra i valori di potenza reattiva sarà superiore al caso precedente.

Analizzando gli ultimi due modelli si evince come talune potenze reattive armoniche abbiano segno concorde altre discorde, in ogni caso, la somma di tale potenze è algebrica, quindi il segno dipende dal flusso di tali potenze.

Sempre dall' analisi degli ultimi due modelli si nota che il segno della potenza reattiva associata alla 3° armonica abbia segno discorde a parità di verso, dunque una volta tale contributo viene sommato ed un'altra volta sottratto, quindi è possibile ipotizzare una prova che tenga conto di questa diversità, inoltre, al variare dell'angolo fra le armoniche di tensione e di corrente e precisamente per angoli di  $0^\circ, -90^\circ, 90^\circ, 180^\circ$  la potenza reattiva armonica sarà nulla a  $0^\circ$  e  $180^\circ$  invece cambierà segno passando da  $-90^\circ$  a  $90^\circ$ .

Per quanto riguarda il modello relativo alla potenza reattiva di Fryze, questa risulta essere sempre positiva ed aumenta al diminuire di P, dunque scegliendo una condizione di carico a  $\sin\varphi=0,5$  al variare dell'angolo fra le armoniche ( $\varphi_3=0^\circ, -90^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ ) la potenza attiva totale P (la quale tiene conto

delle potenze attive armoniche) tende a diminuire rispetto alla condizione  $\varphi_3=0^\circ$ , (poiché PH è nulla a  $\pm 90^\circ$  e negativa a  $180^\circ$ ) e quindi  $Q_F$  aumenta a parità di S. Il riepilogo delle condizioni di prova è mostrato nella tabella 1.9.

$V = 230 \text{ V (RMS)}$	$I = 16 \text{ A (RMS)}$
$V_3=10\%V_1$	$I_3=40\%I_1$
$\varphi_5$ angolo fra le armoniche di tensione e di corrente	

Tabella 1.9: Condizioni di prova

### 1.9.2 Contatori classe 2

Gli esiti delle prove effettuate sui contatori MUT1, MUT2, MUT3 sono mostrati nella tabella 1.10 seguente.

Contatori	sen $\varphi$	Angolo fra l'armonica di tensione e di corrente			
		$\varphi_3=0^\circ$	$\varphi_3=-90^\circ$	$\varphi_3=90^\circ$	$\varphi_3=180^\circ$
MUT1	sen $\varphi=1$	0,15	4,2	-3,9	0,15
	sen $\varphi=0,6$	-0,36	6,3	-7,0	-0,19
	sen $\varphi=0,5$	-0,53	7,5	-8,4	-0,36
	sen $\varphi=0,447$	-0,67	8,3	-9,4	-0,58
	sen $\varphi=0,25$	-1,7	14	-17	-1,6
MUT2	sen $\varphi=1$	0,058	4,2	-3,8	0,31
	sen $\varphi=0,6$	-0,24	6,8	-6,5	0,48
	sen $\varphi=0,5$	-0,34	8,0	-7,9	0,61
	sen $\varphi=0,447$	-0,35	8,9	-8,8	0,67
	sen $\varphi=0,25$	-0,59	16	-16	0,99
MUT3	sen $\varphi=1$	8,0	8,0	8,1	8,0
	sen $\varphi=0,6$	13	19	22	27
	sen $\varphi=0,5$	17	27	30	39
	sen $\varphi=0,447$	21	33	37	47
	sen $\varphi=0,25$	55	85	96	120

Tabella 1.10: Errori percentuali rilevati - contatori MUT1, MUT2, MUT3

Nelle figure 1.24, 1.25 ed 1.26 le rappresentazioni grafiche degli errori percentuali rilevati sui due contatori in funzione sia del sen $\varphi$  che dell'angolo fra l'armonica di tensione e di corrente.

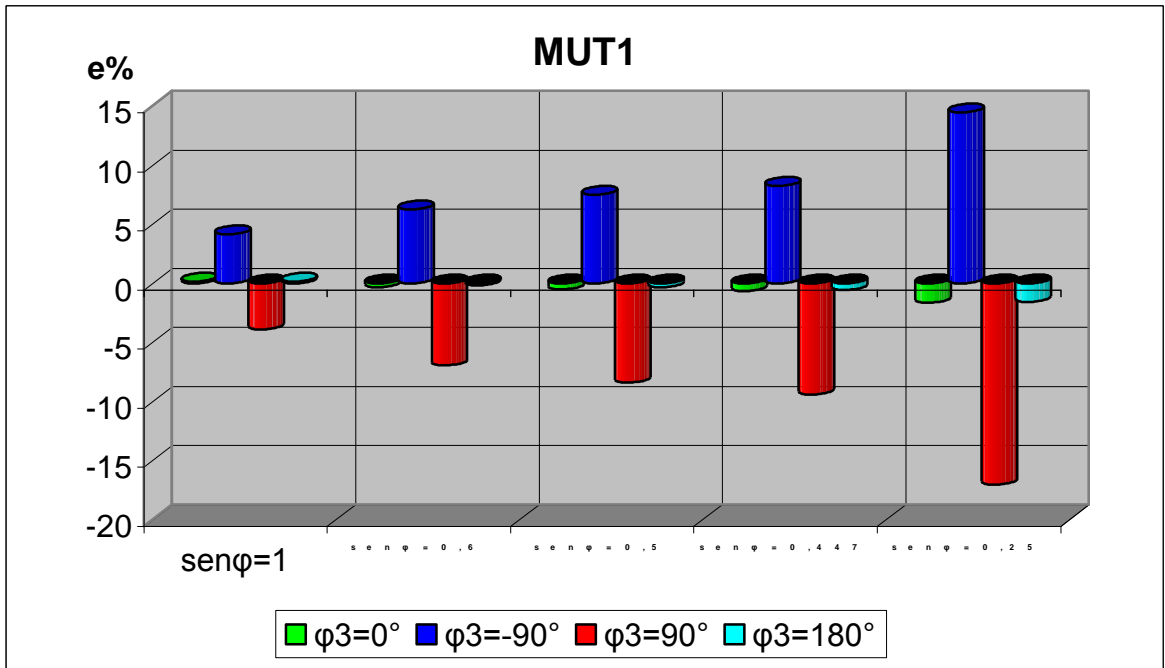


Figura 1.24: Prova con la terza armonica-rappresentazione grafica dell' errore percentuale contatore MUT1

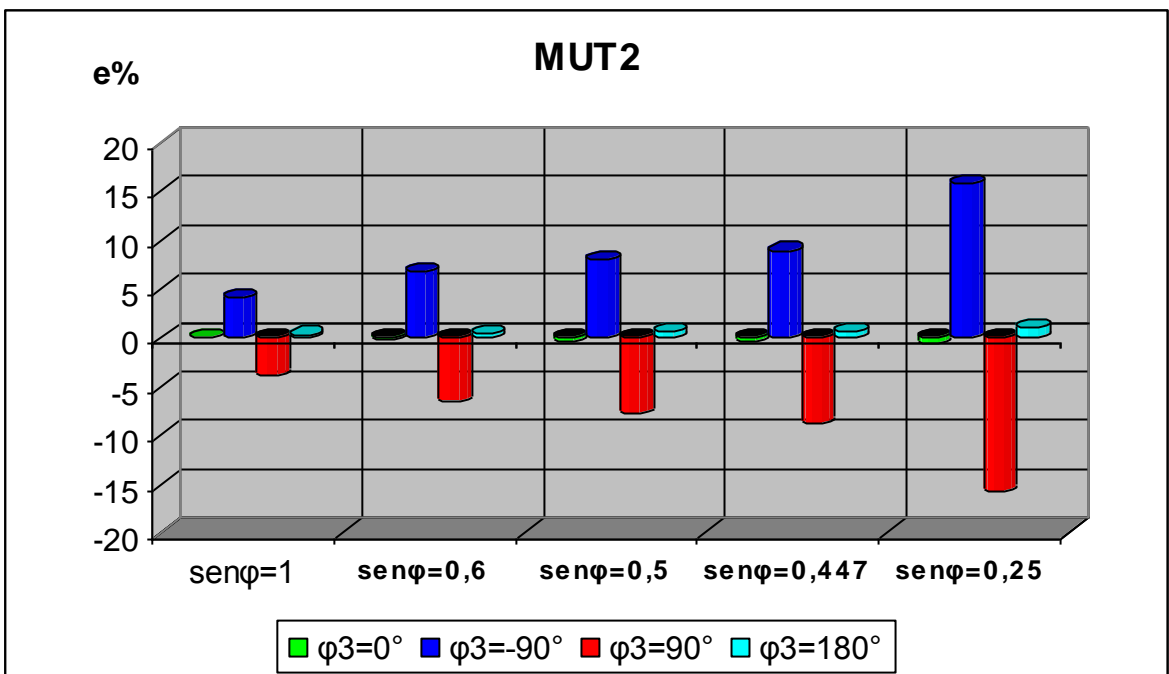


Figura 1.25: Prova con la terza armonica-rappresentazione grafica dell' errore percentuale contatore MUT2



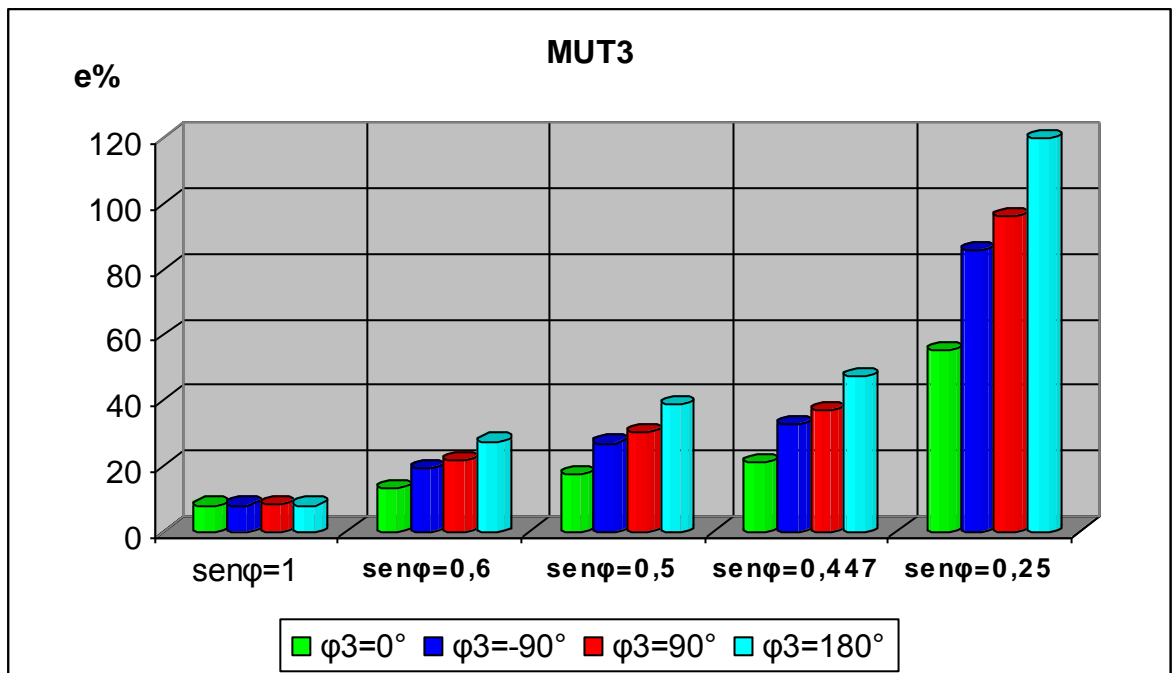


Figura 1.26: Prova con la terza armonica-rappresentazione grafica dell'errore percentuale contatore MUT3

Le prove effettuate sui contatori MUT1 e MUT2 dimostrano, coerentemente con la precedente prova, come le metriche di tali contatori siano basate sullo sfasamento temporale di un quarto di periodo di uno dei due segnali (tensione o corrente), infatti i risultati sono compatibili con il modello matematico nel caso in cui vengano applicati segnali non sinusoidali, si nota come al variare dell'angolo fra le armoniche, e più precisamente per  $\varphi_3=0^\circ$  e  $\varphi_3=180^\circ$ , in cui la potenza reattiva armonica è nulla, l'errore misurato è prossimo a zero, ciò evince che l'energia misurata è prossima all'energia reattiva associata alla fondamentale (che è stata presa a riferimento); per  $\varphi_3=-90^\circ$  l'errore è positivo e per  $\varphi_3=90^\circ$  l'errore è negativo, infatti, la potenza armonica compatibilmente con il modello viene rispettivamente sommata o sottratta in relazione al flusso della stessa. I risultati delle prove effettuate sul contatore MUT3, invece, mostrano come gli errori siano compatibili con quelli calcolati secondo la metrica di Fryze, in cui l'errore risulta essere sempre positivo e con differenze percentuali elevate rispetto all'energia reattiva associata alla fondamentale, in tale metrica infatti la potenza armonica incide sulla misura dell'energia attiva e di conseguenza sulla reattiva.

### 1.9.3 Contatori classe 0,2 – 0,5

La prova in presenza di terza armonica viene effettuata anche sui contatori in classe migliore i risultati delle prove sperimentali sono mostrati in tabella 1.11 per quanto riguarda lo standard meter e nella tabella 1.12 per quanto riguarda il prototipo contatore MUT4.

Standard Meter	$\varphi_3=0^\circ$	$\varphi_3=-90^\circ$	$\varphi_3=90^\circ$	$\varphi_3=180^\circ$
$\text{sen}\varphi=1$	-0,046	4,0	-4,0	0,028
$\text{sen}\varphi=0,6$	-0,031	6,6	-6,7	0,004
$\text{sen}\varphi=0,5$	-0,028	8,0	-8,0	0,064
$\text{sen}\varphi=0,447$	-0,035	8,9	-8,9	0,012
$\text{sen}\varphi=0,25$	-0,018	16	-16	0,081

Tabella 1.11: Errori percentuali rilevati – standard meter

Analogamente a quanto detto prima per il contatore MUT4 le condizioni di prova sono mostrate nella tabella 1.12

$V = 230 \text{ V (RMS)}$	$I = 5 \text{ A (RMS)}$
$V_3=10\%V_1$	$I_3=40\%I_1$
$\varphi_3$ angolo fra le armoniche di tensione e di corrente	

Tabella 1.12: Condizioni di prova – MUT4

MUT4	$\varphi_3=0^\circ$	$\varphi_3=-90^\circ$	$\varphi_3=90^\circ$	$\varphi_3=180^\circ$
$\text{sen}\varphi=1$	0,090	-1,2	1,4	-0,04
$\text{sen}\varphi=0,6$	-0,069	-2,3	2,1	-0,11
$\text{sen}\varphi=0,5$	-0,15	-2,7	2,5	-0,15
$\text{sen}\varphi=0,447$	-0,14	-3,0	2,8	-0,20
$\text{sen}\varphi=0,25$	-0,47	-5,6	4,8	-0,36

Tabella 1.13: Errori percentuali rilevati – contatore MUT4

Nelle figure 1.27 e 1.28 le rappresentazioni grafiche degli errori percentuali rilevati sui due contatori al variare sia del  $\text{sen}\varphi$  che dell'angolo fra l'armonica di tensione e di corrente  $\varphi_3$ .

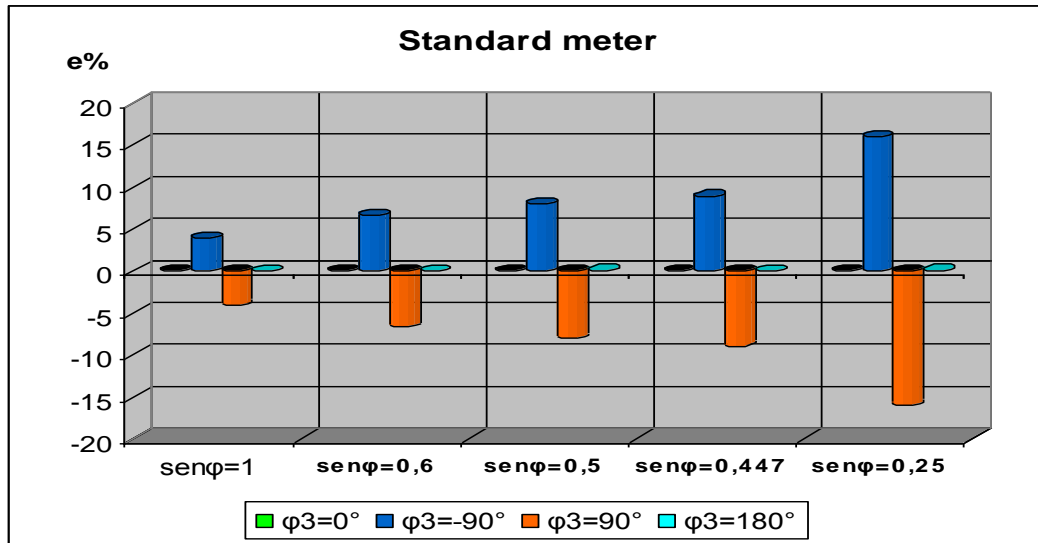


Figura 1.27: Prova con la terza armonica-rappresentazione grafica dell' errore percentuale contatore standard meter

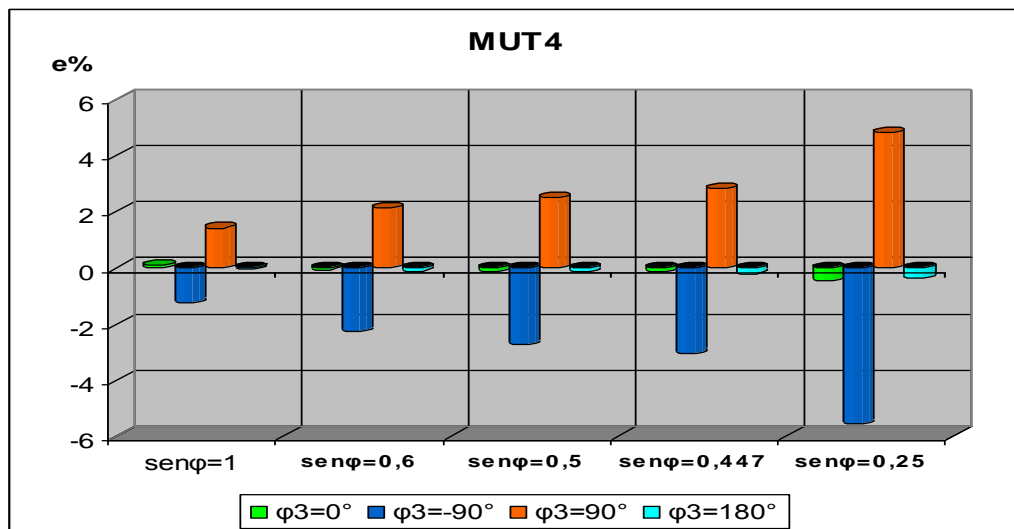


Figura 1.28: Prova con la terza armonica-rappresentazione grafica dell' errore percentuale contatore MUT4

Ancora una volta i risultati dimostrano che anche i contatori di classe migliore seguono le metriche descritte precedentemente, in particolare lo standard meter ha un comportamento compatibile con la metrica T/4 (analogo ai contatore MUT1, MUT2) mentre il contatore MUT4 ha un comportamento compatibile con la metrica del circuito integratore e quindi presenta degli errori sensibilmente inferiori rispetto allo standard meter.

## 1.10 Prova principio di funzionamento

Tenute presenti le considerazioni precedenti la “Prova di funzionamento” consisterà nell'alimentare i contatori i segnali di tensione e di corrente mostrati nella tabella 1.14.

$V_1$	$I_1$
$V_3=10\%V_1$	$I_3=40\%I_1$
$\text{sen}\varphi=0,5$ (rit.)	

Tabella 1.14: Condizioni di prova

al variare degli angoli fra le armoniche di tensione e di corrente

$$\varphi_3 = 0^\circ, -90^\circ, 90^\circ, 180^\circ$$

Per dimostrare che tale prova è valida si calcoleranno prima i valori teorici delle potenze reattive secondo i modelli precedentemente menzionati, poi gli errori percentuali rispetto alla potenza reattiva associata alla fondamentale (presa come riferimento), successivamente tali risultati verranno corroborati da prove sperimentali.

### 1.10.1 Calcolo delle potenze reattive secondo i modelli

- primo modello: Fryze

Per le condizioni di prova indicate nella tabella 1.15

$V=230\text{V(RMS)}$	$I=16\text{A (RMS)}$
$V_3=10\%V_1$	$I_3=40\%I_1$
$\text{sen}\varphi=0,5$ (rit.)	
$S=3680\text{VA}; Q_1=1699,92$ var	

Tabella 1.15: Condizioni di prova

I valori teorici della potenza reattiva e dell'errore percentuale al variare dell'angolo fra la 3° armonica di tensione e quella di corrente sono riportati in tabella 1.16.

$\varphi_3$	P [W]	$Q_F = VI_r = \sqrt{S^2 - P^2}$ [var]	$e\% = \frac{Q_F - Q_1}{Q_1} \cdot 100$
0°	3080,34	2013,43	18%
-90°	2944,35	2207,53	29,8%
90°	2944,35	2207,53	29,8%
180°	2808,35	2378,14	40%

Tabella 1.16: Potenza reattiva ed errore percentuale modello “Fryze”

- secondo modello: “ritardo temporale”

Per le condizioni di prova indicate nella tabella 1.15 il calcolo dei valori teorici sono mostrati in tabella 1.17.

$\varphi_3$	$Q_3$ [var]	$Q_{Time\ Delay} = Q_1 - Q_3$ [var]	$e\% = \frac{Q_{Time\ Delay} - Q_1}{Q_1} \cdot 100$
0°	0	1699,92	0%
-90°	-135,99	1835,91	7,9%
90°	135,99	1563,93	-7,9%
180°	0	1699,92	0%

Tabella 1.17: Potenza reattiva ed errore percentuale modello “ritardo temporale”

- terzo modello: “Integratore”

Per le condizioni di prova indicate nella tabella 1.18

V= 230V(RMS); $V_3=10\%V_1$	I=5A (RMS); $I_3=40\%I_1$
sen $\varphi=0,5$ (rit.); $Q_1=531,22$ var	

Tabella 1.18: Condizioni di prova

Il calcolo dei valori teorici sono riportati in tabella 1.19.

$\varphi_3$	$Q_3$ [var]	$Q_{Int} = Q_1 + \frac{Q_3}{3}$ [var]	$e\% = \frac{Q_{Int} - Q_1}{Q_1} \cdot 100$
0°	0	1699,92	0%
-90°	-42,5	517,053	-2,6%
90°	42,5	545,386	2,6%
180°	0	531,22	0%

Tabella 1.19: Potenza reattiva ed errore percentuale modello “integratore”

### 1.10.2 Prove e confronti contatore elettronico MUT1

Il contatore presenta una costante  $K=100$  impulsi/kvarh. Le condizioni di prova sono descritte nella tabella 1.15.

L'errore percentuale relativo da calcolare è il seguente:

$$e\% = \frac{E_M - E_V}{E_V} * 100 = \left(\frac{E_M}{E_V} - 1\right) * 100$$

$$E_M = \frac{N}{K} [k \text{ var } h]$$

$$E_V = Q_1 \cdot T [k \text{ var } h]$$

I risultati della prova sono riportati nella seguente tabella 1.20.

$\varphi_3$	$\text{sen}\varphi$ ( $\text{cos}\varphi$ )	$Q_1$ [kvar]	N	T [s]	$E_M$ [kvarh]	$E_V$ [kvarh]	e%
0°	$\text{sen}\varphi=0.5 \text{ ind}$ (0.866)	1,69992	9	162,3	0,09	0,0766381	17
-90°	$\text{sen}\varphi=0.5 \text{ ind}$ (0.866)	1,69992	9	150,2	0,09	0,0709244	27
90°	$\text{sen}\varphi=0.5 \text{ ind}$ (0.866)	1,69992	9	146,2	0,09	0,0690356	30
180°	$\text{sen}\varphi=0.5 \text{ ind}$ (0.866)	1,69992	9	137,5	0,09	0,0649275	39

Tabella 1.20: Risultati prova – contatore MUT1

Successivamente verranno mostrati gli istogrammi relativi alla prova ed il confronto fra i valori teorici precedentemente calcolati ed i valori ottenuti sperimentalmente in tabella 1.21.

$\varphi_3$	Modello matematico e%	Prove sperimentali e%
0°	18	17
-90°	29,8	27
90°	29,8	30
180°	40	39

Tabella 1.21: Confronto tra i valori teorici e sperimentali

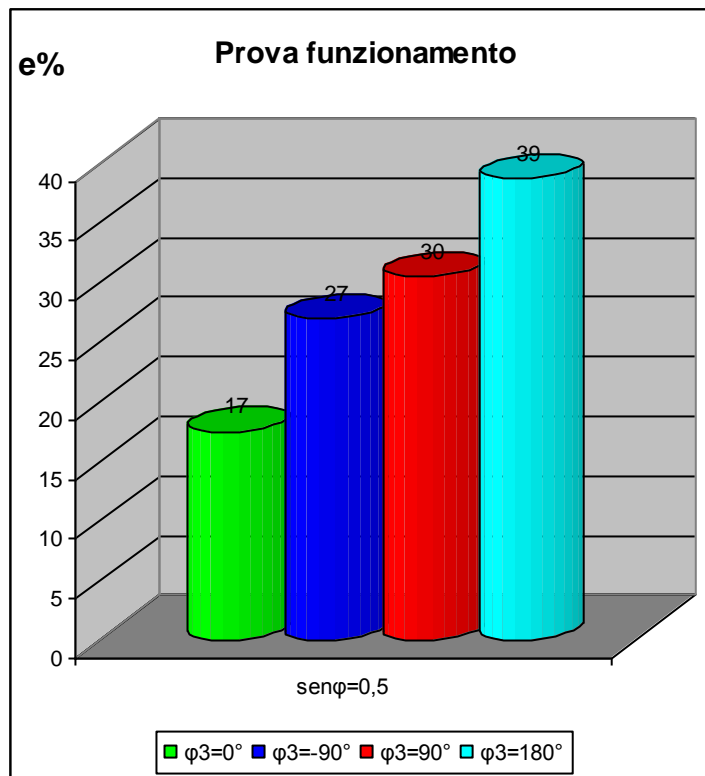


Figura 1.29: Andamento errori percentuali

L'analisi dei dati mette in evidenza come l'errore riscontrato sperimentalmente segua fedelmente l'errore percentuale calcolato teoricamente in base al modello matematico implementato; la figura 1.29 mostra gli istogrammi dell'errore percentuale per dato  $\text{sen}\varphi$  al variare dell'angolo fra le armoniche; in questo caso il contatore analizzato implementa un modello di energia reattiva prossimo a quello calcolato sulla base della potenza reattiva definita da Fryze si riporta in seguito la formula:

$$Q_F = VI_r = \sqrt{S^2 - P^2}$$

### 1.10.3 Prove e confronti contatore elettronico MUT2

Il contatore presenta una costante di  $K=1000$  impulsi/kvarh, le condizioni della prova sono quelle indicate nella tabella 1.15.

L'errore percentuale è il seguente:

$$e\% = \frac{E_M - E_V}{E_V} * 100 = \left(\frac{E_M}{E_V} - 1\right) * 100$$

$$E_M = \frac{N}{K} [k \text{ var } h]$$

$$E_V = Q_1 \cdot T [k \text{ var } h]$$

Dalle prove effettuate si deducono i risultati riportati in tabella 1.22.

$\varphi_3$	$\text{sen}\varphi$ ( $\text{cos}\varphi$ )	$Q_1$ [kvar]	N	T [s]	$E_M$ [kvarh]	$E_V$ [kvarh]	e%
0°	$\text{sen}\varphi=0.5$ ind (0.866)	1,69992	60	127,5	0,06	0,060206	-0,3
-90°	$\text{sen}\varphi=0.5$ ind (0.866)	1,69992	60	117,6	0,06	0,055531	8,0
90°	$\text{sen}\varphi=0.5$ ind (0.866)	1,69992	55	126,4	0,055	0,05968608	-7,9
180°	$\text{sen}\varphi=0.5$ ind (0.866)	1,69992	60	126,3	0,06	0,05963886	0,6

Tabella 1.22: Risultati prova – contatore MUT2

In figura 1.30 gli istogrammi degli errori percentuali ed in tabella 1.23 il confronto con il modello matematico del ritardo temporale.

$\varphi_3$	Modello matematico e%	Prove sperimentali e%
0°	0	-0,3
-90°	7,9	8,0
90°	-7,9	-7,9
180°	0	0,6

Tabella 1.23: Confronto tra i valori teorici e sperimentali



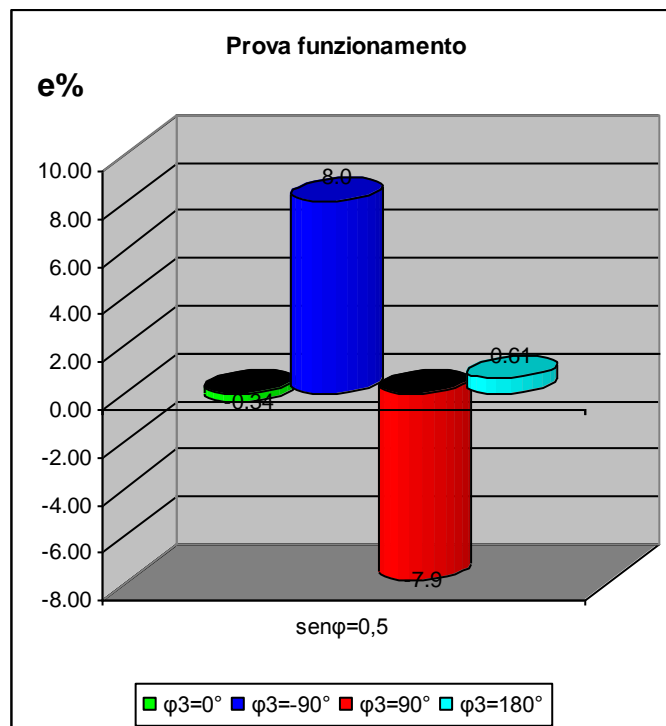


Figura 1.30: andamento errori percentuali

Anche in questo caso dal confronto si evince che l'errore sperimentale segue il valore teorico; osservando l'istogramma notiamo come per  $\varphi_3=0^\circ$  l'errore sia pressoché nullo; per  $\varphi_3=-90^\circ$  il valore di Q misurato sia la somma della fondamentale e della 3° armonica e quindi un errore percentuale positivo, per  $\varphi_3=90^\circ$  il valore di Q misurato sia la differenza della fondamentale e della 3° armonica e quindi un errore percentuale negativo; ed ancora  $\varphi_3=180^\circ$  l'errore sia pressoché nullo, tutto questo in accordo con il modello matematico relativo al campionamento ritardato di  $\frac{1}{4}$  di periodo di cui si riporta in seguito la formula:

$$Q_{TimeDelay} = \frac{1}{T} \int_T v\left(t - \frac{T}{4}\right) i(t) dt = Q_1 - P_2 - Q_3 + P_4 + Q_5 \dots$$

### 1.10.4 Prove e confronti contatore elettronico MUT3

Il contatore presenta una costante di  $K=128000$  impulsi/kvarh, le condizioni della prova sono quelle indicate nella tabella 1.18.

Condizioni della prova:  $V=230V$ (RMS);  $I=5A$  (RMS);  $V_3=10\%V_1$ ;  $I_3=40\%I_1$

L'errore percentuale è il seguente:

$$e\% = \frac{E_M - E_V}{E_V} * 100 = \left(\frac{E_M}{E_V} - 1\right) * 100$$

$$E_M = \frac{N}{K} [k \text{ var h}]$$

$$E_V = Q_1 \cdot T [k \text{ var h}]$$

Dalle prove effettuate si deducono i risultati indicati in tabella 1.24.

$\varphi_3$	sen $\varphi$ (cos $\varphi$ )	$Q_1$ [kvar]	N	T [s]	$E_M$ [kvarh]	$E_V$ [kvarh]	e%
0°	sen $\varphi=0.5$ ind (0.866)	0,53122	1886	100	0,014734	0,014756	-0,15
-90°	sen $\varphi=0.5$ ind (0.866)	0,53122	1837	100	0,014352	0,014756	-2,7
90°	sen $\varphi=0.5$ ind (0.866)	0,53122	1936	100	0,015125	0,014756	2,5
180°	sen $\varphi=0.5$ ind (0.866)	0,53122	1886	100	0,014734	0,014756	-0,15

Tabella 1.24: Risultati prova – contatore MUT3

Si riportano in figura 1.31 gli istogrammi relativi agli errori percentuali ed in tabella 1.25 i confronti con il modello matematico.

$\varphi_3$	Modello matematico e%	Prove sperimentali e%
0°	0	-0,15
-90°	-2,6	-2,7
90°	2,6	2,5
180°	0	-0,15

Tabella 1.25: Confronto tra i valori teorici e sperimentali

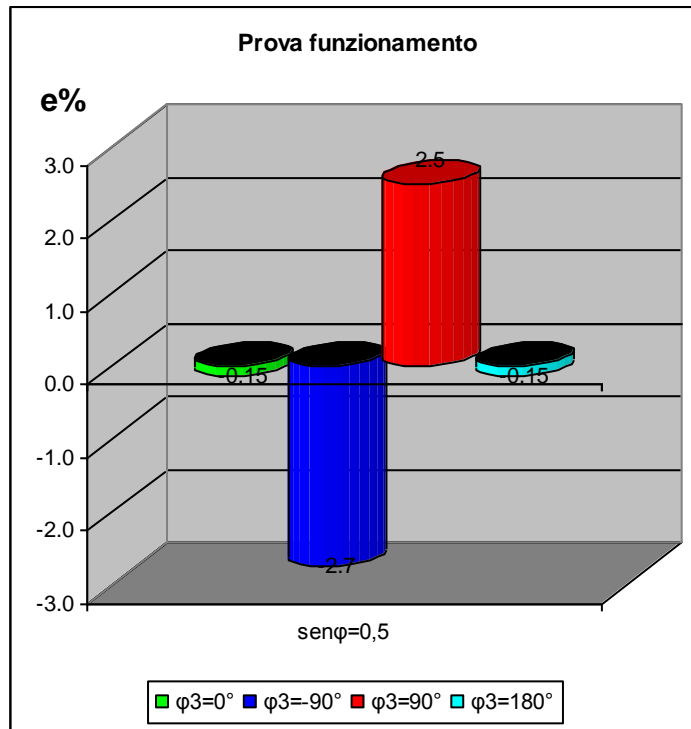


Figura 1.31: Andamento errori percentuali

Anche in questo caso osservando l'istogramma notiamo come per  $\varphi_3=0^\circ$  l'errore sia pressoché nullo; per  $\varphi_3=-90^\circ$  il valore di  $Q$  misurato sia la differenza fra la potenza reattiva associata alla fondamentale e la potenza reattiva associata alla 3° armonica divisa per tre e quindi l'errore percentuale risulta essere negativo, per  $\varphi_3=90^\circ$  il valore di  $Q$  misurato sia la somma della fondamentale e della 3° armonica divisa per tre e quindi un errore percentuale positivo; ed ancora  $\varphi_3=180^\circ$  l'errore sia pressoché nullo poiché non vi è potenza reattiva armonica, tutto questo in accordo con il modello di cui si riporta in seguito la formula:

$$Q_{\text{int}} = \frac{1}{T} \int_T \omega_1 \left[ \int v(t) dt \right] i(t) dt = Q_1 + \frac{Q_2}{2} + \frac{Q_3}{3} + \dots$$

## 1.11 Verifiche della precisione dei sistemi di misura

La norma 13-4 “*sistemi di misura dell’energia elettrica – Composizione, precisione e verifica*” definisce i criteri da seguire per la verifica dei sistemi di misura dell’energia attiva reattiva su circuiti monofase e trifase, fra questi vi sono le verifiche eseguite sul luogo di installazione con carico reale.

La verifica consisterà normalmente nella rilevazione dell’errore del sistema di misura facendo uso normalmente di contatori campione di riferimento; in tal caso l’errore percentuale sarà dato da:

$$e\% = \frac{E_M - E_V}{E_V} \cdot 100$$

dove  $E_M$  è l’energia misurata dal contatore in esame ed  $E_V$  è l’energia misurata dal contatore campione.

Tali sistemi, verificati nelle condizioni e modalità di prova prescritte, non devono presentare errori, in valore assoluto, superiori ai valori indicati dalla curva di taratura teorica, riportata dalla stessa norma. Il confronto deve essere eseguito per ogni prova e deve tener conto dell’incertezza insita nel procedimento di misura.

Tale verifica può presentare delle criticità; tali criticità riguardano soprattutto i contatori di energia reattiva, infatti, essi possono essere realizzati secondo modalità costruttive differenti e quindi implementare dei modelli matematici che sebbene portino a risultati compatibili in regime sinusoidale, ovvero misurano l’energia reattiva associata alla fondamentale, in regime distorto, quindi, in dipendenza soprattutto dello stato della rete possono portare a risultati molto differenti fra loro e quindi ad errori elevati.

Successivamente si analizzeranno dei casi che si possono presentare, inoltre, possiamo già affermare che essendo tre i principi di funzionamento analizzati le possibili combinazioni di accoppiamento sono  $3^2$  cioè 9 possibili accoppiamenti “contatore campione-contatore in prova” si riportano in tabella 1.29 i possibili accoppiamenti in relazione al principio di funzionamento.

Contatore Campione	Contatore in prova	
Td	Int	Td: sfasamento ¼ di periodo
	Tr	
	Td	
Int	Tr	Int: sfasamento tramite filtro
	Td	
	Int	
Tr	Td	Tr: triangolo potenze
	Int	
	Tr	

Tabella 1.29: Combinazioni cont.campione- cont.prova

### 1.11.1 1° caso contatore campione metrica Td

Principio di funzionamento Td; particolare costruttivo energia reattiva: sfasamento di 90° dei segnali o di correnti o di tensioni, sfasamento ottenuto da un ritardo temporale di un quarto di periodo del segnale, ovvero, campionamento ritardato di ¼ di periodo.

Errore percentuale del contatore campione < 0,2%

Supponiamo che la rete abbia le caratteristiche rappresentate in figura 1.32, 1.33 e 1.34 ed indicate nelle tabelle 1.27 e 1.28.

V	I	Cosφ Q=50%P	Senφ Q=50%P	THD <sub>V</sub>	THD <sub>I</sub>
230V (RMS)	5A (RMS)	0,894	0,447	7,9%	28%

Tabella 1.27: Forma d'onda tensione/corrente

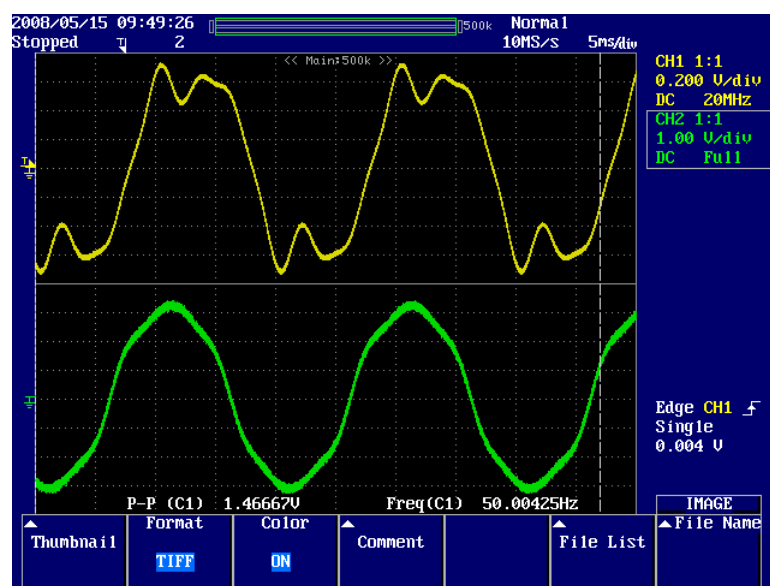


Figura 1.32: Forme d'onda di tensione e di corrente

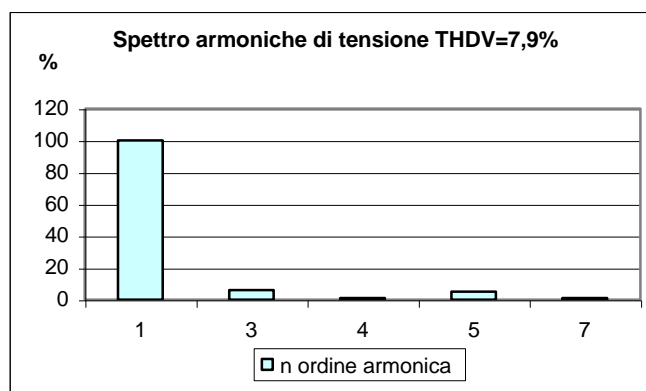


Figura 1.33: armoniche di tensione

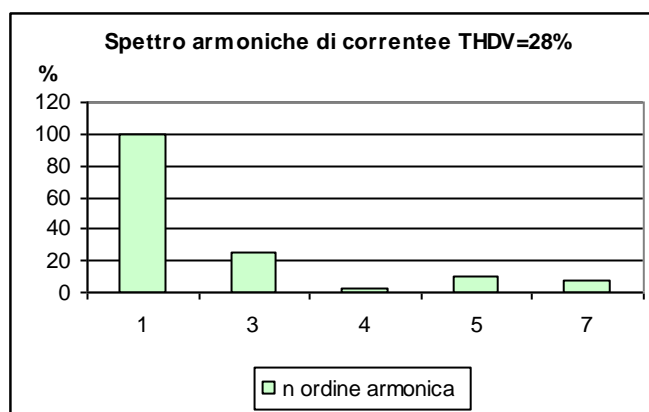


Figura 1.34: armoniche di corrente

<b>n</b>	3	4	5	7
<b>V<sub>1</sub>%</b>	6	1	5	1
<b>I<sub>1</sub>%</b>	27	2,69	10	7
<b>φ<sub>n</sub></b>	90°	0°	-90°	90°
φ <sub>n</sub> angolo fra le armoniche di tensione e di corrente				

Tabella 1.28: Contenuto armonico

La norma prescrive almeno 3 prove alle correnti e fattori di potenza del carico dell'impianto. Supponiamo che il fattore di potenza sia 0,894 ( $\text{sen}\varphi=0,447$ ) ovvero  $Q=50\%P$  (1° soglia penale).

Sono stati analizzati 4 contatori statici i quali misurano l'energia reattiva secondo modalità costruttive differenti, si riportano in tabella 1.29 tali modalità.

Tipo contatore	Metrica energia reattiva
Contatore campione	Td
MUT1	Int
MUT2	Tr
MUT3	Td

Tabella 1.29: Caratteristiche contatori

Presa, come riferimento, la potenza reattiva associata alla fondamentale, da prove sperimentali si sono ottenuti gli errori percentuali indicati in tabella 1.30:

	senφ (cosφ); φ °	Q <sub>v</sub> [kvar]	K [imp./kvarh]	T [s]	N	E <sub>v</sub> [kvarh]	E <sub>M</sub> [kvarh]	Q <sub>M</sub> [kvar]	e <sub>1</sub> %
ZERA Camp	senφ=0.447 ind (0.894); 26,565	0,49139	6*10 <sup>6</sup>	10	77910	0,001365	0,0013	0,46764	-4,9
ST MUT1	senφ=0.447 ind (0.894); 26,565	0,49139	128000	100	1761	0,01365	0,014	0,49529	0,79
ABB MUT2	senφ=0.447 ind (0.894); 26,565	0,49139	100	243,2	4	0,033196	0,040	0,59210	20
ENEL MUT3	senφ=0.447 ind (0.894); 26,565	0,49139	1000	137,4	18	0,018755	0,018	0,47162	-4,0

Tabella 1.30: Risultati prove sperimentali

Si valutano quali siano gli errori percentuali dei contatori in prova rispetto al contatore campione, dunque, questa volta si assume che l'energia vera sia quella "misurata" dal contatore campione cioè  $Q_v = 0,46764$  kvar nella tabella 1.31 i due errori a confronto; notiamo come il valore reale sia prossimo a quello teorico infatti:

$$Q_{camp. teorico} = Q_1 - Q_3 + P_4 - Q_5 - Q_7 = 491,39 - 16,56 + 1,2 - 5,5 - 0,77 = 469,76 \text{ var}$$

Contatore	Potenza reattiva alla fondamentale Q <sub>1</sub> [kvar]	Potenza reattiva di riferimento Q <sub>v</sub> [kvar]	Potenza reattiva misurata Q <sub>M</sub> [kvar]	e%	e <sub>1</sub> %
MUT1	0,49139	0,46764	0,49529	5,9	0,79
MUT2	0,49139	0,46764	0,59210	27	20
MUT3	0,49139	0,46764	0,47162	0,85	-4,0

Tabella 1.31: Errori percentuali rispetto al campione ed alla fondamentali

Uno schema riepilogativo, figura 1.35, mostrerà il cambiamento di riferimento:

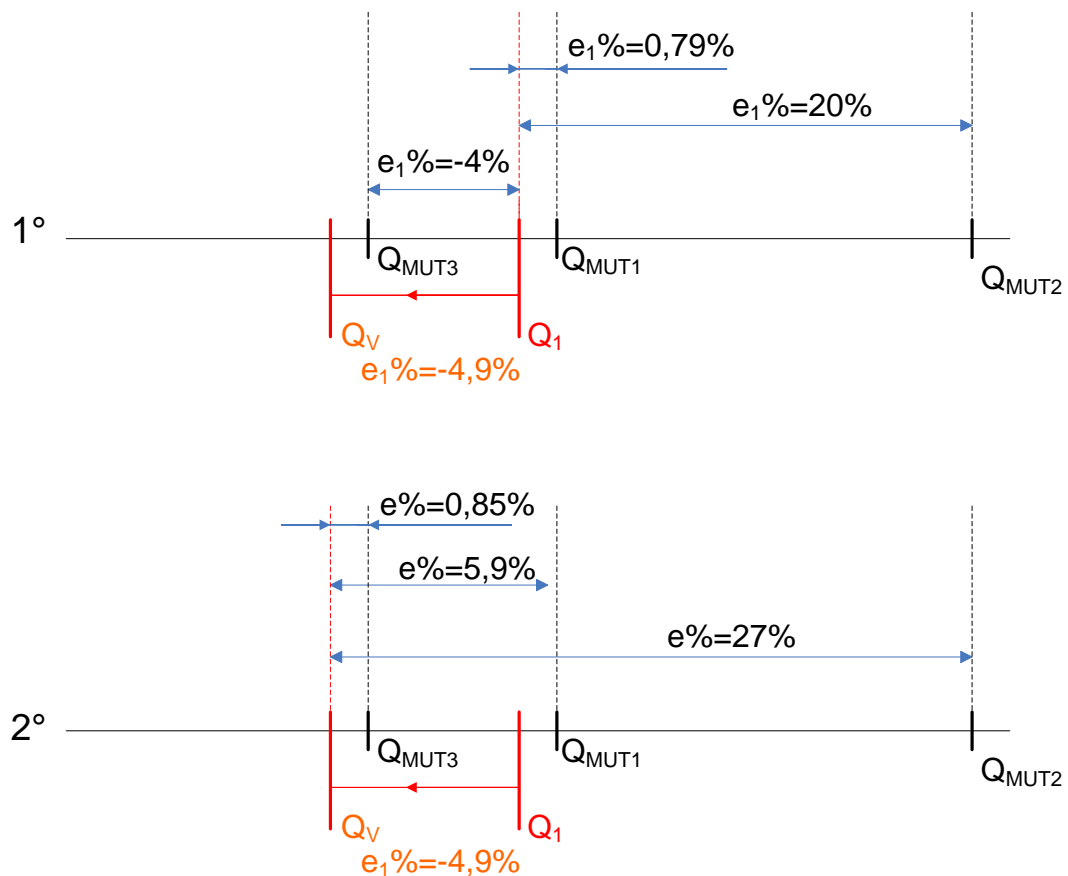


Figura 1.35: Cambiamento di riferimento ed errori percentuali relativi; 1° rif.  $Q_1$ ; 2° rif.  $Q_v$

#### Considerazioni:

- Contatore campione: Presenta un errore in tale condizione pari a -4,9% rispetto alla potenza reattiva associata alla fondamentale; tale potenza verrà assunta come “vera” nella verifica degli altri contatori;
- MUT1: Il primo contatore che sfrutta per la misura dell’energia reattiva un filtro, misura in questa condizione, una potenza prossima alla potenza reattiva associata alla fondamentale, mentre verificato con il contatore campione presenta un errore pari a 5,9%, errore eccessivo che non fa rientrare il contatore in esame nella curva di taratura teorica (errore massimo ammesso per tale condizione pari al 3,96%);
- MUT2: Il secondo contatore sfrutta il triangolo delle potenze per la misura dell’energia reattiva; in tale condizione tale contatore presenta un



errore del 20% rispetto alla potenza reattiva associata alla fondamentale ed un errore del 27% rispetto al campione; tale soluzione perciò risulta essere particolarmente sconsigliata in rete in cui sono presenti segnali distorti;

- MUT: Il terzo contatore sfrutta per la misura dell'energia reattiva un ritardo temporale in uno dei due segnali (tensione o corrente), si nota come tale principio sia analogo a quello del contatore campione, dunque, ci si aspetta comportamenti simili, infatti, esso presenta un errore rispetto al campione dello 0,85% dunque apparentemente tale contatore risulta essere verificato, ma in realtà l' errore rispetto alla fondamentale risulta essere del -4% .

### 1.11.2 2° caso contatore campione metrica triangolo

La verifica verrà effettuata tramite un contatore campione il cui principio di funzionamento per ciò che riguarda la misura dell'energia reattiva si basa sul triangolo delle potenze, infatti, la potenza reattiva misurata da tale dispositivo completa il triangolo delle potenze:

$$Q^2 + P^2 = S^2$$

dove  $P = \sum_n V_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi_n$  tiene conto di tutte le armoniche.

Supponendo che le condizioni di carico siano rimaste invariate rispetto al caso precedente come mostrato nella tabella 1.32 seguente:

V	I	cosφ (senφ)	THD <sub>V</sub>	THD <sub>I</sub>	S	P	Q <sub>1</sub>
230 V	5 A	0,894 (0,447) Q=50%P	7,9%	28%	1150 VA	983,08 W	491,39 var

Tabella 1.32: Condizioni di carico

Supponendo, inoltre, trascurabile l'errore del campione; la tabella 1.33 successiva mostra i contatori utilizzati ed in particolare le loro soluzioni realizzative.

Tipo contatore	Metrica energia reattiva
Contatore campione	Tr
MUT1	Int
MUT2	Tr
MUT3	Td

Tabella 1.33: Metriche implementate dai contatori

Si calcola la potenza reattiva che un contatore costruito secondo questo principio di funzionamento misurerebbe:

$$Q_{camp} = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{1150^2 - 983,08^2} = 596,70 \text{ var}$$

Ricordiamo il contenuto armonico indicato in tabella 1.33.

n	3	4	5	7
V <sub>1</sub> %	6	1	5	1
I <sub>1</sub> %	27	2,69	10	7
φ <sub>n</sub>	90°	0°	-90°	90°

φ<sub>n</sub> angolo fra le armoniche di tensione e di corrente

Tabella 1.33: Contenuto armonico

Dunque, riportiamo nella tabella 1.34 successiva gli errori riscontrati in tale condizione, avendo assunto come potenza vera la potenza misurata dal contatore campione.

Contatore	Potenza reattiva alla fondamentale Q <sub>1</sub> [kvar]	Potenza reattiva di riferimento Q <sub>V</sub> [kvar]	Potenza reattiva misurata Q <sub>M</sub> [kvar]	e%	e <sub>1</sub> %
Contatore campione	0,49139	0,59670	0,59670	0	21
MUT1	0,49139	0,59670	0,49529	-17	0,79
MUT2	0,49139	0,59670	0,59210	-0,77	20
MUT3	0,49139	0,59670	0,47162	-21	-4,0

Tabella 1.34: Errori percentuali rispetto al campione ed alla fondamentali

La figura 1.36 successiva mostrerà gli errori percentuali rispetto ai riferimenti Q<sub>1</sub> e Q<sub>V</sub>.

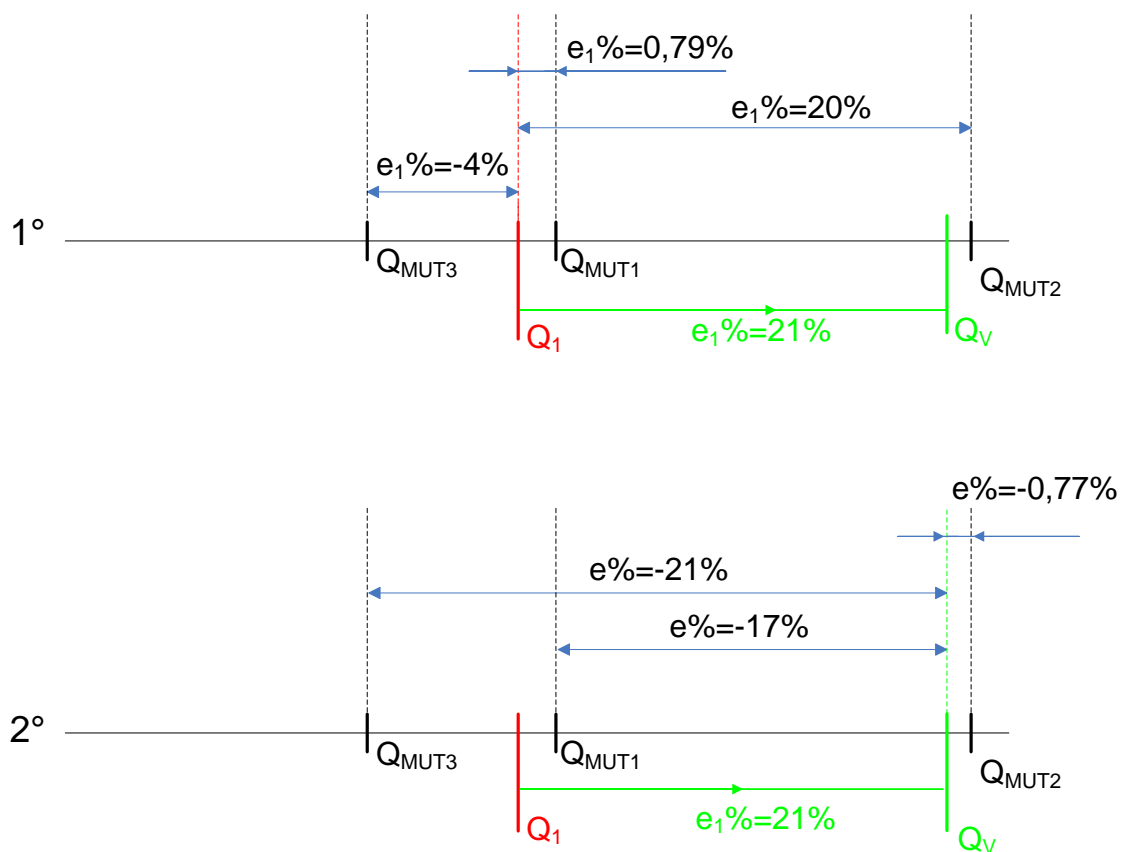


Figura 1.36: Cambiamento di riferimento ed errori percentuali relativi; 1° rif.  $Q_1$ ; 2° rif.  $Q_v$

### Considerazioni

- Il contatore campione presenta un errore in tale condizione rispetto alla fondamentale del 21%, c'è da aspettarsi che i confronti risentano di tale errore;
- MUT1: Il contatore che sfrutta per la misura dell'energia reattiva un filtro, misura in questa condizione, una potenza prossima alla potenza reattiva associata alla fondamentale, mentre verificato con il contatore campione presenta un errore pari a -17%, errore eccessivo che non fa rientrare il contatore in esame nella curva di taratura teorica (errore massimo ammesso per tale condizione pari al 3,96%);
- MUT2: Il contatore sfrutta un principio di funzionamento analogo al campione; l'errore riscontrato in fase di verifica è dello -0,77%, dunque,

ne consegue che tale contatore risulta rientrare apparentemente nella curva di taratura teorica; in realtà tale contatore presenta un errore del 20% rispetto alla potenza reattiva associata alla fondamentale;

- MUT3: Il terzo contatore sfrutta per la misura dell'energia reattiva un ritardo temporale in uno dei due segnali (tensione o corrente), esso presenta un errore rispetto al campione del -21%, dunque, decisamente fuori verifica; ma rispetto alla fondamentale esso compie un errore del -4%.

### 1.11.1 3° caso contatore campione metrica Int.

Contatore campione Principio di funzionamento Int: la potenza reattiva misurata da tale dispositivo è ottenuta tramite uno sfasamento di 90° dei segnali o di correnti o di tensioni, tale sfasamento viene effettuato da un filtro passabasso posizionato in uno dei due canali.

La tabella 1.35 seguente mostra le metriche dei contatori utilizzati.

Tipo contatore	Metrica energia reattiva
Contatore campione	Int
MUT1	Int
MUT2	Tr
MUT3	Td

Tabella 1.35: Metriche implementate dai contatori

La potenza reattiva misurata dal campione in presenza di armoniche risulta:

$$Q_{\text{int}} = \frac{1}{T} \int_T \omega_1 \left[ \int v(t) dt \right] i(t) dt = Q_1 + \frac{Q_2}{2} + \frac{Q_3}{3} + \dots$$

Supponendo che le condizioni di carico siano invariate rispetto al caso precedente tab. 1.36 e 1.37, inoltre, riteniamo trascurabile l'errore del campione, cioè, assumiamo che il campione implementi perfettamente il modello descritto precedentemente; calcoliamo la potenza reattiva che un contatore costruito secondo questo principio di funzionamento.

V	I	cosφ (senφ)	THD <sub>V</sub>	THD <sub>I</sub>	S	P	Q <sub>1</sub>
230 V	5 A	0,894 (0,447) Q=50%P	7,9%	28%	1150 [VA]	983,08 [W]	491,39 [var]

Tabella 1.36: Condizioni di carico

<b>n</b>	3	4	5	7
<b>V<sub>1</sub>%</b>	6	1	5	1
<b>V<sub>n</sub> [V]</b>	13,76	2,29	11,46	2,29
<b>I<sub>1</sub>%</b>	27	2,69	10	7
<b>I<sub>n</sub> [A]</b>	1,20386	0,12954	0,48154	0,33708
<b>φ<sub>n</sub></b>	90°	0°	-90°	90°
φ <sub>n</sub> angolo fra le armoniche di tensione e di corrente				

Tabella 1.37: Contenuto armonico

Quantifichiamo la potenza reattiva che un contatore costruito secondo questo principio di funzionamento calcolerebbe:

$$Q_{camp} = Q_1 + \frac{Q_3}{3} + \frac{Q_4}{4} + \frac{Q_5}{5} + \frac{Q_7}{7} = 491,39 + 5,52 + 0,30 + 1,10 + 0,11 = 498,42 \text{ var}$$

Dunque, gli errori riscontrati in tale condizione sono indicati in tab. 1.38.

Contatore	Potenza reattiva alla fondamentale Q <sub>i</sub> [kvar]	Potenza reattiva di riferimento Q <sub>v</sub> [kvar]	Potenza reattiva misurata Q <sub>M</sub> [kvar]	e%	e <sub>1</sub> %
Contatore campione	0,49139	0,49842	0,49842	0	1,4
MUT1	0,49139	0,49842	0,49529	-0,63	0,79
MUT2	0,49139	0,49842	0,59210	19	20
MUT3	0,49139	0,49842	0,47162	-5,3	-4,0

Tabella 1.38: Errori percentuali rispetto al campione ed alla fondamentali

La figura 1.37 mostrerà il cambiamento di riferimento ed i relativi errori percentuali.

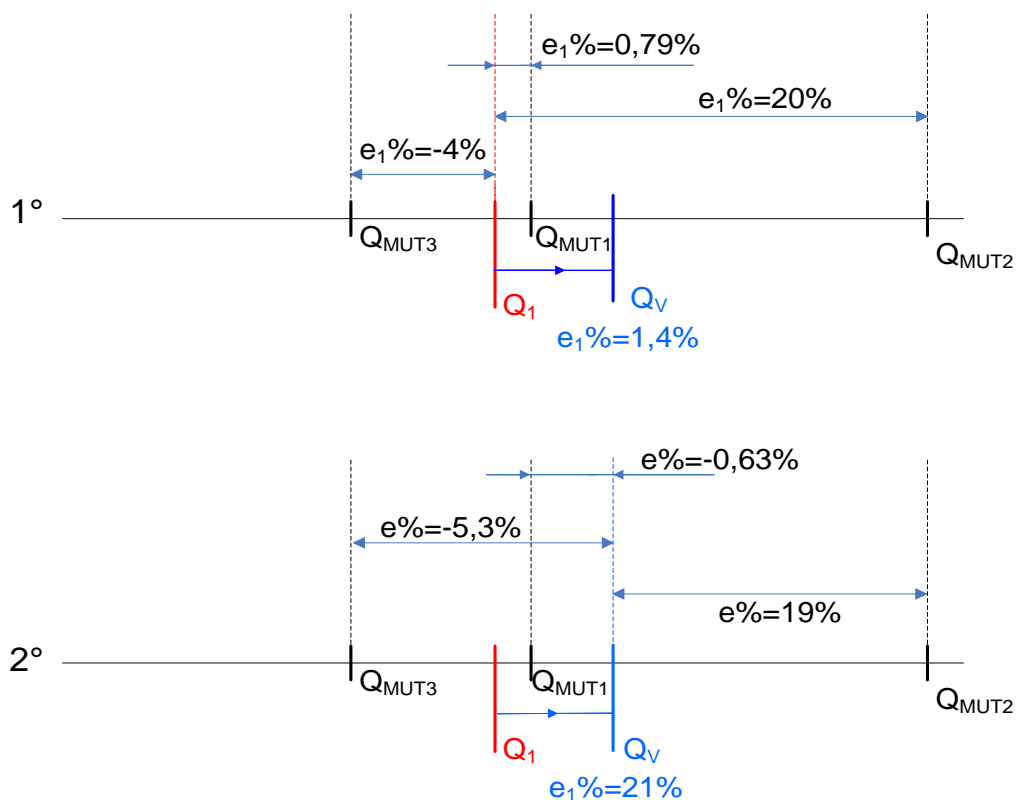


Figura 1.37: Cambiamento di riferimento ed errori percentuali relativi; 1° rif.  $Q_1$ ; 2° rif.  $Q_V$

### Considerazioni

- Il contatore campione presenta un errore in tale condizione rispetto alla fondamentale del 1,4%,
- MUT1: Il contatore che sfrutta per la misura dell'energia reattiva un filtro, misura in questa condizione, una potenza prossima alla potenza reattiva associata alla fondamentale, mentre verificato con il contatore campione presenta un errore pari al -0,63%,
- MUT2: Il contatore sfrutta il triangolo delle potenze presenta in fase di verifica un errore del 19%; mentre rispetto alla fondamentale ne presenta uno del 20%;
- MUT3: Il terzo contatore sfrutta per la misura dell'energia reattiva un ritardo temporale in uno dei due segnali (tensione o corrente), esso presenta un errore rispetto al campione del -5,3%, dunque fuori verifica; ma rispetto alla fondamentale esso compie un errore del -4%.

## **CAPITOLO 2**

### **NUOVE STRATEGIE PER LA REALIZZAZIONE DI CAMPIONI DI POTENZA ED ENERGIA IN REGIME SINUSOIDALE ED IN DISTORTO**

#### **2.1 Introduzione**

In questo capitolo verranno illustrate le architetture dei wattmetri a campionamento che sono stati realizzati, in particolare verranno descritti tutti i componenti che costituiscono i sistemi realizzati con schede di acquisizione dati commerciali (*PC-SW*), e quelli realizzati utilizzando dei multimetri ad elevata accuratezza (*SIDW* e *SCDW*); verranno descritti i software sviluppati ed implementati in tali sistemi ed in particolare le configurazioni eseguite e gli algoritmi di ricostruzione, il tutto in ambiente LabVIEW.

#### **2.2 Strategie per la realizzazione di campioni di potenza ed energia in regime sinusoidale e distorto**

Negli ultimi anni, a causa dell'incremento dei carichi non lineari, è diventato sempre più importante lo studio dell'inquinamento armonico nei sistemi elettrici di potenza. L'inquinamento armonico, cioè la non sinusoidalità della corrente e della tensione, determina un deterioramento del funzionamento delle apparecchiature connesse alla rete elettrica. In questo contesto le misure di potenza e di energia assumono un ruolo fondamentale non solo per la fatturazione dell'energia, ma anche per la valutazione della qualità della fornitura di energia elettrica in una data sezione della rete. Si presenta, quindi, il problema di definire e realizzare dei campioni di

potenza ed energia in regime distorto che consentano di potere garantire la riferibilità dei contatori di energia e della strumentazione per misure di potenza.

A livello internazionale gli istituti metrologici primari hanno sviluppato campioni di potenza prevalentemente in regime sinusoidale utilizzando diverse modalità, molte delle quali basate su tecniche digitali che utilizzano principalmente convertitori analogici digitali (ADC) ad integrazione e specifiche tecniche di campionamento e di ricostruzione del segnale [20]. In particolare l'istituto metrologico primario nazionale, INRIMN, dispone attualmente di un campione di potenza digitale in regime sinusoidale realizzato mediante due multimetri a campionamento con convertitori analogici digitali (ADC) ad integrazione ed una tecnica di ricostruzione del segnale basata su algoritmi a minimi quadrati [21]. Recentemente alcuni istituti hanno iniziato a studiare come realizzare campioni di potenza in regime distorto, alcuni dei quali facendo riferimento alla IEEE Standard 1459-2000 [22]. Alcune soluzioni fanno uso di due trasformatori (uno per il canale di tensione e l'altro per il canale corrente) e di un campionamento simultaneo, mentre altri, in alternativa, utilizzano solo un convertitore e un multiplexer per ottenere i campioni di tensione e corrente.

Per quanto riguarda la sincronizzazione fra generazione ed acquisizione, vengono adottate soluzioni di tipo sincrone e asincrone. Nei sistemi sincroni, il sincronismo è ottenuto per mezzo di un Phase Locked Loop (PLL) e le misurazioni sono generalmente effettuate per mezzo di Discrete Fourier Transform (DFT) e Discrete Integration (DI). Nei sistemi asincroni, non vi è alcun segnale di sincronismo tra generazione e acquisizione. In letteratura, possono essere trovate descrizioni dettagliate di tutte le soluzioni descritte [1], insieme con le loro specifiche metrologiche. Nella maggior parte dei casi queste soluzioni sono molto sofisticate e costose, infatti, si avvalgono di trasformatori, trasferitori termici, voltmetri digitali (DVM) o multimetri (DMM) di elevata accuratezza; tuttavia, possono essere sviluppate diverse soluzioni basate su



ADC, ad esempio, gli strumenti di misurazione basati su una scheda di acquisizione dati collegata ad un comune personal computer PC, i quali offrono elevate prestazioni a costi sicuramente contenuti.

La struttura concettuale di tali strumenti è analoga alla precedente (trasduttori e fase di condizionamento, conversione A / D e di elaborazione digitale), ma gli aspetti metrologici legati alla loro accuratezza ed alla loro caratterizzazione offrono diverse problematiche; infatti, diverse fonti di incertezza sono presenti in tutta la catena di misura e tutte devono essere correttamente prese in considerazione al fine di valutare le prestazioni di accuratezza dello strumento; Altri contributi di incertezza sono introdotti durante la conversione A / D; l'identificazione e quantificazione di tali contributi è quasi certamente un compito difficile.

In questo lavoro sono stati sviluppati inizialmente due wattmetri basati sulle soluzioni proposte in letteratura, campionamento asincrono e sincrono (*SIDW* e *SCDW*). Successivamente sono state sviluppate tre nuove soluzioni di wattmetri a campionamento basati su schede di acquisizione dati commerciali e su un comune PC.

I vantaggi di usare questo tipo di sistemi al posto di quelli tradizionali (con voltmetri digitali) sono legati alla riduzione dei costi e delle dimensioni, la trasportabilità e la flessibilità (come tutti gli strumenti basati su PC possono essere facilmente riconfigurati cambiando nel software l'algoritmo di misura). Essi possono essere utilmente utilizzati per lo sviluppo di standard di trasferimento. Nel seguito si riportano sia le tre soluzioni innovative che le soluzioni basate su multimetri.

### **2.3 Architettura dei nuovi campioni di potenza sviluppati**

Nel seguito vengono presentate le architetture delle tre soluzioni sviluppate per la realizzazione di campioni di potenza basati su schede di acquisizione dati commerciali, PC-based sampling wattmeter (PC-SW).

### 2.3.1 PC-based sampling wattmeter (PC-SW) – soluzione A

L'architettura del wattmetro (PC-SW –A) a campionamento realizzato è mostrata nella figura 2.1.

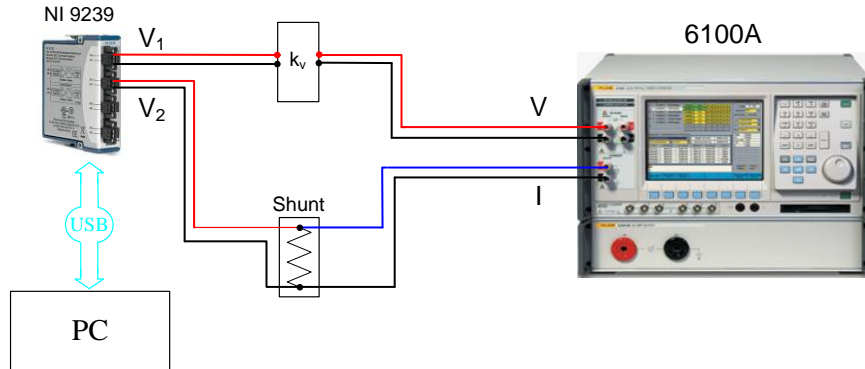


Figura 2.1: Pc-based sampling wattmeter

Esso è costituita da due sottosistemi, uno per la generazione della tensione e corrente (fonte di energia) e l'altro per l'acquisizione e la misurazione dei segnali generati. La fonte di alimentazione è un calibratore multifunzione Fluke 6100A / E standard di energia elettrica.

Il sistema di acquisizione è costituito da un DAQ NI USB 9239, Il DAQ ha le seguenti caratteristiche: 4 input canali analogici, 24 bit di risoluzione, modalità di campionamento simultaneo, frequenza di campionamento  $f_s = 1,613-50 \text{ kS / s}$ , ADC Delta-Sigma, con analogico prefiltraggio (alias-free banda  $0,453 f_s$ ). la frequenza di campionamento è fissata al  $10 \text{ kS / s}$ .

I trasduttori di tensione e corrente sono connessi fra il generatore ed il misuratore, al fine di adeguare i segnali generati ai range di ingresso dei convertitori.

Il trasduttore di corrente è uno shunt (Fluke A40B) le cui specifiche sono  $I_N = 20 \text{ A}$ ,  $R_N = 0.04 \Omega$ , accuracy:  $\pm 43 \mu\text{A/A}$  a  $50 \text{ Hz}$ .

Il processo ed il controllo degli stadi del DAQ sono implementati su un personal computer (PC) e sviluppati in ambiente LabVIEW. Il sistema opera sotto il controllo remoto del PC per mezzo di un GPIB (IEEE 488).

I campioni di tensione e corrente sono letti dal file di campionamento, poi la FFT è applicata per la misurazione dei valori RMS di tensione e di corrente

così come per le misurazioni di potenza (il blocco interpolante FFT disponibili nella libreria LabVIEW è stato utilizzato per questo scopo).

Il PC-SW –A è realizzato utilizzando i seguenti componenti:

- *DAQ NI 9239*
- *Precision AC current shunt A40B*
- *Divisore resistivo*
- *Pc, software LabVIEW*
- *Electrical power standard Fluke 6100A (usato come generatore)*

### 2.3.2 PC-based sampling wattmeter (PC-SW) – soluzione B

Con l'obiettivo di eliminare il divisore resistivo si è sostituita la scheda NI 9239 con quella NI 9225, di analoghe specifiche ( $f_s = 1,613\text{--}50\text{ kS/s}$ , ADC Delta-Sigma con pre-filtraggio analogico, 24 bits risoluzione) ma con una dinamica più elevata (max range 300 Vrms). In figura 2.2 lo strumento realizzato, "Pc-based sampling wattmeter B".

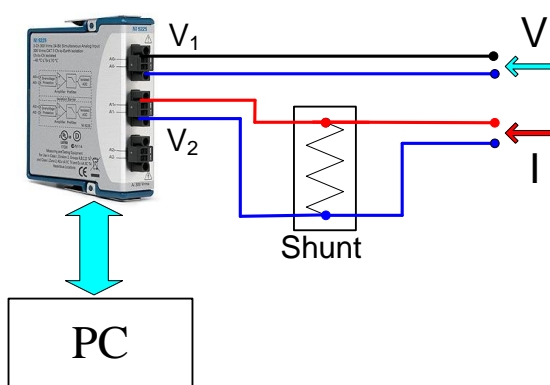


Figura 2.2: Pc-based sampling wattmeter - soluzione B - NI9225

Il PC-SW –B è realizzato utilizzando i seguenti componenti:

- *DAQ NI 9225*
- *Precision AC current shunt A40B*
- *Pc, software LabVIEW*

### 2.3.3 PC-based sampling wattmeter (PC-SW) – soluzione C

Con l'obiettivo di eliminare il divisore resistivo ma non perdere in risoluzione sulla misura della tensione sullo shunt si è realizzato un terzo wattmetro, "Pc-based sampling wattmeter C", che utilizza le schede di acquisizione NI 9225 e NI 9239 e lo shunt Fluke A40B-20A; le due schede vengono alloggiare nello chassis NI cDAQ-9172, vedi figura 2.3.

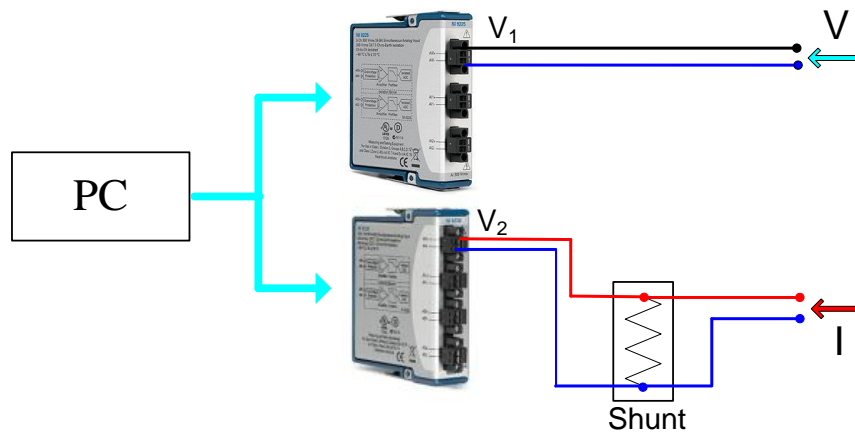


Figura 2.3: Pc-based sampling wattmeter - soluzione C - NI9225/9239

Dalla figura è possibile osservare che il segnale di tensione viene inviato direttamente nel canale 0 della scheda NI9225, la quale presenta un divisore al proprio interno, mentre l'uscita dello shunt ( $I_N = 20 \text{ A}$ ,  $R_N = 0,04 \Omega$ , accuracy  $\pm 43 \mu\text{A/A}$  fino ad  $1\text{kHz}$ ) viene inviata al canale 0 della scheda NI 9239, la quale non presenta divisori interni e presenta una dinamica che la rende idonea per l'acquisizione di segnali con ampiezze relativamente piccole come quelle in uscita dallo shunt Fluke A40B-20A. Lo shunt Fluke A40B-20A può essere sostituito per le misure di potenze con correnti fino a  $5\text{A}$  con lo shunt Fluke A40B-5A, il quale presenta accuratze migliori del primo. Il controllo della strumentazione e l'elaborazione dei dati avvengono in ambiente LabVIEW.

Il PC-SW –C è realizzato utilizzando i seguenti componenti:

- DAQ NI 9225
- DAQ NI 9239

- Precision AC current shunt A40B
- Pc, software LabVIEW

Nel seguito si riportano nel dettaglio le caratteristiche dei diversi componenti utilizzati.

## 2.4 DAQ NI 9239/9225

Per acquisire tensioni e correnti si è utilizzata la scheda DAQ NI USB 9239 e DAQ NI USB 9225, prodotta dalla *National Instrument*, la quale presenta le seguenti caratteristiche [23-24]:

- Frequenza di campionamento:  $50 \frac{\text{kS/s}}{n}$ , n=1,2.....31.
- Risoluzione convertitore ADC: 24 bit;
- Tipo di convertitore utilizzato: Delta sigma (con prefiltraggio analogico);
- Campionamento simultaneo;
- Numero di ingressi analogici: 4; 3 (NI9225);
- Range massimo per i segnali d'ingresso analogici:  $\pm 10\text{V}$ ;  $\pm 300\text{V}$  (NI9225);
- Impedenza di ingresso:  $1\text{M}\Omega$ ;
- Accoppiamento di ingresso: DC;
- Deriva del Gain:  $\pm 5\text{ppm}/^\circ\text{C}$ .

Nella tabella 2.1 sono riportate le caratteristiche di accuratezza prima e dopo la calibrazione della scheda NI9239.

Error	Percent of Reading (Gain Error)	Percent of Range* (Offset Error)
Calibrated max (-40 to 70 °C)	$\pm 0.13\%$	$\pm 0.05\%$
Calibrated typ (25 °C, $\pm 5$ °C)	$\pm 0.03\%$	$\pm 0.008\%$
Uncalibrated max (-40 to 70 °C)	$\pm 1.4\%$	$\pm 0.67\%$
Uncalibrated typ (25 °C, $\pm 5$ °C)	$\pm 0.3\%$	$\pm 0.11\%$
* Range equals 10.52 V		

Tabella 2.1: Parametri statici scheda NI9239

Ulteriori caratteristiche del convertitore sono riportate nella tabella 2.2

Specification	
Input noise	76 $\mu\text{V}_{\text{rms}}$
SFDR (1kHz, -60 dBFS)	-128 dBFS
THD (1kHz, -1dBFS)	-99 dB

Tabella 2.2 : Parametri dinamici

## 2.5 Shunt Fluke A40B-20A

Gli shunt coassiali sono appositamente progettati per ridurre l'induttanza. I principali componenti dello shunt coassiale sono il circuito stampato (a seguito denominato PCB), la geometria e gli elementi resistivi di precisione.

L'architettura prevede diversi percorsi paralleli della corrente (montanti), ciascuno con i propri elementi resistivi. Ogni percorso della corrente è simmetrico per ridurre al minimo l'induttanza reciproca. La simmetria cilindrica minimizza ulteriormente la sensibilità ai campi magnetici esterni. La figura 2.4 mostra il percorso della corrente attraverso uno dei montanti.

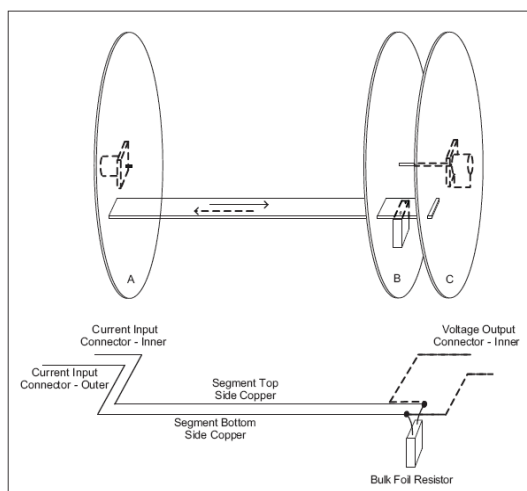


Figura 2.4 : percorso della corrente attraverso uno dei montanti.

Il PCB nella figura A è rivestito in rame su entrambi i lati. La corrente nello shunt attraversa il connettore di ingresso, attraversa il lato A PCB, percorre un lato del montante e la resistenza, il ritorno della corrente avviene attraverso la resistenza e lungo l'altro lato del montante e al connettore di ingresso. La tensione prelevata nel connettore di uscita è quella presente fra i piatti B e C cioè la caduta di tensione su la resistenza. I percorsi paralleli della

corrente minimizzano l'induttanza reciproca. L'utilizzo di numerose resistenze discrete riduce l'effetto pelle e garantisce un'eccellente stabilità.

Gli shunt di corrente sono progettati per l'uso con un dispositivo di misurazione della tensione.

Lo Shunt di corrente può essere utilizzato per misurare direttamente corrente senza la necessità di effettuare un confronto fra AC-DC ed una corrente di riferimento DC. Le specifiche sulla corrente di misura mostrate nelle tabelle 2.3, 2.4, e 2.5 forniscono le specifiche per una misura in cui il valore della resistenza di calibrazione DC e le differenze AC-DC sono state corrette per una tolleranza data dalla stabilità a 12 mesi dello shunt [25].

Si utilizza la seguente formula per determinare la corrente I dalla misura della tensione:

$$I = \left( \frac{V}{R_{calibrated}} \right) * \left( 1 + \frac{AC - DC_{calibrated}}{1000000} \right) \quad (2.1)$$

In tale formula compare la resistenza ( $R_{calibrated}$ ) e la differenza AC-DC ( $AC-DC_{calibrated}$ ). La formula di cui sopra si basa sul presupposto che il voltmetro abbia una impedenza di ingresso infinita alla frequenza di interesse. La tabella seguente mostra l'accuratezza assoluta ad un anno con un fattore  $k = 2$ , con un livello di confidenza del 95% per il valore di calibrazione. Le specifiche includono la stabilità ad un anno, gli effetti della temperatura oltre  $T_{Cal} \pm 1^\circ C$ , e l'incertezza di misurazione del valore di calibrazione.

L'esempio seguente mostra la determinazione della corrente I per uno shunt con corrente nominale di 20A:

$$\begin{aligned} I &= \left( \frac{V}{R_{calibrated}} \right) * \left( 1 + \frac{AC - DC_{calibrated}}{1000000} \right) = \left( \frac{V}{0,0399979} \right) * \left( 1 + \frac{37}{1000000} \right) = \\ &= V * \left( \frac{1,000037}{0,0399979} \right) = V * 25,002237 \end{aligned} \quad (2.2)$$

Con AC-DC difference ( $\pm$ ppm): 37

Con  $R_{\text{calibrated}} = 0,0399979 \Omega$ ; (tale valore è stato determinato presso l'istituto nazionale di ricerca metrologica INRIM.)

Fattore di correzione  $K = 25,002237$

Typical Phase Displacement			
Shunt Nominal Current	1 kHz	10 kHz	100 kHz
1 mA to 200 mA	< 0.001 °	< 0.006 °	< 0.060 °
500 mA to 2 A	< 0.003 °	< 0.030 °	< 0.300 °
2 A to 20 A	< 0.008 °	< 0.075 °	< 0.750 °
20 A to 100 A	< 0.013 °	< 0.125 °	< 1.250 °

Tabella 2.3: Tipici spostamenti di fase

Shunt Nominal Current	Nominal Resistance (Ohms)	Specification $\pm \mu\text{A/A}$ , T Cal $\pm 1^\circ\text{C}$ , $\leq 50\% \text{ RH}$ <sup>[1][2][3][4][5]</sup>				
		DC	1 kHz	10 kHz	30 kHz	100 kHz
1 mA <sup>[3]</sup>	800	20	55	75	75	150
10 mA	80	20	26	26	26	26
20 mA	40	20	26	26	26	26
50 mA	16	20	23	23	23	23
100 mA	8	20	24	24	24	24
200 mA	4	20	26	26	26	26
500 mA	1.6	21	27	27	27	28
1 A	0.8	21	27	28	28	31
2 A	0.4	21	27	30	30	48
5 A	0.16	21	31	32	40	71
10 A	0.08	26	37	60	61	92
20 A	0.04	26	43	52	70	113
50 A	0.016	32	55	80	81	144
100 A	0.008	35	65	90	98	174

[1] The measured current is determined from:  
 $I = (V / R_{\text{calibrated}}) \times (1 + (\text{AC-DC}_{\text{subtest}} / 1,000,000))$ ; where AC-DC<sub>subtest</sub> is expressed in ppm  
[2] Above 1 kHz interpolate the specification (s) between frequencies  $f_{\text{lower}}$  and  $f_{\text{upper}}$  using:  
 $S_i = S_{\text{lower}} + (f_i - f_{\text{lower}}) \times (S_{\text{upper}} - S_{\text{lower}}) / (f_{\text{upper}} - f_{\text{lower}})$   
[3] add 20  $\mu\text{A/A}$  if relative humidity is outside specification limits.  
[4] 1 mA specifications apply with the battery charger disconnected.  
[5] Specifications assume no loading effects due to the voltage-sensing device. See *Output Voltage Measurement - Loading Effects* in the operating information.

Tabella 2.4: Accuratezza

Shunt Nominal Current	Maximum AC-DC Difference ( $\epsilon\text{ppm}$ ) <sup>[1][2]</sup>			
	1 kHz	10 kHz	30 kHz	100 kHz
1 mA <sup>[3]</sup>	53	72	72	150
10 mA	20	20	20	40
20 mA	18	18	19	30
50 mA	13	13	14	16
100 mA	14	15	17	27
200 mA	17	17	18	28
500 mA	17	17	17	21
1 A	17	19	19	23
2 A	17	22	22	44
5 A	23	24	34	69
10 A	28	55	58	98
20 A	37	51	80	150
50 A	47	75	79	180
100 A	60	90	120	300

[1] Specifications indicate the maximum flatness deviation from DC, and include both measured AC-DC difference and the uncertainty of measurement. They are stated at k=2, approximately 95 % confidence  
[2] Includes 1-year stability of the AC-DC difference  
[3] Specifications for the 1 mA Current Shunt are for T Cal  $\pm 1^\circ\text{C}$

Tabella 2.5: Maximum AC-DC Difference



## 2.6 Power source Fluke Electrical Power Standard 6100A

La generazione è affidata ad un calibratore trifase Fluke Electrical Power Standard 6100A [26], il quale consente di controllare indipendente le tensioni e le correnti generate. Esso permette di realizzare forme d'onda complesse aventi contenuto armonico definito, con elevata accuratezza sia in ampiezza che in fase per tutte le armoniche.

Utilizzando i driver appositamente sviluppati in ambiente LabVIEW, e l'interfaccia GPIB/USB, è stato possibile comandare in remoto il calibratore. Alcune caratteristiche di accuratezza sono di seguito riportate e nella tabella 2.6, mentre nella tabella 2.7 sono riportate in ppm le accuratezze relative alla potenza apparente ed attiva, questa ultima al variare del fattore di potenza.

- per l'ampiezza della fondamentale e delle armoniche di tensione nell'intervallo 1÷16 V e frequenza 16÷850 Hz l'accuratezza è 164 ppm of output + 1mV;
- per l'ampiezza della fondamentale e delle armoniche di corrente nell'intervallo 1÷21 A e frequenza 16÷850 Hz l'accuratezza è 267 ppm of output + 720 µA;
- per lo sfasamento tra due tensioni generate, nell'intervallo 16÷850 Hz, è 0,075°;
- per lo sfasamento tra fondamentali di tensione e corrente e per lo sfasamento tra armoniche e fondamentale, sia di corrente che di tensione, nell'intervallo 1÷21 A e frequenza 16÷850 Hz, è 0,080°.

Voltage/Current amplitude setting resolution	6 digits
Range of fundamental frequencies	16 Hz to 850 Hz
Line frequency locking	45 Hz to 65,9 Hz at users discretion
Frequency accuracy	50 ppm
Frequency setting resolution	0.1 Hz
Warm up time to full accuracy	1 hour or twice the time since last warmed up
Settling time following change to the output	1.4 second [2]
Nominal angle between voltage phases	120°
Nominal angle between voltage and current of a phase	0°
Phase angle setting	± 180 °, ± π radians [1]
Phase angle setting resolution	0.001 °, 0.00001 radians [1]
Maximum number of voltage harmonics	100 including the 1 <sup>st</sup> (fundamental frequency)
Maximum number of current harmonics	100 including the 1 <sup>st</sup> (fundamental frequency)

Tabella 2.6 :Caratteristiche Fluke 6100A

<b>Sinusoidal VA</b>						
Current range	V Range					
	16V (6.4V to 16V)	33V (13.2V to 33V)	78V (31V to 78V)	168V (67V to 168V)	336V (134V to 336V)	1008V (330V to 1008V)
0.1 A to 5 A	232 to 229	220 to 295	206 to 239	207 to 260	207 to 260	240 to 304
5.1 A to 10 A	256 to 241	245 to 209	223 to 275	223 to 276	233 to 276	263 to 317
10.1 A to 21 A	284 to 273	274 to 244	263 to 314	264 to 315	264 to 315	290 to 352
21.1 A to 80 A	247 to 485	229 to 462	220 to 441	220 to 442	220 to 442	252 to 469

<b>Sinusoidal Power 16 Hz to 69 Hz, 1.0 &gt; Power Factor &gt; 0.75</b>						
Current range	V Range					
	16V (6.4V to 16V)	33V (13.2V to 33V)	78V (31V to 78V)	168V (67V to 168V)	336V (134V to 336V)	1008V (330V to 1008V)
0.1 A to 5 A	237 to 223	225 to 288	212 to 232	212 to 252	212 to 252	244 to 297
5.1 A to 5 A	241 to 233	229 to 299	212 to 264	216 to 265	216 to 265	248 to 308
5.1 A to 10 A	264 to 247	253 to 212	241 to 282	241 to 282	241 to 282	270 to 322
10.1 A to 21 A	291 to 278	281 to 250	270 to 290	271 to 321	271 to 321	297 to 357
21.1 A to 80 A	298 to 489	291 to 467	282 to 445	284 to 446	284 to 446	402 to 473

(Valid for RMS values > 40 % of range for Voltage and Current, not valid when Flicker, Fluctuating Harmonics, Dips/Swells or Interharmonics are applied)

<b>Sinusoidal Power 16 Hz to 69 Hz, 0.75 &gt; Power Factor &gt; 0.5</b>						
Current range	V Range					
	16V (6.4V to 16V)	33V (13.2V to 33V)	78V (31V to 78V)	168V (67V to 168V)	336V (134V to 336V)	1008V (330V to 1008V)
0.1 A to 5 A	250 to 232	228 to 299	225 to 264	225 to 264	226 to 264	257 to 307
5.1 A to 5 A	262 to 249	251 to 317	229 to 284	240 to 285	240 to 285	269 to 325
5.1 A to 10 A	282 to 262	273 to 232	262 to 290	262 to 291	262 to 291	290 to 340
10.1 A to 21 A	309 to 292	300 to 262	290 to 327	290 to 327	290 to 327	315 to 372
21.1 A to 80 A	411 to 500	404 to 478	397 to 457	397 to 458	397 to 458	416 to 484

(Valid for RMS values > 40 % of range for Voltage and Current, not valid when Flicker, Fluctuating Harmonics, Dips/Swells or Interharmonics are applied)

<b>Sinusoidal Power 16 Hz to 69 Hz, 0.5 &gt; Power Factor &gt; 0.25</b>						
Current range	V Range					
	16V (6.4V to 16V)	33V (13.2V to 33V)	78V (31V to 78V)	168V (67V to 168V)	336V (134V to 336V)	1008V (330V to 1008V)
0.1 A to 2.1 A	309 to 278	299 to 249	289 to 290	290 to 321	290 to 321	214 to 257
2.1 A to 5 A	287 to 424	249 to 299	240 to 273	240 to 274	240 to 274	262 to 405
5.1 A to 10 A	272 to 425	265 to 410	257 to 296	257 to 296	257 to 296	277 to 417
10.1 A to 21 A	292 to 461	285 to 428	277 to 414	278 to 415	278 to 415	297 to 444
21.1 A to 80 A	477 to 555	471 to 526	462 to 517	462 to 518	462 to 518	481 to 541

(Valid for RMS values > 40 % of range for Voltage and Current, not valid when Flicker, Fluctuating Harmonics, Dips/Swells or Interharmonics are applied)

Tabella 2.7 : Accuratezze Fluke 6100A

## 2.7 Software per le tre soluzioni basate di PC-based sampling wattmeter (PC-SW)

Il controllo della strumentazione e l'elaborazione dei dati avvengono in ambiente LabVIEW 8.5. Il Front Panel del programma realizzato è riportato nella figura 2.5. Esso consente all'utente di:

- Fissare il numero di misure da effettuare;
- Impostare la frequenza di campionamento ed il numero di campioni da acquisire;
- vedere le forme d'onda di tensione e di corrente acquisite;
- misurare i valori rms delle fondamentali;
- misurare il modulo e la fase di ogni singola armonica presente;
- misurare le potenze definite dallo standard IEEE 1459-2010.

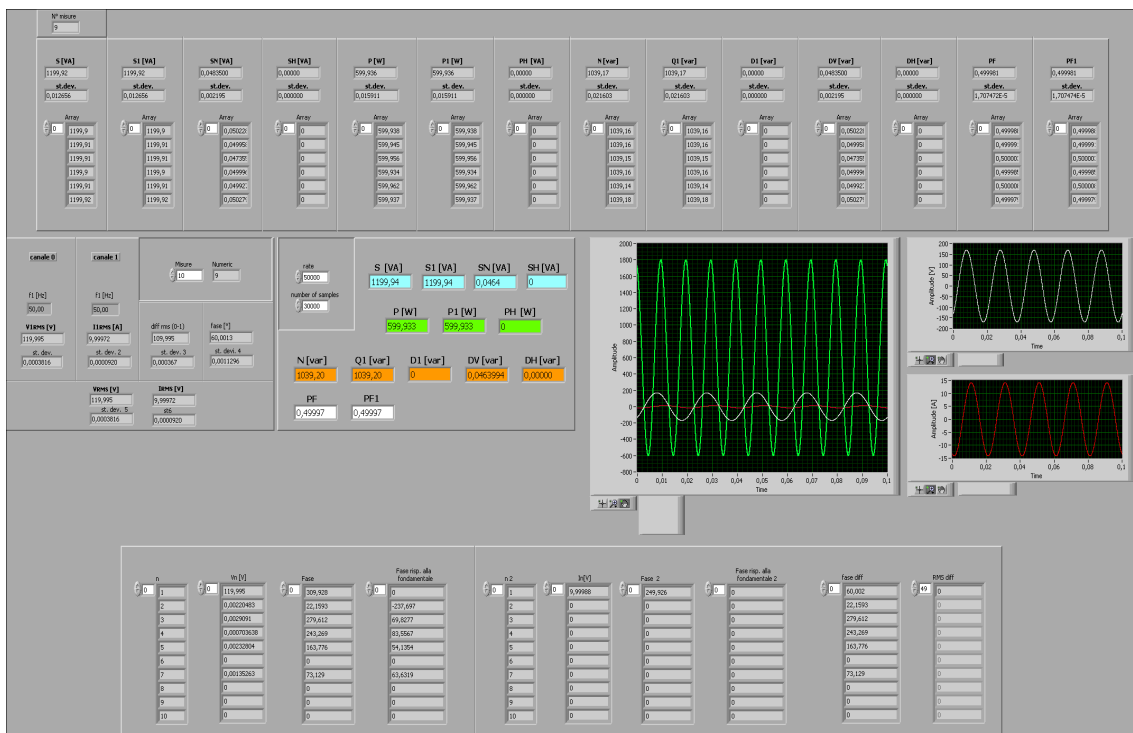


Figura 2.5: Front panel pc-based sampling wattmeter

Nella figura 2.6 è riportato il Block Diagram dello strumento virtuale realizzato.

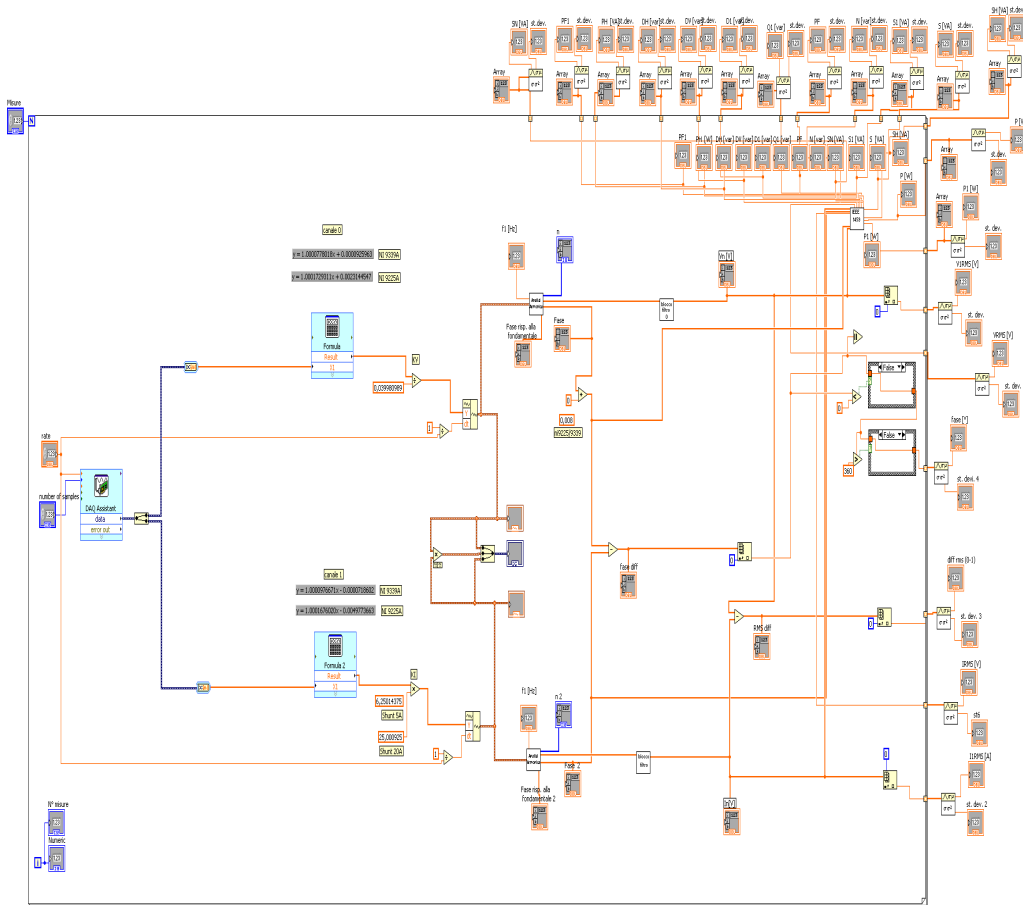


Figura 2.6: Block Diagram di un pc-based sampling wattmeter

Il programma è realizzato all'interno di un ciclo FOR le cui iterazioni rappresentano il numero di misure effettuate.

Il programma esegue le seguenti operazioni:

- Acquisisce i campioni di corrente e di tensione;
- Applica l'algoritmo di correzione degli errori di offset e di guadagno ai campioni acquisiti;
- Effettua l'analisi armonica;
- Calcola le potenze definite dallo standard IEEE 1459 -2010
- Calcola i valori delle potenza attiva, reattiva e del fattore di potenza con le relative deviazioni standard.

Procederemo descrivendo passo, passo le operazioni che il programma esegue.

### 2.7.1 Acquisizione dati

Per configurare la scheda di acquisizione dati si è utilizzato la funzione *DAQ Assistant*, in cui è possibile scegliere le impostazioni dei canali e scegliere il numero di campioni da acquisire di volta in volta e la frequenza di campionamento; in figura 2.7 il blocco che consente la configurazione della scheda di acquisizione.

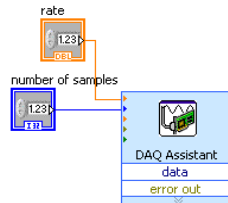


Figura 2.7: Blocco acquisizione dati

### 2.7.2 Algoritmo di correzione degli errori di offset e di guadagno

I campioni di tensione e corrente acquisiti vengono successivamente processati da due blocchi formula i quali permettono di compensare gli errori di offset e di guadagno del convertitore implementando un algoritmo di correzione.

In figura 2.8 il blocco formula ed in figura 2.9 un dettaglio di tale blocco.

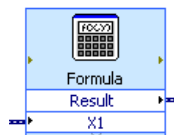


Figura 2.8: Blocco algoritmo di correzione

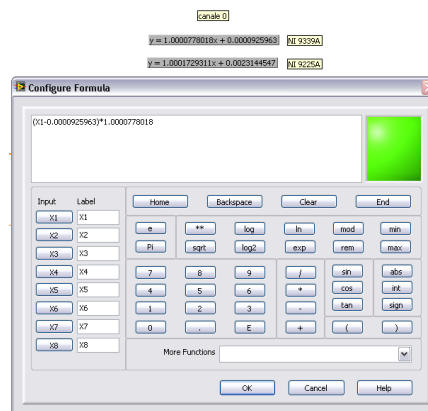


Figura 2.9: Dettaglio blocco algoritmo di correzione

### 2.7.3 Sub-VI per l'analisi armonica

La scomposizione armonica dei segnali è effettuata dal sub-VI “analisi armonica” [39], mostrato in figura 2.10.

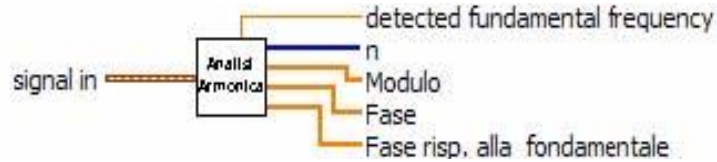


Figura 2.10: Sub-VI “analisi armonica”.

Prima di descrivere in dettaglio cosa contiene il suddetto sub-VI, si ricorderanno di seguito i problemi che possono insorgere nell'analisi armonica per mezzo di Fast Fourier Transform (FFT) di un segnale campionato, in modo da comprendere meglio come essi sono stati risolti.

Si consideri il caso semplice di un segnale perfettamente sinusoidale (monotonale) di frequenza  $f_0$ , il cui andamento nel tempo è rappresentato in figura 2.11.

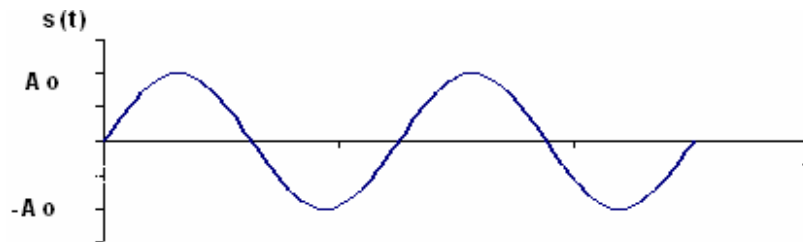


Figura 2.11: Andamento di un segnale perfettamente sinusoidale di frequenza  $f_0$ .

La corrispondente rappresentazione spettrale nel dominio della frequenza, trattandosi di un segnale monotonale, è un'unica riga posizionata a frequenza  $f_0$  e di ampiezza  $A_0$  pari al valore massimo della sinusoide (figura 2.12)

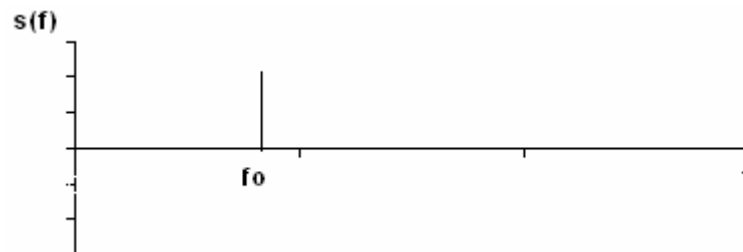


Figura 2.12: Spettro di un segnale monotonale di frequenza  $f_0$ .

La funzione  $s(t)$  non è limitata nel tempo, ma nel caso reale si possono effettuare misure solo su porzioni finite del segnale di ingresso. Una porzione di segnale si può pensare come il prodotto del segnale per una funzione rettangolare  $w(t)$  (funzione finestra) di ampiezza unitaria e di durata  $T_W$  pari a quella dell'intervallo di tempo durante il quale si vuole osservare il segnale.

Dalla procedura sopra descritta, che prende il nome di finestatura del segnale, si ottiene un segnale finestrato  $s^*(t)$  del tipo in figura 2.13

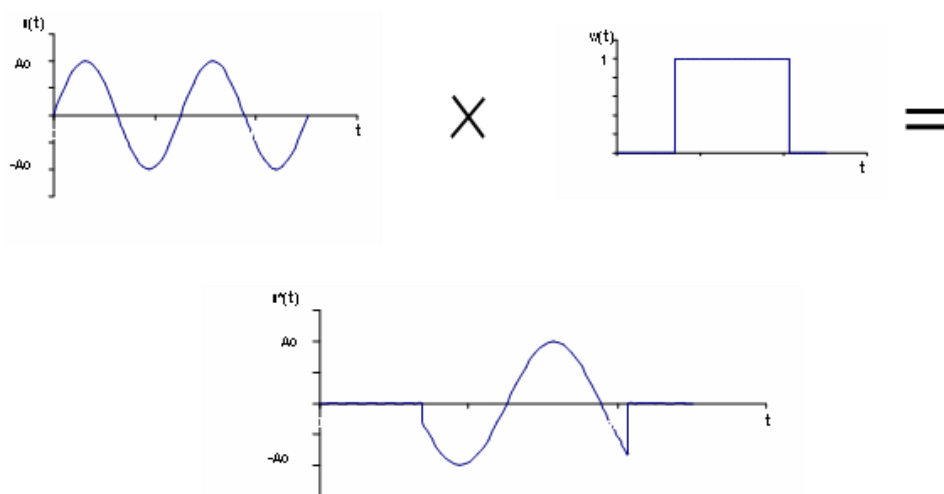


Figura 2.13: Finestratura rettangolare di un segnale continuo periodico

Se la finestra d'osservazione non ha durata multipla rispetto al periodo del segnale, il segnale risultante può presentare molteplici discontinuità, come mostrato in figura 2.14.



Figura 2.14: Discontinuità dovute alla finestratura.

Lo spettro del segnale  $s^*(t)$  si ottiene, per la proprietà di convoluzione della trasformata di Fourier, dal prodotto degli spettri dei segnali componenti. Esso assume la nota forma mostrata in figura 2.15.

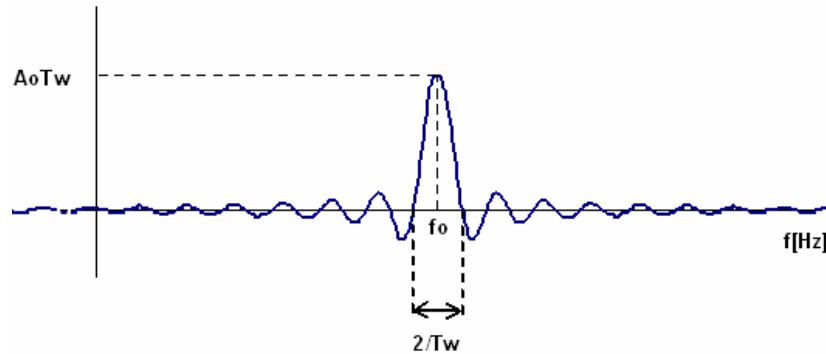


Figura 2.15: Spettro reale di un segnale monotonale finestrato.

In tale spettro si nota un lobo principale di ampiezza  $A_0 T_W$  (pari alla lunghezza della finestra di osservazione per il valore massimo del segnale) e di larghezza  $2/T_W$ , ed un numero teoricamente infinito di lobi laterali, ognuno della larghezza  $1/T_W$ , e di ampiezza decrescente all'aumentare della distanza dal lobo principale, i quali attraversano l'asse delle frequenze nei punti  $\pm n/T_W$  con  $n$  intero.

Come si può notare tale spettro differisce molto da quello del segnale reale non finestrato, che nel caso sinusoidale preso in esame sarebbe un'unica linea di ampiezza  $A_0$  alla frequenza  $f_0$ . Tale fenomeno viene detto *leakage* (dispersione). Si potrebbe dimostrare matematicamente che lo spettro reale tende a quello ideale per un intervallo di osservazione  $T_W$  tendente ad infinito (troncamento nullo del segnale).

Nel caso in cui il segnale in ingresso non sia continuo ma sia discreto, come avviene nel caso del campionamento digitale, nel passaggio dal dominio del tempo al dominio della frequenza, lo spettro che si ottiene non sarà più continuo come quello di, ma sarà anche uno spettro discreto, individuato da campioni nel dominio della frequenza. Lo spettro reale presenterà un certo numero di picchi principali corrispondenti ai campioni relativi al lobo principale ed una serie di picchi laterali di ampiezze decisamente inferiori (figura 2.16).



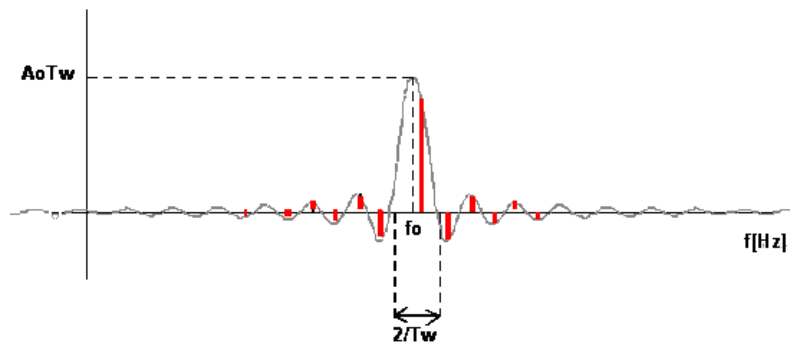


Figura 2.16: Spettro reale discreto di un segnale monotonale finestrato.

L'errore dovuto alla discretizzazione dello spettro è detto errore di *scalloping loss* e comporta uno spostamento della frequenza dal valore esatto  $f_0$  al valore corrispondente al massimo dei picchi nello spettro "osservato". Ciò accade se la frequenza di campionamento non risulta multipla intera della frequenza  $f_0$ , campionamento non sincrono; il picco massimo in tal caso non solo non corrisponde in termini di frequenza alla frequenza del segnale  $f_0$  ma anche in termini di ampiezza.

L'errore di *scalloping loss* è direttamente collegato all'errore di leakage, e può essere ridotto utilizzando un'opportuna finestratura del segnale, diversa dalla finestra rettangolare.

In letteratura sono stati proposti vari tipi di finestre, alcune sono mostrate in figura 2.17. Com'è possibile notare nel dominio del tempo tutte le finestre degradano a zero agli estremi. Moltiplicando il segnale da acquisire per una delle finestre si riduce, dunque, il peso dei campioni agli estremi, quelli che danno luogo alle citate discontinuità, rispetto ai campioni che cadono al centro della finestra.

Lo spettro che ne deriva ha il lobo centrale più largo e i lobi laterali più piccoli. Ciò comporta una notevole riduzione dell'errore di *scalloping loss*. Nel caso in esame si è utilizzata una finestra di Hanning mostrata in figura 2.18.

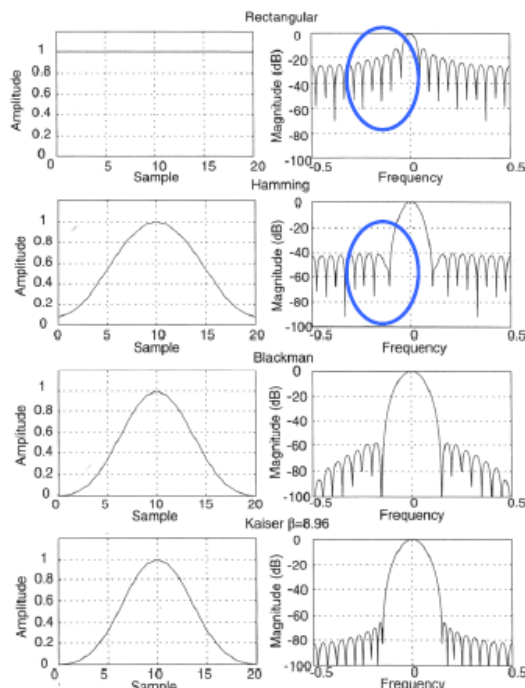


Figura 2.17. Confronto fra diversi tipi di finestre: nel dominio del tempo, a sinistra, e della frequenza, a destra.

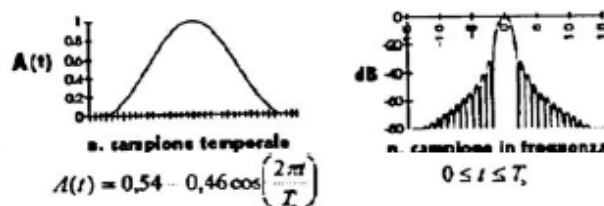


Figura 2.18: Finestra di Hanning nel dominio del tempo, a sinistra, e della frequenza a destra.

Ricordate le basi teoriche dell'analisi armonica di un segnale campionato, si può ora mostrare come ciò è stato implementato nello strumento virtuale realizzato. In figura 2.19 è mostrato il contenuto del sub-VI analisi armonica.

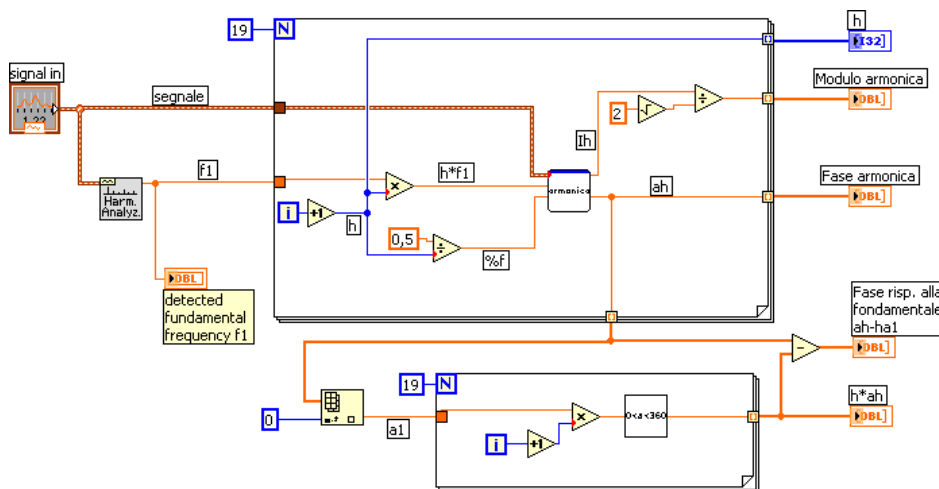


Figura 2.19: Sub-VI “analisi armonica”

La misura dell'ampiezza e della fase di ogni armonica avviene utilizzando il sub-VI "armonica", mostrato in, posto all'interno di un ciclo for. Tale sub-VI contiene il blocchetto "Extract single tone" presente nelle librerie di LabVIEW che effettua una FFT con finestra di Hanning. Per tenere conto della dispersione del segnale, leakage, e ridurre così al minimo l'errore di scalloping loss, oltre ad utilizzare la finestra di Hanning, il sub-VI cerca il bin (riga spettrale) relativo all'ampiezza massima all'interno di un intervallo di frequenza di 5 Hz centrato sulla frequenza armonica. I valori in uscita da tale sub-VI consentono di ricavare il modulo e la fase delle varie armoniche presenti nel segnale di ingresso. Per spazzolare tutte le armoniche fino alla massima desiderata, si è implementato un ciclo FOR all'interno del quale la frequenza della fondamentale viene moltiplicata per l'ordine armonico,  $h=i+1$ , per ottenere appunto la frequenza armonica che viene inviata all'ingresso "Search freq" del blocco di misura.

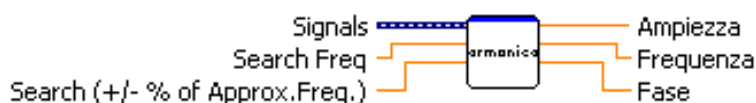


Figura 2.20: Blocco che misura ampiezza e fase di un'armonica.

In uscita dal ciclo e quindi dal sub-VI "analisi armonica", sono disponibili gli array contenenti le ampiezze e le fasi di ogni singola armonica. Sarà anche disponibile un array contenente lo sfasamento di ogni armonica rispetto alla fondamentale,  $\delta_h$ . La definizione di tale angolo di sfasamento non è di immediata intuizione essendo le grandezze, armoniche e fondamentale, a frequenza diversa. Per definire uno sfasamento che sia caratterizzante la forma d'onda in modo univoco si è proceduto come segue:

Si consideri la generica espressione di una forma d'onda periodica alternata

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot \left[ I_1 \text{sen}(\omega t + \alpha_1) + \sum_{h=2}^{\infty} I_h \text{sen}(h\omega t + \alpha_h) \right] \quad (2.3)$$

avendo indicato con:

- $I_1$  il valore efficace della fondamentale;
- $I_h$  il valore efficace dell'armonica di ordine h;
- $t$  il tempo;
- $\omega$  la pulsazione.

In figura 2.21, ad esempio, è mostrato il caso di una forma d'onda periodica alternata costituita dalla somma di una fondamentale più una terza armonica. Si utilizzerà tale figura per spiegare al meglio la definizione dell'angolo  $\delta_h$ . Tale definizione verrà poi estesa al caso generale.

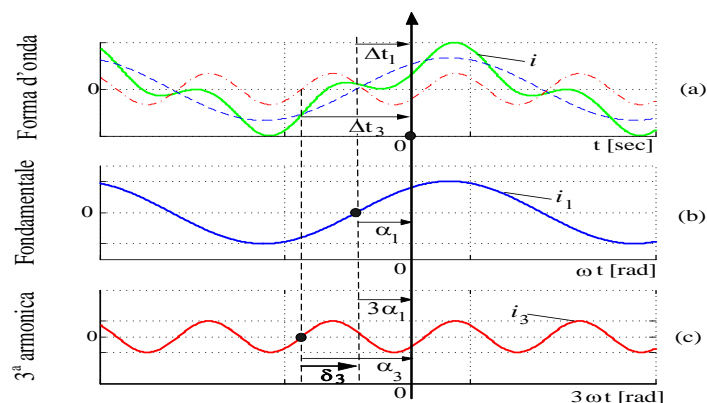


Figura 2.21: Definizione angolo di sfasamento dell'armonica rispetto alla fondamentale  $\delta_h$

Scelto un istante come riferimento, istante  $t=0$ , è possibile calcolare gli angoli dell'equazione 2.4 come segue:

- $\alpha_1$  angolo di fase della fondamentale all'istante  $t=0$ , tale angolo corrisponde all'intervallo di tempo  $\Delta t_1$  intercorso tra il penultimo passaggio per lo zero crescendo della fondamentale e l'istante di riferimento:

$$\alpha_1 = \omega \cdot \Delta t_1 \quad (2.4)$$

- $\alpha_3$  angolo di fase della terza armonica all'istante  $t=0$ , tale angolo corrisponde all'intervallo di tempo  $\Delta t_3$  intercorso tra il penultimo passaggio per lo zero crescendo della terza armonica e l'istante di riferimento:

$$\alpha_3 = 3 \cdot \omega \cdot \Delta t_3 \quad (2.5)$$

Tali definizioni sono facilmente intuibili facendo riferimento all'espressione 3.1, imponendo  $t=0$ .

Gli angoli definiti sono riferiti a due assi delle ascisse diversi:  $\omega t$  e  $3\omega t$ . Per poter definire uno sfasamento angolare dobbiamo riferire i suddetti angoli allo stesso asse. L'angolo  $\alpha_1$ , fase della fondamentale misurata sull'asse  $\omega t$ , corrisponde ad un angolo  $\alpha_1^{(3)}$  sull'asse  $3\omega t$ , dato da:

$$\alpha_1^{(3)} = 3\omega \Delta t_1 = 3\omega \frac{\alpha_1}{\omega} = 3\alpha_1 \quad (2.6)$$

L'angolo  $3\alpha_1$  rappresenta dunque l'equivalente dell'angolo  $\alpha_1$ , corrispondente al tempo  $\Delta t_1$ , misurato sull'ascissa  $3\omega t$ .

Pertanto è possibile definire lo sfasamento della terza armonica rispetto alla fondamentale nel modo seguente:

$$\delta_3 = \alpha_3 - 3\alpha_1 \quad (2.7)$$

Generalizzando, si può definire l'angolo di sfasamento tra l'armonica di ordine  $h$  e la fondamentale di corrente come segue:

$$\delta_h = \alpha_h - h\alpha_1 \quad (2.8)$$

L'angolo  $\delta_h$  così definito è indipendente dall'istante di riferimento scelto e pertanto può essere utilizzato per definire univocamente ed inequivocabilmente l'angolo di sfasamento tra la generica armonica e la fondamentale. Per dimostrare l'indipendenza dal tempo, si provi a spostare l'asse di riferimento di un tempo  $\Delta t^*$ ,

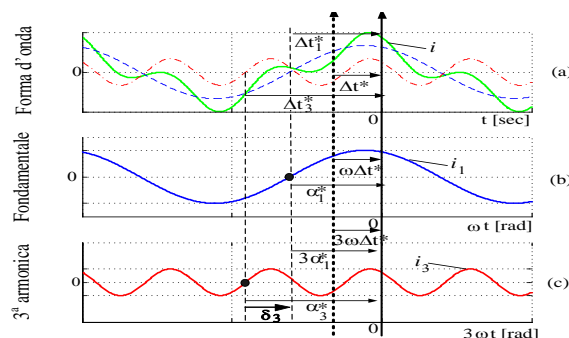


Figura 2.22: Definizione angolo di sfasamento dell'armonica rispetto alla fondamentale  $\delta_h$ .

L'equazione 2.3 diviene:

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot \left[ I_1 \text{sen}(\omega t + \alpha_1^*) + \sum_{h=2}^{\infty} I_h \text{sen}(h\omega t + \alpha_h^*) \right] \quad (2.9)$$

Il riferimento è stato spostato in ritardo di  $\Delta t^*$ , per cui si ha:

$$\Delta t_1^* = \Delta t_1 + \Delta t^* \quad (2.10)$$

$$\Delta t_3^* = \Delta t_3 + \Delta t^* \quad (2.11)$$

Per cui gli angoli  $\alpha_1^*$  e  $\alpha_3^*$  valgono:

$$\alpha_1^* = \omega \cdot \Delta t_1^* = \omega \Delta t_1 + \omega \Delta t^* \quad (2.12)$$

$$\alpha_3^* = 3 \omega \cdot \Delta t_3^* = 3\omega \Delta t_3 + 3\omega \Delta t^* \quad (2.13)$$

Sostituendo le equazioni 2.4 e 2.5 nelle precedenti è possibile legare gli angoli di sfasamento rispetto ai due riferimenti scelti:

$$\alpha_1^* = \alpha_1 + \omega \Delta t^* \quad (2.14)$$

$$\alpha_3^* = \alpha_3 + 3\omega \Delta t^* \quad (2.15)$$

Tenendo conto della 2.12 e 2.13 della definizione 2.8, lo sfasamento tra l'armonica e la fondamentale è:

$$\delta_3^* = \alpha_3^* - 3\alpha_1^* = \alpha_3 + 3\omega \Delta t^* - 3(\alpha_1 + \omega \Delta t^*) = \alpha_3 - 3\alpha_1 = \delta_3 \quad (2.16)$$

Per cui l'angolo  $\delta_h$  non dipende dalla scelta del riferimento. Alla stessa conclusione si giunge confrontando la e la

L'angolo  $\delta_h$  viene calcolato secondo la 2.16 utilizzando un ciclo for, mostrato in basso in, all'interno del blocco "analisi armonica". L'array contenente gli sfasamenti di ogni armonica rispetto alla fondamentale e gli array contenenti ampiezze e fasi della armoniche misurate gli ingressi dei sub-VI per il calcolo degli indici di errore alle varie armoniche

### 2.7.4 Sub-VI per il calcolo delle potenze definite dallo standard IEEE 1459-2010

Il calcolo delle potenze è effettuato dal sub-VI “IEEE 1459”, mostrato in figura 2.23.

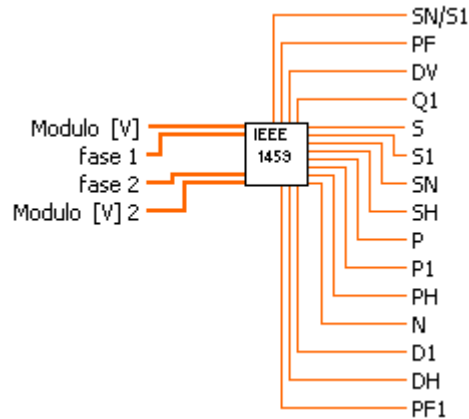


Figura 2.23: IEEE 1459 vi

”Il block Diagram” realizzato è mostrato nella figura 2.25, in esso vengono implementate le definizioni di potenza descritte dallo standard IEEE 1459-2010, in particolare (a partire dai valori campionati e processati dei due segnale di tensione e di corrente) vengono implementate le definizioni per singola fase in condizioni non sinusoidali.

In figura 2.24 un dettaglio del Front panel realizzato in cui vengono mostrate le grandezze individuate dallo standard 1459-2010 più le relative deviazioni standard.

In seguito vengono riportate le definizioni implementate:

- *Apparent power [VA]*

$$S = V \cdot I \quad \text{Dove} \quad V = \sqrt{\sum_{h=1}^n V_h^2} ; \quad I = \sqrt{\sum_{h=1}^n I_h^2} \quad (2.17)$$

- *Fundamental apparent power [VA]*

$$S_1 = V_1 \cdot I_1 \quad (2.18)$$

- *Nonfundamental apparent power [VA]*

$$S_N = \sqrt{S^2 - S_1^2} \quad (2.19)$$

- *Harmonic apparent power [VA]*

$$S_H = V_H \cdot I_H \quad (2.20)$$

- *Active power [W]*

$$P = \sum_{h=1}^n V_h \cdot I_h \cdot \cos \theta_h \quad (2.21)$$

- *Fundamental active power [W]*

$$P_1 = V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \theta_1 \quad (2.22)$$

- *Harmonic active power [W]*

$$P_H = \sum_{h \neq 1} V_h \cdot I_h \cdot \cos \theta_h \quad (2.23)$$

- *Nonactive power [W]*

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.24)$$

- *Fundamental reactive power [var]*

$$Q_1 = V_1 \cdot I_1 \cdot \sin \theta_1 \quad (2.25)$$

- *Current distortion power [var]*

$$D_I = V_I \cdot I_H \quad (2.26)$$

- *Voltage distortion power [var]*

$$D_V = V_H \cdot I_1 \quad (2.27)$$



- Harmonic distortion power [var]

$$D_H = \sqrt{S_H^2 - P_H^2} \quad (2.28)$$

- Power factor

$$P_F = \frac{P}{S} \quad (2.29)$$

- Fundamental power factor

$$P_{F_1} = \frac{P_1}{S_1} \quad (2.30)$$

S [VA]	S1 [VA]	SN [VA]	SH [VA]	P [W]	P1 [W]	PH [VA]	N [var]	Q1 [var]	D1 [var]	DV [var]	DH [var]	PF	PF1
1199,92	1199,92	0,049350	0,00000	599,938	599,938	0,00000	1039,17	1039,17	0,00000	0,049350	0,00000	0,49999	0,49999
st.dev. 0,021856	st.dev. 0,021856	st.dev. 0,002195	st.dev. 0,000000	st.dev. 0,019911	st.dev. 0,019911	st.dev. 0,000000	st.dev. 0,021403	st.dev. 0,021403	st.dev. 0,000000	st.dev. 0,002195	st.dev. 0,000000	st.dev. 1,70747E-5	st.dev. 1,70747E-5
Array	Array	Array	Array	Array	Array	Array	Array	Array	Array	Array	Array	Array	Array
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1199,9	1199,9	0,04992	0	599,938	599,938	0	1039,16	1039,16	0	0,04992	0	0,49999	0,49999
1199,91	1199,91	0,04992	0	599,945	599,945	0	1039,16	1039,16	0	0,04992	0	0,49999	0,49999
1199,9	1199,9	0,04732	0	599,956	599,956	0	1039,15	1039,15	0	0,04732	0	0,50000	0,50000
1199,9	1199,9	0,04999	0	599,924	599,924	0	1039,16	1039,16	0	0,04999	0	0,49999	0,49999
1199,91	1199,91	0,04992	0	599,962	599,962	0	1039,14	1039,14	0	0,04992	0	0,50000	0,50000
1199,92	1199,92	0,05027	0	599,937	599,937	0	1039,18	1039,18	0	0,05027	0	0,49997	0,49997

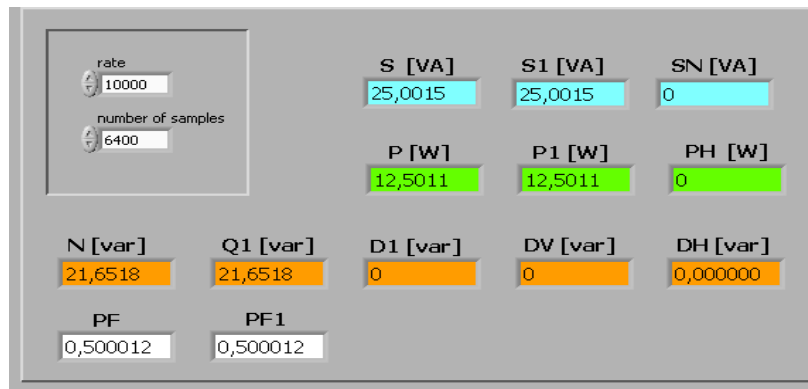


Figura 2.24: Dettaglio Front panel pc-based sampling wattmeter

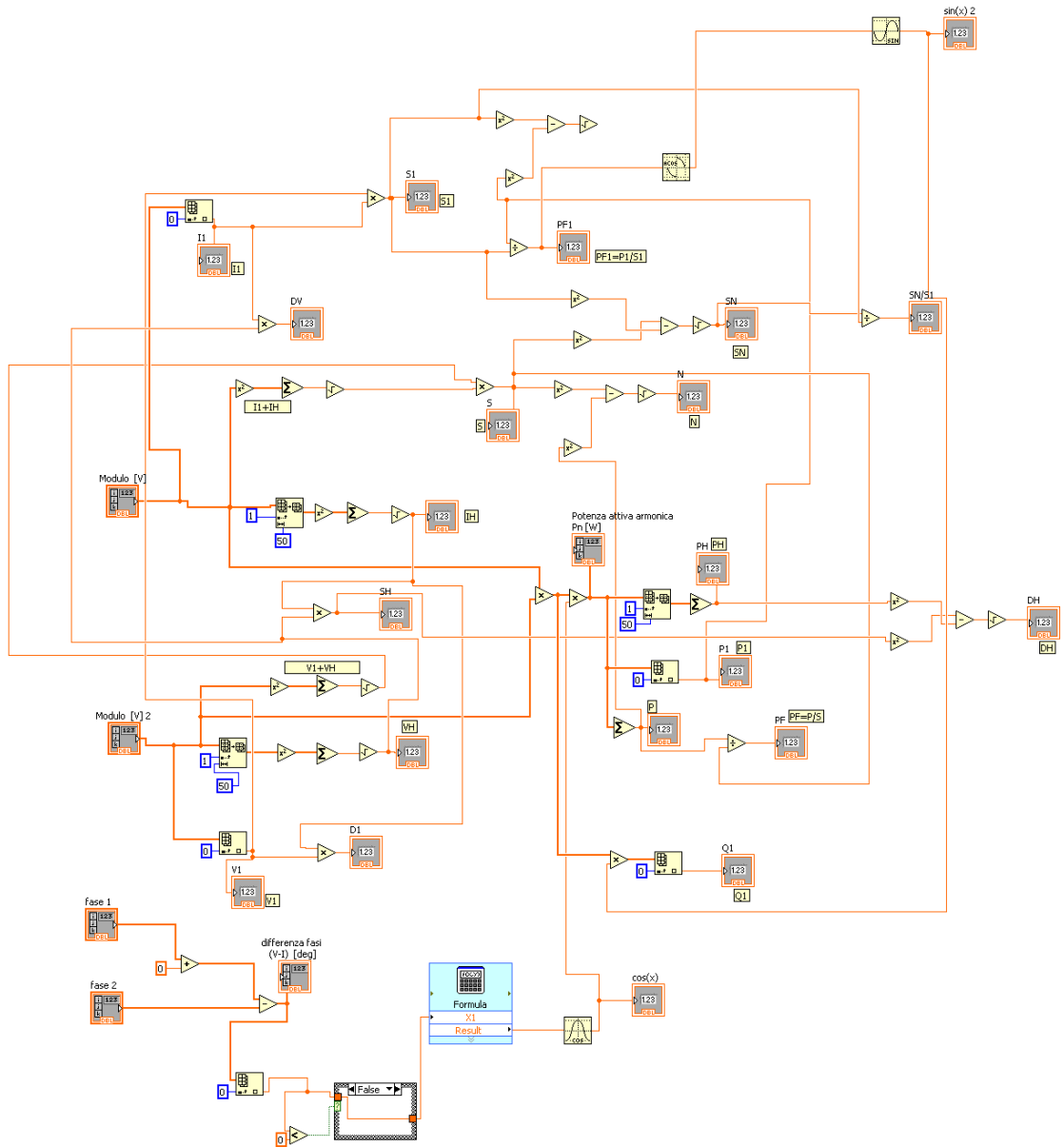


Figura 2.25: Diagram block IEEE 1459 vi

## **2.8 Architetture basata su multimetri numerali.**

A livello internazionale gli istituti metrologici primari hanno sviluppato campioni di potenza prevalentemente in regime sinusoidale utilizzando diverse modalità, molte delle quali basate su tecniche digitali che utilizzano principalmente convertitori analogici digitali (ADC) ad integrazione e specifiche tecniche di campionamento e di ricostruzione del segnale [20]. In particolare l'istituto metrologico primario nazionale, INRIMN, dispone attualmente di un campione di potenza digitale in regime sinusoidale realizzato mediante due multimetri a campionamento con convertitori analogici digitali (ADC) ad integrazione ed una tecnica di ricostruzione del segnale basata su algoritmi a minimi quadrati [21]. Per quanto riguarda la sincronizzazione fra generazione ed acquisizione, vengono adottate soluzioni di tipo sincrone, coherent sampling, e asincrone, incoherent sampling.

Sono state sviluppate entrambe le soluzioni al fine di potere effettuare un confronto con le soluzioni innovative proposte.

### ***2.8.1 Architettura simultaneous coherent digital sampling wattmeter (SCDW)***

Il wattmetro a campionamento è, in sostanza, un computer che elabora i dati provenienti da due multimetri usati come campionatori. Il sistema di misura mostrato, in figura 2.26, è formato da due multimetri high-precision DMM Hewlett Packard modello 3458 A configurati nella funzione DCV (cioè misure di tensioni continue con un tempo di integrazione breve rispetto alla frequenza del segnale integrato); il sistema di generazione è costituito da un calibratore multifunzione (Fluke mod. 6100A), in grado di fornire tensione e correnti sfasabili fra loro su due canali separati. Il primo DMM, usato nel range di 10V, digitalizza la tensione fornita direttamente dal calibratore (o attraverso un divisore resistivo), il secondo, usato nel range di 1V, digitalizza la caduta di tensione ai capi dello shunt proporzionale alla corrente fornita dal generatore.

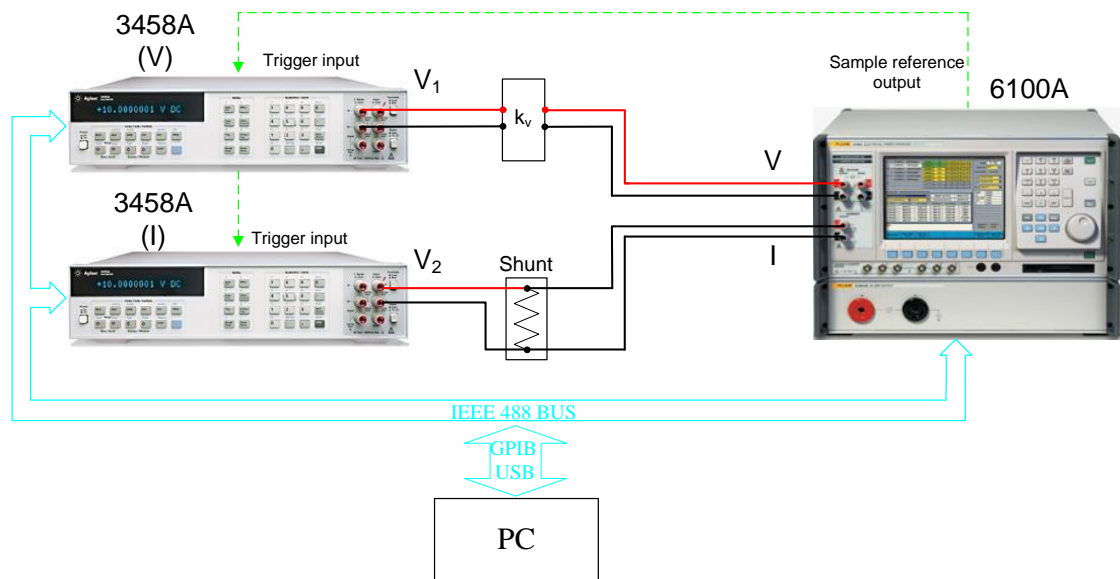


Figura 2.26: Wattmetro con campionamento simultaneo e coerente (SCDW)

La sincronizzazione è ottenuta usando il “sample reference output” del calibratore come ingresso di trigger per i due multimetri e come frequenza di campionamento degli stessi; il campionamento è dunque sincrono poiché la frequenza di riferimento del campione è sempre un multiplo binario della frequenza analogica fondamentale; la frequenza del segnale di campionamento è legata alla frequenza della fondamentale generata dallo stesso (frequenza di 1024 campioni per periodo fondamentale), questo limita il tempo di integrazione dei convertitori, la finestra di osservazione e il numero di periodi che possono essere memorizzati nella memoria interna del DMM.

La comunicazione ed il controllo della strumentazione avvengono in ambiente LabVIEW; calibratore, multimetri e PC sono interconnessi tramite l’interfaccia USB/GPIB.

I campioni di tensione e corrente memorizzati sono successivamente inviati e processati tramite FFT per la misurazione sia dei valori RMS di tensione e corrente sia dello sfasamento fra di essi, così come per le misurazioni di potenza (il blocco interpolante FFT disponibili nella libreria LabVIEW è stato utilizzato per questo scopo).

I componenti wattmetro così realizzato sono seguenti:

- *N° 2 DMM Hewlett Packard modello 3458A*
- *Electrical power standard Fluke 6100A*
- *Precision AC current shunt A40B*
- *Pc, software LabVIEW*
- *IEEE 488 BUS*
- *Divisore resistive*

### 2.8.2 Architettura simultaneous incoherent digital sampling wattmeter (SIDW)

L'architettura del wattmetro SIDW è sostanzialmente simile a quella del SCDW, ciò che cambia è la configurazione dei multimetro per quella parte che riguarda l'evento armo di innesco, l'evento di innesco e l'evento di campionamento. Il sistema di misura mostrato, in figura 2.27, è formato, sempre, da due multimetri HP 3458A configurati nella funzione DCV; il sistema di generazione è costituito dal calibratore multifunzione Fluke 6100A. Questa architettura è analoga a quella utilizzata per la realizzazione del campione nazionale di potenza dell'INRIM.

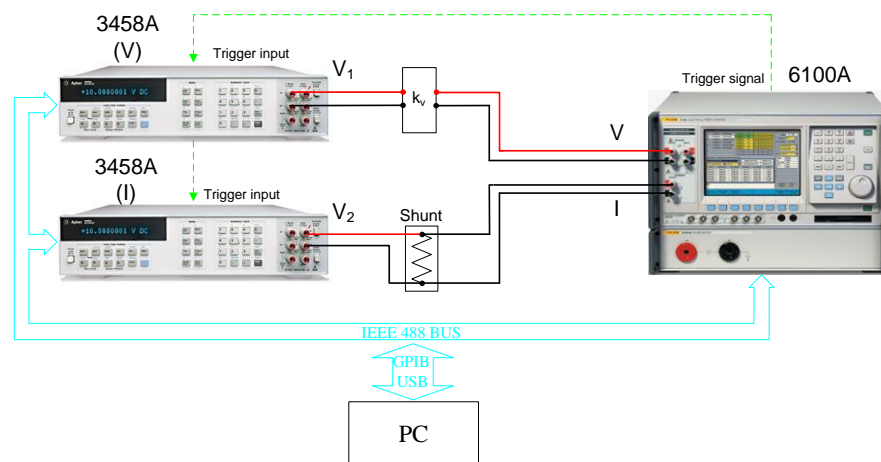


Figura 2.27: Wattmetro con campionamento simultaneo e incoerente

Non vi è sincronizzazione fra il generatore ed i misuratori; il “sample reference output” del calibratore viene usato come trigger per i due multimetri, i

quali successivamente cominceranno ad acquisire i segnali secondo le frequenze di campionamento impostate; è possibile selezionare diverse frequenze di campionamento il cui valore massimo è di 100000S/s (legata al numero di digit ed alla apertura dei convertitori secondo la curva mostrata in figura); la finestra di osservazione massima è di 30s, alla massima risoluzione che è di  $6\frac{1}{2}$  (21 bits), essa è limitata sempre dal numero di dati che possono essere memorizzati nella memoria interna del DMM che è di 314 kByte.

I trasduttori di tensione e corrente sono connessi fra il generatore ed il misuratore, al fine di adeguare i segnali generati ai range di ingresso dei convertitori.

La comunicazione ed il controllo della strumentazione avvengono in ambiente LabVIEW; calibratore, multimetri e PC sono interconnessi tramite l'interfaccia USB/GPIB.

I campioni di tensione e corrente memorizzati sono successivamente inviati e processati tramite FFT per la misurazione sia dei valori RMS di tensione e corrente sia dello sfasamento fra di essi, così come per le misurazioni di potenza (il blocco interpolante FFT disponibili nella libreria LabVIEW è stato utilizzato per questo scopo).

I Componenti del simultaneous incoherent digital sampling wattmeter

- *N° 2 DMM Hewlett Packard modello 3458A*
- *Electrical power standard Fluke 6100A*
- *Precision AC current shunt A40B*
- *Pc, software LabVIEW*
- *IEEE 488 BUS*
- *Divisore resistivo*

## 2.9 Convertitori analogici-digitali (HP 3458A)

Come convertitori analogico-digitali (ADC) vengono utilizzati due multimetri high-precision DMM Hewlett Packard modello 3458A [27], quando questi sono gestiti in modalità "DCV" è possibile controllare il tempo di integrazione dei convertitori, esso è legato al numero di bit ed alla frequenza di campionamento, la curva che mette in relazione tali grandezze è mostrata sia dalla figura 2.28 che dalla tabella 2.8.

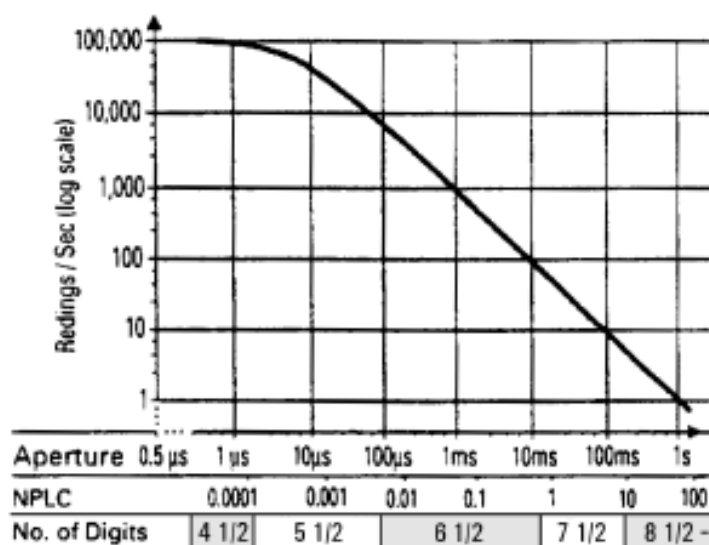


Figura 2.28: Relazione fra Aperture e readings/sec

NPLC	Aperture	Digits	Bits	Readings / Sec	
				A-Zero Off	A-Zero On
0.0001	1.4 μs	4.5	16	100,000 <sup>3</sup>	4,130
0.0006	10 μs	5.5	18	50,000	3,150
0.01	167 μs <sup>2</sup>	6.5	21	5,300	930
0.1	1.67 ms <sup>2</sup>	6.5	21	592	245
1	16.6 ms <sup>2</sup>	7.5	25	60	29.4
10	0.166 s <sup>2</sup>	8.5	28	6	3
100		8.5	28	36/min	18/min
1000		8.5	28	3.6/min	1.8/min

Tabella 2.8: Relazione fra Aperture, readings/sec e Bits

Ogni campione, in questa modalità, è il risultato di una integrazione del segnale nel corso di un breve periodo di tempo. I multimetri sono, inoltre, dotati di un'interfaccia IEEE488 e, come opzione di una memoria di 148 Kbyte che può contenere 37 000 letture con una risoluzione di 18 bit.

La memoria interna è necessaria per mantenere una elevata velocità di campionamento, a causa della limitazione in velocità del bus di interfaccia; i dati campionati possono poi essere trasferiti alla fine di ogni sequenza di campionamento dagli strumenti al PC.

L'elevata frequenza di campionamento proveniente dal "sample reference output" del calibratore usato come ingresso di trigger per i due multimetro ha un valore fisso di 1024 campioni per periodo fondamentale (che per una fondamentale di 50 Hz equivale ad una frequenza di 51200 Hz), limita il tempo di integrazione dei convertitori, la finestra di osservazione e il numero di periodi che possono essere memorizzati nella memoria interna del DMM.

Le caratteristiche dinamiche dell' ADC sono riportate nella tabella 2.9.

### Dynamic Performance

100 mV, 1 V, 10 V Ranges; Aperture = 6  $\mu$ s

Test	Input (2 x full scale pk-pk)	Result
DFT-harmonics	1 kHz	< -96 dB
DFT-spurious	1 kHz	< -100 dB
Differential non-linearity	dc	< 0.003% of Range
Signal to Noise Ratio	1 kHz	>96 dB

Tabella 2.9: Caratteristiche dinamiche

## 2.10 Configurazione Convertitori (SCDW)

### 2.10.1 Digitalizzazione

La digitalizzazione non è altro che la conversione di un segnale analogico continuo in una serie di campioni discreti (letture).

Il multimetro HP 3458A [27] può digitalizzare i segnali eseguendo misure di tensioni continue, mediante campionamento diretto o sottocampionamento. In Tabella 2.10 riepiloghiamo i metodi e le caratteristiche delle modalità di digitalizzazione che il multimetro è in grado di effettuare.



Metodo di digitalizzazione	Massima velocità di campionamento	Larghezza di banda	È necessario un segnale ripetitivo?
DCV	100 k/sec	c.c. - 150kHz(1)	No
Campionamento diretto	50 k/sec	c.c. - 12MHz	No
Sottocampionamento	100 M/sec(2)	c.c. - 12MHz	Sì

Tabella 2.10: Tipi di digitalizzazione

La Figura 2.29 seguente riporta uno schema a blocchi semplificato del percorso dei segnali del multimetro per ciascun metodo di digitalizzazione.

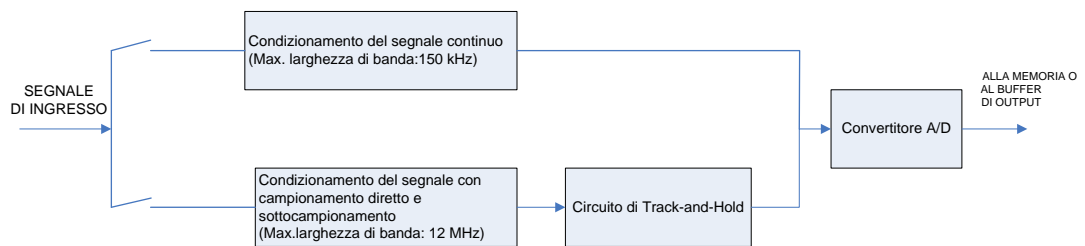


Figura 2.29: percorso dei segnali del multimetro per ciascun metodo di digitalizzazione

Per la maggior parte delle applicazioni di digitalizzazione il multimetro, entra nel modo ad alta velocità ogni volta che viene avviato il campionamento. In tale modalità il *multimetro* è esclusivamente impegnato nel compito di eseguire campionamenti. Ciò significa che esso non elabora alcun comando se non dopo aver completato il numero specificato di campioni.

La digitalizzazione può essere eseguita semplicemente specificando misure di tensioni continue con un tempo di integrazione breve e un breve intervallo di tempo tra una misura e l'altra (breve, beninteso, rispetto alla frequenza del segnale che viene digitalizzato).

Tale operazione viene considerata una digitalizzazione anche se non si utilizza il circuito track-and-hold del multimetro. I vantaggi della digitalizzazione DCV rispetto a quella con il campionamento diretto sono: il livello più basso di rumore, la maggiore risoluzione (fino a 28 bit) e una velocità massima di campionamento pari a 100.000 campioni al secondo (contro i 50.000 campioni/sec della campionatura diretta). Per contro, gli svantaggi della digitalizzazione DCV sono: un maggiore jitter di innesco, l'impossibilità di un

accoppiamento c.a. per il segnale di ingresso ed un percorso di ingresso a minore larghezza di banda (150 kHz contro i 12MHz del campionamento diretto o del sottocampionamento).

Dal momento che il circuito track-and-hold non viene utilizzato per la digitalizzazione DCV ciascun campione ha una durata molto maggiore (almeno 500 nanosecondi contro i 2 nanosecondi del campionamento diretto o del sottocampionamento). Il tempo di apertura è il tempo durante il quale il multimetro sta effettivamente eseguendo il campionamento del segnale di ingresso.

Nel caso del campionamento diretto e del sottocampionamento mediante il circuito track-and-hold, il tempo di apertura è fisso (2ns) e non può essere modificato; mentre nel caso della digitalizzazione DCV esso è uguale al tempo di integrazione del convertitore AD e può essere fatto variare da 500ns a 1s. Il multimetro in effetti esegue la media del segnale di ingresso durante il suo tempo di apertura. Viene introdotto un errore di ampiezza quando il segnale cambia durante il tempo di apertura.

La tabella 2.11 seguente mostra le frequenze del segnale di ingresso per le quali si hanno 3dB di errore di ampiezza per i tempi di apertura selezionati, nonché i bit di risoluzione per tali tempi di apertura.

Tempo di apertura	Bit di risoluzione	Frequenza per errore di 3dB
2ns	16	100MHz
500ns	15	400kHz
1µs	16	206kHz
3µs	17	69kHz
6µs	18	35kHz
100µs	21	2kHz

*Tabella 2.11 : Riepilogo caratteristiche*

La modalità di digitalizzazione scelta è quella DCV, tale scelta è giustificata principalmente dalla modalità di sincronizzazione fra generatore e DMM, il quale impone una frequenza di campionamento di 51200 Sample/s.

### 2.10.2 Innesco delle misure e sincronizzazione

Prima che il multimetro esegua delle letture devono verificarsi tre eventi distinti e in un dato ordine.

Tali eventi sono:

- l'evento armo di innesco
- l'evento di innesco
- l'evento di campionamento

Come mostrato dalla figura 2.30, quando tutti e tre gli eventi si sono verificati nell'ordine elencato, il multimetro inizia ad eseguire la lettura o le letture specificate.

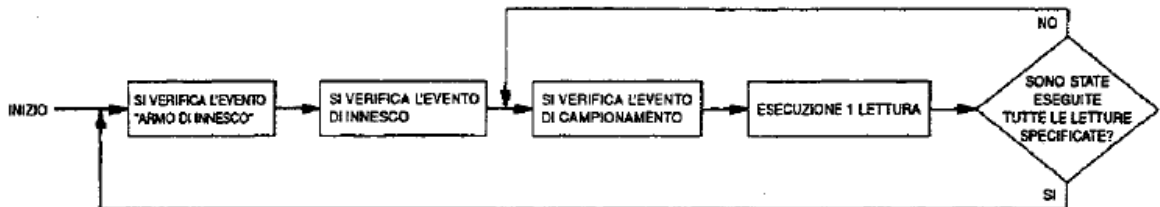


Figura 2.30: Diagramma di flusso innesco misure

Quando si verifica l'evento "armo di innesco" specificato, esso arma il meccanismo di innesco del multimetro (in altri termini tale evento abilita un successivo evento di innesco). Per specificare l'evento "armo di innesco" si utilizza il comando TARM. Quando si verifica "l'evento di innesco" specificato (dando per scontato che si sia già verificato l'evento armo di innesco), esso abilita un successivo evento di campionamento. Per specificare l'evento di innesco si utilizza il comando TRIG. Quando si verifica "l'evento di campionamento", il multimetro esegue una lettura. In seguito il multimetro eseguirà una lettura per ogni evento di campionamento, fino a completare il numero di letture previste. Il primo parametro del comando NRDGS (numero di letture) indica quante letture devono essere eseguite per ogni evento di innesco; mentre il secondo parametro specifica l'evento (evento di campionamento) che dà l'inizio a ciascuna lettura. E' possibile scegliere tra svariati tipi di eventi da utilizzare come evento "armo di innesco", "evento di innesco" ed "evento di

campionamento”. La tabella 2.12 seguente descrive i parametri di evento e indica i comandi a cui essi si applica.

Parametro di evento	Utilizzato con:			Descrizione dell'evento
	TARM	TRIG	NRDGS	
AUTO	*	*	*	Avviene automaticamente
EXT	*	*	*	Avviene nella transizione con bordo negativo sul segnale di innesco esterno del multimetro
HOLD	*	*		Sospende le misure
LEVEL		*	*	Avviene quando viene raggiunta la tensione specificata sul tratto a pendenza del segnale di ingresso
LINE		*	*	Avviene quando la tensione di rete interseca L'asse 0 Volt
SGL	*	*		Avviene una sola volta (quando viene ricevuto il comando TARM SGL o TRIG SGL, poi passa a HOLD)
SYN	*	*	*	Avviene quando il buffer di output del multimetro è vuoto, la memoria della lettura è disattivata o vuota e il controller richiede i dati
TIMER			*	Avviene automaticamente con un intervallo di tempo tra una misura e l'altra

*Tabella 2.12: Parametri di evento*

L'evento esterno (EXT) permette di innescare il multimetro da una sorgente esterna. Tale evento può essere utilizzato come evento “armo di innesco”, evento di innesco e/o evento di campionamento.

L'evento EXT si verifica in corrispondenza di una transizione a bordo negativo di un impulso TTL applicato al connettore EXT TRIG del pannello posteriore del multimetro. L'ampiezza minima dell'impulso riconosciuta è di 250 ns. La larghezza di banda del circuito esterno di innesco è di 5 MHz.

E' possibile specificare molte combinazioni di eventi “armo di innesco”, eventi di innesco e eventi di campionamento, nella tabella 2.13 seguente viene evidenziata la configurazione implementata.

Evento "armo di innesco"	Evento di innesco	Evento di campionamento	Descrizione
AUTO, EXT, SGL, SYN	HOLD	qualsiasi	Non vengono effettuate letture finché non viene modificato l'evento di innesco. Quando si utilizza l'evento "armo di innesco" SGL e l'evento di campionamento SYN, il buffer di input deve essere attivato, oppure dovete sopprimere <i>cr lf</i> quando inviate il comando TARM SGL.
SGL	AUTO	qualsiasi	Al termine dell'esecuzione del comando TARM SGL, viene effettuata una lettura per evento di campionamento fino al completamento del numero di letture specificato. In seguito l'evento "armo di innesco" diventa HOLD. Quando si utilizza l'evento di campionamento SYN, deve essere attivato il buffer di input, oppure dovete sopprimere <i>cr lf</i> quando inviate il comando TARM SGL.
SGL	EXT	AUTO, EXT, TIMER, LINE, LEVEL	Al termine dell'esecuzione del comando TARM SGL, seguita da una transizione a bordo negativo sull'ingresso Ext Trig, viene effettuata una lettura per evento di campionamento fino al completamento del numero di letture specificato. In seguito l'evento "armo di innesco" diventa HOLD.

Tabella 2.13: Combinazione degli eventi

La configurazione implementata include le seguenti impostazioni:

- l'evento armo di innesco (SGL)
- l'evento di innesco (EXT)
- l'evento di campionamento (EXT)

La sincronizzazione avverrà tramite il "sample reference" del calibratore Fluke 6100A, tale segnale (nel caso specifico) è un treno di 1024 impulsi per periodo della fondamentale (51200 S/s) agganciato alla fase del segnale generato, nella tabella 2.14 vengono mostrati le frequenze di riferimento per ciclo della fondamentale e la minima frequenza per ciclo alla più alta armonica impostabile. Da questa sincronizzazione ne viene la coerenza fra la generazione e la misurazione.

6100A fundamental frequency (Hz)	Sample Reference pulses per fundamental cycle	Minimum samples per cycle at maximum harmonic frequency
16 to 32	2048	20
32 to 69	1024	10
69 to 128	512	5
128 to 256	256	5
256 to 512	128	5
512 to 850	64	5

Tabella 2.14: Frequenze di riferimento per ciclo della fondamentale

### 2.10.3 Formati della lettura

I DMM posseggono una memoria interna di 148 Kbyte, i formati che possono essere utilizzati per memorizzare le letture o per inviare letture sul bus HP-IB sono:

- ASCII prevede 15 byte per lettura, codificati nella notazione scientifica in unità standard di volt, ampere, ohm, Hertz o secondi
- Intero singolo (SINT) e Intero doppio (DINT): il formato SINT prevede 2 byte per lettura, mentre il formato DINT prevede 4 byte per lettura; Entrambi i formati utilizzano una codifica con complemento a due. La codifica binaria con il complemento a due è un metodo che consente di esprimere con un numero binario i numeri interi sia positivi che negativi, essa viene effettuata cambiando il segno, in effetti, è l'equivalente decimale del bit meno significativo (MSB). Quando lo MSB è impostato a 1, in un numero a 1 byte complementato a due, il suo valore è  $1 \cdot -(2^7) = -128$ . Quando lo MSB viene azzerato (impostato a 0), il suo valore è  $0 \cdot -(2^7) = 0$ . I valori che può assumere un numero da 1 byte (8 bit) complementato a due sono compresi tra -128 e 127 e non tra 0 e 255.
- Reale singolo (SREAL): tale formato è conforme alle specifiche IEEE-754 e contiene 32 bit (4 byte) per ciascuna lettura. Reale doppio (DREAL): tale formato è conforme alle specifiche IEEE-754 e contiene 64 bit (8 byte) per ciascuna lettura.

Il multimetro registra le letture nella memoria ogni volta che esse vengono effettuate e che la memoria delle letture è attivata. La memoria delle letture prevede due modalità: il modo FIFO (first-in-first-out) e il modo LIFO (last-in-first-out). Nel modo FIFO la lettura memorizzata per prima è la prima lettura uscente quando richiamate le letture senza specificare i numeri delle letture (metodo di "lettura implicita"), se viene saturata la capacità della memoria delle letture nel modo FIFO, tutte le letture memorizzate restano inalterate e non vengono memorizzate nuove letture.

Nel modo LIFO l'ultima lettura memorizzata è la prima lettura uscente quando si richiamano le letture senza specificare i numeri delle letture. Se saturiamo la capacità della memoria delle letture nel modo LIFO, le letture meno recenti vengono sostituite da quelle più recenti.

Per stabilire quante letture è possibile memorizzare con un determinato formato, si divide le dimensioni della memoria delle letture (148k byte) per il numero di byte per lettura, Per esempio per il formato DINT il numero delle letture possibili è:

$$N = \frac{148000}{4} = 37000 \quad (2.3)$$

Il formato SINT come formato della memoria viene utilizzato quando si eseguono misure a bassa risoluzione (3.5 o 4.5 cifre) alla massima velocità possibile su una gamma fissa, si utilizza il formato DINT quando si eseguono misure ad alta risoluzione (5.5 ed oltre) alla massima velocità possibile su una gamma fissa. Quando si utilizzano i formati SINT o DINT come formato di memoria o di output, il multimetro applica alle letture un fattore di scala, esso si basa sulla funzione di misurazione, sulla gamma, sulla predisposizione del convertitore A/D e sulle operazioni matematiche abilitate del multimetro.

## **2.11 Controllo strumentazione ed elaborazione dei dati**

La comunicazione ed il controllo della strumentazione avvengono in ambiente LabVIEW. Il calibratore ed il multimetro sono connessi tramite bus IEEE 488, questi vengono collegati con il PC tramite l'interfaccia USB/GPIB.

Il collegamento fra il connettore "sample reference output" del calibratore e i due DMM (ingresso EXT TRIG) è effettuato per mezzo di cavi BNC.

I campioni di tensione e corrente memorizzati dai DMM dopo l'acquisizione, vengono successivamente inviati e processati tramite FFT per la misurazione sia dei valori RMS di tensione e corrente sia dello sfasamento fra di essi, così come per le misurazioni di potenza (il blocco interpolante FFT disponibili nella libreria LabVIEW è stato utilizzato per questo scopo).

## 2.12 Configurazione Convertitori (SIDW)

La configurazione implementata include le seguenti impostazioni:

- l'evento armo di innesco (SGL)
- l'evento di innesco (EXT)
- l'evento di campionamento (TIMER)

In questo caso il "sample reference" del calibratore Fluke 6100A viene utilizzato come evento di innesco (ovvero trigger). In tabella 2.15 vengono mostrati le possibili combinazioni degli eventi.

Evento "armo di innesco"	Evento di innesco	Evento di campionamento	Descrizione
AUTO, EXT, SGL, SYN	HOLD	qualsiasi	Non vengono effettuate letture finché non viene modificato l'evento di innesco. Quando si utilizza l'evento "armo di innesco" SGL e l'evento di campionamento SYN, il buffer di input deve essere attivato, oppure dovete sopprimere <i>cr lf</i> quando inviate il comando TARM SGL.
SGL	AUTO	qualsiasi	Al termine dell'esecuzione del comando TARM SGL, viene effettuata una lettura per evento di campionamento fino al completamento del numero di letture specificato. In seguito l'evento "armo di innesco" diventa HOLD. Quando si utilizza l'evento di campionamento SYN, deve essere attivato il buffer di input, oppure dovete sopprimere <i>cr lf</i> quando inviate il comando TARM SGL.
SGL	EXT	AUTO, EXT, TIMER, LINE, LEVEL	Al termine dell'esecuzione del comando TARM SGL, seguita da una transizione a bordo negativo sull'ingresso Ext Trig, viene effettuata una lettura per evento di campionamento fino al completamento del numero di letture specificato. In seguito l'evento "armo di innesco" diventa HOLD.

Tabella 2.15: Possibili combinazioni degli eventi

Nella configurazione implementata viene usato il comando TIMER che definisce l'intervallo di tempo per l'evento di campionamento; i valori ammessi sono compresi tra  $\frac{1}{\text{max velocità di campionamento}}$  e 600 secondi.

In realtà verrà usato in sostituzione del comando NRDGSn, TIMER il comando SWEEP, il quale imposta automaticamente l'evento di campionamento a TIMER; il comando SWEEP specifica l'intervallo effettivo tra un campione (una lettura) e l'altro e il numero totale di campioni prelevati per ciascun evento di innesco: `SWEEP [intervallo effettivo][ numero di campioni da prelevare]`.

L'intervallo effettivo minimo è di 10µs per le misure di tensione continua, il numero di campioni prelevabili sono compresi fra 1 e 1,67E+7.



Quando si verifica “l’evento di innesco” specificato (dando per scontato che si sia già verificato l’evento armo di innesco), esso abilita un successivo evento di campionamento. Per specificare l’evento di innesco si utilizza il comando TRIG. Quando si verifica “l’evento di campionamento”, il multimetro esegue una lettura. In seguito il multimetro eseguirà una lettura per ogni evento di campionamento, fino a completare il numero di letture previste. Il primo parametro del comando NRDGS (numero di letture) indica quante letture devono essere eseguite per ogni evento di innesco; mentre il secondo parametro specifica l’evento (evento di campionamento) che dà l’inizio a ciascuna lettura.

### **2.13 Software SCDW e SIDW**

I programmi realizzati differiscono sostanzialmente per la tipologia di configurazione dei rispettivi convertitori AD; In seguito verrà descritto il software implementato specificando le differenze di programmazione fra l’SCDW e l’SIDW intendendo con ciò che la dove nulla è specificato i programmi saranno analoghi.

Il software realizzato consente all’utente finale di:

- gestire i parametri dei segnali di tensione e di corrente in uscita dal calibratore Fluke 6100A;
- misurare il modulo e la fase, di ogni singola armonica presente;
- Fissare il numero di misure da effettuare;
- Impostare la frequenza di campionamento ed il numero di campioni da acquisire;
- vedere le forme d’onda di tensione e di corrente acquisite;
- misurare i valori rms delle fondamentali;
- misurare il modulo e la fase di ogni singola armonica presente;
- misurare le potenze definite dallo standard IEEE 1459-2010

In figura 2.31 è riportato un dettaglio del Front Panel del programma realizzato contenente la parte relativa alla configurazione del calibratore, mentre in figura 2.32 è riportato il Front Panel completo del programma.

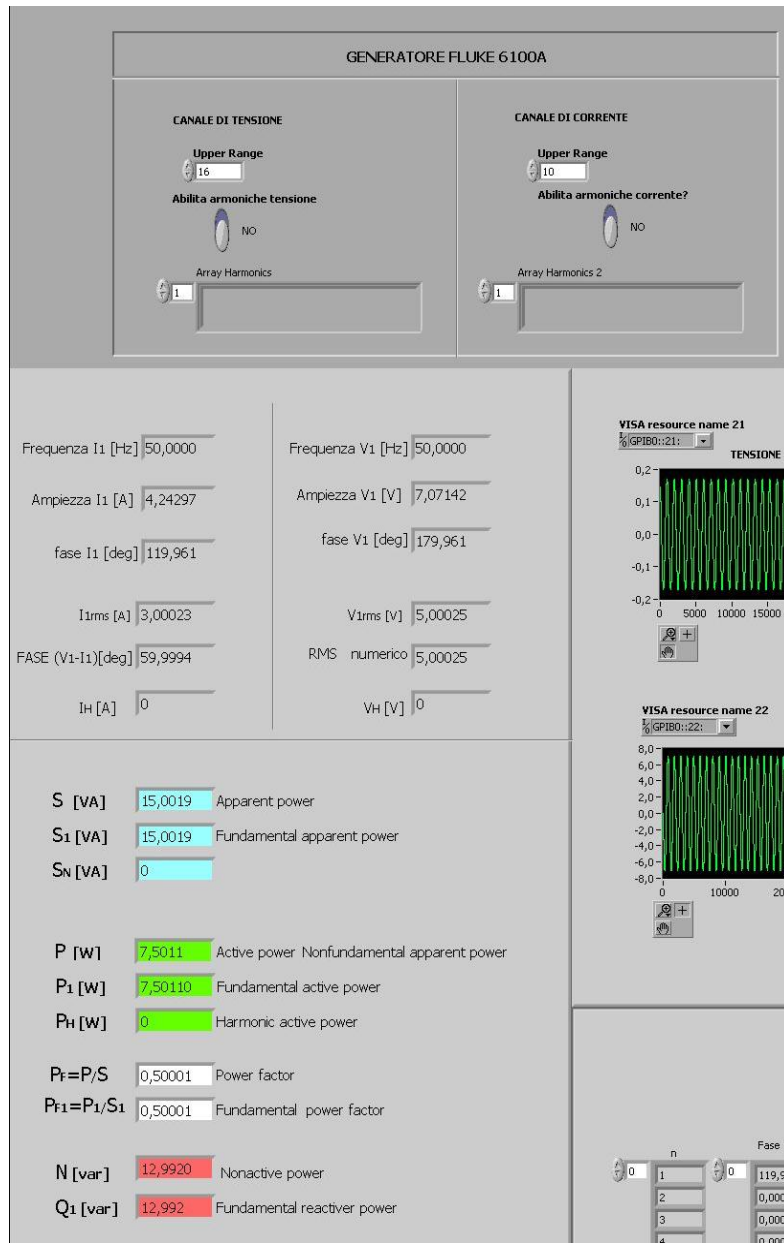


Figura 2.31: Dettaglio Front Panel SCDW e SIDW

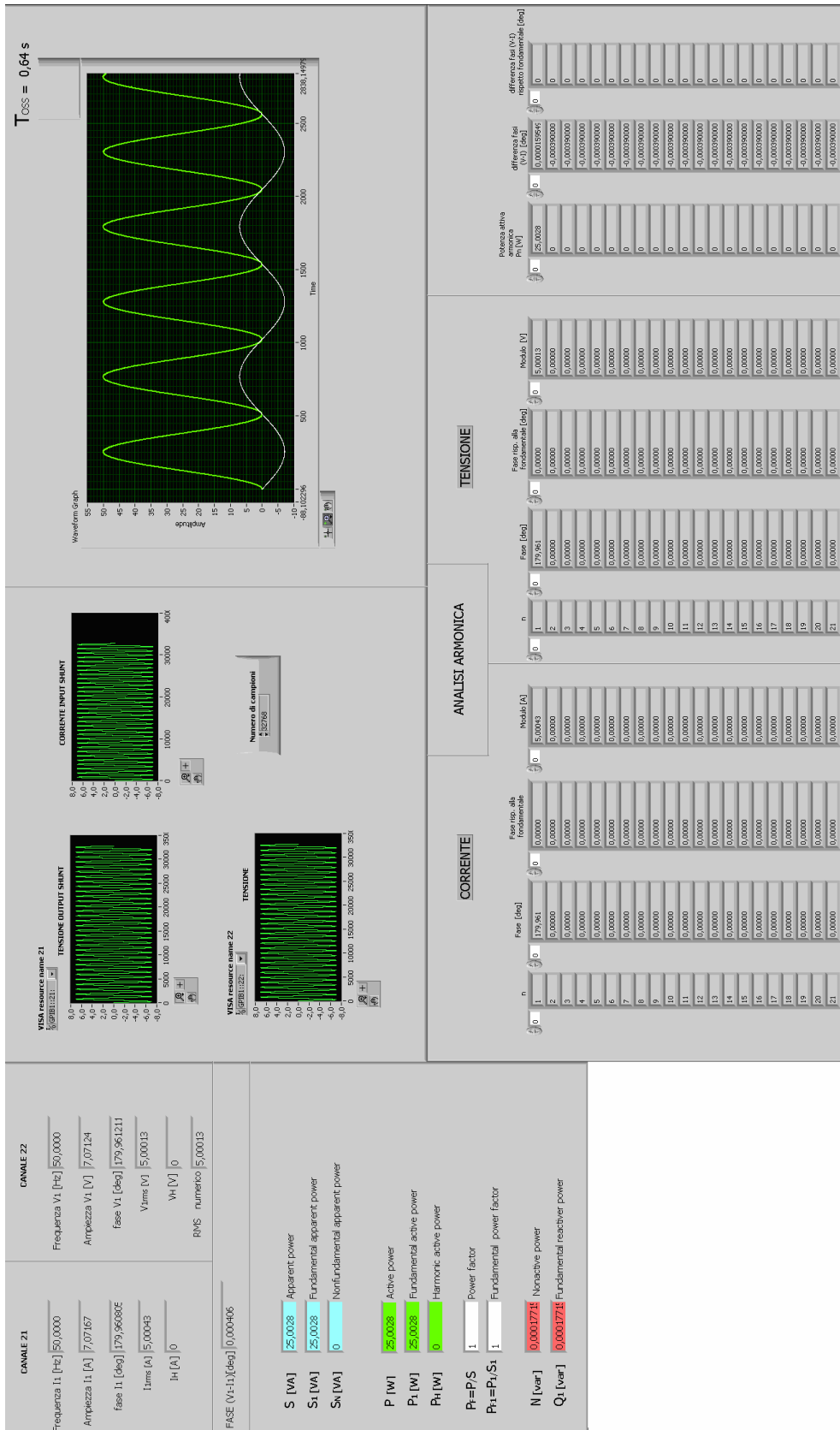


Figura 2.32: Front Panel SCDW e SIDW

## **CAPITOLO 3**

### **FONTI DI ERRORE E VALUTAZIONE DELLA INCERTEZZA**

#### **3.1 Introduzione**

In questo capitolo verranno individuati gli errori introdotti da tutti i componenti che costituiscono i sistemi PC-SW e SIDW realizzati, verranno valutate le relative incertezze.

Per ogni sistema realizzato, verrà fatta un'analisi dettagliata di tutte le componenti che possono introdurre degli errori, e per ogni componente verrà stimato il contributo di incertezza.

Si constaterà come gli errori siano introdotti, sostanzialmente, dal processo di digitalizzazione e dalla presenza dei trasduttori.

Dopo una breve panoramica sugli errori introdotti dai convertitori AD, verrà effettuata una valutazione delle incertezze introdotte dal processo di digitalizzazione tramite un approccio sperimentale basato sul metodo Monte Carlo, invece, le incertezze introdotte dai trasduttori verranno stimate a partire dalle specifiche dichiarate dai costruttori.

Infine, verrà valutata l'incertezza sulla misura della potenza attiva e reattiva secondo la UNI CEI ENV 13005 "Guida all'espressione dell'incertezza di misura"[28] ed la EA-4/02 "Expression of the uncertainty of measurement in calibration" [29], cioè verrà applicata la legge di propagazione delle incertezze sul modello di potenza, che di volta in volta, verrà presa in considerazione, andando così ad individuare tutte le incertezze tipo che concorrono alla determinazione dell'incertezza totale sulla misura.

### 3.2 Valutazione degli errori del Pc-based sampling wattmeter

Come visto nel capitolo precedente il Pc-based sampling wattmeter è realizzato utilizzando i seguenti componenti:

- *DAQ NI 9239/9225*
- *Precision AC current shunt A40B*
- *Divisore resistivo*
- *Pc, software LabVIEW*
- *Electrical power standard Fluke 6100A (usato come generatore)*

Ognuno di essi introduce un errore nella misurazione; gli errori introdotti dai trasduttori e gli errori introdotti dal processo di digitalizzazione concorrono all'errore totale sulla misurazione e nella valutazione della relativa incertezza.

Gli errori possono essere suddivisi in due gruppi: errori d'ampiezza ed errori di tempo (i quali si traducono in errori d'angolo).

La figura 3.1 mostra tutti i componenti che contribuiscono all'errore sulla misurazione, il quale può essere suddiviso, come suddetto, in due grosse categorie.

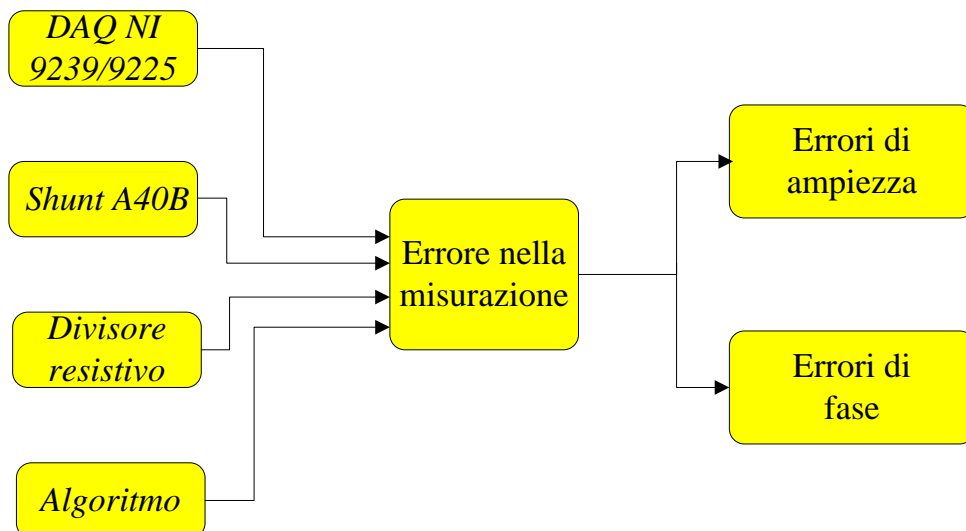


Figura 3.1: Componenti che contribuiscono all'errore sulla misurazione

### 3.3 Errori di ampiezza

Gli errori di ampiezza sono dovuti principalmente al processo di digitalizzazione ed alla presenza dei trasduttori, in seguito si analizzeranno tali contributi.

#### 3.3.1 DAQ NI 9239/9225

I principali errori che caratterizzano i convertitori analogico-digitali e quindi il processo di digitalizzazione sono:

- offset
- guadagno
- non linearità
- SNR
- SFDR
- THD

*L'errore di offset* è definito come il valore di tensione ottenuto dalla intersezione della retta di migliore approssimazione della caratteristica dell'ADC con l'asse delle tensioni di ingresso: in buona sostanza, la caratteristica reale del convertitore è traslata orizzontalmente rispetto a quella ideale. La caratteristica reale può allora essere compensata semplicemente sottraendo l'errore di offset a ciascuna soglia di transizione. In tal modo si ottengono le soglie di transizione reali compensate. Qualora l'errore di offset fosse l'unico errore presente nella caratteristica reale, la caratteristica di trasferimento compensata tornerebbe ad essere coincidente con quella ideale (nel senso che la retta di migliore approssimazione della caratteristica reale compensata dell'errore di offset passerebbe esattamente per l'origine). In figura 3.2 viene mostrata la rappresentazione dell'errore di offset.

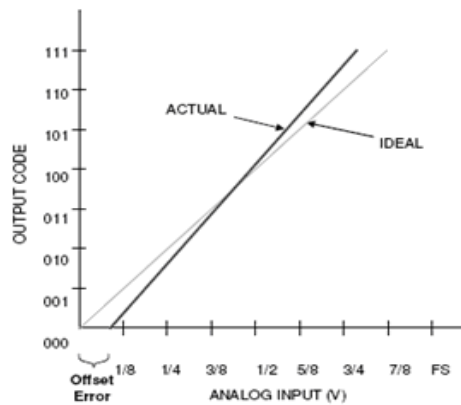


Figura 3.2: Errore di offset

L'errore di guadagno si manifesta come una variazione della pendenza media della caratteristica reale rispetto a quella ideale, come conseguenza del fatto che viene alterata (in maniera uniforme) l'ampiezza del quanto di conversione: ne consegue che il coefficiente angolare della retta di migliore approssimazione del convertitore è diverso da quello idealmente atteso. Anche questo errore è di tipo sistematico e può essere compensato dividendo le soglie di transizione reali per l'errore di guadagno. Qualora gli unici errori presenti nella caratteristica reale fossero quelli di offset e guadagno, dopo la compensazione di tali errori, la caratteristica di trasferimento compensata tornerebbe ad essere coincidente con quella ideale (nel senso che la retta di migliore approssimazione della caratteristica reale compensata dell'errore di offset passerebbe esattamente per l'origine ed avrebbe pendenza uguale a quella nominalmente attesa).

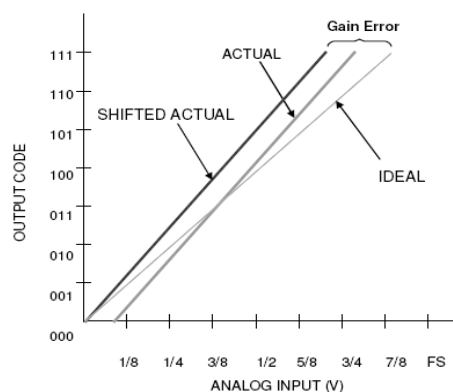


Figura 3.3: Errore di guadagno

Una volta compensati gli errori di offset e guadagno, per descrivere l'errore di non linearità dei convertitori A/D, si fa ricorso a due parametri: l'errore di non linearità differenziale (DNL) e l'errore di non linearità integrale (INL).

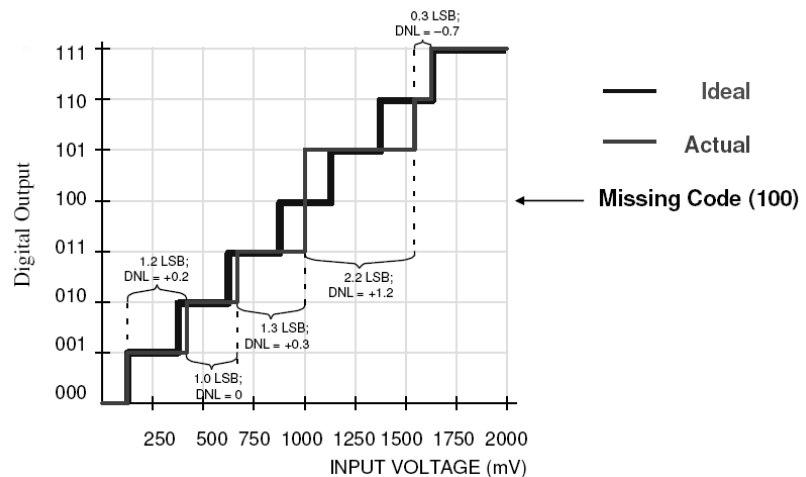


Figura 3.4: Errore di non linearità differenziale (DNL)

Il primo esprime di quanto la larghezza del gradino reale compensato si discosta da quella del gradino ideale (ovvero è il passo più grande che si verifica tra i livelli di quantizzazione successivi), la seconda invece esprime di quanto ogni soglia della caratteristica reale compensata è traslata rispetto alla corrispondente soglia della caratteristica ideale (ovvero il massimo scostamento della “migliore retta interpretativa” determinata per esempio con i minimi quadrati da quella ideale).

L'errore di non linearità integrale è, dunque, la deviazione dei valori della caratteristica reale da una linea retta. Tale linea può essere la migliore linea che minimizza queste deviazioni o una linea che collega i punti estremi della caratteristica dopo aver compensato gli errori di offset e di guadagno. Le deviazioni sono misurate in corrispondenza alle transizioni da un gradino all'altro. In figura 3.5 viene mostrata la rappresentazione dell'errore di non linearità integrale (INL).



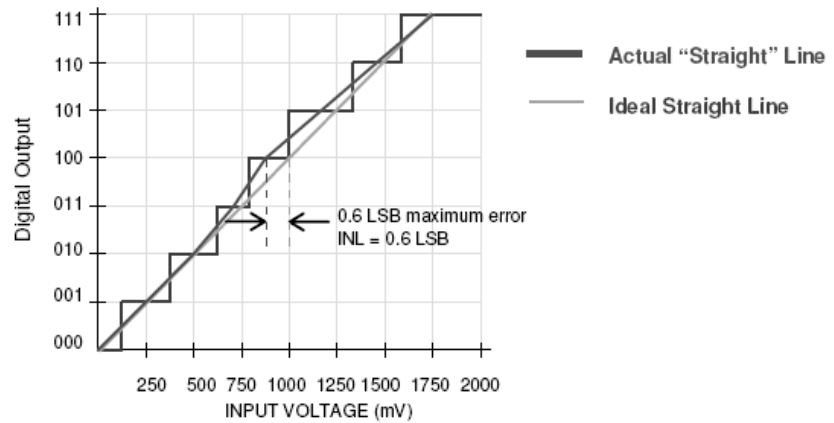


Figura 3.5: Errore di non linearità integrale (INL)

Dal momento che i gradini, per effetto della non linearità, hanno larghezze diverse al variare del codice di uscita, questi due parametri sono espressi in funzione del codice  $k$ -esimo nella seguente maniera:

$$DNL(k) = \frac{(T_{K+1} - T_K) - Q}{Q} \quad (3.1)$$

$$INL(k) = T_{K, reale} - T_{K, ideale} \quad (3.2)$$

In cui si è indicato con:

- $Q$  il valore nominale del quanto (errore di quantizzazione del convertitore ideale);
- $T_{K+1}$  la soglia di transizione tra il codice  $k$  e il codice  $k+1$ ;
- $T_K$  la soglia di transizione tra il codice  $k-1$  e il codice  $k$ ;
- $T_{K, reale}$  la soglia di transizione del convertitore in prova tra il codice  $k$  e il codice  $k+1$ ;
- $T_{K, ideale}$  la soglia di transizione del convertitore ideale tra il codice  $k$  e il codice  $k+1$ ;

Gli errori di non linearità possono anche essere espressi tramite parametri sintetici globali:

$$INL = \frac{\max INL(k)}{V_{FS}} \cdot 100 \quad (3.3)$$

$$DNL = \sqrt{\frac{1}{2^N - 2} \sum_{i=1}^{2^N - 2} DNL^2(k)} \quad (3.4)$$

Si noti che dai soli parametri sintetici globali, che generalmente sono i soli forniti dal costruttore a corredo del convertitore A/D, non è possibile correggere l'errore dovuto alla non linearità, ma solo effettuare una stima di incertezza su quanto espresso dal convertitore stesso.

*SNR (Signal to Noise Ratio)* è inteso come rapporto del valore efficace del segnale di ingresso ed il valore efficace del solo rumore di quantizzazione.

$$SNR(dB) = 20 \log \left( \frac{V_{signal(rms)}}{V_{noise(rms)}} \right) = 6.02 \cdot n + 1.76 \quad (3.5)$$

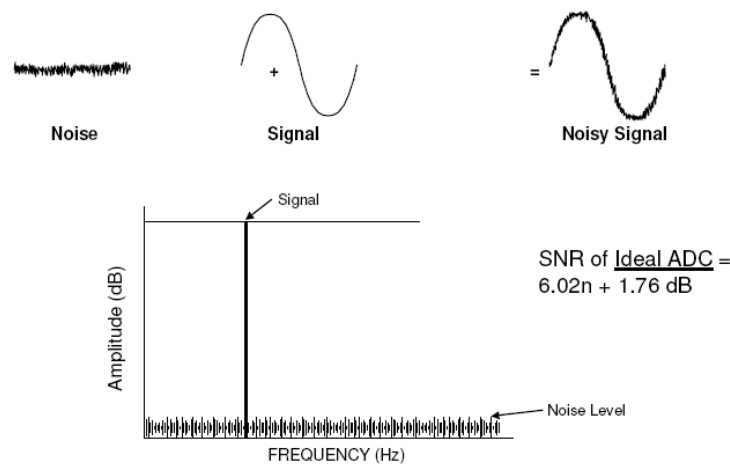


Figura 3.6: *SNR (Signal to Noise Ratio)*

*SFDR (Spurious Free Dynamic Range)* è la differenza in dB tra l'ampiezza del segnale (sinusoidale) e la più alta armonica spuria; esso peggiora all'aumentare della frequenza del segnale di ingresso.

$$SFDR(dB) = 20 \log_{10} \frac{RMS_{segnale}}{RMS_{armonica\ più\ grande}} \quad (3.6)$$

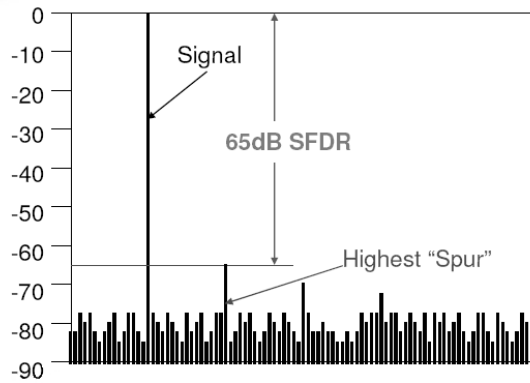


Figura 3.7: SFDR (Spurious Free Dynamic Range)

*THD* è definito come il rapporto tra il valore RMS totale delle armoniche del segnale rilevate all'uscita del convertitore ed il valore efficace del segnale di ingresso.

$$THD(dB) = 20 \log \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n V_i^2}}{V_1} \quad (3.7)$$

(*THD + N*) Distorsione armonica totale più rumore è il rapporto tra il valore efficace del segnale fondamentale per il valore RMS totale delle armoniche del segnale maggiorato di tutte le componenti di rumore (ad esclusione dc).

*SINAD* questo parametro è definito come il rapporto tra il valore efficace del segnale di ingresso ed il valore efficace totale del rumore di quantizzazione e di tutti i prodotti di distorsione dovuti alle non idealità del dispositivo, ovvero, è il rapporto segnale rumore, quando viene compresa anche la distorsione (componenti multiple della fondamentale); in alcune definizioni l'armonica a frequenza zero (dovuta all'errore di offset) è esclusa dal computo.

$$SINAD(dB) = 20 \log_{10} \frac{V_1^2}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_n^2 + V_{noise}^2}} = 6.02 \cdot ENOB + 1.76 \quad (3.8)$$

Dove il numero di bit effettivi sono:

$$ENOB = \frac{SINAD - 1.76}{6.02} \quad (3.9)$$

Le relazioni matematiche fra SINAD, SNr e THD sono le seguenti:

$$\frac{N}{S} = 10^{-SNR/20} \quad (3.10)$$

$$\frac{D}{S} = 10^{-THD/20} \quad (3.11)$$

$$\frac{N+D}{S} = 10^{-SINAD/20} \quad (3.12)$$

Avendo indicato con

$D = \sum_{i=2}^n V_i^2$  è la somma delle potenze delle armoniche secondarie

$S = V_1$  è valore efficace del segnale di ingresso

$N = V_{noise}$  valore efficace del rumore

$$SINAD = 20 \log\left(\frac{S}{N+D}\right) = -10 \log\left[10^{-SNR/10} - 10^{-THD/10}\right] \quad (3.13)$$

$$SNR = 20 \log\left(\frac{S}{N}\right) = -10 \log\left[10^{-SINAD/10} - 10^{-THD/10}\right] \quad (3.14)$$

$$THD = 20 \log\left(\frac{S}{D}\right) = -10 \log\left[10^{-SINAD/10} - 10^{-SNR/10}\right] \quad (3.15)$$

### 3.3.2 Shunt Fluke A40B

L'errore introdotto dallo shunt Fluke A40B viene corretto secondo le specifiche del costruttore utilizzando la seguente formula, come mostrato nel capitolo precedente:

$$I = \left(\frac{V}{R_{calibrated}}\right) \times \left(1 + \frac{AC - DC_{calibrated}}{1000000}\right) \times \left(1 - \frac{Loading\ error}{1000000}\right) \quad (3.16)$$

Dalla tabella 3.1 si evince che per uno shunt con corrente nominale di 20A con AC-DC difference vale  $37 \pm$  ppm ad 1 kHz, la corrente I misurata viene, quindi, così desunta:

$$I = \left(\frac{V}{0,0399979}\right) \times \left(1 + \frac{37}{1000000}\right) = V \times \left(\frac{1,000037}{0,0399979}\right) = V \times 25,002237 \quad (3.17)$$

Il fattore di correzione è  $K=25,002237$

Rimane, in ogni caso, l'incertezza associata che secondo le specifiche indicate nella tabella 3.2 è di 43 ppm.

Shunt Nominal Current	Maximum AC-DC Difference (±ppm) <sup>[1][2]</sup>			
	1 kHz	10 kHz	30 kHz	100 kHz
1 mA <sup>[3]</sup>	53	72	72	150
10 mA	20	20	20	40
20 mA	18	18	19	30
50 mA	13	13	14	16
100 mA	14	15	17	27
200 mA	17	17	18	28
500 mA	17	17	17	21
1 A	17	19	19	23
2 A	17	22	22	44
5 A	23	24	34	69
10 A	28	55	58	98
20 A	37	51	80	150
50 A	47	75	79	180
100 A	60	90	120	300

[1] Specifications indicate the maximum flatness deviation from DC, and include both measured AC-DC difference and the uncertainty of measurement. They are stated at k=2, approximately 95 % confidence  
[2] Includes 1-year stability of the AC-DC difference  
[3] Specifications for the 1 mA Current Shunt are for TCal ±1 °C

Tabella 3.1 : Maximum AC-DC Difference

Shunt Nominal Current	Nominal Resistance (Ohms)	Specification ±µA/A, TCal ±1 °C, ≤50% RH <sup>[1][2][3][4]</sup>				
		DC	1 kHz	10 kHz	30 kHz	100 kHz
1 mA <sup>[4]</sup>	800	20	55	75	75	150
10 mA	80	20	26	26	26	26
20 mA	40	20	26	26	26	26
50 mA	16	20	23	23	23	23
100 mA	8	20	24	24	24	24
200 mA	4	20	26	26	26	26
500 mA	1.6	21	27	27	27	28
1 A	0.8	21	27	28	28	31
2 A	0.4	21	27	30	30	48
5 A	0.16	21	31	32	40	71
10 A	0.08	26	37	60	61	92
20 A	0.04	26	43	52	70	113
50 A	0.016	32	55	80	81	144
100 A	0.008	35	65	90	98	174

[1] The measured current is determined from:  
 $I = (V/R_{calibrated}) \times (1 + (AC-DC_{calibrated} / 1,000,000))$ ; where AC-DC<sub>calibrated</sub> is expressed in ppm  
[2] Above 1 kHz interpolate the specification (S<sub>i</sub>) between frequencies f<sub>upper</sub> and f<sub>lower</sub> using:  
 $S_i = S_{lower} + (f_i - f_{lower}) \times (S_{upper} - S_{lower}) / (f_{upper} - f_{lower})$   
[3] add 20 µA/A if relative humidity is outside specification limits.  
[4] 1 mA specifications apply with the battery charger disconnected.  
[5] Specifications assume no loading effects due to the voltage-sensing device. See *Output Voltage Measurement - Loading Effects* in the operating information.

Tabella 3.2: Accuratezza shunt

### 3.3.3 Divisore di tensione

Il divisore dispone di due uscite divisore 10:1 e 100:1 con incertezze inferiori a 10 ppm. Il divisore deve essere calibrato e gestito in un intervallo di temperatura di 18°C a 28°C. La tabella 3.3 mostra l'accuratezza del divisore. Al divisore si attribuirà una distribuzione di probabilità rettangolare.

Range	Ratio Uncertainty	Phase Uncertainty
100:1	10 ppm	29 μ rad

Tabella 3.3: Accuratezza divisore

### 3.3.4 Software - algoritmo di ricostruzione del segnale

La comunicazione ed il controllo della strumentazione avvengono in ambiente LabVIEW, sempre in tale ambiente avviene, dopo aver campionato il segnale, la ricostruzione dello stesso. Si pone il problema di elaborare i campioni acquisiti in modo da misurare i parametri di interesse, in alcuni casi gli algoritmi di misura sono la versione discretizzata degli algoritmi impiegati nel dominio analogico. Si è scelto un algoritmo di ricostruzione che utilizza il blocco interpolante FFT disponibili nella libreria LabVIEW per la misurazione dei valori RMS di tensione e di corrente così come per le misurazioni di potenza. Le formule implementate da tale algoritmo sono di seguito mostrate:

$$Env = \frac{\text{Sin}(\pi \cdot \text{bin})}{(\pi \cdot \text{bin})} \quad (3.18)$$

$$\Delta \text{bin} = \pm \frac{b}{(a + b)} \quad (3.19)$$

$$\text{Amp} = a \cdot \frac{(\pi \cdot \Delta \text{bin})}{\text{Sin}(\pi \cdot \Delta \text{bin})} \quad (3.20)$$

Dove dai valori misurati del bin più alto (= a) e il bin prossimo più alto (= b), è possibile calcolare il valore di DeltaBin, che è la deviazione in frequenza del vero tono sinusoidale dal più vicino bin. Al fine di attenuare il fenomeno della dispersione spettrale, viene modificato opportunamente il segnale di ingresso prima di eseguire la trasformata discreta di Fourier, cioè viene applicata una *finestra* al segnale di ingresso, ossia il segnale viene *finestrato*,

cioè vengono moltiplicati i campioni per un segnale finestra differente dalla rettangolare. Il segnale misurato è moltiplicato utilizzando la finestra di Hanning in seguito le formule implementate:

$$\text{Env} = \frac{\text{Sin}(\pi \cdot \text{bin})}{(\pi \cdot \text{bin}) \cdot (1 - \text{bin}^2)} \quad (3.21)$$

$$\Delta \text{bin} = \pm \frac{(a - 2b)}{(a + b)} \quad (3.22)$$

$$\text{Amp} = a \cdot \frac{(\pi \cdot \Delta \text{bin})}{\text{Sin}(\pi \cdot \Delta \text{bin})} \cdot (1 - \Delta \text{bin}^2) \quad (3.23)$$

L'algoritmo rileva il tono più puro che è incorporato nel segnale di ingresso ed estrae i seguenti parametri: Frequenza, Ampiezza, Inizio Fase.

I grafici in figura 3.8 e 3.9 mostrano l'errore massimo teorico sul rilevamento della frequenza e della ampiezza sulla base dello spettro FFT del segnale di ingresso ponderata con una finestra di Hanning.

Il segnale è un segnale sinusoidale pura con una "infinita" risoluzione. Affinché si raggiunga una accuratezza sulla frequenza di 1 ppm sono necessari circa 15 periodi del segnale, mentre per raggiungere l'accuratezza 10 ppm sull'ampiezza, sono necessari circa 11 periodi del segnale.

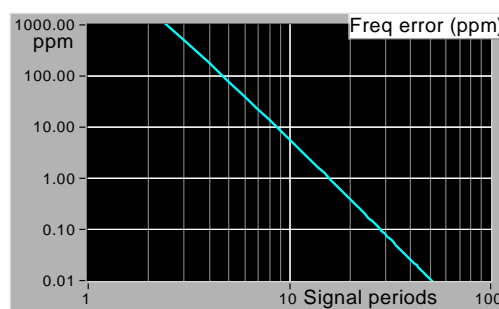


Figura 3.8: Errore massimo teorico sul rilevamento della frequenza (ppm)

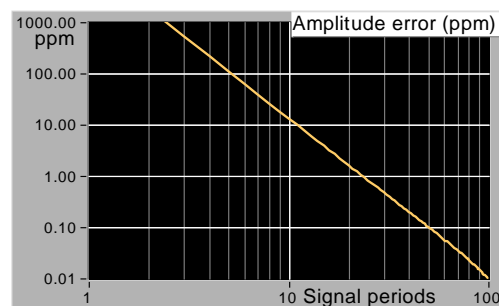


Figura 3.9: Errore massimo teorico sul rilevamento della ampiezza (ppm)

Il grafico in figura 3.10 mostra l'errore massimo teorico del rilevatore di fase di avvio sulla base dello spettro FFT del segnale di ingresso ponderata con una finestra di Hanning. Per raggiungere 0,01 gradi (10 mdeg) di precisione, sono necessari circa 10 periodi del segnale.

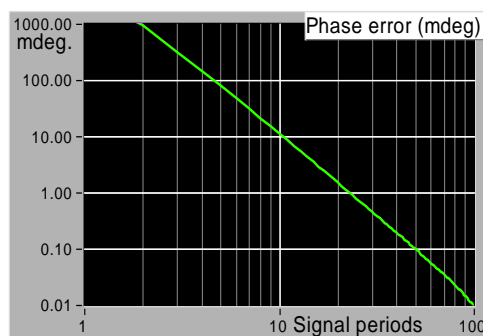


Figura 3.10: Errore massimo teorico sulla rilevazione della fase

Dall'analisi degli algoritmi di ricostruzione si evince che gli errori introdotti dagli algoritmi sono trascurabili, dunque l'accuratezza delle misure viene significativamente compromessa dagli errori introdotti dai trasduttori e dal processo di digitalizzazione [40].

### 3.4 Errori di fase

I fattori che contribuiscono ad un errore significativo nella rilevazione della fase sono dovuti sostanzialmente a:

- Shunt
- NI 9239/9225
- Divisore

#### 3.4.1 Trasduttori: Shunt - Divisore

Dalle specifiche strumentali dello shunt Fluke A40B si deducono i tipici spostamenti di fase, valutati come incertezze estese con fattore di copertura pari a 2, che per segnali fino ad 1kHz e nel range (2÷20)A è inferiore a 0,008°. In tabella 3.4 vengono mostrati i tipici spostamenti di fase in funzione della corrente nominale.



Typical Phase Displacement			
Shunt Nominal Current	1 kHz	10 kHz	100 kHz
1 mA to 200 mA	< 0.001 °	< 0.006 °	< 0.060 °
500 mA to 2 A	< 0.003 °	< 0.030 °	< 0.300 °
2 A to 20 A	< 0.008 °	< 0.075 °	< 0.750 °
20 A to 100 A	< 0.013 °	< 0.125 °	< 1.250 °

Tabella 3.4: Tipici spostamenti di fase

Per quanto riguarda il divisore l'errore di fase è trascurabile.

### 3.4.2 NI 9239/9225

Dalle specifiche strumentali della scheda si deducono i tipici spostamenti di fase che per segnali fino ad 1kHz è 0,075° max., tale contributo verrà stimato sperimentalmente. L'errore di fase (interchannel delay) commesso dalle schede in relazione all'algoritmo implementato verrà stimato sperimentalmente inviando lo stesso segnale di tensione tramite il calibratore Fluke 5720A ai due canali utilizzati per l'acquisizione, i valori di tensione sono scelti congruentemente con i valori dei segnali in uscita dagli shunt Fluke A40B-20A e Fluke A40B-5A, in tabella 3.5 i risultati delle prove.

Input shunt 20A	Input shunt 5A	output shunt	NI 9225		NI 9239		NI 9225/9239	
			$\Delta\Phi$ [°]	$\sigma_\Phi$ [°]	$\Delta\Phi$ [°]	$\sigma_\Phi$ [°]	$\Delta\Phi$ [°]	$\sigma_\Phi$ [°]
-	-	120	0,00011	0,000044	-	-	-	-
-	-	5	0,00059	0,00046	4 E-5	2 E-5	0,0081	0,00052
-	-	1	0,0037	0,0025	0,00012	0,00011	0,0085	0,0011
20	5	0.8	0,0044	0,0033	0,00017	0,00012	0,0083	0,0039
10	2.5	0.4	0,0089	0,0067	0,00025	0,00019	0,0083	0,0049
5	1.25	0.2	0,015	0,010	0,00043	0,00032	-	-
4	1	0.16	0,039	0,019	0,00049	0,00039	-	-
2.5	0.625	0.1	0,039	0,019	0,0015	0,0010	-	-
2	0.5	0.08	0,034	0,034	0,0013	0,00093	-	-
1	0.25	0.04	0,073	0,063	0,0026	0,0020	-	-
0.5	0.125	0.02	0,22	0,16	0,0069	0,0065	-	-

Tabella 3.5: errori di fase e deviazione standard schede NI9225/NI9239

Dalla valutazione dei risultati si evince che all'aumentare dell'ampiezza del segnale si ha un miglioramento sia sull'errore di fase che sulla sua ripetibilità, ripetibilità che andrà a degradare l'accuratezza nella misura di

potenza. Inoltre viene riscontrato un errore sistematico sulla soluzione NI9225/9239 che verrà compensato.

### 3.5 Valutazione delle incertezze nelle misure di potenza attiva

La valutazione dell'incertezza viene effettuata in accordo alla norma UNI CEI ENV 13005 "Guida all'espressione dell'incertezza di misura".

In regime sinusoidale, la potenza attiva, definita come il valore medio della potenza istantanea  $p$ , e rappresenta l'ampiezza del componente oscillante unidirezionale:

$$P = \int_0^T v(t)i(t)dt = VI \cos\varphi \quad (3.24)$$

Supponendo che non esistano correlazioni tra le grandezze sopra citate, applicando la legge di propagazione delle incertezze si ottiene l'espressione per il calcolo dell'incertezza tipo composta:

$$u(f) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2 \cdot u^2(x_i)} \quad (3.25)$$

$$u_p = \sqrt{\left(\frac{\partial P}{\partial V}\right)^2 \cdot u_v^2 + \left(\frac{\partial P}{\partial I}\right)^2 \cdot u_I^2 + \left(\frac{\partial P}{\partial \cos\varphi}\right)^2 \cdot u_{\cos\varphi}^2} \quad [W] \quad (3.26)$$

Dove

$$\frac{\partial P}{\partial V} = I \cos\varphi \quad \frac{\partial P}{\partial I} = V \cos\varphi \quad \frac{\partial P}{\partial \cos\varphi} = VI \quad (3.27)$$

sono i coefficienti di sensibilità e  $u_v$ ,  $u_I$ ,  $u_{\cos\varphi}$  sono le incertezze tipo delle variabili di ingresso.

Nell'incertezza tipo composta, espressa in valore assoluto, andrà valutata anche l'incertezza legata alla stabilità a breve termine, che in tal caso rappresenterà la stabilità sia del generatore che del misuratore  $u_\sigma$ , tale valutazione porterà ad una sovrastima dell'incertezza in favore dell'aumento del grado di affidabilità dei risultati.

$$u_p = \sqrt{\left(\frac{\partial P}{\partial V}\right)^2 \cdot u_v^2 + \left(\frac{\partial P}{\partial I}\right)^2 \cdot u_I^2 + \left(\frac{\partial P}{\partial \cos\varphi}\right)^2 \cdot u_{\cos\varphi}^2 + u_\sigma^2} \quad [W] \quad (3.28)$$

$$u_P = \sqrt{(I \cos \varphi)^2 \cdot u_V^2 + (V \cos \varphi)^2 \cdot u_I^2 + (VI)^2 \cdot u_{\cos \varphi}^2 + u_{\sigma P}^2} \quad [W] \quad (3.29)$$

L'incertezza in valore relativo rispetto alla potenza Attiva vale:

$$\dot{u}_P = \frac{u_P}{P} = \frac{u_P}{VI \cos \varphi} = \sqrt{\left(\frac{u_V}{V}\right)^2 + \left(\frac{u_I}{I}\right)^2 + \left(\frac{u_{\cos \varphi}}{\cos \varphi}\right)^2 + \left(\frac{u_{\sigma P}}{P}\right)^2} \quad [ppm] \quad (3.30)$$

L'incertezza estesa vale:

$$\dot{U}_P = K \cdot \dot{u}_P = 2 \cdot \dot{u}_P \quad (3.31)$$

Risulta utile esprimere l'incertezza rispetto alla potenza Apparente:

$$\dot{u}_P = \frac{u_P}{A} = \frac{u_P}{VI} \quad [\mu W / VA] \quad (3.32)$$

L'incertezza estesa sulla misura della potenza attiva, utilizzando un fattore di copertura uguale a due, vale:

$$\dot{U}_P = K \cdot \dot{u}_P = 2 \cdot \dot{u}_P \quad (3.33)$$

### 3.6 Valutazione dell'incertezze complessiva sulla misura della potenza reattiva

La potenza reattiva in regime sinusoidale rappresenta l'ampiezza del componente oscillante alternato della potenza istantanea, e viene definita come:

$$Q = VI \sin \varphi \quad (3.34)$$

Supponendo che non esistano correlazioni tra le grandezze sopra citate, applicando la legge di propagazione delle incertezze si ottiene l'espressione per il calcolo dell'incertezza tipo composta:

$$u(f) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2 \cdot u^2(x_i)} \quad (3.35)$$

$$u_Q = \sqrt{\left(\frac{\partial Q}{\partial V}\right)^2 \cdot u^2_V + \left(\frac{\partial Q}{\partial I}\right)^2 \cdot u^2_I + \left(\frac{\partial Q}{\partial \sin \varphi}\right)^2 \cdot u^2_{\sin \varphi}} \quad [\text{var}] \quad (3.36)$$

Dove i coefficienti di sensibilità sono rispettivamente:

$$\frac{\partial Q}{\partial V} = I \text{sen} \varphi \quad \frac{\partial Q}{\partial I} = V \text{sen} \varphi \quad \frac{\partial Q}{\partial \text{sen} \varphi} = VI \quad (3.37)$$

ed  $u_V$ ,  $u_I$ ,  $u_\varphi$  sono le incertezze tipo delle variabili di ingresso.

Anche in questo caso nell'incertezza complessiva sulla misura della potenza reattiva andrà conglomerata l'incertezza legata alla stabilità a breve termine  $u_\sigma$  aumento il grado di affidabilità dei risultati.

$$u_Q = \sqrt{\left(\frac{\partial Q}{\partial V}\right)^2 \cdot u_V^2 + \left(\frac{\partial Q}{\partial I}\right)^2 \cdot u_I^2 + \left(\frac{\partial Q}{\partial \text{sen} \varphi}\right)^2 \cdot u_{\text{sen} \varphi}^2 + u^2_{\sigma Q}} \quad [\text{var}] \quad (3.38)$$

Esplicitando in valore assoluto

$$u_Q = \sqrt{(I \text{sen} \varphi)^2 \cdot u_V^2 + (V \text{sen} \varphi)^2 \cdot u_I^2 + (VI)^2 \cdot u_{\text{sen} \varphi}^2 + u^2_{\sigma Q}} \quad [\text{var}] \quad (3.39)$$

in valore relativo, invece:

$$\dot{u}_Q = \frac{u_Q}{Q} = \frac{u_Q}{VI \text{sen} \varphi} = \sqrt{\left(\frac{u_V}{V}\right)^2 + \left(\frac{u_I}{I}\right)^2 + \left(\frac{u_{\text{sen} \varphi}}{\text{sen} \varphi}\right)^2 + \frac{u^2_{\sigma Q}}{Q}} \quad [ppm] \quad (3.40)$$

L'incertezza estesa viene espressa nel modo seguente:

$$\dot{U}_Q = K \cdot \dot{u}_Q = 2 \cdot \dot{u}_Q \quad [ppm] \quad (3.41)$$

Risulta utile esprimere l'incertezza rispetto alla potenza apparente:

$$\dot{u}_Q = \frac{u_Q}{A} = \frac{u_Q}{VI} \quad [\mu \text{ var}/VA] \quad (3.42)$$

$$\dot{U}_Q = K \cdot \dot{u}_Q = 2 \cdot \dot{u}_Q \quad [\mu \text{ var}/VA] \quad (3.43)$$

### 3.7 Determinazione delle incertezze tipo $u_V$ , $u_I$ , $u_{\cos \varphi}$ , $u_{\text{sen} \varphi}$

Si procede quantificando:

- $u_V$  l'incertezza tipo sulla misura del valore RMS di tensione;
- $u_I$  l'incertezza tipo sulla misura del valore RMS di corrente
- $u_{\cos \varphi}$  ed  $u_{\text{sen} \varphi}$ , ovvero, l'incertezza tipo sulla misura dell'angolo nel caso della potenza attiva e reattiva rispettivamente.

Tali contributi valgono rispettivamente:

- incertezza tipo sulla misura del valore RMS di tensione in presenza del divisore:

$$u_v = \sqrt{u_{vd}^2 + u_D^2} \quad (3.44)$$

Con

$u_{vd}$  : incertezza tipo dovuta al processo di digitalizzazione sul valore rms

$u_D$  : incertezza tipo introdotta dal divisore, ottenuta a partire dall'accuratezza definita dalle specifiche con una valutazione di categoria B ipotizzando una distribuzione di tipo rettangolare.

Nel caso di assenza del divisore, soluzione B e C,  $u_v = u_{vd}$ .

- incertezza tipo sulla misura del valore RMS di corrente:

$$u_I = \sqrt{u_{Id}^2 + u_{Sh}^2} \quad (3.45)$$

Con

$u_{Id}$  : incertezza tipo dovuta al processo di digitalizzazione sul valore rms

$u_{Sh}$  : incertezza tipo introdotta dallo shunt, ottenuta a partire dall'accuratezza definita dalle specifiche con una valutazione di categoria B ipotizzando una distribuzione di tipo rettangolare.

- $u_{\cos\varphi}$  ed  $u_{\sin\varphi}$ , ovvero, l'incertezza tipo sulla misura dell'angolo nel caso della potenza attiva e reattiva rispettivamente sono calcolate come segue [26]:

$$U_{\cos\varphi} = [\cos\varphi - \cos(\varphi + \Delta\varphi)] * 10^{-6} \text{ [ppm]} \quad (3.46)$$

$$\dot{U}_{\cos\varphi} = \frac{u_{\cos\varphi}}{\cos\varphi} = \left[ \frac{\cos\varphi - \cos(\varphi + \Delta\varphi)}{\cos\varphi} \right] * 10^{-6} \text{ [ppm]} \quad (3.47)$$

$$U_{\sin\varphi} = [\sin\varphi - \sin(\varphi + \Delta\varphi)] * 10^{-6} \text{ [ppm]} \quad (3.48)$$

$$\dot{U}_{\sin\varphi} = \frac{u_{\sin\varphi}}{\sin\varphi} = \left[ \frac{\sin\varphi - \sin(\varphi + \Delta\varphi)}{\sin\varphi} \right] * 10^{-6} \text{ [ppm]} \quad (3.49)$$

Con

$\Delta\varphi$ : l'errore complessivo sulla fase calcolato secondo quanto visto precedente nella tabella 3.5

$\varphi$ : l'angolo fra tensione e corrente

L'incertezza estesa sulla misura dell'angolo è valutata con un fattore di copertura pari a 2.

### ***3.7.1 Determinazione di $u_{vd}$ e $u_{Id}$ incertezza tipo dovuta al processo di digitalizzazione sul valore rms delle schede NI9239/9225.***

Le incertezze tipo sul valore rms dovute al processo di digitalizzazione vengono valutate utilizzando un approccio sperimentale basato sul metodo Monte Carlo [30-31], l'approccio consiste nel simulare il segnale di ingresso ideale, simulare la conversione A/D introducendo le incertezze in esso generate ed misurare la grandezza di interesse; per simulare migliaia di volte i fenomeni aleatori il ciclo viene iterato migliaia di volte, raccogliendo così rapidamente una serie di dati che trattati con metodi statistici forniscono stime che diventano tanto più attendibili quanto più è grande il numero di prove fatte.

In sostanza la simulazione ci permette di ottenere l'incertezza sul valore rms a partire dai seguenti parametri:

- Frequenza di campionamento
- Numero di campioni prelevati
- Valore rms del segnale in ingresso
- Frequenza del segnale di ingresso

Insieme ad alcuni parametri statici e dinamici definiti dal costruttore ed in particolare per la scheda NI9239/9225 sono mostrati in tabella 3.6:

OFFSET	GAIN	INPUT NOISE	SFDR	THD
840 $\mu$ V	300 ppm	70 $\mu$ V <sub>rms</sub>	-128 dB	-99 dB

*Tabella 3.6: Parametri statici e dinamici scheda NI9239/NI9225*

In figura 3.11 una rappresentazione dell'approccio sperimentale basato sul metodo Monte Carlo per la determinazione delle incertezze sulla misura del valore rms dovute al processo di digitalizzazione.

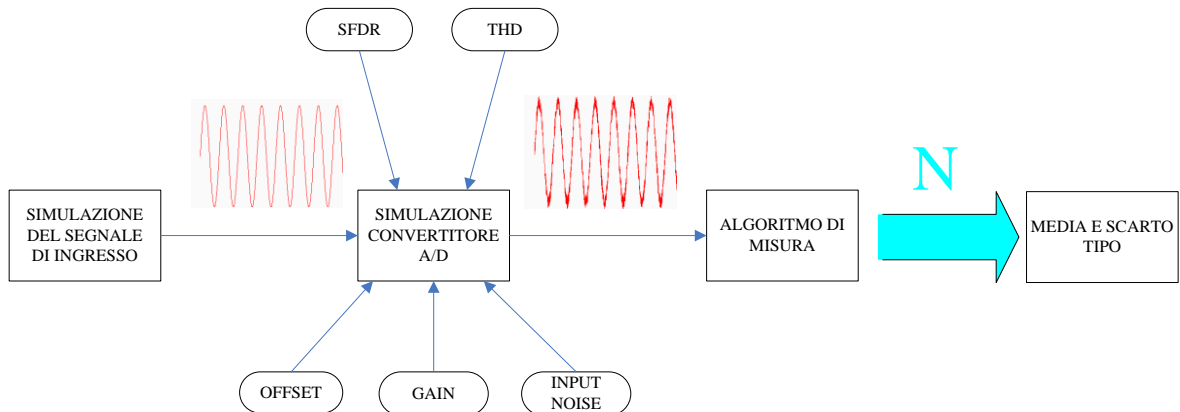


Figura 3.11: Approccio sperimentale basato sul metodo Monte Carlo

Il risultato della simulazione utilizzando le specifiche del costruttore sono evidenziati con lo sfondo grigio nella tabella 3.7:

Grandezza	Valore
Frequenza di campionamento - $F_s$	10 kS/s
Numero di campioni prelevati - N	6400
Valore rms del segnale in ingresso - V	5 V
Frequenza del segnale in ingresso - f	50 Hz
Incertezza in valore assoluto rms - $u_{Vd}$	855 $\mu$ V
Incertezza in valore relativo rms - $u_{Vd}$	170 ppm

Tabella 3.7: Risultati simulazione Monte Carlo

### 3.7.2 Determinazione dei valori delle incertezze tipo $u_V$ , $u_I$ , $u_{\cos\phi}$ , $u_{\text{sen}\phi}$ per le soluzioni PC-SW sviluppate.

La tabella 3.8 seguente mostra le componenti di incertezza sulla misura di ampiezza:

AMPIEZZA			
Componenti di incertezza	tipo	Valore K=1	distribuzione
Sampling V - $u_{Vd}$	A	170 ppm	normale
Sampling I - $u_{Id}$	A	170 ppm	normale

Shunt - $u_{Sh}$	B	22 ppm	rettangolare
Divisore - $u_D$	B	5 ppm	rettangolare

Tabella 3.8: Componenti di incertezza sulla misura di ampiezza

La tabella 3.9 seguente mostra gli sfasamenti introdotti dai componenti.

FASE			
Componenti	tipo	Valore k=1	distribuzione
interchannel delay	A	-	normale
Shunt - $u_{Sh}$	B	0.004°	rettangolare
Divisore - $u_D$	B	-	rettangolare

Tabella 3.9: Sfasamenti introdotti

L'interchannel delay viene compensato e comunque è trascurabile rispetto all'errore introdotto dallo shunt. La tabella riepilogativa 3.10 mostra le componenti di incertezza sulle misure delle ampiezze e della fase dei segnali in ingresso, nel caso della soluzione A.

Grandezze			Componenti di incertezza				Incertezze		
V [V]	I [A]	f.d.p	$u_{Vd}$ [ppm]	$u_{Id}$ [ppm]	$u_{Sh}$ [ppm]	$u_D$ [ppm]	$u_{\cos\phi}$ [ppm]	$u_V$ [ppm]	$u_I$ [ppm]
5	5	1	170	170	22	5	0.0024	170	172
5	5	0.8 i	170	170	22	5	27	170	172
5	5	0.8 c	170	170	22	5	27	170	172
5	5	0.5 i	170	170	22	5	61	170	172
5	5	0.5 c	170	170	22	5	61	170	172
5	5	0.1 i	170	170	22	5	276	170	172
5	5	0.1 c	170	170	22	5	276	170	172
5	5	0 i	170	170	22	5	-	170	172
5	5	0 c	170	170	22	5	-	170	172

Tabella 3.10: contributi di incertezza sulla misura delle ampiezze e delle fase

Dove:

$u_V$  incertezza tipo sulla misura del valore RMS di tensione

$u_I$  incertezza tipo sulla misura del valore RMS di corrente

$u_{\cos\phi}$  incertezza tipo sulla misura del fattore di potenza

$u_{Sh}$  incertezza tipo introdotta dallo shunt, ottenuta a partire dall'accuratezza definita dalle specifiche con una valutazione di categoria B ipotizzando una distribuzione di tipo rettangolare.



Un'idea più precisa della complessità del meccanismo coinvolto è possibile averla analizzando lo schema di fig. 3.12 in cui viene mostrata la catena di misurazione formata da trasduttori, acquisizione ed elaborazione tramite algoritmi di ricostruzione; inoltre viene descritto come interagiscono tra di loro le diverse componenti di incertezza, che concorrono alla determinazione dell'incertezza sulla misura dedotta dalla legge di propagazione delle incertezze applicata al modello della potenza presa in considerazione.

Nella figura 3.12 è possibile, in particolare, osservare le incertezze dedotte dalla simulazione e le incertezze dedotte dalle specifiche.

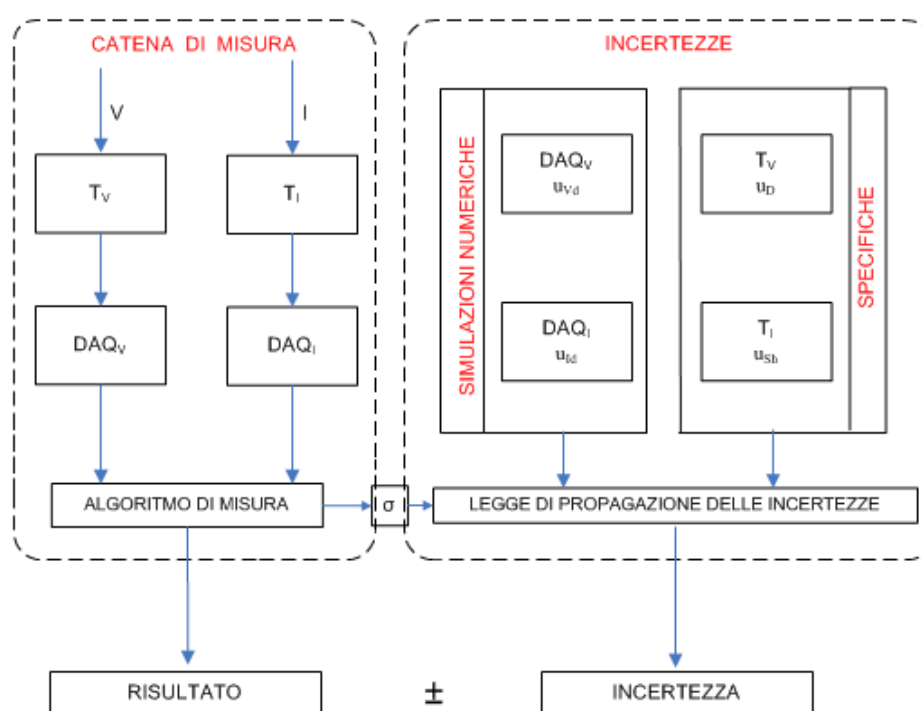


Figura 3.12 : Diagramma a blocchi catena di misura incertezza

Le incertezze dedotte dalla simulazione sono quelle dovute alla digitalizzazione dei segnali di tensione e di corrente, mentre, quelle dedotte dalle specifiche sono quelle dovute allo shunt ed all'eventuale divisore di tensione.

### 3.8 Valutazione dell'incertezze composta sulla misura della potenza attiva

Nel caso della soluzione A, a titolo di esempio, si riporta in tabella 3.11 la valutazione dell'incertezza composta rispettivamente in valore assoluto ed in valore relativo rispetto alla potenza attiva secondo le espressioni di seguito riportate:

$$u_p = \sqrt{(I \cos \varphi)^2 \cdot u_V^2 + (V \cos \varphi)^2 \cdot u_I^2 + (VI)^2 \cdot u_{\cos \varphi}^2 + u_{\sigma P}^2} \quad [W] \quad (3.50)$$

$$\dot{u}_p = \frac{u_p}{P} = \frac{u_p}{VI \cos \varphi} = \sqrt{\left(\frac{u_V}{V}\right)^2 + \left(\frac{u_I}{I}\right)^2 + \left(\frac{u_{\cos \varphi}}{\cos \varphi}\right)^2 + \left(\frac{u_{\sigma P}}{P}\right)^2} \quad [ppm] \quad (3.51)$$

L'incertezza estesa vale:

$$\dot{U}_p = K \cdot \dot{u}_p = 2 \cdot \dot{u}_p \quad (3.52)$$

Risulta utile esprimere l'incertezza rispetto alla potenza apparente:

$$\dot{u}_p = \frac{u_p}{A} = \frac{u_p}{VI} \quad [\mu W / VA] \quad (3.53)$$

$$\dot{U}_p = K \cdot \dot{u}_p = 2 \cdot \dot{u}_p \quad (3.54)$$

Grandezze		Componenti di incertezza				Incertezze			
V [V]	I [A]	f.d.p	$u_V$ [ppm]	$u_I$ [ppm]	$u_{\cos \varphi}$ [ppm]	$\dot{u}_p$ [ $\mu W/W$ ]	$\dot{U}_p$ [ $\mu W/W$ ]	$\dot{u}_p$ [ $\mu W/VA$ ]	$\dot{U}_p$ [ $\mu W/VA$ ]
5	5	1	170	172	0.0024	242	484	242	484
5	5	0.8 i	170	172	27	248	496	242	484
5	5	0.8 c	170	172	27	248	496	242	484
5	5	0.5 i	170	172	61	270	540	242	484
5	5	0.5 c	170	172	61	270	540	242	484
5	5	0.1 i	170	172	551	602	1204	242	484
5	5	0.1 c	170	172	551	602	1204	242	484
5	5	0 i	170	172	-	-	-	242	484
5	5	0 c	170	172	-	-	-	242	484

Tabella 3.11: Contributi di incertezza potenza attiva

### 3.9 Valutazione dell'incertezze complessiva sulla misura della potenza reattiva

Nel caso della soluzione A, a titolo di esempio, si riporta in tabella 3.12 la valutazione dell'incertezza composta rispettivamente in valore assoluto ed in valore relativo rispetto alla potenza reattiva secondo le espressioni di seguito riportate:

$$u_Q = \sqrt{(I \text{sen} \varphi)^2 \cdot u_V^2 + (V \text{sen} \varphi)^2 \cdot u_I^2 + (VI)^2 \cdot u_{\text{sen} \varphi}^2 + u^2_{\sigma Q}} \quad [\text{var}] \quad (3.55)$$

$$\dot{u}_Q = \frac{u_Q}{Q} = \frac{u_Q}{VI \text{sen} \varphi} = \sqrt{\left(\frac{u_V}{V}\right)^2 + \left(\frac{u_I}{I}\right)^2 + \left(\frac{u_{\text{sen} \varphi}}{\text{sen} \varphi}\right)^2 + \frac{u^2_{\sigma Q}}{Q^2}} \quad [\text{ppm}] \quad (3.56)$$

L'incertezza estesa viene espressa nel modo seguente:

$$\dot{U}_Q = K \cdot \dot{u}_Q = 2 \cdot \dot{u}_Q \quad [\text{ppm}] \quad (3.57)$$

Risulta utile esprimere l'incertezza rispetto alla potenza apparente:

$$\dot{u}_Q = \frac{u_Q}{A} = \frac{u_Q}{VI} \quad [\mu \text{var}/\text{VA}] \quad (3.58)$$

$$\dot{U}_Q = K \cdot \dot{u}_Q = 2 \cdot \dot{u}_Q \quad [\mu \text{var}/\text{VA}] \quad (3.59)$$

Grandezze			Componenti di incertezza			Incertezze			
V [V]	I [A]	senφ	uV [ppm]	uI [ppm]	u <sub>senφ</sub> [ppm]	$\dot{u}_Q$ [μvar/var]	$\dot{U}_Q$ [μvar/var]	$\dot{u}_Q$ [μvar/VA]	$\dot{U}_Q$ [μvar/VA]
5	5	1	170	172	0.0024	242	484	242	484
5	5	1	170	172	0.0024	242	484	242	484
5	5	0.995i	170	172	6	242	484	242	484
5	5	0.995c	170	172	6	242	484	242	484
5	5	0.866i	170	172	70	252	504	242	484
5	5	0.866c	170	172	70	252	504	242	484
5	5	0.6i	170	172	95	260	520	242	484
5	5	0.6c	170	172	95	260	520	242	484
5	5	0	170	172	-	-	-	242	484

Tabella 3.12: Contributi di incertezza sulla misura della potenza reattiva

### 3.10 Valutazione degli errori nel caso di multimetri numerali

Analogamente a quanto fatto nei paragrafi precedenti, si procederà alla valutazione degli errori e delle incertezze sia per le misure delle ampiezze che delle fasi; si ricorda che i componenti dei wattmetri, coherent and incoherent sampling, sono i seguenti:

- *N° 2 DMM Hewlett Packard modello 3458A*
- *Electrical power standard Fluke 6100A*
- *Precision AC current shunt A40B*
- *Pc, software LabVIEW*
- *IEEE 488 BUS*
- *Divisore resistive*

### 3.11 Errori d'ampiezza

Le incertezze tipo sul valore rms dovute al processo di digitalizzazione vengono valutate utilizzando un approccio sperimentale basato sul metodo Monte Carlo [27-28]; in sostanza la simulazione ci permette di ottenere l'incertezza sul valore rms a partire dai seguenti parametri:

- Frequenza di campionamento
- Numero di campioni prelevati
- Valore rms del segnale in ingresso
- Frequenza del segnale di ingresso

Insieme ad alcuni parametri statici e dinamici definiti dal costruttore ed in particolare per DMM 3458A sono mostrati nella tabella 3.13

<b>Specifiche</b>	
OFFSET	5 $\mu$ V
GAIN	0,005% of reading
SNR	96 dB
DFT	100 dB
INL	3,2 $\mu$ V

Tabella 3.13: Parametri statici e dinamici DMM 3458°

Il risultato della simulazione utilizzando le specifiche del costruttore sono evidenziati con lo sfondo grigio nella tabella 3.14:

Grandezza	Valore
Frequenza di campionamento - $F_S$	10 KS/s
Numero di campioni prelevati - N	6400
Valore rms del segnale in ingresso - V	5 V
Frequenza del segnale in ingresso - f	50 Hz
Incertezza in valore assoluto rms - $u_{Vd}$	147 $\mu$ V
Incertezza in valore relativo rms - $u_{Vd}$	30 ppm

Tabella 3.14: Risultato simulazione Monte Carlo

Le componenti relative allo shunt ed al divisore sono state valutate precedentemente e pertanto nella tabella 3.15 sono riportate le componenti di incertezza sulla misura di ampiezza.

AMPIEZZA			
Componenti di incertezza	tipo	valore	distribuzione
Sampling V - $u_{Vd}$	A	30 ppm	normale
Sampling I - $u_{Id}$	A	30 ppm	normale
Shunt - $u_{Sh}$	B	25 ppm	rettangolare
Divisore - $u_D$	B	5 ppm	rettangolare

Tabella 3.15: Componenti di incertezza sulla misura di ampiezza

La tabella riepilogativa 3.16 mostra la composizione delle componenti di incertezza sulla misura di ampiezza.

Grandezze		Componenti di incertezza				Incertezze	
V	I	$u_{Vd}$	$u_{Id}$	$u_{Sh}$	$u_D$	$u_V$	$u_I$
[V]	[A]	[ppm]	[ppm]	[ppm]	[ppm]	[ppm]	[ppm]
5	5	30	30	25	5	30	39

Tabella 3.16: Contributi di incertezza sulla misura di ampiezza

### 3.12 Errori di fase

I fattori che contribuiscono ad un errore significativo nella rilevazione della fase sono dovuti sostanzialmente a:

- Tempo di apertura del convertitore (Aperture time)
- Trigger Delay

- Banda passante dei multimetri
- Shunt

### 3.12.1 Trigger Delay e Aperture Time [26]

Nel funzionamento normale il multimetro determina automaticamente un tempo di ritardo in base alla funzione di misurazione scelta, all'impostazione del range, della risoluzione e nel caso delle misure delle grandezze alternate della larghezza di banda c.a. Questo tempo di ritardo è in effetti il tempo di assestamento inserito prima della prima lettura al fine di assicurare la precisione delle letture, dunque vi è un ritardo interno  $t_D$  (Trigger Delay) fra l'arrivo del trigger (nell'ingresso posteriore del multimetro proveniente dal calibratore) e l'inizio del campionamento, cioè prima che il segnale venga integrato su un periodo (Time Aperture); successivamente il DMM memorizza il risultato e aspetta il trigger successivo.

Per analizzare il fenomeno facciamo riferimento alla figura 3.13, per semplicità il segnale analogico è indicato con un errore di fase nullo.

Il valore memorizzato dal DMM per un campione è l'integrazione del segnale analogico in un breve intervallo di tempo. Questo valore medio molto probabilmente si presenta nel centro del campione, a  $t_s$ . Il DMM memorizzerà il valore del segnale analogico al momento  $t_D + t_A$  dopo l'evento di trigger.

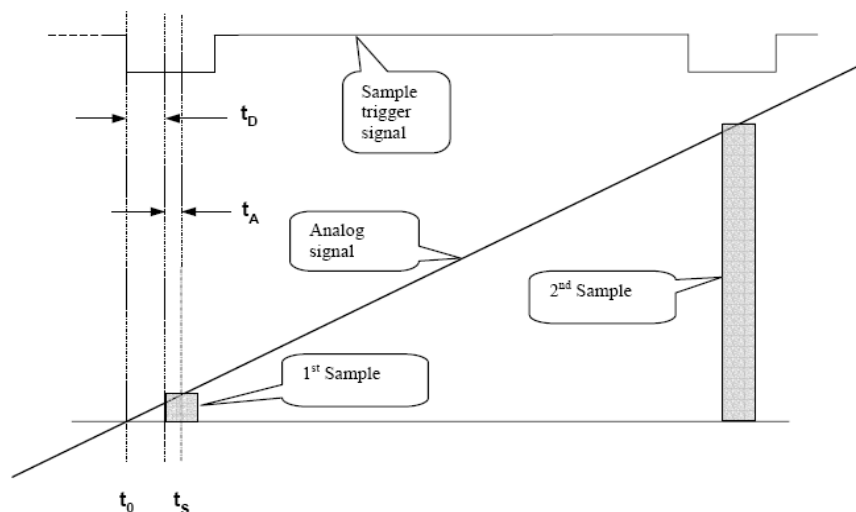


Figura 3.13: Tempi di ritardo nel processo di digitalizzazione

Gli errori causati dal trigger delay e dal Time Aperture possono essere calcolati utilizzando le seguenti equazioni:

$$E_{Trigger} = t \cdot \omega = t_D \cdot f \cdot 360 \quad [\text{deg}] \quad (3.60)$$

$$E_{Aperture} = t \cdot \omega = t_A \cdot f \cdot 360 \quad [\text{deg}] \quad (3.61)$$

Dove  $f$  è la frequenza da misurare, e trigger delay e sample aperture sono espressi in secondi. Si noti che  $t_A$  è metà dell'apertura configurata.

Cominceremo valutando “l'errore di trigger”:

dato che il sample time aperture usato è di  $6\mu\text{s}$  e dalle specifiche del 3458A conosciamo il massimo valore di trigger delay che è di  $175\text{ns}\pm 50\text{ns}$  e le specifiche del timebase è  $0,01\%$  ( $t_A=1,5\mu\text{s}\pm 0,00015\mu\text{s}$ ) si può calcolare l'errore dovuto al ritardo di trigger :

$$E_{Trigger} = 175 \cdot 10^{-9} \cdot 50 \cdot 360 = 0,0031 \quad [\text{deg}] \quad (3.62)$$

Applicando la formula di propagazione delle incertezze si ottiene:

$$u(E_{Trig}) = \frac{\partial E_{Trig}}{\partial t_D} \cdot u(t_D) = f \cdot 360 \cdot u(t_D) \quad (3.63)$$

Considerando una distribuzione di probabilità rettangolare per l'incertezza assoluta si ha :

$$u(t_D) = \frac{50}{\sqrt{3}} = 28,87 \text{ ns} \quad (3.64)$$

$$u(E_{Trig}) = 50 \cdot 360 \cdot 28,87 \cdot 10^{-9} = 0,0005 \quad (3.65)$$

l'errore dovuto al “tempo di apertura” del convertitore viene desunto da:

$$E_{Aperture} = 3 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 360 = 0,054 \quad [\text{deg}] \quad (3.66)$$

Applicando la formula di propagazione delle incertezze si ottiene:

$$u(E_{Aperture}) = \frac{\partial E_{Aperture}}{\partial t_A} \cdot u(t_A) = f \cdot 360 \cdot u(t_D) \quad (3.67)$$

Considerando una distribuzione di probabilità rettangolare per l'incertezza assoluta si ha :

$$u(t_A) = \frac{0,15}{\sqrt{3}} = 0,08 ns \quad (3.68)$$

$$u(E_{Aperture}) = 50 \cdot 360 \cdot 0,08 \cdot 10^{-9} \cong 0,0 \quad (3.69)$$

### 3.12.2 Banda passante

L'effetto della banda passante del multimetro è quello di introdurre un ritardo fra il segnale di ingresso e quello in uscita, infatti il segnale attraversa un filtro passa-basso (l'ingresso amplificatore) prima di essere presentato al ADC. Per un filtro passa basso a singolo polo l'errore di fase può essere stimato dalla seguente equazione [26]:

$$E_{LP} = \arctan \frac{f}{f_t} \quad (3.70)$$

Dove  $f$  è la frequenza del segnale ed  $f_t$  è l'estremo superiore della banda passante del multimetro, il quale vale da specifiche 150kHz nei range 1 e 10V. Supponendo dunque  $f_t = 150kHz \pm 10kHz$  si ha:

$$u(E_{LP}) = \frac{\partial E_{LP}}{\partial f_t} = \frac{1}{1 + (\frac{f}{f_t})^2} \cdot \frac{f}{f_t^2} \cdot u(f_t) \cong \frac{f}{f_t^2} \cdot u(f_t) \quad (3.71)$$

Considerando una distribuzione di probabilità rettangolare per l'incertezza assoluta si ha :

$$u(f_t) = \frac{10000}{\sqrt{3}} = 5773,5 Hz \quad (3.72)$$



$$E_{LP} = \arctan \frac{f}{f_t} = \arctan \frac{50}{150} = 0,019^\circ \quad (3.73)$$

$$u(E_{LP}) = \frac{f}{f_t^2} \cdot u(f_t) = \frac{50}{(150 \cdot 10^3)^2} \cdot 5773,5 = 0,000013 \quad (3.74)$$

### 3.12.3 Calcolo dell'errore complessivo e valutazione delle incertezze sulla misura dell'angolo

L'effetto della banda passante del multimetro è quello di introdurre un ritardo fra il segnale di ingresso e quello in uscita, il segnale di trigger proveniente dal calibratore ed è agganciato con la fase del segnale dunque i ritardi dovuti al Time Aperture e Trigger Delay hanno l'effetto di compensare il precedente come mostrato nella figura 3.14.

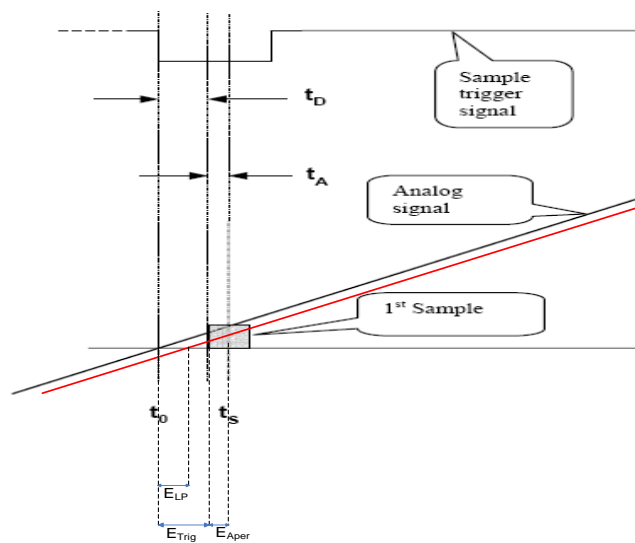


Figura 3.14: Errore complessivo nella valutazione dell'angolo

Dunque è possibile calcolare l'errore totale dalla seguente espressione:

$$E_\phi = E_{LP} - E_{Trig} - E_{Aper} \quad (3.75)$$

Nella successiva tabella 3.17 vengono riportati gli errori ed i relativi contributi di incertezza.

Frequenza [Hz]	$E_{LP}$	$E_{TRIG}$	$E_{APER}$		$E_{\phi}$
50	0,019°	0,0031°	0,054°		0,038°
	$u(E_{LP})$	$u(E_{TRIG})$	$u(E_{APER})$	$u(E_{\phi})$	Incertezza estesa (k=2)
50	0,000013°	0,0005°	0,0°	0,0005°	0,0010°

Tabella 3.17: Errori e contributi di incertezza sulla misura della fase

Questo vale per un singolo DMM; l'angolo misurato è la differenza fra l'angolo misurato dal primo DMM meno l'angolo misurato dal secondo, dunque l'errore subisce una compensazione; da prove sperimentale si stima che l'errore d'angolo vale:

$$E_{\phi_{12}} = E_{\phi_1} - E_{\phi_2} = 0,17^{\circ} \quad (3.76)$$

Tale contributo è di tipo sistematico e potrà essere compensato tramite un coefficiente; il contributo residuo è pari all'incertezza.

La tabella 3.18 seguente mostra le componenti di incertezza sulla misura di fase.

FASE			
Componenti di incertezza	tipo	valore	distribuzione
Interchannel delay	A	0.001°	normale
Shunt $u_{Sh}$	B	0.004°	rettangolare

Tabella 3.18: componenti di incertezza sulla misura di fase

### 3.13 Valutazione dell'incertezze composta sulla misura della potenza attiva e reattiva

Nelle tabelle 3.19 e 3.20 si riportano l'incertezze composte rispettivamente in valore assoluto ed in valore relativo nel caso di wattmetri realizzati con multimetri numerali calcolate secondo quanto già visto nel caso dei PC-wattmeter.

Grandezze			Componenti di incertezza				Incertezze		
V [V ]	I [A ]	f.d. p	$u_V$ [ppm ]	$u_I$ [ppm ]	$u_{\cos\phi}$ [ppm ]	$u_{\sigma P}$ [W]	$\dot{U}_P$ [ $\mu$ W/W ]	$\dot{i}_P$ [ $\mu$ W/VA ]	$\dot{U}_P$ [ $\mu$ W/VA ]
5	5	1	30	39	0.003 8	0.000 3	132	66	132
5	5	0.8 i	30	39	27	0.000 7	133	66	132
5	5	0.8 c	30	39	27	0.000 7	133	66	132
5	5	0.5 i	30	39	61	0.001 0	224	66	132
5	5	0.5 c	30	39	61	0.001 0	224	66	132
5	5	0.1 i	30	39	551	0.000 9	1321	66	132
5	5	0.1 c	30	39	551	0.000 9	1321	66	132

Tabella 3.19: Contributi di incertezza e valutazione dell'incertezza sulla potenza attiva

Grandezze			Componenti di incertezza				Incertezze		
V [V ]	I [A ]	sen $\phi$	$u_V$ [pp m]	$u_I$ [pp m]	$u_{\text{sen}\phi}$ [ppm ]	$u_{\sigma Q}$ [var]	$\dot{U}_Q$ [ $\mu$ var/va r]	$\dot{i}_Q$ [ $\mu$ var/V A]	$\dot{U}_Q$ [ $\mu$ var/V A]
5	5	1	30	39	0.003 8	0,000 3	132	66	132
5	5	0.866 i	30	39	70	0,000 5	178	66	132
5	5	0.866 c	30	39	70	0,000 5	178	66	132
5	5	0.6i	30	39	95	0,000 6	229	66	132
5	5	0.6c	30	39	95	0,000 6	229	66	132
5	5	0.1i	30	39	95	0,000 6	526	66	132
5	5	0.1c	30	39	95	0,000	526	66	132

						6			
--	--	--	--	--	--	---	--	--	--

*Tabella 3.20: Contributi di incertezza e valutazione dell'incertezza sulla potenza reattiva*

## **CAPITOLO 4**

# **CARATTERIZZAZIONE DI NUOVE SOLUZIONI DI CAMPIONI DI POTENZA ELETTRICA IN REGIME SINUSOIDALE**

### **4.1 Introduzione**

In questo capitolo verrà effettuata la caratterizzazione in regime sinusoidale delle tre soluzioni PC-SW. Inizialmente verrà effettuata un'indagine preliminare sperimentale, utilizzando come riferimento il generatore di potenza Fluke 6100, sulle prestazioni metrologiche della soluzione A e dei sistemi SCDW, SIDW.

Successivamente sono stati valutati gli errori di offset e di guadagno delle schede NI 9239 ed NI 9225, tramite un calibratore con elevata accuratezza il Fluke 5720A usato nella funzione tensione continua (DC), ed è stata effettuata la loro compensazione valutandone l'incertezza di correzione.

Quindi si è ricalcolata l'incertezza dovuta al processo di digitalizzazione, come descritto nel capitolo precedente, considerando i nuovi parametri, ed effettuando un confronto pre e post correzione.

Infine, le tre soluzioni PC-SW sono state confrontate con il campione nazionale di potenza elettrica presso l'istituto nazionale di ricerca metrologica INRIM.

### **4.2 Confronto preliminare dei sistemi PC-SWA, SCDW e SIDW**

Inizialmente si è considerato come riferimento per la caratterizzazione dei sistemi di misura il calibratore Fluke 6100A.

Le specifiche di tale strumento sono: per tensioni sinusoidali nel range (1÷16) V e frequenza (16÷450) Hz, l'accuratezza è di  $\pm$  (122 ppm di uscita + 1 mV), per correnti sinusoidali nel range di (1÷10) A e frequenza (16÷450) Hz, l'accuratezza è di  $\pm$  (164 ppm di uscita + 240  $\mu$ A), mentre, per quanto riguarda le specifiche relative alla fase per ogni valore di tensione e nel range di corrente (5÷21) A da (16÷69) Hz, l'accuratezza è 0,013°. Le caratterizzazioni dei sistemi sono stati effettuati confrontando i valori misurati con i valori dichiarati nel pannello frontale del calibratore, secondo le seguenti formule:

Per la potenza attiva:

$$\Delta P\% = \frac{P_M - P_{Cal}}{P_{Cal}} \cdot 100 \quad (4.1)$$

avendo indicato con:

$\Delta P\%$ : il valore dell'errore relativo;

$P_{Cal}$ : potenza generata dal calibratore Fluke 6100A;

$P_M$ : potenza misurata dal sistema in prova.

Per la potenza reattiva:

$$\Delta Q\% = \frac{Q_M - Q_{Cal}}{Q_{Cal}} \cdot 100 \quad (4.2)$$

avendo indicato con:

$\Delta Q\%$ : il valore dell'errore relativo;

$Q_{Cal}$ : potenza reattiva generata dal calibratore fluke 6100A;

$Q_M$ : potenza reattiva misurata dal sistema in prova.

Le condizioni di prova sono state le seguenti: tensione sinusoidale di 5 V (RMS), corrente sinusoidale di 5 A (RMS), frequenza dei segnali di 50 Hz.

Sono stati eseguiti diversi test variando lo sfasamento tra tensione e corrente. Per ogni test sono stati rilevati i valori medi di potenza attiva, reattiva (P e Q) e del fattore di potenza (PF), con le relative deviazioni standard.

Nelle tabelle tabella 4.1, e 4.2 vengono riportati i risultati delle misurazioni effettuate sui sistemi PC-SWA, SCDW, SIDW. Per ogni misura viene riportata la deviazione standard, l'errore percentuale e l'incertezza sulla generazione sia

della potenza attiva che della reattiva del calibratore Fluke 6100A.; là dove non è possibile riportare l'errore percentuale verrà riportato l'errore assoluto. Nelle figure 4.1 e 4.2 vengono riportati gli errori percentuali sulla misura della potenza attiva e reattiva dei tre sistemi in funzione del fattore di potenza.

Grandezze applicate				Grandezze misurate				Errore	Incertezza Fluke 6100A
	V <sub>1</sub> [V]	I <sub>1</sub> [A]	Fdp.i	P [W]	σ [W]	Fdp	σ	ΔP%	[ppm]
P	5	5	1	24,9967	0,0003	1,0000	5E-10	-0. 0132	372
C	5	5	0.8	19,9969	0,0004	0,7999	2E-5	-0. 0155	373
S	5	5	0.5	12,4987	0,0009	0,5000	4E-5	-0. 0104	542
W	5	5	0	0,0003	0,0009	0,0001	4E-5	0,0003 W	392
S	5	5	1	25,0031	0,00031	1	7E-10	0,0124	372
C	5	5	0.8	20,0018	0,0005	0,7999	2E-5	0,009	373
D	5	5	0.5	12,5005	0,0008	0,4999	3E-5	0,004	542
W	5	5	0	0,0012	0,0015	0	6E-5	-0. 0012 W	392
S	5	5	1	25,0019	0,0003	1	8E-10	0,0076	372
I	5	5	0.8	20,0008	0,0007	0,7999	2E-5	0,004	373
D	5	5	0.5	12,5006	0,0010	0,4999	3E-5	0,005	542
W	5	5	0	0,0010	0,0009	0	4E-5	-0. 0010 W	392

Tabella 4.1 : Confronto preliminare sulla misura della potenza attiva dei sistemi PC-SWA, SCDW, SIDW

Grandezze applicate				Grandezze misurate				Errore	Incertezza Fluke 6100A
	V <sub>1</sub> [V]	I <sub>1</sub> [A]	Fdp.i	Q [var]	σ [var]	Fdp	σ	ΔQ%	[ppm]
P	5	5	1	0,0004	0,0005	1,0000	5E-10	0.0004 var	392
C	5	5	0.8	14,9987	0,0007	0,7999	1E-5	-0,0087	480
S	5	5	0.5	21,6474	0,0007	0,5000	4E-5	-0,0166	400
W	5	5	0	24,9967	0,0003	0,0001	4E-5	-0,0132	378
S	5	5	1	-0,0015	0,0007	1	7E-10	0,0015 var	392
C	5	5	0.8	15,0030	0,0007	0,7999	2E-5	0,02	480
D	5	5	0.5	21,654	0,0005	0,4999	3E-5	0,0138	400
W	5	5	0	25,0033	0,0003	0	6 E-5	0,0132	378
S	5	5	1	0,0007	0,0006	1	8E-10	-0,0007 var	392
I	5	5	0.8	15,0022	0,0006	0,7999	2E-5	0,01	480
D	5	5	0.5	21,6531	0,0005	0,4999	3E-5	0,0097	400
W	5	5	0	25,0021	0,0003	0	4E-5	0,0084	378

Tabella 4.2 : Confronto preliminare sulla misura della potenza reattiva dei sistemi PC-SWA, SCDW, SIDW

I risultati ottenuti per le misure di potenza mostrano che lo strumento proposto ha una buona ripetibilità, comparabile con quella dei wattmetri SCDW e SIDW i quali a loro volta hanno fornito risultati compatibili con i risultati ottenuti da campioni di potenza realizzati con sistemi di misura simili ed oggetto di pubblicazioni [22, 32]. Tuttavia le incertezze dei valori generati del calibratore di potenza sono elevate se confrontate con i valori ottenuti per  $\Delta P$  e  $\Delta Q$  (ad esempio nel caso della tabella 1 l'incertezza generata potenza attiva è di 370 ppm). Così si prevede che la soluzione proposta può essere più accurata che il calibratore di potenza. Nelle figure 4.1 e 4.2 vengono riportati gli errori percentuali sulla misura della potenza attiva e reattiva dei tre sistemi in funzione del fattore di potenza.

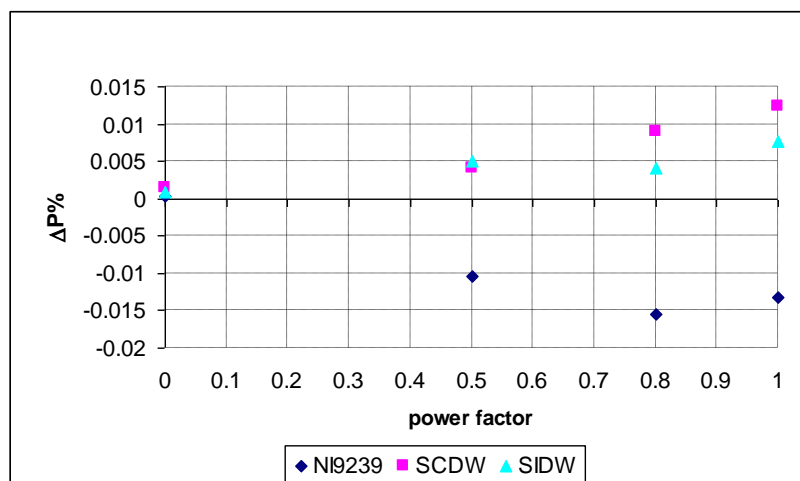


Figura 4.1: Errori percentuali misura potenza attiva in funzione del fattore di potenza

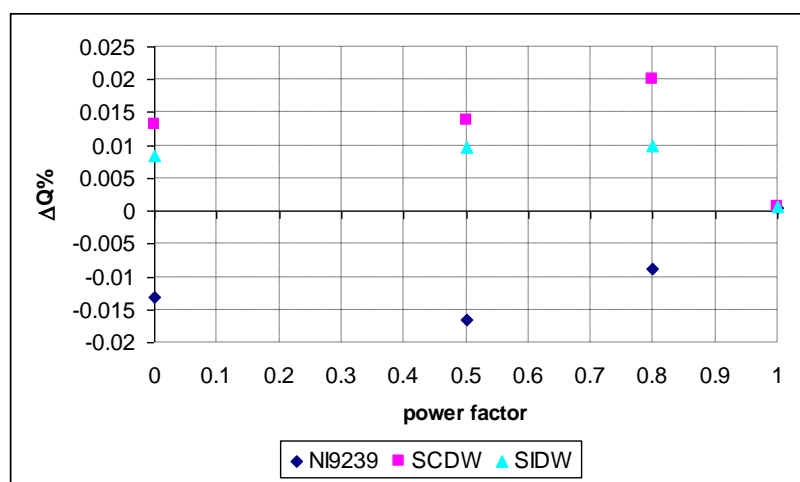


Figura 4.2: Errori percentuali misura potenza reattiva in funzione del fattore di potenza



### 4.3 Compensazione degli errori di guadagno e di offset delle schede NI 9225/9239

La caratteristica detta end-point (EPL) è la retta che unisce i punti di fondo scala e inizio scala del convertitore; gli errori che possono essere corretti in un ADC reale sono: *offset* ovvero il punto di intersezione fra l'asse verticale ed EPL; *guadagno* ovvero la pendenza della caratteristica di trasferimento che non è 1. In un convertitore ideale l'offset è uguale a 0 ed il Guadagno è uguale a 1 ed EPL è la bisettrice del 1-3 quadrante [41].

Per rendere un convertitore reale simile ad uno ideale, l'approccio classico è quello di eseguire una compensazione di tali errori nel seguente modo:

- Si misurano i due coefficienti di offset e di guadagno;
- Successivamente tali coefficienti vengono utilizzati dalla logica di compensazione per determinare il valore dell'uscita del convertitore (algoritmo di calcolo dell'uscita), in sostanza ad ogni campione (una volta acquisito) verrà sottratto per l'offset e diviso per il guadagno (ovvero moltiplicato per l'inverso del guadagno), come mostrato nella figura 4.3.

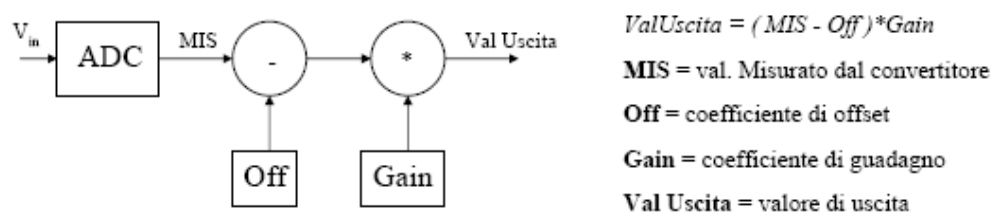


Figura 4.3: Compensazione errori di guadagno e di offset

La caratteristica statica verrà stimata per i canali 0 e 1 sia per la scheda NI9225 che NI9239, tramite l'applicazione e l'acquisizione di tensioni continue generate tramite il calibratore Fluke 5720A [33] che in tale funzione presenta accuratze elevate, nella tabella 4.3 le specifiche.

5720A Series II DC Voltage Specifications

Range	Resolution	Absolute Uncertainty ± 5 °C from calibration temperature [1]				Relative Uncertainty ± 1 °C	
		24 Hours	90 Days	180 Days	1 Year	24 Hours	90 Days
		± (ppm output + µV)					
<b>99 % Confidence Level</b>							
220 mV	10 nV	5 + 0.5	7 + 0.5	8 + 0.5	9 + 0.5	2 + 0.4	2.5 + 0.4
2.2 V	100 nV	3.5 + 0.8	4 + 0.8	4.5 + 0.8	6 + 0.8	2 + 0.8	2.5 + 0.8
11 V	1 µV	2.5 + 3	3 + 3	3.5 + 3	4 + 3	1 + 3	1.5 + 3
22 V	1 µV	2.5 + 5	3 + 5	3.5 + 5	4 + 5	1 + 5	1.5 + 5
220 V	10 µV	3.5 + 50	4 + 50	5 + 50	6 + 50	2 + 50	2.5 + 50
1100 V	100 µV	5 + 500	6 + 500	7 + 500	8 + 500	2.5 + 400	3 + 400
<b>95 % Confidence Level</b>							
220 mV	10 nV	4 + 0.4	6 + 0.4	6.5 + 0.4	7.5 + 0.4	1.6 + 0.4	2 + 0.4
2.2 V	100 nV	3 + 0.7	3.5 + 0.7	4 + 0.7	5 + 0.7	1.6 + 0.7	2 + 0.7
11 V	1 µV	2 + 2.5	2.5 + 2.5	3 + 2.5	3.5 + 2.5	0.8 + 2.5	1.2 + 2.5
22 V	1 µV	2 + 4	2.5 + 4	3 + 4	3.5 + 4	0.8 + 4	1.2 + 4
220 V	10 µV	3 + 40	3.5 + 40	4 + 40	5 + 40	1.6 + 40	2 + 40
1100 V	100 µV	4 + 400	4.5 + 400	6 + 400	6.5 + 400	2 + 400	2.4 + 400
Notes:							
DC Zeros calibration required every 30 days.							
1. For fields strengths >1 V/m but ≤3 V/m, add 0.01 % of range.							

Tabella 4.3: Specifiche Fluke 5720A

Il setup di prova è mostrato nella figura 4.4, nel caso della scheda NI9239.

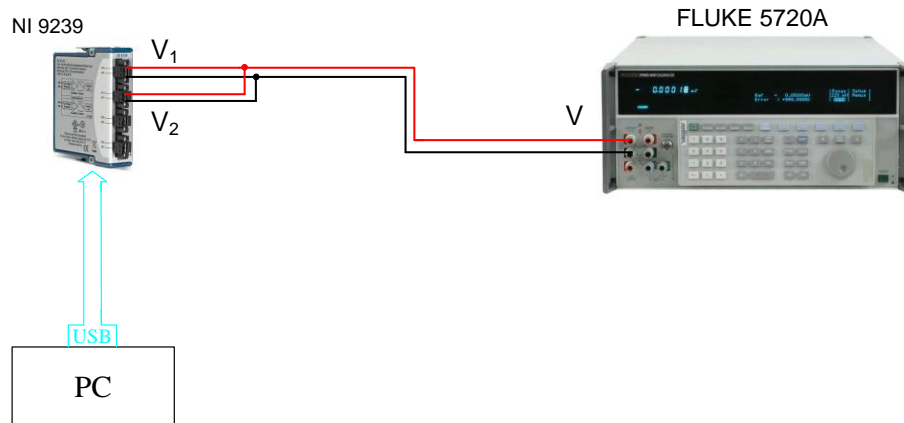


Figura 4.4: Stima della caratteristica statica

Le tensioni, generate dal 5720A, verranno applicate a partire dall'inizio del range, in modo crescente, fino a fondo scala, con un passo di 1 V per la NI9239 e di 15 V per la NI9225. Nella tabella 4.4 vengono mostrati le configurazioni delle schede riguardo alla frequenza di campionamento, il numero di campioni prelevati per ciascun punto di misura, ripetuto N volte. Nel caso della scheda NI9225 si sono considerati 40 punti di misura mentre per la NI9239 22 punti.

<b>Configurazione acquisizione scheda NI 9225/9239</b>
Fc=50000 S/s n=30000 N=10

Tabella 4.4: Condizione di prova e configurazione scheda NI9225/9239

I valori misurati assieme ai valori generati consentono quindi di rappresentare la caratteristica statica. A tal scopo verrà tracciata la retta che meglio approssima la caratteristica reale dei convertitori, la linea verrà dunque costruita con il metodo dei minimi quadrati che è quella che minimizza la somma dei quadrati dei residui (deviazione verticale di ciascun punto dalla retta) corrispondenti a tutti i punti fig. 4.6 e 4.7 quindi utilizzando una retta del tipo:  $y=mx+b$ , dove  $m$  rappresenta il guadagno e  $b$  l'offset.

Infine i valori misurati assieme ai valori generati consentono la stima dell'errore, ovvero lo scarto fra il valore generato ed il valore misurato sia in valore assoluto che relativo tramite le formule 4.3 e 4.4 seguenti:

$$errore = V_{MIS} - V_{GEN} \quad [V] \quad (4.3)$$

$$errore = \frac{V_{MIS} - V_{GEN}}{V_{GEN}} [ppm] \quad (4.4)$$

Nella figura 4.5 il programma realizzato ed utilizzato per valutare la caratteristica statica dei convertitori presenti nelle due schede DAQ.

Il programma acquisisce i segnali, esegue la media dei campioni e reitera la misura  $N$  volte grazie alla presenza del ciclo FOR, infine ne estrae la media e la deviazione standard.

Nella tabella 4.5 vengono riportate le misurazioni effettuate sui due canali della scheda NI9225.

5720A	CANALE 0				CANALE 1			
$V_G$ [V]	$V_{M0}$ [V]	$\sigma_0$ [V]	errore [V]	errore [ppm]	$V_{M1}$ [V]	$\sigma_1$ [V]	errore [V]	errore [ppm]
-300	-299.95268949	0.00010200	0.04731051	-158	-299.94676545	0.00013677	0.05323455	-177
-285	-284.95525060	0.00009545	0.04474940	-157	-284.94789463	0.00006841	0.05210537	-183
-270	-269.95682125	0.00007608	0.04317875	-160	-269.95068198	0.00007933	0.04931802	-183
-255	-254.95883592	0.00008290	0.04116408	-161	-254.95269665	0.00019662	0.04730335	-186
-240	-239.96141769	0.00006091	0.03858231	-161	-239.95446837	0.00009578	0.04553163	-190
-225	-224.96389579	0.00005001	0.03610421	-160	-224.95705090	0.00006541	0.04294910	-191
-210	-209.96515963	0.00008714	0.03484037	-166	-209.95954509	0.00006145	0.04045491	-193
-195	-194.96809458	0.00005113	0.03190542	-164	-194.96191938	0.00008602	0.03808062	-195
-180	-179.97063113	0.00005072	0.02936887	-163	-179.96441706	0.00008005	0.03558294	-198
-165	-164.97315593	0.00006527	0.02684407	-163	-164.96694623	0.00009686	0.03305377	-200
-150	-149.97566474	0.00005584	0.02433526	-162	-149.96953721	0.00006344	0.03046279	-203
-135	-134.97802836	0.00008198	0.02197164	-163	-134.97206966	0.00007663	0.02793034	-207
-120	-119.98063472	0.00006270	0.01936528	-161	-119.97464118	0.00006496	0.02535882	-211
-105	-104.98330437	0.00003644	0.01669563	-159	-104.97694262	0.00007510	0.02305738	-220
-90	-89.98574218	0.00003898	0.01425782	-158	-89.97985084	0.00003947	0.02014916	-224
-75	-74.98832144	0.00004456	0.01167856	-156	-74.98231775	0.00004396	0.01768225	-236
-60	-59.99102523	0.00005929	0.00897477	-150	-59.98501365	0.00007930	0.01498635	-250
-45	-44.99397295	0.00008038	0.00602705	-134	-44.98771982	0.00006116	0.01228018	-273
-30	-29.99649720	0.00006341	0.00350280	-117	-29.99000191	0.00008135	0.00999809	-333
-15	-14.99893161	0.00007908	0.00106839	-71	-14.99236115	0.00006706	0.00763885	-509
15	14.99581333	0.00006978	-0.00418667	-279	15.00274137	0.00009947	0.00274137	183
30	29.99295156	0.00007127	-0.00704844	-235	30.00011094	0.00006798	0.00011094	4
45	44.99037616	0.00008618	-0.00962384	-214	44.99771223	0.00005918	-0.00228777	-51
60	59.98765395	0.00004697	-0.01234605	-206	59.99523413	0.00007039	-0.00476587	-79
75	74.98470985	0.00008836	-0.01529015	-204	74.99284734	0.00009077	-0.00715266	-95
90	89.98195111	0.00008481	-0.01804889	-201	89.99045846	0.00004695	-0.00954154	-106
105	104.97944926	0.00004725	-0.02055074	-196	104.98784572	0.00006000	-0.01215428	-116
120	119.97667270	0.00007041	-0.02332730	-194	119.98514588	0.00008224	-0.01485412	-124
135	134.97380413	0.00008409	-0.02619587	-194	134.98271229	0.00008436	-0.01728771	-128
150	149.97105986	0.00005706	-0.02894014	-193	149.98016276	0.00009399	-0.01983724	-132
165	164.96836814	0.00009623	-0.03163186	-192	164.97746431	0.00006519	-0.02253569	-137
180	179.96578027	0.0000871	-0.03421973	-190	179.97471168	0.00010768	-0.02528832	-140
195	194.96302467	0.00007195	-0.03697533	-190	194.97196278	0.00005737	-0.02803722	-144
210	209.96021282	0.00008036	-0.03978718	-189	209.96940482	0.00005481	-0.03059518	-146
225	224.95843967	0.00009461	-0.04156033	-185	224.96724267	0.0000823	-0.03275733	-146
240	239.95562648	0.00006624	-0.04437352	-185	239.96410028	0.0001043	-0.03589972	-150
255	254.95343450	0.00007781	-0.04656550	-183	254.96149002	0.00007086	-0.03850998	-151
270	269.95094297	0.00005702	-0.04905703	-182	269.95931269	0.00005497	-0.04068731	-151
285	284.94892010	0.00006664	-0.05107990	-179	284.95682997	0.00006238	-0.04317003	-151
300	299.94632110	0.00004727	-0.05367890	-179	299.95441248	0.00008788	-0.04558752	-152

Tabella 4.5: Risultati della prova sulla scheda NI9225

Dall'analisi dei risultati ottenuti tabella 4.5 si evince che la misura è ripetibile e quindi è possibile utilizzare un approccio classico per compensare gli errori di offset e di guadagno. Nelle figure 4.6 e 4.7 sono riportate le caratteristiche

statiche ottenute tramite il metodo dei minimi quadrati per due canali della NI9225.

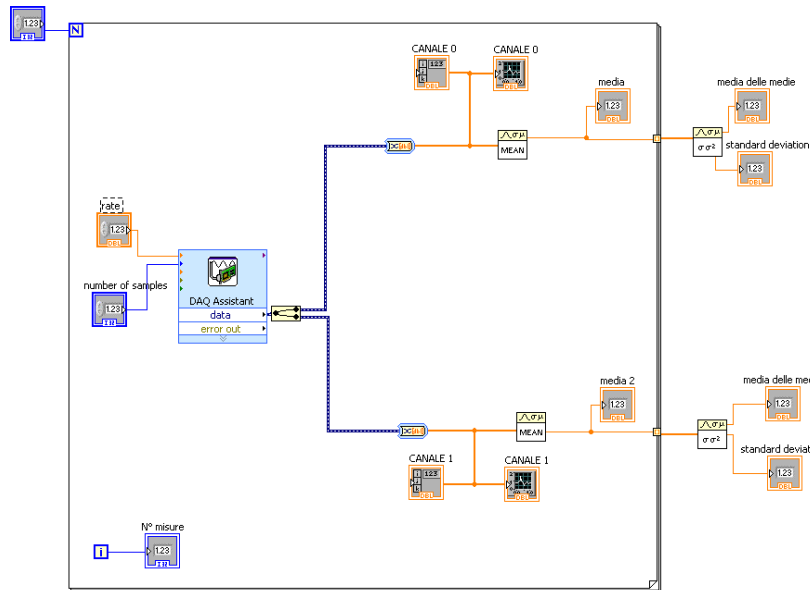


Figura 4.5: Block diagram software utilizzato per la prova di correzione

Dall'analisi delle caratteristiche statiche si misurano i coefficienti di offset e di guadagno. Si utilizzano quindi tali coefficienti nella logica di compensazione per determinare il valore dell'uscita del convertitore (algoritmo di calcolo dell'uscita), in sostanza ad ogni campione (una volta acquisito) verrà sottratto per l'offset e diviso per il guadagno (ovvero moltiplicato per l'inverso del guadagno). Nelle figure 4.8 e 4.9 sono mostrati gli errori pre e post correzione per i due canali della scheda NI9225 da cui si osserva una notevole riduzione dell'errore.

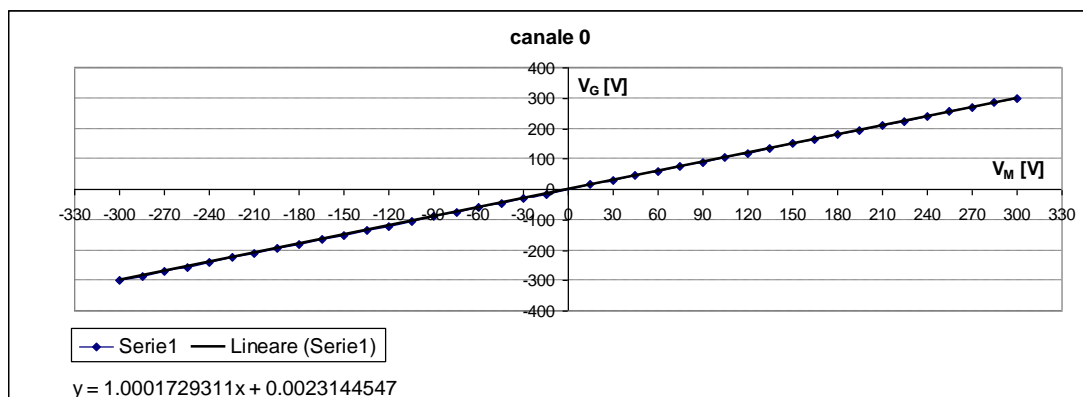


Figura 4.6: Coefficienti di offset e di guadagno per il canale0 - NI9225

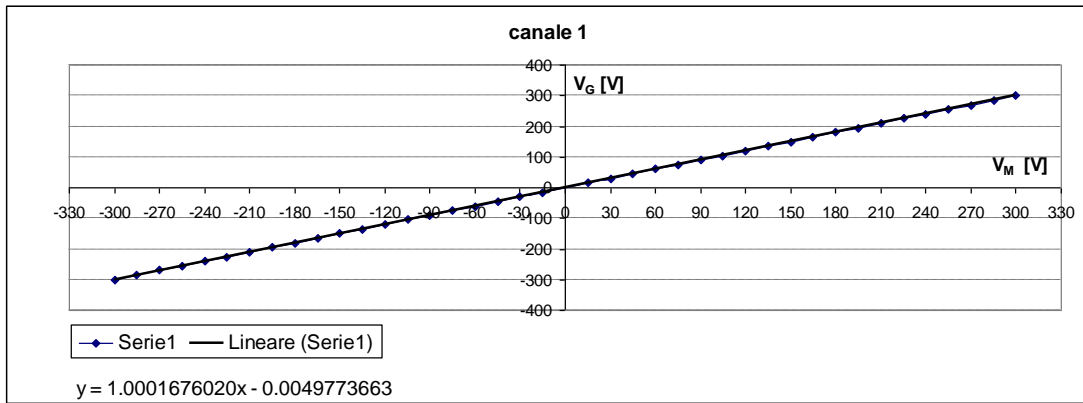


Figura 4.7: Coefficienti di offset e di guadagno per il canale1 - NI9225

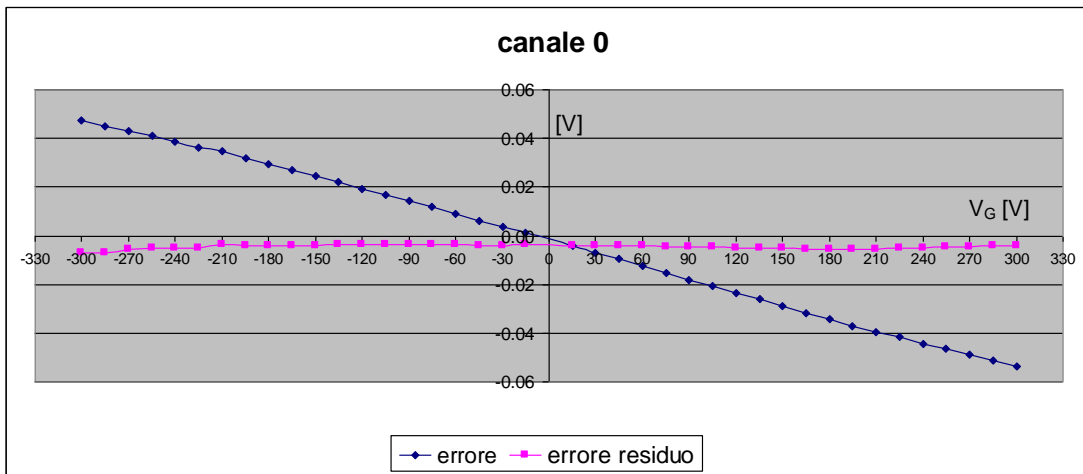


Figura 4.8: Errore pre e post correzione canale 0 - NI9225

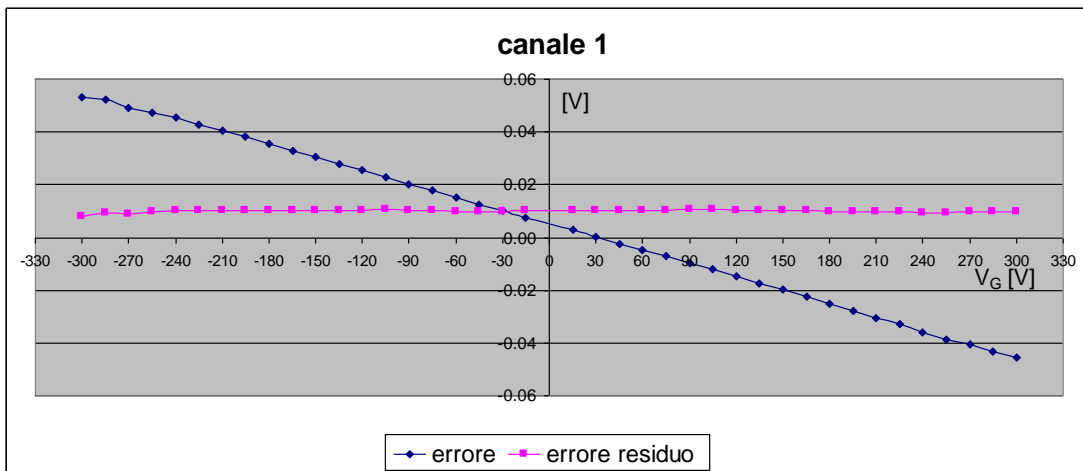


Figura 4.9: Errore pre e post correzione canale 1-NI 9225

I risultati delle prove effettuate sui canali 0 ed 1 della scheda NI9239 sono mostrati in tabella 4.6, mentre nelle figure 4.10 e 4.11 sono riportate le caratteristiche statiche e nelle 4.12 e 4.13 gli errori pre e post correzione.

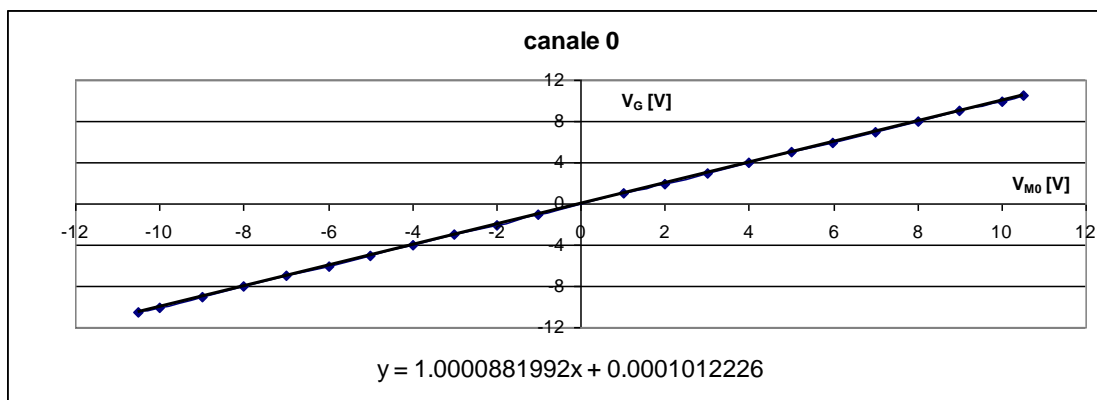


Figura 4.10: Coefficienti di offset e di guadagno per il canale 0 - NI9239

5720A	Canale 0			canale 1		
$V_G$ [V]	$V_{M0}$ [V]	$\sigma_0$ [V]	errore canale 0 [V]	$V_{M1}$ [V]	$\sigma_1$ [V]	errore canale 1 [V]
-10.5	-10.49929041	0.00001347	0.00070959	-10.49888877	0.00000401	0.00111123
-10	-9.99930579	0.00000395	0.00069421	-9.99894073	0.00000331	0.00105927
-9	-8.99938740	0.00000493	0.00061260	-8.99905189	0.00000187	0.00094811
-8	-7.99947860	0.00000928	0.00052140	-7.99914987	0.00000208	0.00085013
-7	-6.99953687	0.00000655	0.00046313	-6.99923781	0.00000227	0.00076219
-6	-5.99959918	0.00000700	0.00040082	-5.99931486	0.00000230	0.00068514
-5	-4.99967005	0.00000225	0.00032995	-4.99941135	0.00000244	0.00058865
-4	-3.99975890	0.00000444	0.00024110	-3.99951934	0.00000349	0.00048066
-3	-2.99985049	0.00000354	0.00014951	-2.99963076	0.00000350	0.00036924
-2	-1.99994679	0.00000283	0.00005321	-1.99973905	0.00000187	0.00026095
-1	-1.00003540	0.00000295	-0.00003540	-0.99984840	0.00000174	0.00015160
1	0.99980389	0.00000222	-0.00019611	0.99994180	0.00000212	-0.00005820
2	1.99972391	0.00000295	-0.00027609	1.99984055	0.00000183	-0.00015945
3	2.99963905	0.00000271	-0.00036095	2.99974038	0.00000232	-0.00025962
4	3.99956026	0.00000430	-0.00043974	3.99963629	0.00000220	-0.00036371
5	4.99949026	0.00000731	-0.00050974	4.99953665	0.00000201	-0.00046335
6	5.99942336	0.00000519	-0.00057664	5.99944782	0.00000199	-0.00055218
7	6.99937145	0.00000703	-0.00062855	6.99939347	0.00000182	-0.00060653
8	7.99931357	0.00000689	-0.00068643	7.99931630	0.00000188	-0.00068370
9	8.99923575	0.00000685	-0.00076425	8.99923491	0.00000248	-0.00076509
10	9.99915091	0.00001002	-0.00084909	9.99913430	0.00000186	-0.00086570
10.5	10.49911051	0.00001122	-0.00088949	10.49909113	0.00000239	-0.00090887

Tabella 4.6: Risultati della prova sulla scheda NI9239

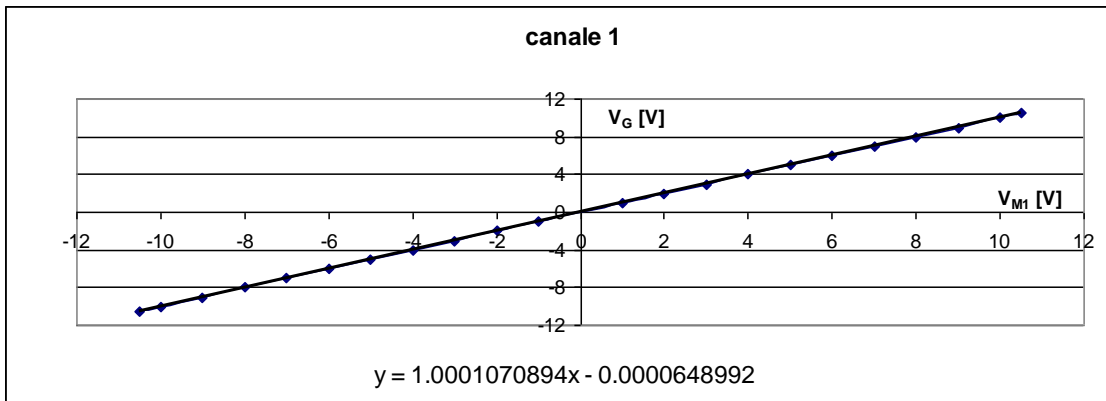


Figura 4.11: Coefficienti di offset e di guadagno per il canale 1 - NI9239

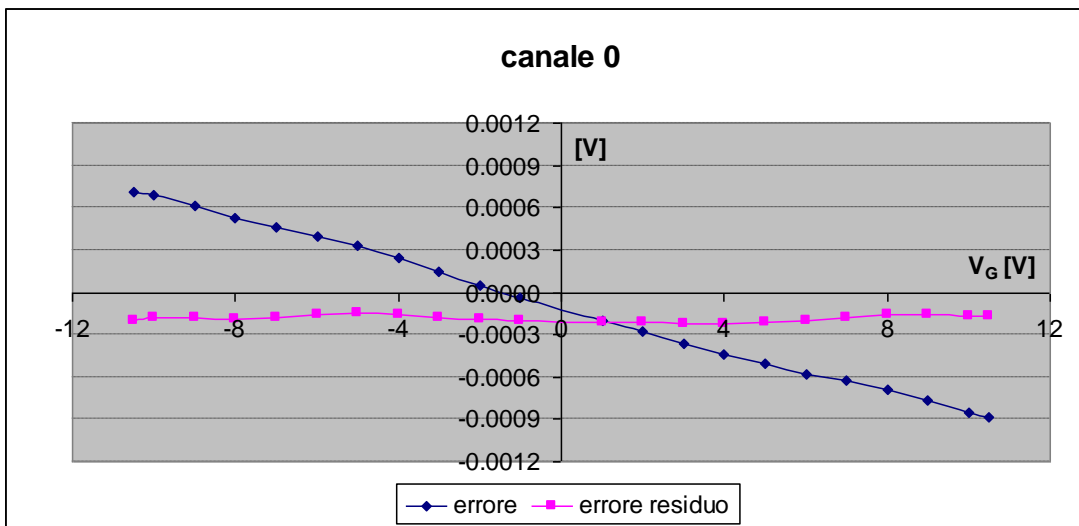


Figura 4.12: Errore pre e post correzione canale 0 – NI9239

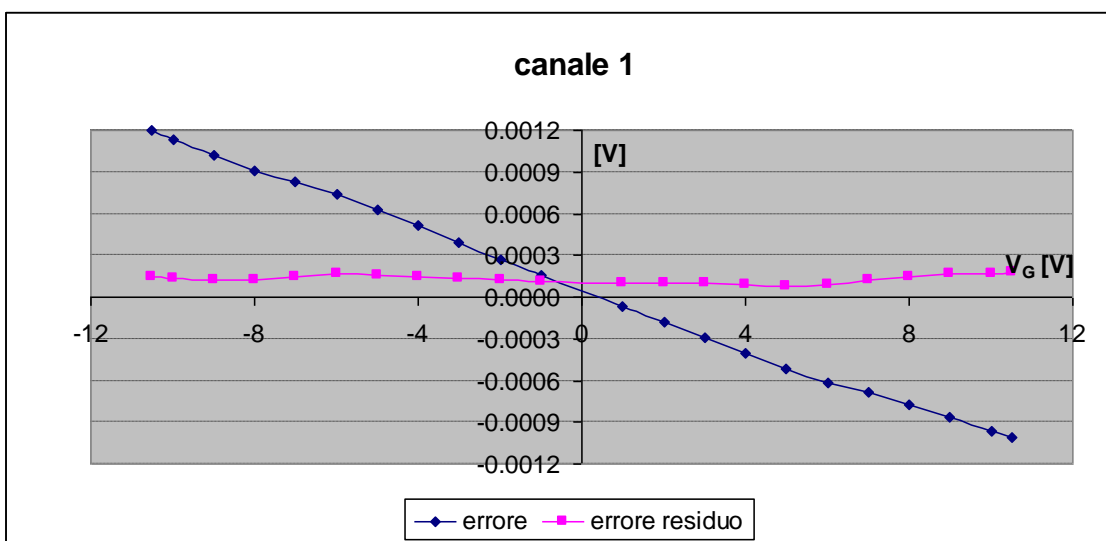


Figura 4.13: Errore pre e post correzione canale 1 – NI9239



## 4.4 Valutazione incertezza di correzione sul guadagno schede NI 9225/9239

La stima dell'incertezza verrà effettuata considerando l'accuratezza del generatore campione (verranno considerate le absolute uncertainty a 1 anno per un livello di confidenza del 95% figura) e la stabilità dell'errore di guadagno, quantità stimata sperimentalmente a partire dalla caratteristica statica utilizzando il metodo dei minimi quadrati per derivare la "migliore" retta che interpoli i punti, infatti, la linea costruita con il metodo dei minimi quadrati è quella che minimizza la somma dei quadrati dei residui (deviazione verticale di ciascun punto dalla retta) corrispondenti a tutti i punti. Interpolando linearmente questi punti si ottengono i parametri  $m$  ed  $n$  della retta di equazione:

$$Y = mX + b \quad (4.5)$$

In cui  $m$  rappresenta l'errore di guadagno ed  $b$  l'errore di offset.

Per quanto riguarda l'accuratezza del calibratore verranno utilizzate le specifiche relative al range 2.2 V per la scheda NI9239, in quanto essendo queste più grandi di quelle del successivo range porteranno ad una leggera sovrastima di tale componente inglobando, quindi, anche quelle incertezze dovute al sistema di misura ed al metodo, analogamente per la scheda NI 9225 verranno utilizzate le specifiche relative al range 220 V.

5720A Series II DC Voltage Specifications							
Range	Resolution	Absolute Uncertainty ± 5 °C from calibration temperature <sup>[1]</sup>				Relative Uncertainty ± 1 °C	
		24 Hours	90 Days	180 Days	1 Year	24 Hours	90 Days
± (ppm output + µV)							
<b>99 % Confidence Level</b>							
220 mV	10 nV	5 + 0.5	7 + 0.5	8 + 0.5	9 + 0.5	2 + 0.4	2.5 + 0.4
2.2 V	100 nV	3.5 + 0.8	4 + 0.8	4.5 + 0.8	6 + 0.8	2 + 0.8	2.5 + 0.8
11 V	1 µV	2.5 + 3	3 + 3	3.5 + 3	4 + 3	1 + 3	1.5 + 3
22 V	1 µV	2.5 + 5	3 + 5	3.5 + 5	4 + 5	1 + 5	1.5 + 5
220 V	10 µV	3.5 + 50	4 + 50	5 + 50	6 + 50	2 + 50	2.5 + 50
1100 V	100 µV	5 + 500	6 + 500	7 + 500	8 + 500	2.5 + 400	3 + 400
<b>95 % Confidence Level</b>							
220 mV	10 nV	4 + 0.4	6 + 0.4	6.5 + 0.4	7.5 + 0.4	1.6 + 0.4	2 + 0.4
2.2 V	100 nV	3 + 0.7	3.5 + 0.7	4 + 0.7	5 + 0.7	1.6 + 0.7	2 + 0.7
11 V	1 µV	2 + 2.5	2.5 + 2.5	3 + 2.5	3.5 + 2.5	0.8 + 2.5	1.2 + 2.5
22 V	1 µV	2 + 4	2.5 + 4	3 + 4	3.5 + 4	0.8 + 4	1.2 + 4
220 V	10 µV	3 + 40	3.5 + 40	4 + 40	5 + 40	1.6 + 40	2 + 40
1100 V	100 µV	4 + 400	4.5 + 400	6 + 400	6.5 + 400	2 + 400	2.4 + 400
Notes:							
DC Zeros calibration required every 30 days.							
1. For fields strengths >1 V/m but ≤3 V/m, add 0.01 % of range.							

Tabella 4.7: Absolute uncertainty a 1 anno

Il caso peggiore si ha quando nel range di 2.2V generiamo 1V dunque dividiamo per due le componenti di incertezza per ricavare lo scarto tipo:

K=1

$$u_c = \pm(ppm \text{ output} + \mu V) = \pm(2,5 \cdot 1 + 0,35)\mu V = \pm 2,85 \mu V \cong \pm 3 \mu V \quad (4.6)$$

$$u_c = \pm(ppm \text{ output} + \mu V) = \pm(2,5 + \frac{0,35}{1})10^{-6} = \pm 2,85 ppm \cong \pm 3 ppm \quad (4.7)$$

Da prove sperimentali si desume una stabilita del guadagno  $u_G$  di 6 ppm.

L'incertezza totale sulla correzione sarà data da:

$$u = \sqrt{u_c^2 + u_G^2} = \sqrt{3^2 + 6^2} = 6,7 ppm \quad (4.8)$$

Per K=2

$$U = K \cdot u = 2 \cdot 6,7 = 13,4 ppm \quad (4.9)$$

Per la scheda NI9225 il caso peggiore si ha quando nel range di 220V generiamo 15V dunque dividiamo per due le componenti di incertezza per ricavare lo scarto tipo:

K=1

$$u_c = \pm(ppm \text{ output} + \mu V) = \pm(2,5 \cdot 15 + 20)\mu V = \pm 57,5 \mu V \cong \pm 58 \mu V \quad (4.10)$$

$$u_c = \pm(ppm \text{ output} + \mu V) = \pm(2,5 + \frac{20}{15})10^{-6} = \pm 3,83 ppm \cong \pm 4 ppm \quad (4.11)$$

Da prove sperimentali si desume una stabilita del guadagno  $u_G$  di 8 ppm.

L'incertezza totale sulla correzione sarà data da:

$$u = \sqrt{u_c^2 + u_G^2} = \sqrt{4^2 + 8^2} \cong 9 ppm \quad (4.12)$$

Per K=2

$$U = K \cdot u = 2 \cdot 9 = 18 ppm \quad (4.13)$$

Si decide di sovrastimare l'incertezza sul guadagno per entrambe le schede  $U_G$  a 50 ppm.

## 4.5 Valutazione dell'incertezza sulla misura del valore rms di una tensione dopo la correzione dell'errore di offset e di guadagno: schede NI 9225/9239

Le incertezze tipo sul valore rms dovute al processo di digitalizzazione vengono rivalutate utilizzando l'approccio sperimentale basato sul metodo Monte Carlo [30-31]. I parametri statici vengono ridefiniti a seguito della correzione come indicato in tabella 4.8

<b>Specifiche</b>	
OFFSET	840 $\mu$ V
GAIN	300 ppm
<b>Post -correzione</b>	
OFFSET	20 $\mu$ V
GAIN	50 ppm

Tabella 4.8: Parametri statici pre e post correzione

Le condizioni di prova ed il risultato della simulazione (evidenziati con lo sfondo grigio) sono mostrati nella tabella 4.9.

<b>Grandezza</b>	<b>Valore</b>
Frequenza di campionamento - $F_S$	50 kS/s
Numero di campioni prelevati - N	30000
Frequenza del segnale in ingresso - f	50 Hz
Incertezza in valore relativo rms - $u_{vd}$	50 ppm

Tabella 4.9: Condizioni di prova e risultato della simulazione post correzione

La tabella 4.10 mostra le componenti di incertezza, i valori e la distribuzione sulla misura di ampiezza, nella tabella i valori con fattore di copertura 2 ed 1.

<b>AMPIEZZA</b>				
<b>Componenti di incertezza</b>	<b>Valore [ppm]</b>	<b>K</b>	<b>Valore a K=1</b>	<b>distribuzione</b>
Sampling V $u_{vd}$	50	2	25 ppm	normale
Sampling I $u_{Id}$	50	2	25 ppm	normale
Shunt $u_{Sh}$	43	2	22 ppm	rettangolare
Divisore $u_D$	10	2	5 ppm	rettangolare

Tabella 4.10: Componenti di incertezza sulla misura di ampiezza

## 4.6 Confronto “pre” e “post” compensazione tramite il Fluke 5720A

Al fine di accertare l’effetto della compensazione, si è scelto di effettuare un confronto con il calibratore Fluke 5720A, il quale nella funzione tensione alternata presenta l’accuratezza mostrata nella tabella 4.11

**5720A Series II AC Voltage Specifications: 99% Confidence Level**

Range	Resolution	Frequency (Hz)	Absolute Uncertainty ± 5 °C from calibration temperature				Relative Uncertainty ± 1 °C	
			24 Hours	90 Days	180 Days	1 Year	24 Hours	90 Days
			± (ppm output + μV)					
22 V	10 μV	10 - 20	250 + 500	270 + 500	290 + 500	300 + 500	250 + 500	270 + 500
		20 - 40	95 + 200	100 + 200	105 + 200	110 + 200	95 + 200	100 + 200
		40 - 20 k	45 + 70	47 + 70	50 + 70	52 + 70	30 + 70	40 + 70
		20 k - 50 k	80 + 120	85 + 120	87 + 120	90 + 120	70 + 120	75 + 120
		50 k - 100 k	110 + 250	115 + 250	117 + 250	120 + 250	100 + 250	105 + 250
		100 k - 300 k	300 + 800	310 + 800	320 + 800	325 + 800	270 + 800	290 + 800
		300 k - 500 k	1000 + 2500	1100 + 2500	1150 + 2500	1200 + 2500	900 + 2500	1000 + 2500
		500 k - 1 M	1500 + 4000	1600 + 4000	1700 + 4000	1800 + 4000	1300 + 4000	1400 + 4000

Tabella 4.11: Specifiche calibratore 5720A

In particolare, nel range di 22V a 50 Hz l’accuratezza sulla generazione vale:

$$u_c = \pm(\text{ppm output} + \mu\text{V}) = \pm(52 \cdot 5 + 70)\mu\text{V} = \pm 330 \mu\text{V} \quad (4.14)$$

$$u_c = \pm(\text{ppm output} + \mu\text{V}) = \pm\left(52 + \frac{70}{5}\right)10^{-6} = \pm 66 \text{ ppm} \quad (4.15)$$

Successivamente viene realizzato un confronto fra le schede NI9225 ed NI9239 ed il calibratore campione Fluke 5720A [33]; la prima viene confrontata con una tensione sinusoidale di 120V a 50 HZ, la seconda con una tensione sinusoidale di 5 V sempre a 50 Hz.

Gli esiti di tale test nelle configurazioni indicata in tabella 4.12 sono mostrati nella tabella 4.13 in cui vengono indicati gli errori pre e post correzione, le figure 4.15 e 4.16 mostrano tali risultati sperimentali prima e dopo la correzione.

Condizione di prova Fluke 5720A	Configurazione acquisizione scheda NI9225/9239
V: 120V ± 66 ppm, 50Hz V: 5V ± 66 ppm, 50Hz	Fc=50000 S/s n=30000 T=0,64 sec N=100

Tabella 4.12 : Condizione di prova e configurazione scheda NI9225/9239

	NI 9225 Compensato	NI 9225 Non compensato	NI 9239 Compensato	NI 9239 Non compensato
f [Hz]	50			
$V_{IRMS}$ [V]	119,997	119,977	4,99992	4,99952
$\sigma$ [ $\mu$ V]	0.0006	0.0006	0.00003	0.00003
$\sigma$ [ppm]	5	5	6	6
$\Delta V_1 = \frac{V_1 - V}{V} \cdot 10^{-6}$ [ppm]	25	192	16	96

Tabella 4.13 : Confronto pre e post correzione NI 9225/9239 - Fluke 5720°

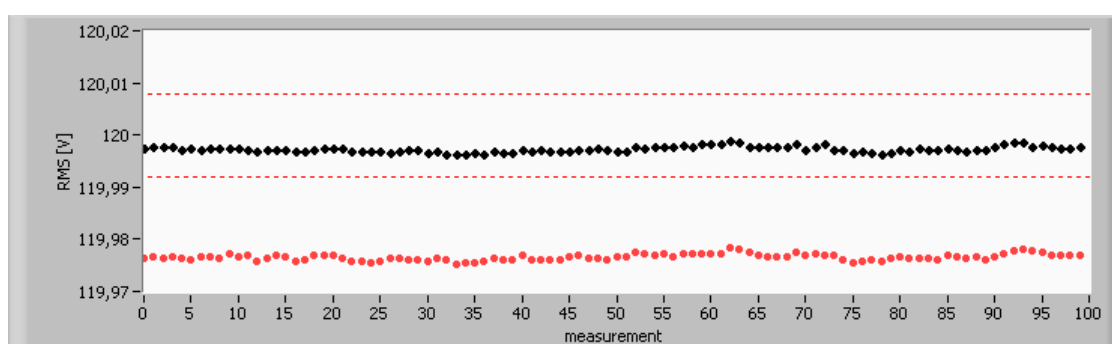


Figura 4.15: Risultati sperimentali – valori RMS [V] misurati in 100 misurazioni - canale 0 NI9225 pre (rosso) – post (nero) –correzione

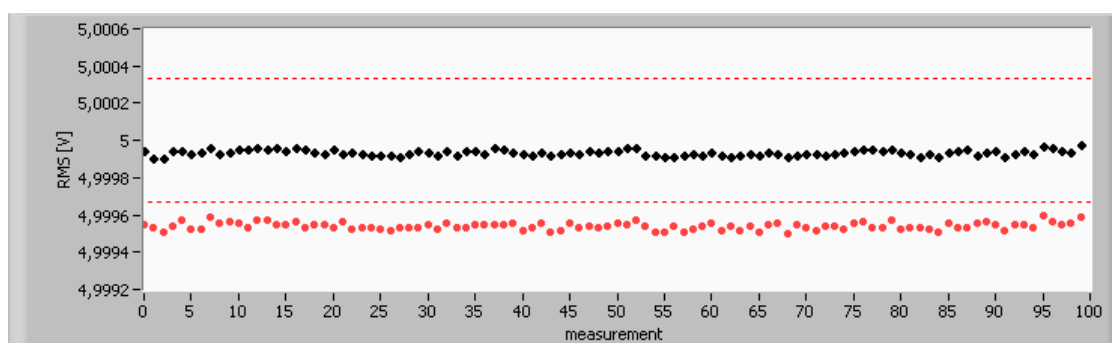


Figura 4.16: Risultati sperimentali – valori RMS [V] misurati in 100 misurazioni - canale 0 NI9239 pre(rosso) – post(nero) –correzione

## 4.7 Errori di fase schede NI 9225/9239

L'errore di fase commesso dalle schede in relazione all'algoritmo implementato verrà stimato sperimentalmente inviando lo stesso segnale di tensione tramite il calibratore Fluke 5720A ai due canali utilizzati per

l'acquisizione, i valori di tensione sono scelti congruemente con i valori dei segnali in uscita dagli shunt Fluke A40B-20A e Fluke A40B-5A, in tabella 4.14 i risultati delle prove.

Input shunt 20A	Input shunt 5A	output shunt	NI 9225		NI 9239		NI 9225/9239	
			$\Delta\Phi$ [°]	$\sigma_\phi$ [°]	$\Delta\Phi$ [°]	$\sigma_\phi$ [°]	$\Delta\Phi$ [°]	$\sigma_\phi$ [°]
-	-	120	0,00011	0,000044	-	-	-	-
-	-	5	0,00059	0,00046	4 E-5	2 E-5	0,0081	0,00052
-	-	1	0,0037	0,0025	0,00012	0,00011	0,0085	0,0011
20	5	0.8	0,0044	0,0033	0,00017	0,00012	0,0083	0,0039
10	2.5	0.4	0,0089	0,0067	0,00025	0,00019	0,0083	0,0049
5	1.25	0.2	0,015	0,010	0,00043	0,00032	-	-
4	1	0.16	0,039	0,019	0,00049	0,00039	-	-
2.5	0.625	0.1	0,039	0,019	0,0015	0,0010	-	-
2	0.5	0.08	0,034	0,034	0,0013	0,00093	-	-
1	0.25	0.04	0,073	0,063	0,0026	0,0020	-	-
0.5	0.125	0.02	0,22	0,16	0,0069	0,0065	-	-

Tabella 4.14: errori di fase e deviazione standard schede NI9225/NI9239

Dalla valutazione dei risultati si evince che all'aumentare dell'ampiezza del segnale si ha un miglioramento sia sull'errore di fase che sulla sua ripetibilità, ripetibilità che andrà a degradare l'accuratezza nella misura di potenza. Inoltre viene riscontrato un errore sistematico sulla soluzione NI9225/9239 che verrà compensato. La tabella 4.15 seguente mostra le componenti di incertezza principali nella misura della fase.

FASE			
Componenti di incertezza	tipo	valore	distribuzione
Shunt $u_{Sh}$	B	0.004°	rettangolare

Tabella 4.15: Componenti di incertezza sulla misura di fase

## **4.8 Misura della potenza attiva e della potenza reattiva con valutazione semisperimentale delle incertezze associate**

La valutazione dell'incertezza viene effettuata in accordo alla norma UNI CEI ENV 13005" [28] ed la EA-4/02 "Expression of the uncertainty of measurements in calibration" [29] ed a quanto visto nel capitolo precedente.

Le condizioni di misura sono state le seguenti:

tensione:	120 V (RMS),
corrente:	5/10 A (RMS),
frequenza dei segnali:	50 Hz.
Fattore di potenza:	1; 0.8; 0.5; 0.1; 0 (induttivo e capacitivo)

Per effettuare le prove è stato utilizzato come generatore l'electrical power standard Fluke 6100A.

Inoltre, le prove a 5A sono state ripetute sostituendo lo shunt Fluke A40B – 20A con lo shunt A40B – 5A che ha specifiche migliori, i risultati ottenuti sono indicati nella tabella.

In seguito verranno mostrati i risultati ottenuti per i tre wattmetri realizzati, il PC-based sampling wattmeter - soluzione A, soluzione B e per la soluzione C.

Le tabelle 4.16÷4.24 mostrano i valori nominali delle grandezze generate, i valori delle grandezze misurate, i contributi di incertezza, l'incertezza sulla misura della potenza attiva espressa, come una volta lo scarto tipo, in valore assoluto in W e rispetto alla potenza apparente in  $\mu\text{W}/\text{VA}$ ; ed l'incertezza estesa espressa in (considerando fattore di copertura  $K=2$ ) in  $\mu\text{W}/\text{VA}$ ;  $\mu\text{W}/\text{W}$  e  $\mu\text{W}$ . Vengono mostrati anche i valori delle incertezze delle suddette grandezze; in particolare, viene espressa l'incertezza sulla misura della potenza attiva, come una volta lo scarto tipo, viene inoltre riportata l'incertezza estesa.









## 4.9 Confronto PC-SW con il campione nazionale (INRIM)

Il PC sampling wattmeter (nelle sue tre configurazioni) è stato confrontato con il campione nazionale di potenza elettrica presso l'Istituto Nazionale di Ricerca Metrologica (INRIM), vedi figura 4.17. Per tale campione viene dichiarata una incertezza di 50 ppm (relativamente alla potenza apparente) per potenze minori di 600W ed incertezza di 80 ppm (relativamente alla potenza apparente) per potenze maggiori di 600 W.

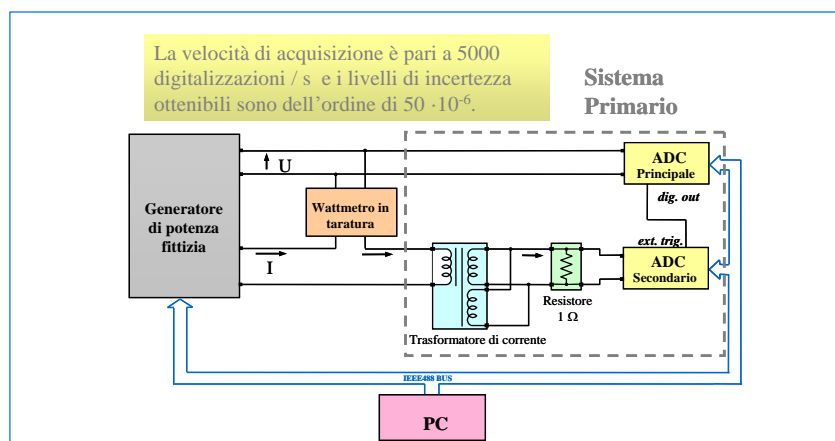


Figura 4.17: Sistema Nazionale Campione per la misura della potenza elettrica

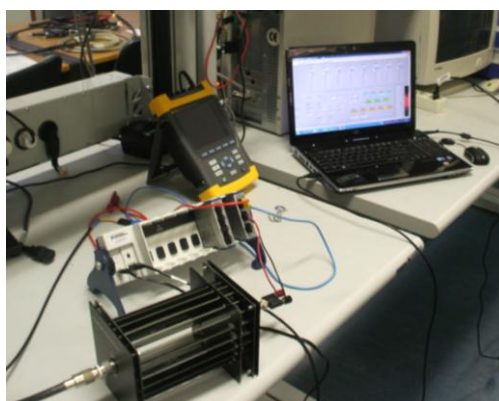
Il sistema campione nazionale è realizzato da due multimetri HP 3458A, i quali fungono da digitalizzatori dei segnali di tensione e corrente, un divisore resistivo con rapporto 1:100 il quale riduce la tensione di ingresso ad un valore compatibile con la migliore dinamica del multimetro; da un trasformatore di corrente a doppio stadio accoppiato ad uno shunt AC/DC standard resistor type 5685A Tinsley di 1 ohm con massima potenza di 1 W, i quali convertono il segnale di corrente in un segnale di tensione pronto per essere digitalizzato dall'altro multimetro HP, in questo modo è possibile misurare correnti superiori a 50 A; infine l'algoritmo di misura in cui vengono compensati alcuni errori, ricostruiti i segnali e calcolate le potenze. I segnali di corrente e tensione vengono iniettati tramite un calibratore Fluke 6100A. Le prove vengono effettuate a temperatura di  $(23 \pm 1) ^\circ\text{C}$  e con tensioni e correnti a frequenza di 53Hz per separarci dalla frequenza di rete, la quale potrebbe introdurre dei

disturbi nelle misure. In figura 4.18 viene mostrato il sistema nazionale campione ed il sistema PC-SW in taratura.



*Figura 4.18: Sistema Nazionale Campione per la misura della potenza elettrica ed il sistema PC-SW in taratura*

In figura 4.19 il PC sampling wattmeter formato dallo chassis in cui alloggiavano le due schede DAQ, lo shunt, ed il PC in cui è implementato l'algoritmo di misura.



*Figura 4.19: PC Sampling Wattmeter*

#### **4.10 Caratterizzazione shunt Fluke A40B e verifica scheda NI 9239 ed NI9225**

Lo shunt Fluke A40B viene caratterizzato inviando in salita segnale di corrente di 5 – 10 – 17 - 20 A, a 53 Hz al suo ingresso tramite il calibratore Fluke 6100A e misurando lo stesso tramite il sistema campione il quale

garantisce un'accuratezza di 20 ppm sulla misura, l'uscita dello shunt viene inviata sia ai due canali della scheda NI 9239 che al misuratore Fluke 5790A il quale ha un'accuratezza di 40 ppm; tutte le misure vengono effettuate dopo un tempo di assestamento di 20 minuti dalla iniezione della corrente, in figura 4.20 viene mostrata la foto del set up di prova, in figura 4.21 lo schema dello stesso.

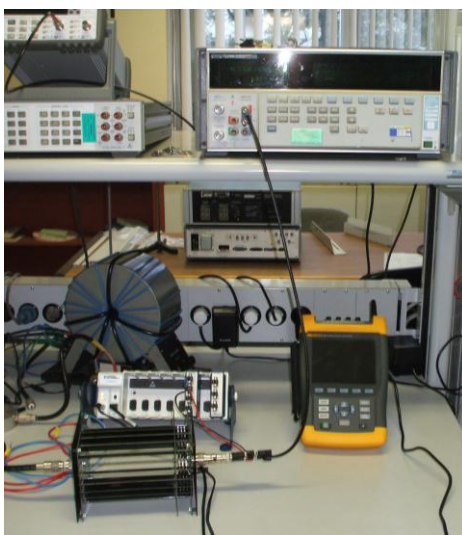


Figura 4.20: Set up di prova caratterizzazione shunt Fluke A40B e verifica scheda NI 9239 attraverso il Fluke5790A.

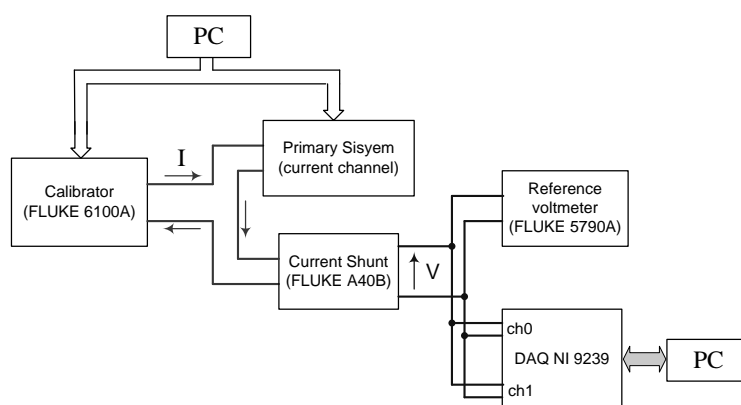


Figura 4.21: Set up di prova caratterizzazione shunt e verifica. scheda NI 9239

I risultati delle prove effettuate sono riportati nella tabella 4.25, in cui vengono mostrati i valori di resistenza di calibrazione ottenuti ed i confronti fra il 5790A e la scheda, inoltre viene effettuata anche una verifica con corrente in discesa a 10 A e 53 Hz, gli errori vengono valutati attraverso le formule 4.16 ed 4.17.

$$e_1 = \frac{V_{5790} - V_{ch0}}{V_{5790}} * 10^6 \quad (4.16)$$

$$e_0 = \frac{V_{5790} - V_{ch1}}{V_{5790}} * 10^6 \quad (4.17)$$

I [A]	5790 [mV]	5790/I [Ω]	NI 9239 ch <sub>0</sub> [mV]	NI 9239 ch <sub>1</sub> [mV]	ch <sub>0</sub> /I [Ω]	ch <sub>1</sub> /I [Ω]	e <sub>0</sub> [ppm]	e <sub>1</sub> [ppm]
4,99985	199,984	0,0399980	199,981	199,976	0,0399974	0,0399964	-15	-40
4,99986	199,984	0,0399979	199,981	199,976	0,0399973	0,0399963	-15	-40
4,99986	199,984	0,0399979	199,981	199,977	0,0399973	0,0399965	-15	-35
4,99986	199,984	0,0399979	199,981	199,976	0,0399973	0,0399963	-15	-40
9,99922	399,947	0,0399978	399,933	399,929	0,0399964	0,0399960	-35	-45
9,99917	399,946	0,0399979	399,933	399,929	0,0399966	0,0399962	-33	-43
9,99916	399,946	0,0399980	399,933	399,929	0,0399967	0,0399963	-33	-43
9,99915	399,946	0,0399980	399,932	399,928	0,0399966	0,0399962	-36	-46
16,999	679,899	0,0399964	679,884	679,880	0,0399955	0,0399953	-23	-28
16,9991	679,899	0,0399962	679,882	679,878	0,0399952	0,0399949	-25	-31
16,9991	679,899	0,0399962	679,883	679,878	0,0399952	0,0399949	-24	-31
16,9991	679,899	0,0399962	679,883	679,88	0,0399952	0,0399951	-23	-28
19,9998	799,898	0,0399952	799,885	799,882	0,0399946	0,0399944	-16	-20
19,9999	799,897	0,0399951	799,887	799,883	0,0399946	0,0399944	-13	-18
19,9999	799,897	0,0399951	799,886	799,882	0,0399946	0,0399944	-14	-19
19,9999	799,896	0,0399949	799,886	799,881	0,0399944	0,0399942	-13	-19
↓ 9,99895	399,936	0,0399978	399,921	399,918	0,039996	0,039996	-37	-45
↓ 9,99894	399,937	0,0399979	399,921	399,918	0,039996	0,039996	-40	-48
↓ 9,99896	399,937	0,0399978	399,922	399,919	0,039996	0,039996	-37	-45
↓ 9,99898	399,937	0,0399978	399,922	399,919	0,039996	0,039996	-37	-45

Tabella 4.25: Caratterizzazione shunt Fluke A40B e verifica canali NI 9239

Un ulteriore verifica viene effettuata sul canale 0 della scheda NI 9225, tale verifica consiste nell'inviare dei segnali di tensione di 60-120-240 V a 53 Hz ed effettuare un confronto fra con i valori misurati dal campione nazionale; gli stessi segnali saranno anche misurati dal misuratore Fluke 5790A. Gli esiti delle letture vengono riportati nella tabella 4.26.

6100A [V]	5790 [V]	NI 9225 ch0 [V]	Vc [V]	5790-ch0 [ppm]	Vc-ch0 [ppm]
60	60,00037	59,9967	59,99838	-61	-28
60	60,00038	59,9968	59,99823	-60	-24
60	60,00039	59,9968	59,99820	-60	-23
120	120,0017	119,996	119,9993	-48	-27
120	120,0018	119,996	119,9998	-48	-32
120	120,0019	119,996	119,9999	-49	-33
220	220,0005	219,995	220,0002	-25	-23
220	220,0042	219,994	219,9997	-46	-26
220	220,0051	219,995	219,9943	-46	3

Tabella 4.26: Caratterizzazione canale NI 9225

In figura 4.22 lo schema per la verifica della scheda NI 9225

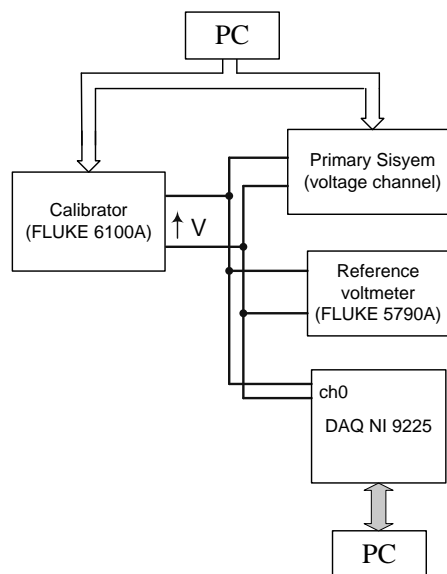


Figura 4.22: Set up di prova

Gli errori ricavati dalle prove effettuate sulle schede NI 9239 e NI 9225 mettono in evidenza come l'effetto della correzione sia efficace e come l'incertezza valutata teoricamente precedentemente a seguito della correzione, 50 ppm, per tali canali si possa ritenere adeguatamente stimata.

## 4.11 Confronti con il campione nazionale

Allestito il set up di prova come in figura 4.23; vengono effettuati i confronti fra le tre configurazioni del PC-SW ed il sistema nazionale campione.



*Figura 4.23: Confronto fra il sistema Nazionale Campione ed il PC Sampling Wattmeter*

Le prove verranno effettuate in ambiente con temperatura controllata di  $23 \pm 1^\circ\text{C}$ , i segnali di tensione e di corrente inviati tramite il calibratore Fluke 6100A sono a 53 Hz.

Il primo confronto effettuato è con il PC sampling wattmeter configurazione A, cioè quella che utilizza la scheda NI 9239, il divisore e lo shunt.

Gli esiti delle prove sono mostrati in tabella 4.28 e mostrano come gli errori sia per la potenza attiva che per la reattiva siano contenuti, sempre nella stessa tabella vengono mostrati i valori generati ed i valori misurati dai due sistemi messi a confronto.



Sia per la potenza attiva che per la reattiva nella tabella 4.28 sono indicate sia gli errori di tale sistema rispetto al riferimento che le incertezze di taratura.

In particolare, i valori misurati dal PC-SW-A sono riportati anche nella tabella 4.27 assieme alle deviazioni standard riscontrate, cioè la ripetibilità.

Grandezze		VALORI MISURATI PC-A N19239									
		cosφ									
		1	0,8i	0,8c	0,5i	0,5c	0,1i	0,1c	0i	0c	
S	[VA]	1199.95	1199.95	1199.93	1199.94	1199.92	1199.95	1199.92	1199.96	1199.92	
S <sub>c</sub>		1199.9098	1199.8964	1199.9072	1199.8934	1199.9076	1199.8886	1199.9060	1199.8906	1199.9030	
σ	[ppm]	6	4	7	7	6	6	6	6	5	
e	[ppm]	34	45	19	38	10	51	12	58	14	
P	[W]	1199.95	959.922	960.024	599.909	600.032	119.96	120.093	-0.096	0.059	
P <sub>c</sub>		1199.911	959.9339	959.9373	599.9475	599.9556	120.0138	120.0110	-0.0056	0.0080	
σ	[ppm]	6	53	54	81	110	520	678	0.092 W	0.071 W	
e	[ppm]	33	-12	90	-64	127	-448	683	-	-	
Q	[var]	0.1090	720.013	719.86	1039.22	1039.12	1193.94	1193.9	1199.96	1199.92	
Q <sub>c</sub>		0.0036	719.9228	719.9293	1039.1381	1039.1497	1193.8715	1193.8876	1199.8906	1199.9030	
σ	[ppm]	0.078 var	103	82	47	32	10	4	6	5	
e	[ppm]	-	125	-96	79	-29	57	10	58	14	
V	[V]	119.999	120	119.999	120	119.998	120.001	119.998	120.001	119.998	
σ	[ppm]	5	6	5	5	5	4	5	5	5	
I	[A]	9.99963	9.99951	9.99957	9.99949	9.9995	9.99951	9.99951	9.99951	9.99951	
σ	[ppm]	3	4	3	3	3	4	3	3	4	
cosφ	-	1.0000	0.799972	0.800063	0.499948	0.500059	0.0999704	0.100084	-8E-05	5E-05	
σ		6E-09	4E-05	4E-05	6E-05	5E-05	5E-05	7E-05	8E-05	6E-05	
ψ	[°]	0.0052	36.8726	36.8638	60.0034	300.0040	84.2625	275.7440	90.0046	270.0030	
σ		0.004	0.004	0.004	0.004	0.003	0.003	0.004	0.004	0.003	

Tabella 4.27: Misure e deviazione standard PC-SW-A

Gli errori sono contenuti rispetto al campione, la ripetibilità è elevata; le incertezze stimate per tale soluzione sono corrette, le misure delle tensioni e delle correnti sono ripetibili e accurate.

VALORI GENERATI				VALORI MISURATI PC-A IN9239				VALORI MISURATI CAMPIONE NAZIONALE				ERRORE	INCERTEZZA	ERRORE	INCERTEZZA					
S	P	Q	V	S	P	Q	V	S	P	Q	V	I	cosp	φ	(P <sub>P</sub> )/P <sub>C</sub> -10 <sup>3</sup>	U(P)	(Q-Q <sub>C</sub> )/Q <sub>C</sub> -10 <sup>-3</sup>	U(Q <sub>C</sub> )		
[VA]	[W]	[var]	[V]	[VA]	[W]	[var]	[V]	[VA]	[W]	[var]	[V]	[A]		[°]		μW/W			μvar/var	
1200	1200	0	120	1199,950	1199,950	0,109	119,999	9,9995300	1,00000	0,005	1199,9098	1199,9105	0,00	119,9999	9,99926	1,00000	0,00017	33	80	-
1200	960	720	120	1199,950	959,922	720,013	120,000	9,9995100	0,79997	36,873	1199,8964	959,93390	719,92	119,9996	9,9992	0,80001	-36,869	125	100	133
1200	960	720	120	1199,930	960,024	719,860	119,999	9,9995700	0,80006	36,864	1199,9072	959,93734	719,93	120,0002	9,9992	0,80001	36,869	-96	100	133
1200	600	1039,23	120	1199,939	599,909	1039,220	120,000	9,9994900	0,49995	60,003	1199,8934	599,94745	1039,14	119,9993	9,9992	0,50000	59,99999	79	160	92
1200	600	1039,23	120	1199,920	600,032	1039,120	119,998	9,9995000	0,50006	300,004	1199,9076	599,95557	1039,15	120,0006	9,9992	0,50000	59,99993	-29	160	92
1200	120	1193,98	120	1199,950	119,960	1193,940	120,001	9,9995100	0,09997	84,263	1199,8866	120,01380	1193,87	119,9993	9,9991	0,10002	-84,2596	57	800	80
1200	120	1193,98	120	1199,920	120,093	1193,900	119,998	9,9995100	0,10008	275,744	1199,9060	120,01100	1193,89	120,0008	9,9992	0,10003	84,259	10	800	80
1200	0	1200	120	1199,960	-0,096	1199,960	120,001	9,9995100	-0,00008	90,005	1199,8906	-0,00560	1199,89	119,9995	9,99913	-0,00001	90,0003	58	-	80
1200	0	1200	120	1199,920	0,059	1199,920	119,998	9,9995100	0,00005	270,003	1199,9030	0,00799	1199,90	120,0005	9,99915	0,00001	-270	14	-	80

Tabella 4.28 : Confronto PC-SW-A/Campione Nazionale di Potenza Elettrica

Il secondo confronto effettuato è con il PC sampling wattmeter configurazione B, cioè quella che utilizza la scheda NI 9225 e lo shunt; gli esiti delle prove sono riportati in tabella 4.30 in cui sono mostrati i valori nominali generati dal calibratore Fluke 6100A, i valori misurati dal PC-SW-C ed i valori misurati dal sistema nazionale campione.

Nella tabella 4.30 vengono riportate sia per la potenza attiva che per la reattiva gli errori del sistema in esame rispetto al riferimento nazionale che le incertezze di taratura.

In particolare i valori misurati dal PC-SW-B sono riportati anche nella tabella 4.29 assieme alle deviazioni standard riscontrate, cioè la ripetibilità per tutte le misure, in particolare per le misure di potenza vengono riportati anche gli scarti espressi in ppm.

Grandezze		VALORI MISURATI PC-B NI9225								
		cosφ								
		1	0,8i	0,8c	0,5i	0,5c	0,1i	0,1c	0i	0c
S	[VA]	1199,87	1199,86	1199,88	1199,87	1199,88	1199,87	1199,91	1199,86	1199,88
Sc		1199,9059	1199,9068	1199,9072	1199,9022	1199,9064	1199,8942	1199,9074	1199,8958	1199,9138
σ	[ppm]	40	26	26	27	39	33	33	32	22
e	[ppm]	-30	-39	-23	-27	-22	-20	2	-30	-28
P	[W]	1199,87	959,949	959,913	599,962	599,876	120,004	119,948	-0,0199757	-0,0373541
Pc		1199,9069	959,9532	959,9430	599,9474	599,9593	119,9924	120,0203	-0,0078	0,0129
σ	[ppm]	40	137	106	208	220	1244	1200	0,160 W	0,151 W
e	[ppm]	-31	-4	-31	24	-139	97	-602	-	-
Q	[var]	0,1042	719,831	719,909	1039,11	1039,16	1193,86	1193,9	1199,86	1199,88
Qc		0,0021	719,8955	719,9125	1039,1479	1039,1461	1193,8779	1193,8898	1199,8958	1199,9138
σ	[ppm]	0,089 var	216	235	68	100	33	38	32	22
e	[ppm]	-	-90	-5	-36	13	-15	9	-30	-28
V	[V]	119,996	119,995	119,996	119,995	119,996	119,995	119,996	119,995	119,996
σ	[ppm]	2	2	2	1	2	1	1	1	1
I	[A]	9,99926	9,9992	9,99927	9,99936	9,99925	9,99938	9,99959	9,99925	9,99934
σ	[ppm]	40	25	27	28	39	33	33	31	23
cosφ	-	1,0000	0,800052	0,80001	0,50002	0,499948	0,100013	0,0999644	-1,665E-05	-3,11313E-05
σ		9E-09	1E-04	1E-04	1E-04	1E-04	1E-04	1E-04	1E-04	1E-04
φ	[°]	0,0050	36,8649	36,8699	59,9986	299,9970	84,2601	275,7370	90,0010	269,9980
σ		0,004	0,010	0,010	0,007	0,008	0,007	0,007	0,008	0,007

Tabella 4.29: Misure e deviazione standard PC-SW-B

Dall'analisi dei risultati si evince che le incertezze stimate per tale configurazione sono corrette, gli errori rilevati sia per la potenza attiva che per la potenza reattiva stanno entro i limiti di incertezza dichiarati.

VALORI MISURATI										VALORI MISURATI CAMPIONE NAZIONALE										ERRORE		INCERTEZZA		
VALORI GENERATI					VALORI MISURATI PC-B NR225					VALORI MISURATI CAMPIONE NAZIONALE					(P-Pc)/Pc-10 <sup>-3</sup>	(Q-Qc)/Qc-10 <sup>-3</sup>	(P-Pc)/Pc-10 <sup>-3</sup>	(Q-Qc)/Qc-10 <sup>-3</sup>	μ/W	μ/W				
S	P	Q	V	I	cosφ	senφ	S	P	Q	V	I	cosφ	φ	S	Pc	Qc	Vc	Ic	cosφ	φ	ERRORE	INCERTEZZA	ERRORE	INCERTEZZA
[VA]	[W]	[Var]	[V]	[A]			[VA]	[W]	[Var]	[V]	[A]	cosφ	φ	[VA]	[W]	[Var]	[V]	[A]	cosφ	φ	(P-Pc)/Pc-10 <sup>-3</sup>	(Q-Qc)/Qc-10 <sup>-3</sup>	(P-Pc)/Pc-10 <sup>-3</sup>	(Q-Qc)/Qc-10 <sup>-3</sup>
1200	1200	0	120	10	1	0	1199.870	1199.870	0.104	119.996	9.9952600	1.00000	0.005	1199.9059	1199.9069	0.00	120.0006	9.99917	1.00000	-0.0001	-31	80	-	-
1200	960	720	120	10	0.81	0.6	1199.860	959.949	719.831	119.995	9.9952000	0.80005	36.865	1199.9068	959.95319	719.90	120.0010	9.9991	0.80003	-36.867	-4	100	-90	133
1200	960	720	120	10	0.8c	0.6	1199.880	959.913	719.909	119.996	9.9952700	0.80001	36.870	1199.9072	959.94300	719.91	120.0013	9.9991	0.80002	-36.868	-31	100	-5	133
1200	600	1039.23	120	10	0.5i	0.866	1199.870	599.962	1039.110	119.995	9.9953600	0.50002	59.999	1199.9022	599.94740	1039.15	120.0009	9.9991	0.50000	-60.0002	24	160	-36	92
1200	600	1039.23	120	10	0.5c	0.866	1199.880	599.876	1039.160	119.996	9.9952500	0.49995	299.997	1199.9064	599.95930	1039.15	120.0012	9.9991	0.50000	59.99968	-139	160	13	92
1200	120	1193.98	120	10	0.1i	0.995	1199.870	120.004	1193.860	119.995	9.9953800	0.10001	84.260	1199.8942	119.99242	1193.88	120.0001	9.9991	0.10001	-84.26	97	800	-15	80
1200	120	1193.98	120	10	0.1c	0.995	1199.910	119.948	1193.900	119.996	9.9955900	0.09996	275.737	1199.9074	120.02030	1193.89	120.0013	9.9991	0.10002	84.2584	-602	800	9	80
1200	0	1200	120	10	0	1	1199.860	-0.020	1199.860	119.995	9.9952500	-0.00002	90.001	1199.8958	-0.00784	1199.90	120.0005	9.99909	-0.00001	-90.0003	-	-	-30	80
1200	0	1200	120	10	0	1	1199.880	-0.037	1199.880	119.996	9.9953400	-0.00003	269.998	1199.9138	0.01294	1199.91	120.0017	9.99914	0.00001	-270.0006	-	-	-28	80

Tabella 4.30 : Confronto PC-SW-B/Campione Nazionale di Potenza Elettrica

Il terzo confronto effettuato è con il PC sampling wattmeter configurazione C, la soluzione più promettente, cioè quella che utilizza la scheda NI 9225, la scheda NI9239 e lo shunt.

Gli esiti delle prove sono mostrati in tabella 4.32 in cui sono mostrati i valori generati nominali, i valori misurati dal PC-SW-C ed i valori misurati dal sistema nazionale campione; gli esiti delle prove mostrano che gli errori sia per la potenza attiva che per la reattiva siano molto contenuti.

Sia per la potenza attiva che per la reattiva sono indicate sia gli errori che le incertezze di taratura.

In particolare i valori misurati dal PC-SW-C sono riportati anche nella tabella 4.31 assieme alle deviazioni standard riscontrate, cioè la ripetibilità.

Grandezze		VALORI MISURATI PC-C NI9225-9239								
		cosφ								
		1	0,8i	0,8c	0,5i	0,5c	0,1i	0,1c	0i	0c
S	[VA]	1199,92	1199,88	1199,9	1199,87	1199,89	1199,86	1199,88	1199,85	1199,87
Sc		1199,9395	1199,9110	1199,9236	1199,8930	1199,9086	1199,8904	1199,9124	1199,8880	1199,9000
σ	[ppm]	4	3	2	3	3	5	5	5	4
e	[ppm]	-16	-26	-20	-19	-16	-25	-27	-32	-25
P	[W]	1199,92	959,92	959,933	599,943	599,942	120,006	120,001	0,0051	-0,0018
Pc		1199,9404	959,9360	959,9546	599,9406	599,9619	119,9950	120,0221	-0,0084	0,0074
σ	[ppm]	4	6	7	16	14	111	84	0,008 W	0,012 W
e	[ppm]	-17	-17	-23	4	-33	92	-176	-	-
Q	[var]	0,0071	719,913	719,927	1039,11	1039,14	1193,85	1193,86	1199,85	1199,87
Qc		0,0084	719,9316	719,9224	1039,1431	1039,1471	1193,8762	1193,8948	1199,8880	1199,9000
σ	[ppm]	0,007 var	13	13	8	6	6	5	5	4
e	[ppm]	-	-26	6	-32	-7	-22	-29	-32	-25
V	[V]	119,998	119,998	119,999	119,998	119,999	119,998	119,999	119,997	119,999
σ	[ppm]	1	2	1	1	1	1	2	2	1
I	[A]	9,99947	9,99917	9,99926	9,99908	9,99915	9,99903	9,99905	9,9990	9,99904
σ	[ppm]	4	2	3	4	3	4	5	5	3
cosφ	-	1,0000	0,8000	0,8000	0,5000	0,5000	0,1000	0,1000	0,0000	0,0000
σ	-	6E-11	5E-06	5E-06	9E-06	7E-06	1E-05	8E-06	7E-06	1E-05
φ	[°]	0,0003	36,8689	323,1310	59,9995	300,0000	84,2599	275,7400	89,9998	270,0000
σ	[°]	0,0003	0,0005	0,0005	0,0006	0,0005	0,0006	0,0005	0,0004	0,0006

Tabella 4.31: Misure e deviazione standard PC-SW-C; V=120V, I=10A

Gli errori riscontrati sono contenuti e le deviazioni standard elevate, dunque le misure risultano essere ripetibili ed accurate, l'esito della taratura è positiva, le incertezze stimate per tale strumento sono corrette.

VALORI GENERATI						VALORI MISURATI PC-C-119225-9239						VALORI MISURATI CAMPIONE NAZIONALE						ERRORE	INCERTEZZA	ERRORE	INCERTEZZA	
S	P	Q	V	I	cosp	S	P	Q	V	I	cosp	S	P	Q	V	I	cosp	$\psi$	(P-P <sub>c</sub> )/P <sub>c</sub> · 10 <sup>4</sup>	UP	(Q-Q <sub>c</sub> )/Q <sub>c</sub> · 10 <sup>3</sup>	U(C <sub>c</sub> )
[VA]	[W]	[var]	[V]	[A]		[VA]	[W]	[var]	[V]	[A]		[VA]	[W]	[var]	[V]	[A]		°		[μW/W]		[μW/W]
1200	1200	0	120	10	1	1199,920	1199,920	0,007	119,998	9,9994700	1,00000	0,00034	1199,9395	1199,9404	0,01	120,0003	9,99947	1,00000	-17	80	-	-
1200	960	720	120	10	0,81	1199,880	959,920	719,913	119,998	9,9991700	0,80001	36,86590	1199,9110	959,93600	719,93	120,0001	9,9993	0,80001	-17	100	-26	133
1200	960	720	120	10	0,86	1199,900	959,933	719,927	119,999	9,9992600	0,80001	323,13100	1199,9236	959,95460	719,92	120,0010	9,9993	0,80002	-23	100	6	133
1200	600	1039,23	120	10	0,51	1199,870	599,943	1039,110	119,998	9,9990800	0,50001	59,99550	1199,8930	599,94060	1039,14	119,9995	9,9992	0,49989	4	160	-32	92
1200	600	1039,23	120	10	0,56	1199,890	599,942	1039,140	119,999	9,9991500	0,50000	300,00000	1199,9086	599,96190	1039,15	120,0007	9,9992	0,50001	-33	160	-7	92
1200	120	1193,98	120	10	0,11	1199,860	120,006	1193,860	119,998	9,9990300	0,10002	84,25590	1199,8904	119,99500	1193,88	119,9998	9,9991	0,10000	92	800	-22	80
1200	120	1193,98	120	10	0,16	1199,880	120,001	1193,860	119,999	9,9990500	0,10001	275,74000	1199,9124	120,02210	1193,89	120,0012	9,9992	0,10002	-176	800	-29	80
1200	0	1200	120	10	0	1199,850	0,005	1199,850	119,997	9,9990000	0,00000	89,99980	1199,8880	-0,00840	1199,89	119,9996	9,9991	-0,00001	-	-	-32	80
1200	0	1200	120	10	0	1199,870	-0,002	1199,870	119,999	9,9990400	0,00000	270,00000	1199,9000	0,00740	1199,90	120,0008	9,9991	0,00001	-	-	-25	80

Tabella 4.32 : Confronto PC-SW-C/Campione Nazionale di Potenza Elettrica – 120V -10A

Infine, per la terza soluzione viene effettuato un ulteriore confronto con segnali di 120V e 5A a vari fattori di potenza.

Gli esiti delle prove sono riportati in tabella 4.34 in cui sono mostrati i valori nominali generati dal calibratore Fluke 6100A, i valori misurati dal PC-SW-C ed i valori misurati dal sistema nazionale campione. I valori misurati dal PC-SW-C sono riportati anche nella tabella 4.33 assieme alle ripetibilità; per le misure di potenza vengono riportati anche i valori degli errori rispetto al di riferimento nazionale espressi in ppm.

Nella tabella 4.34 sono indicate sia per la potenza attiva che per la reattiva sono indicate sia gli errori che le incertezze di taratura.

Grandezze		VALORI MISURATI PC-C NI9225-9239								
		cosφ								
		1	0,8i	0,8c	0,5i	0,5c	0,1i	0,1c	0i	0c
S	[VA]	599,98	599,97	599,968	599,97	599,971	599,97	599,97	599,969	599,967
Sc	[VA]	599,9929	599,9795	599,9780	599,9778	599,9771	599,9828	599,9833	599,9821	599,9807
σ	[ppm]	5	3	4	4	3	4	4	3	5
e	[ppm]	-22	-16	-17	-13	-10	-21	-22	-22	-23
P	[W]	599,98	479,983	479,982	299,987	299,985	60,0068	60,0014	-0,0053	-0,0027
Pc	[W]	599,9936	479,9917	479,9931	299,9870	299,9961	60,0009	60,0142	-0,0056	0,0052
σ	[ppm]	5	13	8	30	27	99	112	0,008 W	0,009W
e	[ppm]	-23	-18	-23	0	-37	99	-213	-	-
Q	[var]	0,0026	359,974	359,971	519,588	519,591	596,961	596,962	599,969	599,967
Qc	[var]	0,0063	359,9802	359,9709	519,5992	519,5928	596,9745	596,9739	599,9821	599,9800
σ	[ppm]	0,002 var	18	14	8	8	3	5	3	5
e	[ppm]	-	-17	0	-21	-3	-23	-20	-22	-23
V	[V]	119,998	119,998	119,998	119,998	119,998	119,998	119,998	119,998	119,998
σ	[ppm]	2	1	1	2	1	2	1	1	2
I	[A]	4,99992	4,99983	4,99982	4,99983	4,99983	4,99984	4,99985	4,99983	4,99982
σ	[ppm]	4	3	4	5	3	3	4	4	4
cosφ	-	1,0000	0,8000	0,8000	0,5000	0,5000	0,1000	0,1000	0,0000	0,0000
σ	-	3E-11	9E-06	6E-06	1E-05	1E-05	1E-05	1E-05	1E-05	2E-05
φ	[°]	0,0003	36,8689	323,1310	59,9997	300,0000	84,2599	275,7400	90,0005	270,0000
σ	[°]	0,00002	0,0008	0,0006	0,0009	0,0009	0,0006	0,0006	0,0008	0,0009

Tabella 4.33: Misure e deviazione standard PC-SW-C; V=120V, I=5A

Dagli esiti delle prove effettuate risulta che anche per questa condizione le misure dello strumento risultano essere ripetibili ed accurate e che le incertezze stimate sono corrette, le ripetibilità sulle misure delle tensioni e delle correnti sono elevate, la misura dell'angolo è molto buona.

VALORI GENERATI					VALORI MISURATI PC-C N9225-9239					VALORI MISURATI CAMPIONE NAZIONALE					ERRORE	INCERTEZZA	ERRORE	INCERTEZZA				
S	P	Q	V	I	S	P	Q	V	I	S	P	Q	V	I	cosp	$\varphi$	(P-P <sub>c</sub> )/P <sub>c</sub> · 10 <sup>-5</sup>	U(P)	(Q-Q <sub>c</sub> )/Q <sub>c</sub> · 10 <sup>-5</sup>	U(Q <sub>c</sub> )		
[VA]	[W]	[var]	[V]	[A]	[VA]	[W]	[var]	[V]	[A]	[VA]	[W]	[var]	[V]	[A]				$\mu$ W/W		$\mu$ var/var		
600	600	0	120	5	1	0	599.980	599.980	0.003	119.998	4.9999200	1.00000	0.0003	599.9929	599.9936	0.01	120.0005	4.99992	1.00000	-23	50	-
600	480	360	120	5	0.8i	0.6	599.970	479.983	359.974	119.998	4.9998300	0.80001	36.8689	599.9795	479.99169	359.98	120.0007	4.9998	0.80001	-18	63	-17
600	480	360	120	5	0.8c	0.6	599.968	479.982	359.971	119.998	4.9998200	0.80001	321.1510	599.9780	479.99306	359.97	120.0004	4.9998	0.80002	-23	63	0
600	300	519.6	120	5	0.5i	0.866	599.970	299.987	519.588	119.998	4.9998300	0.50000	59.9997	599.9778	299.98700	519.60	120.0004	4.9998	0.49999	0	100	-21
600	300	519.6	120	5	0.5c	0.866	599.971	299.985	519.591	119.998	4.9998300	0.50000	300.0000	599.9771	299.99610	519.59	120.0002	4.9998	0.50001	-37	100	-3
600	60	597	120	5	0.1i	0.995	599.970	60.007	596.961	119.998	4.9998400	0.10002	84.2599	599.9828	60.00087	596.97	120.0004	4.9998	0.10001	99	500	-23
600	60	597	120	5	0.1c	0.995	599.970	60.001	596.962	119.998	4.9998500	0.10001	275.7400	599.9833	60.01420	596.97	120.0005	4.9998	0.10003	-213	500	-20
600	0	600	120	5	0	1	599.969	-0.005	599.969	119.998	4.9998300	-0.00001	90.0005	599.9821	-0.00555	599.98	120.0005	4.99983	-0.00001	-	-	-22
600	0	600	120	5	0	1	599.967	-0.003	599.967	119.998	4.9998200	0.00000	270.0000	599.9807	0.00520	0.00	120.0002	4.99983	1.00000	-	-	-23

Tabella 4.34 : Confronto PC-SW-C/Campione Nazionale di Potenza Elettrica – 120V -5A



Concludendo la figura 4.24 mostra un confronto fra le misure di potenza elettrica eseguite con i tre sistemi realizzati, con un misuratore di elevata accuratezza e con un calibratore multifunzione. I sistemi realizzati sono vantaggiosi per la loro versatilità e trasportabilità, infatti, risultano essere poco ingombranti. Le applicazioni di tali sistemi potrebbero interessare quei laboratori metrologici che volessero espandere la propria capacità metrologica anche alla potenza attiva e reattiva. Tale soluzione, infatti, potrebbe essere usata come campione SIT al fine di trasferire la riferibilità dal campione nazionale al centro (fig. 4.25); l'applicazione di un tale sistema, infatti, avrebbe un costo sicuramente contenuto rispetto ai metodi tradizionali; senz'altro un onere potrebbe essere quello di caratterizzare questi sistemi, ma tale operazione è effettuabile con strumenti che sono comunemente disponibili in un laboratorio di taratura elettrica.

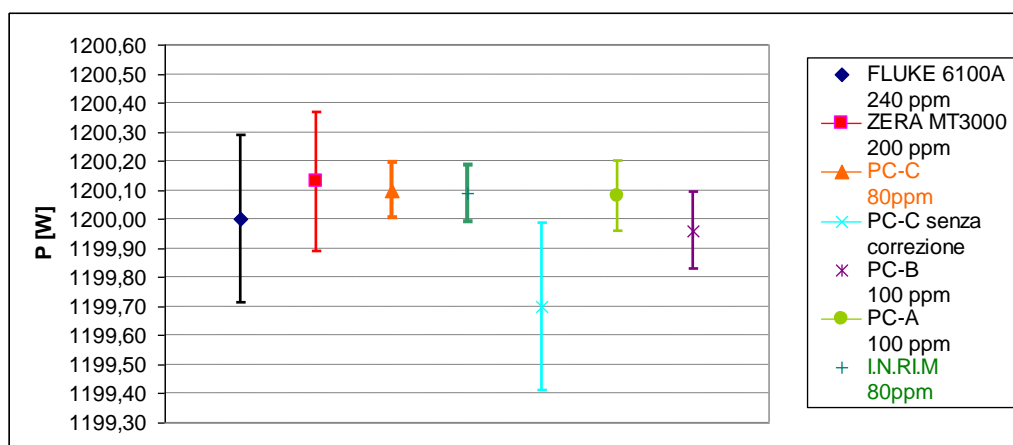


Figura 4.24: Compatibilità fra le misure;  $V=120\text{ V}$ ;  $I=10\text{ A}$ ;  $\cos\phi=1$ .

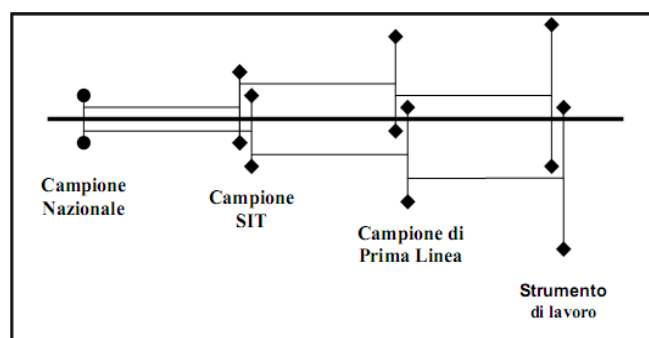


Figura 4.25: Importanza dell'incertezza per gestire la catena di riferibilità e la compatibilità dei risultati.

## CAPITOLO 5

### CARATTERIZZAZIONE DEL PC-BASED SAMPLING WATTMETER (PC-SW) IN REGIME DISTORTO

#### 5.1 Introduzione

In questo capitolo si affronterà il problema della caratterizzazione metrologica del PC sampling wattmeter in presenza di distorsione armonica; scelta la soluzione migliore dal punto di vista tecnico-economico, cioè la soluzione PC-SW-C, si procederà inizialmente valutando gli effetti dei filtri presenti nelle schede DAQ in presenza di segnali con frequenze maggiori al fine di compensare tali effetti attraverso l'implementazione di un algoritmo.

In seguito, verranno scelte delle forme d'onda di tensione e di corrente distorte da almeno cinquanta armoniche, dopo averle generate tramite il calibratore Fluke 6100A si procederà misurando tali grandezze con un livello di accuratezza migliore rispetto alla generazione grazie al multimetro Fluke 8508A e solo successivamente verranno eseguiti i confronti con le misure effettuate con le schede NI 9239 ed NI 9225. Infine, verranno generate delle potenze distorte tramite il calibratore Fluke 6100A ed in seguito si procederà alla misura delle grandezze definite dallo standard IEEE 1459-2010 tramite la soluzione PC-SW-C individuando, in particolare, la ripetibilità delle misure effettuate e l'errore rispetto al valore generato. Allo stato attuale gli istituti metrologici primari non hanno ancora implementato nei loro campioni algoritmi per la misura della potenza in regime distorto, e quindi, non è possibile avere dei riferimenti accurati in tale regime, pertanto, il calibratore Fluke 6100A risulta essere, allo stato attuale, l'unico riferimento disponibile.

## 5.2 Analisi in frequenza scheda NI 9225/9239 e compensazione del filtro

Un effetto da compensare in regime distorto è quello dovuto ai filtri presenti nelle schede di acquisizione dati, la loro presenza infatti comporta un errore sulla misura delle ampiezze delle armoniche in misura crescente con l'ordine delle armoniche, in figura 5.1 l'effetto del filtro dichiarato nelle specifiche dal costruttore.

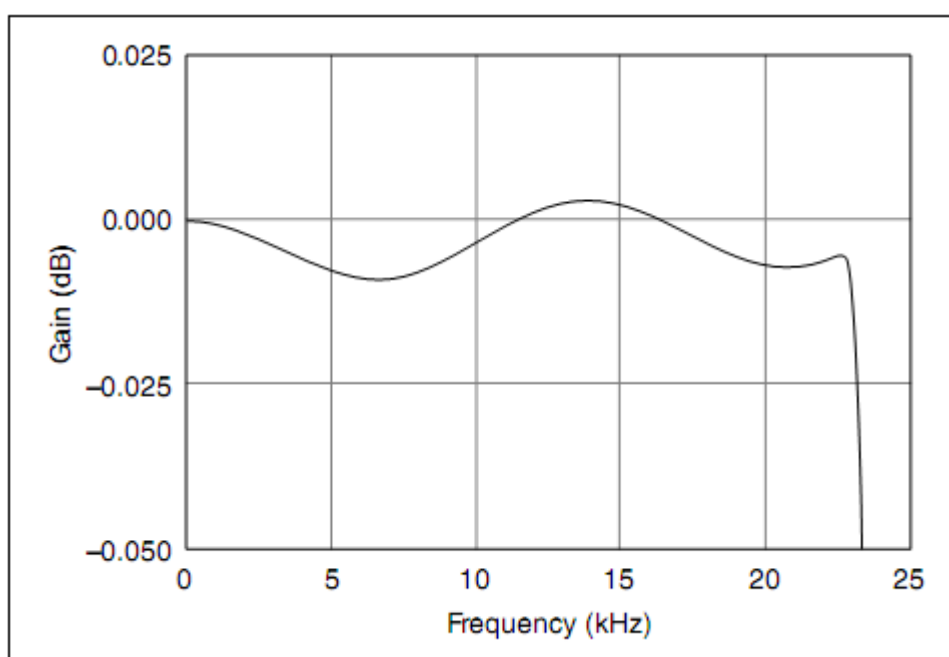


Figura 5.1 : Effetto del filtro

La compensazione verrà valutata inviando con il calibratore Fluke 5720A tensioni con frequenze crescenti fino ad esplorare cinquanta armoniche, in sostanza verrà effettuata un'analisi in frequenza, valutando armonica per armonica, lo scarto fra il valore generato ed il valore misurato; gli esiti delle prove effettuate sui canali 0 ed 1 delle schede NI 9225 ed NI 9239 sono mostrati nelle tabelle 5.1 ed 5.2 rispettivamente, vengono riportate anche le deviazioni standard; le figure 5.2÷5.5 mostrano l'analisi in frequenza con la retta interpolante stimata.

5720A		CANALE 0		CANALE 1	
VG [V]	f [Hz]	V <sub>M1</sub> [V]	σ <sub>0</sub> [V]	V <sub>M2</sub> [V]	σ <sub>1</sub> [V]
10	50	9,99816	0,00002	9,99836	0,00002
10	100	9,99813	0,00002	9,99836	0,00002
10	150	9,99812	0,00004	9,99834	0,00003
10	200	9,99812	0,00002	9,99832	0,00001
10	250	9,99806	0,00002	9,99829	0,00001
10	300	9,99808	0,00001	9,99829	0,00001
10	350	9,99804	0,00002	9,99826	0,00001
10	400	9,99802	0,00001	9,99823	0,00001
10	450	9,99797	0,00001	9,99821	0,00001
10	500	9,99796	0,00001	9,99819	0,00002
10	550	9,99792	0,00001	9,99815	0,00002
10	600	9,99788	0,00001	9,99809	0,00002
10	650	9,99782	0,00002	9,99802	0,00001
10	700	9,99778	0,00001	9,99799	0,00002
10	750	9,99771	0,00001	9,99791	0,00001
10	800	9,99763	0,00001	9,99784	0,00002
10	850	9,99755	0,00001	9,99777	0,00001
10	900	9,99749	0,00002	9,99769	0,00002
10	950	9,99740	0,00001	9,99760	0,00001
10	1000	9,99730	0,00001	9,99751	0,00002
10	1050	9,99722	0,00001	9,99743	0,00002
10	1100	9,99712	0,00001	9,99733	0,00001
10	1150	9,99702	0,00001	9,99724	0,00001
10	1200	9,99693	0,00002	9,99715	0,00001
10	1250	9,99683	0,00001	9,99705	0,00001
10	1300	9,99671	0,00001	9,99693	0,00001
10	1350	9,99660	0,00002	9,99683	0,00001
10	1400	9,99651	0,00002	9,99673	0,00001
10	1450	9,99641	0,00001	9,99662	0,00001
10	1500	9,99632	0,00001	9,99653	0,00001
10	1550	9,99622	0,00001	9,99644	0,00001
10	1600	9,99613	0,00002	9,99634	0,00001
10	1650	9,99604	0,00002	9,99625	0,00001
10	1700	9,99593	0,00003	9,99615	0,00001
10	1750	9,99586	0,00001	9,99606	0,00001
10	1800	9,99574	0,00001	9,99595	0,00002
10	1850	9,99565	0,00001	9,99586	0,00002
10	1900	9,99553	0,00001	9,99575	0,00002
10	1950	9,99545	0,00001	9,99566	0,00001
10	2000	9,99534	0,00001	9,99555	0,00002
10	2050	9,99523	0,00002	9,99545	0,00002
10	2100	9,99511	0,00001	9,99533	0,00001
10	2150	9,99498	0,00002	9,99520	0,00001
10	2200	9,99486	0,00002	9,99508	0,00001
10	2250	9,99475	0,00001	9,99497	0,00002
10	2300	9,99461	0,00002	9,99482	0,00002
10	2350	9,99446	0,00001	9,99468	0,00001
10	2400	9,99431	0,00001	9,99455	0,00001
10	2450	9,99418	0,00001	9,99440	0,00001
10	2500	9,99403	0,00002	9,99426	0,00002

Tabella 5.1 : Analisi in frequenza del filtro – NI 9225

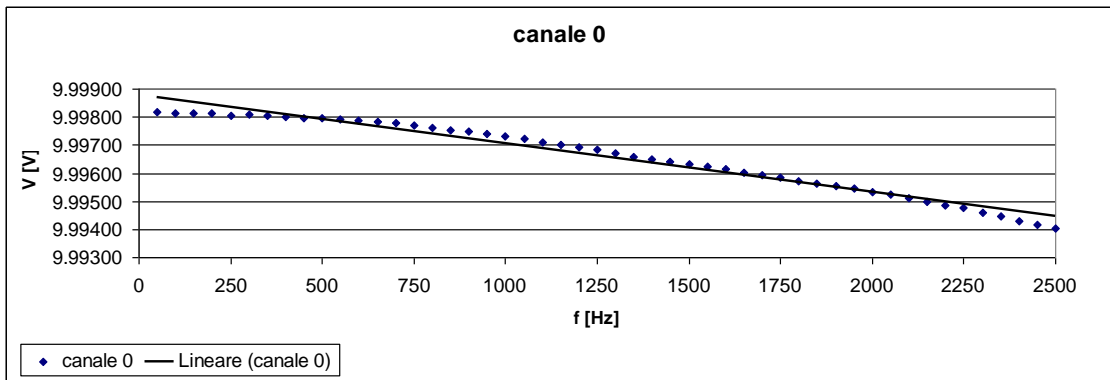


Figura 5.2 : Analisi in frequenza filtro- NI9225 – canale 0

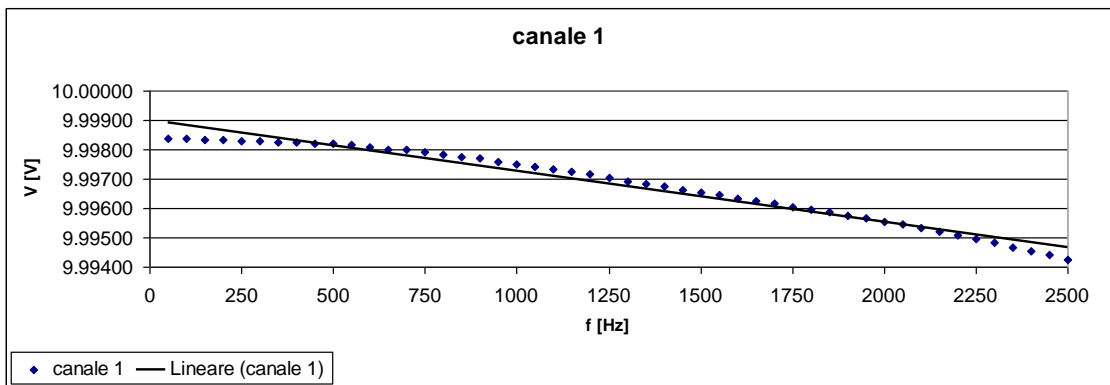


Figura 5.3 : Analisi in frequenza filtro- NI9225 – canale 1

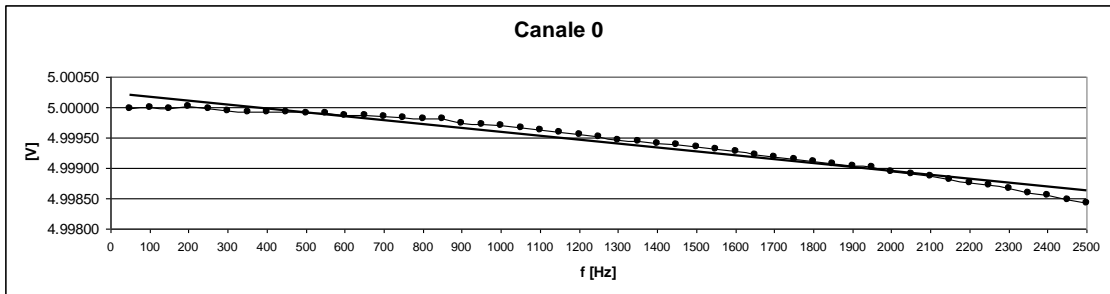


Figura 5.4 : Analisi in frequenza filtro - NI9225 - canale 0

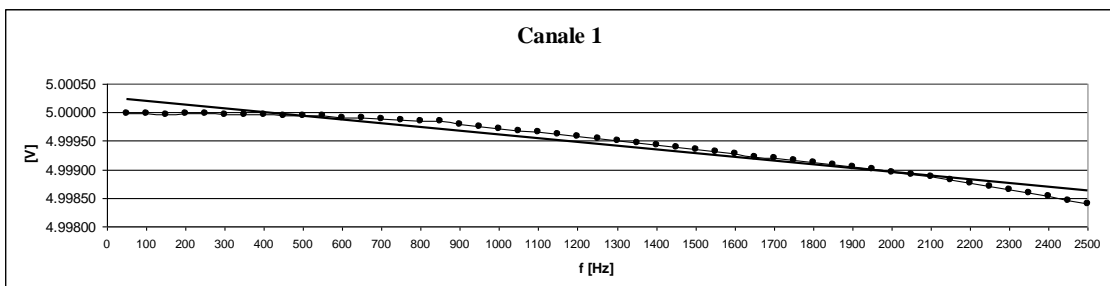


Figura 5.5 : Analisi in frequenza filtro - NI9225 - canale 1

5720A		CANALE 0 [rms]	$\sigma_0$	canale 1 [rms]	$\sigma_1$
VG [V]	f [Hz]	[V]	[V]	[V]	[V]
5	50	4.99998	0.00002	4.99998	0.00002
5	100	5.00000	0.00001	4.99999	0.00001
5	150	4.99999	0.00001	4.99997	0.00001
5	200	5.00001	0.00001	4.99999	0.00001
5	250	4.99998	0.00001	4.99998	0.00001
5	300	4.99994	0.00001	4.99997	0.00001
5	350	4.99992	0.00002	4.99996	0.00002
5	400	4.99992	0.00001	4.99996	0.00001
5	450	4.99992	0.00001	4.99995	0.00001
5	500	4.99990	0.00001	4.99994	0.00001
5	550	4.99990	0.00001	4.99994	0.00001
5	600	4.99987	0.00001	4.99991	0.00001
5	650	4.99987	0.00002	4.99991	0.00001
5	700	4.99985	0.00001	4.99989	0.00000
5	750	4.99983	0.00001	4.99987	0.00001
5	800	4.99981	0.00001	4.99985	0.00001
5	850	4.99981	0.00001	4.99985	0.00001
5	900	4.99975	0.00001	4.99979	0.00001
5	950	4.99972	0.00001	4.99975	0.00001
5	1000	4.99970	0.00001	4.99972	0.00000
5	1050	4.99966	0.00001	4.99968	0.00001
5	1100	4.99963	0.00001	4.99966	0.00001
5	1150	4.99959	0.00001	4.99962	0.00001
5	1200	4.99955	0.00001	4.99958	0.00001
5	1250	4.99951	0.00000	4.99954	0.00000
5	1300	4.99947	0.00001	4.99951	0.00001
5	1350	4.99945	0.00001	4.99947	0.00001
5	1400	4.99941	0.00001	4.99943	0.00001
5	1450	4.99938	0.00001	4.99939	0.00001
5	1500	4.99936	0.00001	4.99936	0.00001
5	1550	4.99932	0.00001	4.99931	0.00001
5	1600	4.99928	0.00001	4.99928	0.00001
5	1650	4.99923	0.00001	4.99923	0.00001
5	1700	4.99919	0.00001	4.99920	0.00000
5	1750	4.99915	0.00001	4.99916	0.00000
5	1800	4.99912	0.00001	4.99912	0.00001
5	1850	4.99907	0.00001	4.99908	0.00001
5	1900	4.99904	0.00002	4.99905	0.00002
5	1950	4.99901	0.00002	4.99901	0.00002
5	2000	4.99895	0.00002	4.99896	0.00001
5	2050	4.99891	0.00001	4.99891	0.00001
5	2100	4.99887	0.00001	4.99887	0.00001
5	2150	4.99882	0.00002	4.99882	0.00002
5	2200	4.99876	0.00001	4.99876	0.00001
5	2250	4.99872	0.00001	4.99870	0.00001
5	2300	4.99866	0.00001	4.99865	0.00001
5	2350	4.99860	0.00002	4.99859	0.00001
5	2400	4.99855	0.00002	4.99853	0.00002
5	2450	4.99848	0.00001	4.99846	0.00000
5	2500	4.99843	0.00002	4.99841	0.00002

Tabella 5.2 : Analisi in frequenza filtro – NI 9239

L'algoritmo per la compensazione degli effetti dei filtri è mostrato in figura 5.6 e si basa sulla correzione dell'ampiezza di ciascuna armonica, a partire dalla 10<sup>a</sup> e fino alla 50<sup>a</sup>, sulla base della risposta armonica interpolata calcolata precedentemente.

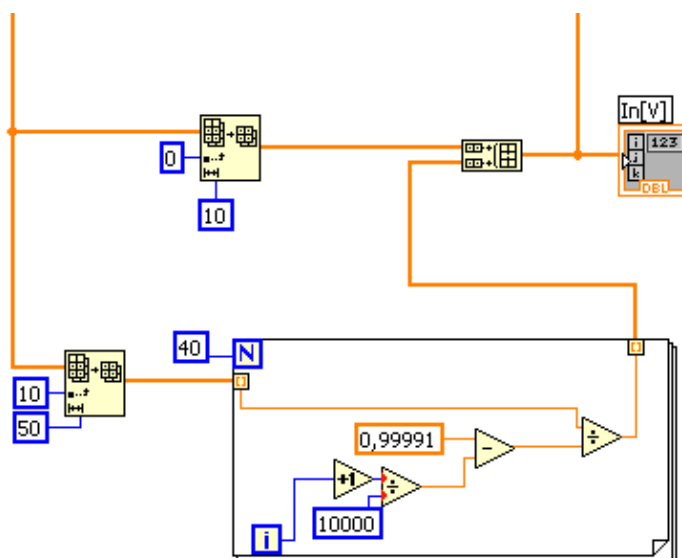


Figura 5.6 : Algoritmo implementato – Compensazione filtri

### 5.3 Forma d'onda distorta e valutazione delle incertezze sulla generazione di tensione e corrente tramite il FLUKE 6100A

Una prima valutazione accurata di una forma d'onda distorta verrà effettuata generando quest'ultima tramite il calibratore Fluke 6100A e valutando le incertezze dichiarate dal costruttore. La forma d'onda scelta per la tensione ha le seguenti caratteristiche:

$$v = v_1 + v_H \quad (5.1)$$

dove

$$v_1 = \sqrt{2}V_1 \sin \omega t \quad (5.2)$$

è la componenti fondamentali con una frequenza di 50 Hz e dove

$$v_H = V_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \sin h\omega t \quad (5.3)$$

sono le armoniche, con  $V_0$  componente continua. La forma d'onda scelta ha le caratteristiche mostrate in tabella 5.3, una rappresentazione di tale forma d'onda è mostrata nella figura 5.7

$V_{RMS}$	120 V
$V_1$	112,314 V
$V_2 \div V_{10}$	10% $V_{RMS}$
$V_{11} \div V_{20}$	5% $V_{RMS}$
$V_{21} \div V_{40}$	2% $V_{RMS}$
$V_{41} \div V_{50}$	1% $V_{RMS}$

Tabella 5.3 : Forma d'onda di tensione non sinusoidale

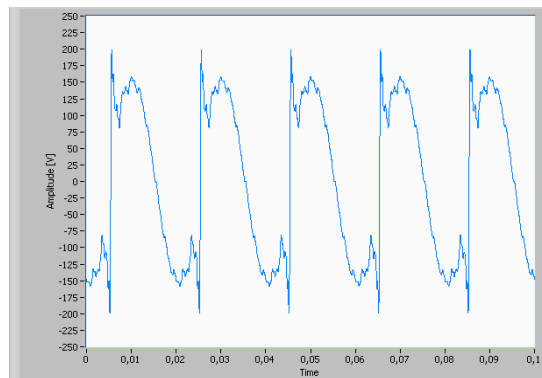


Figura 5.7 : Forma d'onda di tensione distorta

Verranno, adesso, valutate le incertezze sulla generazione della suddetta grandezza considerando le specifiche del costruttore [26].

Accuratezza della fondamentale:

$$112 \text{ ppm dell'uscita} + 4,4 \text{ mV} = (112,314 * 0,000112) + 0,0044 = 0,01698 \text{ V}$$

$$\text{Coefficiente di sensibilità} = (0,01698 * 112,314) / 120 = 0,01589 \text{ V}$$

Accuratezza della 2° armonica fino alla 10° armonica:

$$112 \text{ ppm dell'uscita} + 4,4 \text{ mV} = (12 * 0,000112) + 0,0044 = 0,005864 \text{ V}$$

$$\text{Coefficiente di sensibilità} = (0,005864 * 12 * 9) / 120 = 0,00527 \text{ V}$$



Accuratezza della 11° armonica fino alla 18° armonica:

$$164 \text{ ppm dell'uscita} + 4,4 \text{ mV} = (6 * 0,000164) + 0,0044 = 0,005384 \text{ V}$$

$$\text{Coefficiente di sensibilità} = (0,005384 * 6 * 8) / 120 = 0,004307 \text{ V}$$

Accuratezza della 19° armonica fino alla 40° armonica:

$$512 \text{ ppm dell'uscita} + 4,4 \text{ mV} = (2,4 * 0,000512) + 0,0044 = 0,005628 \text{ V}$$

$$\text{Coefficiente di sensibilità} = (0,005628 * 2,4 * 22) / 120 = 0,00247 \text{ V}$$

Accuratezza della 41° armonica fino alla 50° armonica:

$$512 \text{ ppm dell'uscita} + 4,4 \text{ mV} = (1,2 * 0,000512) + 0,0044 = 0,0050 \text{ V}$$

$$\text{Coefficiente di sensibilità} = (0,0050 * 1,2 * 10) / 120 = 0,0005 \text{ V}$$

Totale incertezza sull'ampiezza:

$$0,01589 + 0,00527 + 0,004307 + 0,00247 + 0,0005 = 0,02844 \text{ V}$$

$$\text{Accuratezza sulla tensione} = (120 \pm 0,02844) \text{ V}$$

$$\text{Accuratezza sulla tensione} = 120 \text{ V} \pm 237 \text{ ppm}$$

### ***5.3.1 Confronto scheda - Fluke 8508A onda distorta: Tensione***

Questo confronto ci consentirà di conoscere la forma d'onda generata con un'accuratezza migliore rispetto alla generazione e di poter effettuare il confronto con il valore misurato dalla scheda di acquisizione dati, in figura 5.8 il set up di prova.

La misura più accurata verrà effettuata utilizzando il multimetro a vero valore efficace Fluke 8508A [34] le cui specifiche, con un livello di confidenza del 95% nel range 2V, 20V, 200V, ad un anno sono:

$$\pm (85 \text{ ppm of reading} + 10 \text{ ppm range})$$

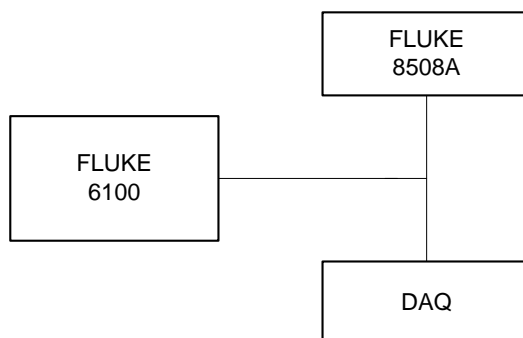


Figura 5.8 : Set up di prova

Vengono, inizialmente, effettuate dieci letture, valutandone la ripetibilità, gli esiti del confronto sono mostrati in tabella 5.4

	<b>Valore</b>	<b>Unità di misura</b>
Lettura 8508A	119,9974	V
Deviazione standard	3	ppm
Lettura scheda DAQ	120,004	V
Deviazione standard	0,0002258	V
Deviazione standard	2	ppm
N=10		

Tabella 5.4 : Confronto 8508A – NI9225 – N=10

Le prove vengono ripetute effettuando cento letture, in tabella 5.5 i risultati

	<b>Valore</b>	<b>Unità di misura</b>
Lettura 8508A	119,9973	V
Deviazione standard	3	ppm
Lettura scheda DAQ	120,004	V
Deviazione standard	0,0003342	V
Deviazione standard	3	ppm
N=100		

Tabella 5.5 : Confronto 8508A – NI9225 – N=100

Le incertezze che concorrono alla determinazione della misura sono indicate in tabella 5.6.

Componenti di errore	Valore [ppm]	Distribuzione	K	Valore a K=1	Valore Quadratico
Stabilità a breve termine	3	Normale	1	3	9
8508A specifica (95%)	102	Normale	2	51	2601
Somma dei valori quadratici					2610
Incertezza standard (K=1) [ppm]					51,09
Incertezza estesa (K=2) [ppm]					103

Tabella 5.6 : Valutazione delle incertezze

Nelle figure 5.9 e 5.10 vengono mostrati i valori misurati dalla scheda NI9225 e le fasce di incertezza del generatore Fluke 6100A (linea rossa tratteggiata spessa) e quelle del multimetro con elevata accuratezza Fluke 8508A (linea tratteggiata rossa sottile) rispettivamente per N=10 e N=100.

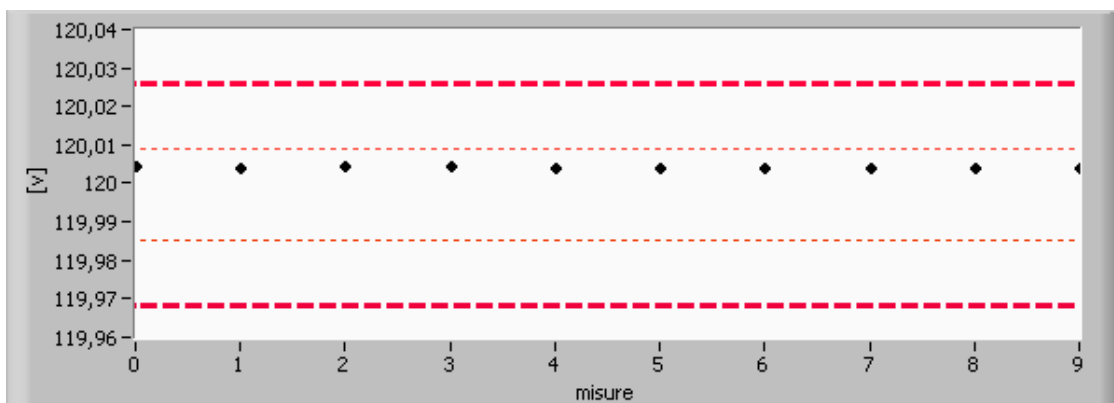


Figura 5.9 : Confronto 8508A – NI9225 – N=10

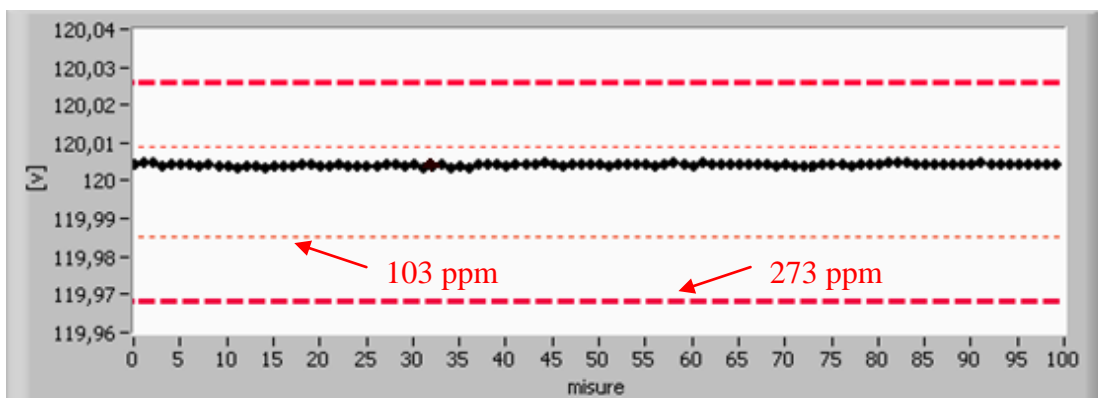


Figura 5.10 : Confronto 8508A – NI9225 – N=100

## 5.4 Forma d'onda distorta e valutazione delle incertezze sulla generazione di corrente tramite il FLUKE 6100A

Anche per la corrente verrà scelta una forma d'onda e valutata l'incertezza di generazione del Fluke 6100A secondo le specifiche dichiarate dal costruttore. La forma d'onda scelta della corrente è descritta dall'equazione 5.4 ed ha le caratteristiche indicate in tabella 5.7.

$$i = i_1 + i_H \quad (5.4)$$

$$i_1 = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t - \beta_1) \quad (5.5)$$

$$i_H = I_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \sin(h\omega t - \beta_h) \quad (5.6)$$

Dove si è indicato con  $i_1$  componente fondamentale con una frequenza di 50 Hz e con  $i_H$  le componenti armoniche, con  $I_0$  la componente continua. La rappresentazione di tale forma d'onda è mostrata nella figura 5.11.

$I_{RMS}$	10 A
$I_1$	9,3594 A
$I_2 \div I_{10}$	10% $I_{RMS}$
$I_{11} \div I_{20}$	5% $I_{RMS}$
$I_{21} \div I_{40}$	2% $I_{RMS}$
$I_{41} \div I_{50}$	1% $I_{RMS}$

Tabella 5.7 : Forma d'onda di corrente non sinusoidale

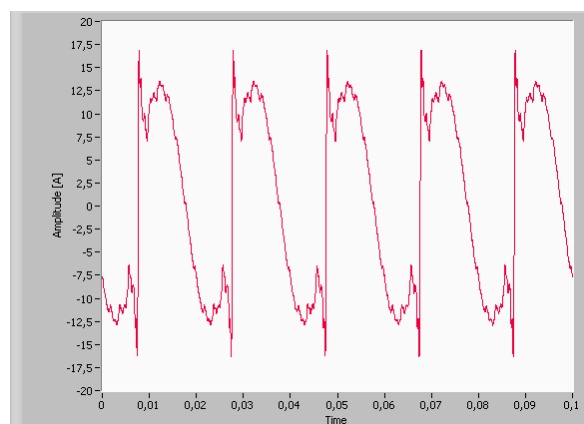


Figura 5.11 : Forma d'onda di corrente distorta

Successivamente verranno valutate le incertezze sulla generazione della suddetta grandezza considerando le specifiche del costruttore [26].

Accuratezza della fondamentale:

$$189 \text{ ppm dell'uscita} + 720 \mu\text{A} = (9,3594 * 0,000189) + 0,00072 = 0,002488 \text{ A}$$
$$\text{Coefficiente di sensibilità} = (0,002488 * 9,3594) / 10 = 0,00233 \text{ A}$$

Accuratezza della 2° armonica fino alla 10° armonica:

$$213 \text{ ppm dell'uscita} + 720 \mu\text{A} = (1 * 0,000213) + 0,00072 = 0,000933 \text{ A}$$
$$\text{Coefficiente di sensibilità} = (0,000933 * 1 * 9) / 10 = 0,0008397 \text{ A}$$

Accuratezza della 11° armonica fino alla 18° armonica:

$$267 \text{ ppm dell'uscita} + 720 \mu\text{A} = (0,5 * 0,000267) + 0,00072 = 0,000853 \text{ A}$$
$$\text{Coefficiente di sensibilità} = (0,000853 * 0,5 * 8) / 10 = 0,0003412 \text{ A}$$

Accuratezza della 19° armonica fino alla 40° armonica:

$$665 \text{ ppm dell'uscita} + 720 \mu\text{A} = (0,2 * 0,000665) + 0,00072 = 0,000853 \text{ A}$$
$$\text{Coefficiente di sensibilità} = (0,000853 * 0,2 * 22) / 10 = 0,000374 \text{ A}$$

Accuratezza della 41° armonica fino alla 50° armonica:

$$665 \text{ ppm dell'uscita} + 720 \mu\text{A} = (0,1 * 0,000665) + 0,00072 = 0,000786 \text{ A}$$
$$\text{Coefficiente di sensibilità} = (0,000786 * 0,1 * 10) / 10 = 0,0000786 \text{ A}$$

Totale incertezza sull'ampiezza:

$$0,00233 + 0,0008397 + 0,0003412 + 0,000374 + 0,0000786 = 0,00396 \text{ A}$$

$$\text{Accuratezza sulla corrente} = (10 \pm 0,00396) \text{ A}$$

$$\text{Accuratezza sulla tensione} = 10 \text{ A} \pm 396 \text{ ppm}$$

#### **5.4.1 Confronto scheda – 8508A onda distorta : Corrente**

Questo confronto ci consentirà di conoscere la forma d'onda generata con un'accuratezza migliore rispetto alla generazione e di poter effettuare il confronto con il valore misurato dalla scheda di acquisizione dati.

La misura più accurata verrà effettuata utilizzando il multimetro a vero valore efficace Fluke 8508A le cui specifiche ad un anno con un livello di confidenza del 95% sono:

$$\pm (85 \text{ ppm of reading} + 10 \text{ ppm range})$$

In figura 5.12 il set up di prova, sono presenti il calibratore Fluke 6100A, lo shunt Fluke A40B, il multimetro Fluke 8508A e la scheda DAQ.

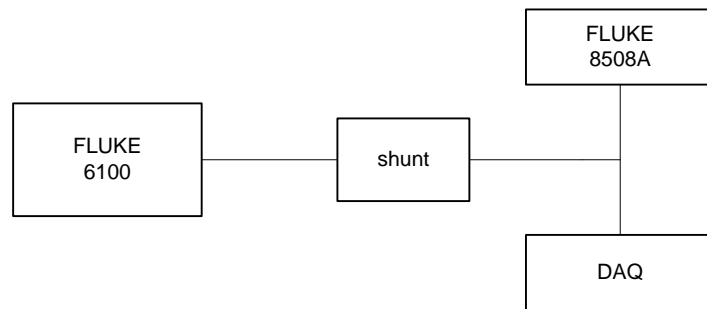


Figura 5.12 : Set up di prova

La misura della corrente sarà determinata dalla seguente formula:

$$I = \left( \frac{V}{R_{calibrated}} \right) \times \left( 1 + \frac{AC - DC_{calibrated}}{1000000} \right) \quad (5.7)$$

Dalla tabella 3.2 si evince che per uno shunt con corrente nominale di 20A AC-DC difference vale  $\pm 51$  ppm a 10 kHz, la corrente I misurata viene così desunta:

$$I = \left( \frac{V}{0,04} \right) \times \left( 1 + \frac{51}{1000000} \right) = V \times \left( \frac{1,000051}{0,04} \right) = V \times 25,001275 \quad (5.8)$$

Vengono effettuate dieci letture degli strumenti, gli esiti della prova sono mostrati in tabella 5.8

	Valore	Unità di misura
Lettura 8508A	0,399960	V
Deviazione standard	15	ppm
Resistenza nominale	0,04	$\Omega$
AC-DC difference	51	ppm
Corrente misurata (8508A)	9,99951	A
Lettura scheda DAQ	0,400000	V
Deviazione standard	0,000006	V
Deviazione standard	15	ppm
Corrente misurata (DAQ)	10.00051	A
N=10		

Tabella 5.8: Confronto 8508A – NI9239 – N=10

Le prove vengono ripetute prendendo in considerazione cento letture, tabella 5.9 mostrano i risultati.

	Valore	Unità di misura
Lettura 8508A	0,399960	V
Deviazione standard	18	ppm
Corrente misurata (8508A)	9,99951	A
Lettura scheda	0,400000	V
Deviazione standard	0,0000144	V
Deviazione standard	15	ppm
Corrente misurata	10,00037	A
N=100		

Tabella 5.9 : Confronto 8508A – NI9239 – N=100

In tabella 5.10 la valutazione delle incertezze sulla misura della corrente, vengono mostrati i contributi di incertezza.

Componenti di errore	Valore [ppm]	Distribuzione	K	Valore a K=1	Valore Quadratico
Stabilità a breve termine	15	Normale	1	15	225
Specifica dello shunt (95%)	52	Normale	2	26	676
8508A specifica (95%)	135	Normale	2	68	4624
Somma dei valori quadratici					5525
Incertezza standard (K=1) [ppm]					74,33
Incertezza estesa (K=2) [ppm]					149

Tabella 5.10 : Valutazione delle incertezze sulla misura di corrente

Nelle figure 5.13 ed 5.14 il confronto anche in termini di incertezza fra la generazione e la misura di una corrente distorta.

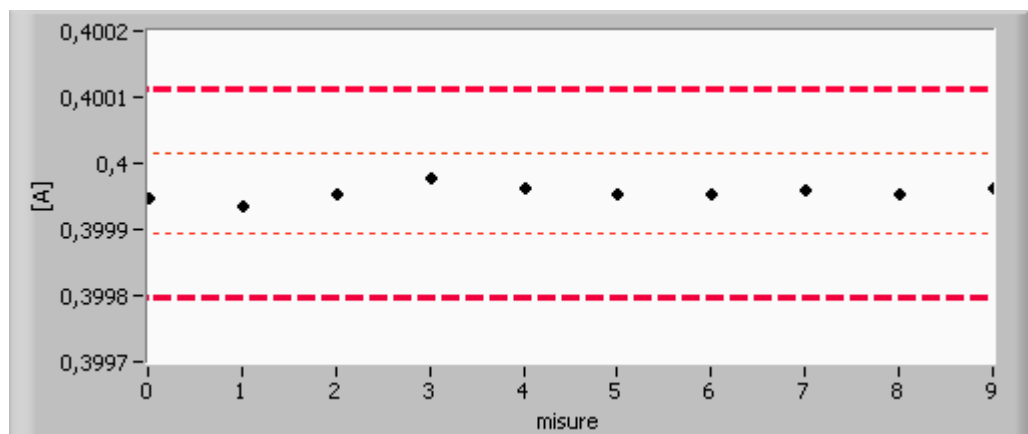


Figura 5.13 : Confronto 8508A – NI9239 – N=10

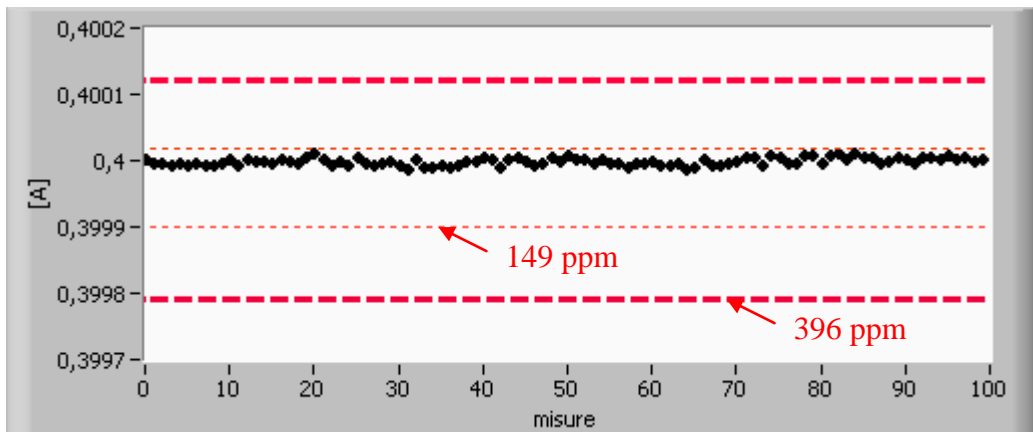


Figura 5.14 : Confronto 8508A – NI9239 – N=100

## 5.5 Generazione di potenze distorte tramite il Fluke 6100A e misura delle componenti descritte dallo standard IEEE 1459-2010 tramite il PC-SW

In questa fase verranno generate delle potenze distorte tramite il generatore Fluke 6100A e misurate tramite il wattmetro PC-SW-C, le grandezze misurate sono quelle descritte dallo standard IEEE 1459 – 2010 e riportate nella tabella 5.11, i segnali di tensione e di corrente verranno inizialmente presi coerentemente con i segnali di prova analizzati precedentemente, il contenuto armonico e gli angoli di sfasamento sono indicati in tabella 5.12.

Quantity or indicator	Combined	Fundamental powers	Nonfundamental powers
Apparent	$S$ (VA)	$S_1$ (VA)	$S_N$ $S_H$ (VA)
Active	$P$ (W)	$P_1$ (W)	$P_H$ (W)
Nonactive	$N$ (var)	$Q_1$ (var)	$D_I$ $D_F$ $D_H$ (var)
Line utilization	$PF = P/S$	$PF_1 = P_1/S_1$	—
Harmonic pollution	—	—	$S_N/S_1$

Tabella 5.11 : Grandezze definite dallo standard IEEE 1459-2010



h	$I_{RMS}$ 120 V	$V_{RMS}$ 10 A	Angolo
1	112,314 V	9,3594 A	$\varphi_1 = 0^\circ$
2 ÷ 10	10% $V_{RMS}$	10% $I_{RMS}$	$\varphi_h = - (h \cdot \varphi_1)$
11 ÷ 20	5% $V_{RMS}$	5% $I_{RMS}$	$\varphi_h = - (h \cdot \varphi_1)$
21 ÷ 40	2% $V_{RMS}$	2% $I_{RMS}$	$\varphi_h = - (h \cdot \varphi_1)$
41 ÷ 50	1% $V_{RMS}$	1% $I_{RMS}$	$\varphi_h = - (h \cdot \varphi_1)$

Tabella 5.12 : Contenuto armonico dei segnali di tensione e corrente

Le grandezze misurate dal PC-SW-C, le deviazioni standard, l'errore rispetto al 6100A e l'incertezza di generazione sono riportate in tabella 5.13

Quantity or indicator	Combined	Fundamental power	Nonfundamental power
Apparent	S [VA]= 1200,21 $\sigma = 10$ ppm e = 175 ppm (422 ppm)	$S_1$ [VA]= 1051,31 $\sigma = 12$ ppm e = 105 ppm	$S_N$ [VA]= 579,012 $\sigma = 7$ ppm e = 418 ppm
			$S_H$ [VA]= 148,901 $\sigma = 12$ ppm e = 679 ppm
Active	P [W] = 1200,21 $\sigma = 10$ ppm e = 175 ppm (451 ppm)	$P_1$ [W] = 1051,31 $\sigma = 12$ ppm e = 105 ppm (306 ppm)	$P_H$ [W] = 148,901 $\sigma = 12$ ppm e = 679 ppm
Nonactive	N [var]= 0,9407 $\sigma = 0,0129$	$Q_1$ [var]= 0,03628 $\sigma = 0,0271$	$D_1$ [var] = 395,647 $\sigma = 15$ ppm
			$D_v$ [var] = 395,660 $\sigma = 15$ ppm
			$D_H$ [var] = 0,3308 $\sigma = 0,0046$
Line utilization	PF = P/S= 1,000 $\sigma = 8,5$ E-9	$PF_1 = P_1/S_1 = 1,000$ $\sigma = 1,2$ E-9	-
Harmonic pollution	-	-	$S_N/S_1 = 0,55$

Tabella 5.13 : Grandezze definite dallo standard 1459-2010 misurate

La prova viene ripetuta variando l'angolo fra la fondamentale di tensione e quella di corrente assieme agli angoli fra le armoniche come riportato in tabella 5.14

h	$I_{RMS}$ 120 V	$V_{RMS}$ 10 A	Angolo
1	112,314 V	9,3594 A	$\varphi_1 = 10^\circ$ Ind.
2 ÷ 10	10% $V_{RMS}$	10% $I_{RMS}$	$\varphi_h = - (h \cdot \varphi_1)$
11 ÷ 20	5% $V_{RMS}$	5% $I_{RMS}$	$\varphi_h = - (h \cdot \varphi_1)$
21 ÷ 40	2% $V_{RMS}$	2% $I_{RMS}$	$\varphi_h = - (h \cdot \varphi_1)$
41 ÷ 50	1% $V_{RMS}$	1% $I_{RMS}$	$\varphi_h = - (h \cdot \varphi_1)$

Tabella 5.14 : Contenuto armonico dei segnali di tensione e corrente e sfasamento

Gli esiti della prova sono riportati in tabella 5.15 dove vengono riportate le grandezze misurate dal PC-SW-C, le deviazioni standard, l'errore rispetto al 6100A e l'incertezza di generazione.

Quantity or indicator	Combined	Fundamental power	Nonfundamental power
Apparent	S [VA]= 1200,17 $\sigma = 13$ ppm e = 142 ppm (422 ppm)	$S_1$ [VA]= 1051,28 $\sigma = 14$ ppm e = 76 ppm	$S_N$ [VA]= 578,992 $\sigma = 16$ ppm e = 383 ppm
			$S_H$ [VA]= 148,896 $\sigma = 27$ ppm e = 645 ppm
Active	P [W] = 1063,18 $\sigma = 16$ ppm e = 141 ppm (447 ppm)	$P_1$ [W] = 1035,30 $\sigma = 18$ ppm e = 67 ppm (306 ppm)	$P_H$ [W] = 27,8777 $\sigma = 253$ ppm e = 2795 ppm
Nonactive	N [var]= 556,833 $\sigma = 19$ e = 149 ppm	$Q_1$ [var]= 182,571 $\sigma = 151$ e = 170 ppm (500 ppm)	$D_1$ [var] = 395,635 $\sigma = 26$ ppm
			$D_v$ [var] = 395,645 $\sigma = 16$ ppm
			$D_H$ [var] = 146,263 $\sigma = 24$
Line utilization	PF = P/S= 0,8858 $\sigma = 5$ ppm	$PF_1 = P_1/S_1$ =0,9848 $\sigma = 5$ ppm	-
Harmonic pollution	-	-	$S_N/S_1=0,55$

Tabella 5.15 : Grandezze definite dallo standard 1459-2010 misurate

Un ulteriore prova viene effettuata scegliendo delle forme d'onda definite in letteratura [35] e basate su un metodo probabilistico, cioè vengono utilizzate una serie di forme d'onda sulla base di osservazione statistica delle stesse che si trovano in sistemi di potenza sia teorici che reali. Il contenuto armonico è mostrato nella tabella 5.16, mentre le rappresentazioni della forma d'onda di tensione e di corrente sono mostrate rispettivamente nelle figure 5.17 e 5.18.

Harmonic number	Voltage, percentage of fundamental	Current, percentage of fundamental
2	49.984	57.359
3	50.000	81.000
4	24.976	24.976
5	30.000	60.000
7	20.000	37.000
9	20.000	20.000
11	10.000	10.438
13	10.000	10.000
15	10.000	10.000
17	10.000	10.000
19	10.000	10.000
21	9.000	10.000
23	8.000	10.000
25	7.000	10.000
27	7.000	10.000
29	6.000	10.000
31	6.000	10.000
33	3.465	10.000
35	5.000	10.000
37	5.000	10.000
39	5.000	10.000
41	5.000	10.000
43	4.000	10.000
45	4.000	10.000
47	4.000	10.000
49	4.000	10.000

Tabella 5.16 : Contenuto armonico dei segnali di tensione e corrente e sfasamento

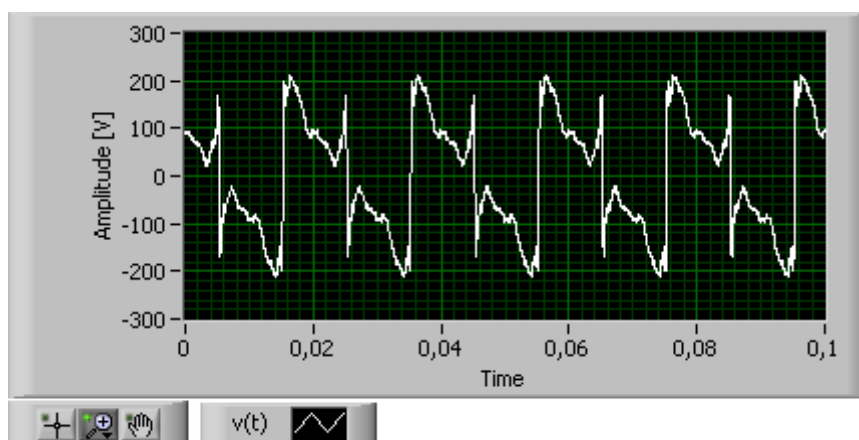


Figura 5.17 : Forma d'onda di tensione

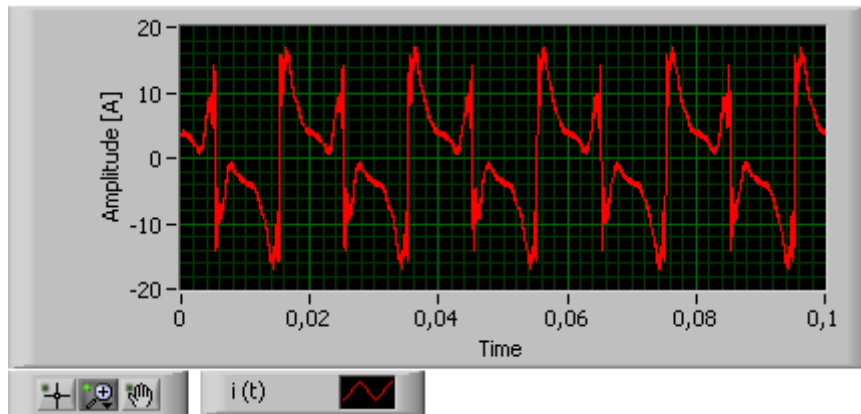


Figura 5.18 : Forma d'onda di corrente

Gli esiti della prova sono riportati in tabella 5.19 dove vengono mostrate le grandezze definite dallo standard IEEE 1459 – 2010 assieme alla ripetibilità delle misure.

Quantity or indicator	Combined	Fundamental power	Nonfundamental power
Apparent	S [VA]= 960,286 $\sigma = 19$ ppm e = 298 ppm (411 ppm)	S <sub>1</sub> [VA]= 425,103 $\sigma = 29$ ppm e = 101 ppm	S <sub>N</sub> [VA]= 861,067 $\sigma = 20$ ppm e = 101 ppm
			S <sub>H</sub> [VA]= 518,068 $\sigma = 26$ ppm e = 101 ppm
Active	P [W] = 927,321 $\sigma = 18$ ppm e = 281 ppm (559 ppm)	P <sub>1</sub> [W] = 425,103 $\sigma = 29$ ppm e = 101 ppm (376 ppm)	P <sub>H</sub> [W] = 502,217 $\sigma = 27$ ppm e = 432 ppm
Nonactive	N [var]= 249,453 $\sigma = 52$ ppm	Q <sub>1</sub> [var]= 0,0201 $\sigma = 0,019$ ppm	D <sub>1</sub> [var] = 568,133 $\sigma = 24$ ppm
			D <sub>V</sub> [var] = 387,643 $\sigma = 27$ ppm
			D <sub>H</sub> [var] = 127,172 $\sigma = 67$ ppm
Line utilization	PF = P/S= 0,9656 $\sigma = 3$ ppm	PF <sub>1</sub> = P <sub>1</sub> /S <sub>1</sub> = 1,000 $\sigma = 3E-9$	-
Harmonic pollution	-	-	S <sub>N</sub> /S <sub>1</sub> = 2,02

Tabella 5.19 : Grandezze definite dallo standard 1459-2010 misurate

## CONCLUSIONI

Nella presente tesi sono stati affrontati due temi. Il primo riguarda la caratterizzazione dei contatori statici di energia reattiva in presenza di segnali non sinusoidali dove sono state evidenziate lacune normative e criticità operative riguardanti la loro verifica sia in campo sia in laboratorio, con il supporto di prove sperimentali.

Nella tesi sono stati caratterizzati contatori commerciali, prototipi e contatori campione di energia reattiva e, dall'analisi dei risultati delle prove, emerge che le prestazioni di tali strumenti dipendono sia dalle condizioni operative che dalle metriche implementate; ne consegue che l'adozione di contatori differenti può comportare, in presenza di distorsione armonica ed a pari condizioni di carico, una diversa penalizzazione degli utenti per il prelievo della stessa quantità di energia reattiva; pertanto, i costruttori dovrebbero sempre specificare la metrica utilizzata dal contatore.

Le metodologie di misura proposte risultano essere efficaci per la determinazione delle caratteristiche dei contatori di misura e permettono la caratterizzazione metrologica di tali strumenti sia in regime sinusoidale che in regime distorto.

In riferimento alla metrica dei contatori, sono state messe a punto una serie di prove che consentono di determinare la metrica del contatore qualora essa non sia stata dichiarata dal costruttore.

In ambito normativo, sarebbe necessario definire adeguate condizioni di prova per caratterizzare le prestazioni dei contatori in condizioni più simili a quelle che si possono riscontrare nelle reali condizioni operative quindi anche in presenza di distorsione armonica, mentre, le condizioni di prova proposte tengono debitamente conto delle armoniche.

Per l'attuale quadro normativo, converrebbe che i contatori elettronici di energia reattiva fossero realizzati in modo da misurare solo l'energia associata alla fondamentale. In questo senso, l'errore percentuale riferito alla

fondamentale potrebbe essere adoperato come indicatore delle caratteristiche metrologiche dei contatori.

In ogni caso, il valore dell'errore percentuale riferito ad un campione è, comunque, legato alla modalità di realizzazione sia del campione che dei contatori in prova; risulta evidente che non esiste allo stato attuale un riferimento valido per la valutazione delle prestazioni metrologiche dei contatori di energia reattiva in presenza di distorsione armonica, pertanto le norme dovrebbero definire meglio "l'energia vera" che deve essere usata come riferimento in condizioni di riferimento più ampie e più rappresentative della realtà fisica, oppure, definire quale (o quali) definizione(i) di potenza reattiva adottare nelle diverse condizioni operative e proporre adeguate condizioni di prova anche in presenza di armoniche; in ogni caso, è evidente l'attuale inadeguatezza delle norme e del sistema tariffario, il quale andrebbe rivisto tenendo conto della "qualità" della fornitura e dell'attribuzione di responsabilità riguardante la generazione dei disturbi.

Il secondo tema riguarda la realizzazione di riferimenti accurati per la misura della potenza attiva e reattiva sia in sinusoidale che in distorto utilizzando schede DAQ commerciali a basso costo, shunt e divisori.

Dopo aver descritto i sistemi realizzati, sono state analizzate le fonti di errore e valutate le relative incertezze in regime sinusoidale, riducendo, ove possibile, i contributi sistematici; si è proceduto applicando la legge di propagazione delle incertezze ai modelli della potenza attiva e reattiva in regime sinusoidale. I contributi di incertezza che concorrono alla determinazione dell'incertezza totale sulla misura sono stati determinati sia con simulazioni sia attraverso specifiche strumentali; sono state messe in evidenza le incertezze raggiungibili per ognuno dei sistemi realizzati. Si hanno soluzioni più economiche e meno accurate e soluzioni più accurate ma relativamente più costose: il costo dipende dal livello di incertezza che si vuole raggiungere, ma anche le versioni meno costose risultano, in termini di incertezza, comunque accettabili per un laboratorio di taratura elettrica. Per tali sistemi, risulta di

fondamentale importanza l'effetto della correzione attuata sui convertitori, senza la quale non sarebbero stati raggiunti tali livelli di accuratezza.

I sistemi sviluppati per la misura della potenza, basati su schede DAQ commerciali a basso costo, sono stati verificati grazie a confronti effettuati con il campione nazionale di potenza elettrica presso l'Istituto Nazionale di Ricerca Metrologica (INRIM).

Infine si è affrontato il problema della caratterizzazione metrologica del PC sampling wattmeter in presenza di distorsione armonica, che implementa le definizioni dello standard IEEE 1459-2010. Allo stato attuale gli istituti metrologici primari non hanno ancora implementato nei loro campioni algoritmi per la misura della potenza in regime distorto, e quindi, non è possibile avere dei riferimenti accurati in tale regime, pertanto, il calibratore Fluke 6100A risulta essere, allo stato attuale, l'unico riferimento disponibile.

Inoltre non sono state definite a livello normativo delle forme d'onda di tensione e di corrente per cui si sono opportunamente scelte delle condizioni di prova che si ritengono rappresentative delle possibili condizioni di funzionamento in regime distorto.

Per la caratterizzazione si è considerata la soluzione migliore dal punto di vista tecnico-economico, cioè la soluzione PC-SW-C, valutando inizialmente gli effetti dei filtri antialiasing presenti nelle schede DAQ ed operandone la rispettiva compensazione.

Una valutazione della ripetibilità della misura di tensione e di corrente è stata effettuata misurando tali grandezze con un livello di accuratezza migliore rispetto alla generazione grazie al multimetro Fluke 8508A. Infine sono state effettuate delle prove generando potenze distorte tramite il calibratore Fluke 6100A e misurandole con la soluzione PC-SW-C secondo le definizioni dello standard IEEE 1459-2010. Si sono ottenuti risultati che consentono di affermare la buona ripetibilità della misura ed errori entro i limiti di incertezza dichiarati dal 6100A.

I vantaggi nell'utilizzare sistemi basati su schede DAQ commerciali

piuttosto che altri già presenti in letteratura, per esempio quelli che si servono di multimetri usati come digitalizzatori, sono sicuramente legati al costo. Infatti una scheda DAQ costa generalmente 1/10 rispetto ad un multimetro di elevata accuratezza. L'intero sistema, dunque, presenta un costo notevolmente inferiore rispetto ad un wattmetro da laboratorio di caratteristiche metrologiche simili.

Inoltre i sistemi realizzati sono vantaggiosi per la loro versatilità e trasportabilità, infatti, risultano essere poco ingombranti.

Le applicazioni di tali sistemi potrebbero interessare quei laboratori metrologici che volessero espandere la propria capacità metrologica anche alla potenza attiva e reattiva sia in regime sinusoidale che in distorto.



## BIBLIOGRAFIA

- [1] Final report on EUROMET.EM-K5: Comparison of 50/60 Hz power (EUROMET project 385), Electricity Division, Physikalisch-Technische Bundesanstalt, 38116 Braunschweig, Germany, December 2005.
- [2] CEI 13-4: “Sistemi di misura dell’energia elettrica – Composizione, precisione e verifica”, febbraio 2005.
- [3] CEI EN 62052-11: “Apparati per la misura dell'energia elettrica (a.c.) - Prescrizioni generali, prove e condizioni di prova - Parte 11: Apparato di misura”, novembre 2003.
- [4] A. Cataliotti, V. Cosentino, A. Lipari, S. Nuccio: “On the calibration of reactive energy meters under non sinusoidal conditions”, XIX IMEKO World Congress, Fundamental and Applied Metrology, September 6-11, 2009, Lisbona, Portogallo.
- [5] A. Cataliotti, V. Cosentino, S. Nuccio: “The measurement of reactive energy in polluted distribution power systems: an analysis of the performance of commercial static meters”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 23, N° 3, July 2008. pp. 1296-1301.
- [6] CEI EN 62053-23: “Apparati per la misura dell'energia elettrica (c.a.) - Prescrizioni particolari - Parte 23: Contatori statici per energia reattiva (classe 2 e 3)”, dicembre 2003.
- [7] IEEE Std 1459-2010, “IEEE Trial-use standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, non sinusoidal, balanced or unbalanced conditions” – IEEE Standard, 2010.
- [8] P.S. Filipski, Y. Baghzouz, M.d.Cox “Discussion of Power Definitions Contained in the IEEE Dictionary” *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 9, N° 3, July 1994.
- [9] N.L. Kusters, W.J. M. Moore, “On the Definition of Reactive Power Under Non-Sinusoidal Conditions” *IEEE Trans. Power Apparatus Sys.*, Vol. PAS-99, Sept. 1980.

- [10] C.H. Page, "Reactive Power in Nonsinusoidal Situations" *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. IM-29, Dec.1980, pp. 420-423.
- [11] A.E. Emanuel, "Power in Nonsinusoidal situations, a review of definitions and physical meaning", *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 5 N. 3 July 1990.
- [12] Leszek, S. Czarnecki, "Power in Nonsinusoidal Networks: Their Interpretation, Analysis, and Measurement", *IEEE Trans on Instrum. and Meas.*, Vol. 39, No 2 April 1990.
- [13] H. Akagi, H. Kim, "The instantaneous Power Theory on the Rotating p-q-r Reference Frames" *International Conference on Power and Drive Systems, PEDS'99*, 1999 IEEE.
- [14] A. Ferrero, G. Superti-Furga, "A New Approach to the Definition of Power Components in Three-Phase Systems under Nonsinusoidal Conditions", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 40, June 1991, pp.568-577.
- [15] A. Cataliotti, V. Cosentino, P.V. Barbaro, "Potenza reattiva in regime deformato: definizioni e confronti teorico sperimentali", *Dipartimento di Ingegneria Elettrica – Università di Palermo*, Settembre 2003.
- [16] A. Cataliotti, V. Cosentino, A. Lipari, S. Nuccio: "Metrological characterization and operating principle identification of static meters for reactive energy: an experimental approach under Nonsinusoidal test conditions" – *IEEE Trans. on Instrum. and Measurement*, Vol. 58, N° 5, May 2009. Pag. 1427 – 1435.
- [17] A. Cataliotti, V. Cosentino, S. Nuccio: "Static meters for the reactive energy in the presence of harmonics: an experimental metrological characterization", *IEEE Trans. on Instrum. and Measurement*. To be published.
- [18] P.S. Filipski, P.W. Labay, "Evaluation of reactive power meters in the presence of high harmonic distortion", *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol.7, No.4, October 1992, pp.1793-1799;
- [19] B.V. Djokic, P.Bosnjakovic, "Two methods for improved measurements of reactive power and reactive energy insensitive to frequency variations", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.47, No.1, February 1998, pp.215-218;

- [20] U.Pogliano: " Evaluation of the Uncertainties in the Measurement of Distorted Power by Means of the IEN Sampling System" IEEE TRANS. ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT Aprile 2006 Vol.55 N°2 pag. 620-624.
- [21] G. N. Stenbakken, T. L. Nelson, B. C. Waltrip, and D. I. Bergman: "NIST Program for Traceable Power and Energy Measurements Under Non-Sinusoidal Waveform Conditions" POWER ENGINEERING SOCIETY GENERAL MEETING, 2003, IEEE Volume 1 Luglio 2003, pag. 13-17.
- [22] Salinas, J.R. Lagos, F.G. Joya, G. Sandoval, F. "Sampling Strategies Comparison for High Accuracy Power Measurements"– IMTC 2007, Warsaw, Poland, May 1-3, 2007
- [23] NI USB-9229/9239 User Guide and Specifications, National Instruments, Dec. 2007.
- [24] NI USB-9225 User Guide and Specifications, National Instruments, Dec. 2007.
- [25] FLUKE A40B Precision AC Current Shunt Set, "Instruction manual, July 2008.
- [26] FLUKE 6100A Electrical Power Standard, Users Manual, November 2006.
- [27] HP 3458A, manuale di funzionamento, programmazione e configurazione, novembre 1994.
- [28] CEI ENV 13005 "Guida all'espressione dell'incertezza di misura", luglio 2000.
- [29] EA-4/02 "Expression of the uncertainty of measurement in calibration", December 1999.
- [30] S. Nuccio, C. Spataro: "A Monte Carlo method for the auto-evaluation of the uncertainties in the analog-to-digital conversion-based measurements", The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 23, N. 1, 2004, pp. 148-158.
- [31] C.Spataro: "ADC based measurements: identification of the parameters for the uncertainty evaluation" in proc. of AMUEM 2009 Workshop, Bucharest, Romania, July 2009.
- [32] Salinas, J.R. Lagos, F.G. Joya, G. Sandoval, M.L. Romer, F. Raso. M. Neira, "New Spanish Electrical Power Standard", IEEE MELECON 2006, May 16-19, Benalmadena (Malaga) Spain.

- [33] FLUKE 5720A Multi-Function Calibrator, Operators Manual, Marzo 2006.
- [34] FLUKE 8508A reference multimeter, Users Manual, Marzo 2006.
- [35] Calibration of energy and power meters under non-sinusoidal conditions  
Georgakopoulos, D.; Wright, P.S.; Science, Measurement and Technology, IEE  
Proceedings - Volume: 153 , Issue: 6 Digital Object Identifier: 10.1049/ip-  
smt:20050098 Publication Year: 2006 , Page(s): 241 – 247.
- [36] A. Cataliotti, V. Cosentino, S. Nuccio: “I contatori elettronici di energia reattiva  
in presenza di distorsione armonica”, AEIT, Rivista Ufficiale dell'Associazione  
Elettrotecnica Ed Elettronica Italiana, Marzo 2007.
- [37] A. Cataliotti, V. Cosentino, S. Nuccio: “A theoretical and experimental  
comparison among reactive energy meters in Nonsinusoidal working  
conditions”, Electrical Engineering Research Report, n. 22, June 2007.
- [38] A. Cataliotti, V. Cosentino, A. Lipari, S. Nuccio: “Confronti Teorico-  
Sperimentali tra Contatori Elettronici di Energia Reattiva in Presenza di  
Distorsione Armonica” – 101° Convegno Nazionale AEIT – Capri 16-20  
settembre 2006.
- [39] D. Di Cara “Miglioramento delle prestazioni metrologiche di trasduttori di  
misura amperometrici in presenza di distorsione armonica” - tesi di dottorato di  
ricerca in Ingegneria Elettrica CICLO XX - SETTORE ING-INF/07 –  
Università Degli Studi di Palermo - Anno 2009.
- [40] [www.ni.com](http://www.ni.com)
- [41] A.Carullo, U.Pisani, A. Vallan “Fondamenti di misure e strumentazione  
elettronica” Clut Torino.