

# Metodo fase-sfasamento per misure riflettometriche vettoriali

L. Pieri, R. Olmi, M. Bini, A. Ignesti  
IFAC-CNR  
Via Panciatichi 64, 50127 Firenze

## Abstract

*A new method for measuring the vector reflection coefficient is described. The method, called "in phase-difference"  $I-\Delta$ , a simplification of the  $I-Q$  ("in phase-quadrature") detector, allows a vector reflection coefficient to be obtained by measuring three scalar quantities. A frequency-scaled prototype of a narrow-band reflectometer, based on the  $I-\Delta$  method and operating at 75 MHz, has been realized and tested to demonstrate the feasibility of the method. A full-featured prototype, working at the ISM frequency of 2.45 GHz and designed to operate as a microwave moisture-content meter, is currently under development.*

## 1. Introduzione

Questo lavoro descrive un metodo per la misura vettoriale del coefficiente di riflessione, che chiameremo fase-sfasamento e indicheremo con  $I-\Delta$ . Il metodo deriva concettualmente dalla tecnica nota come rivelazione fase-quadratura, indicata di solito con l'acronimo  $I-Q$  (*in phase-quadrature*), che trova largo impiego nelle comunicazioni digitali ed è stata recentemente proposta per la misura dei parametri di scattering di un quadripolo [1]. Il metodo  $I-\Delta$ , che rappresenta una semplificazione della demodulazione  $I-Q$ , permette di realizzare riflettometri a banda stretta a radiofrequenza e microonde di costo molto contenuto ed è quindi vantaggioso in quelle applicazioni in cui l'impiego di strumentazione da laboratorio - costosa e delicata - è sconsigliato. Un riflettometro basato sulla tecnica qui descritta può, ad esempio, costituire il cuore di uno strumento *stand-alone* per la misura a microonde del contenuto di umidità di materiali di interesse industriale (legno, ceramiche, etc.), applicazione, quest'ultima, che ha motivato la presente ricerca.

La tecnica  $I-\Delta$  permette di misurare il coefficiente di riflessione (in modulo e fase) di un bipolo mediante tre misure scalari: due tensioni rispettivamente proporzionali alla potenza incidente e riflessa dal bipolo, e una terza prelevata all'uscita di un miscelatore a prodotto (mixer) che miscela i suddetti due segnali dopo l'introduzione di uno sfasamento opportuno tra essi (che serve a rimuovere l'indeterminazione di quadrante che è altrimenti presente nella fase del coefficiente di riflessione misurato). Il metodo richiede, in linea di principio, due soli standard di calibrazione, ad esempio una terminazione in corto-circuito, più un componente che fornisca un coefficiente di riflessione unitario e fase dell'ordine di  $\pi/2$ . Per ridurre l'errore di misura è comunque opportuno aggiungere in fase di calibrazione un terzo standard, ad esempio un circuito aperto.

## 2. Descrizione del metodo di misura

La figura 1 mostra lo schema di principio del metodo  $I-\Delta$ . Un generatore RF alimenta l'impedenza incognita  $Z_X$  tramite un accoppiatore direzionale a due prelievi dai quali una copia dell'onda diretta e di quella riflessa vengono inviate al misuratore vero e proprio.

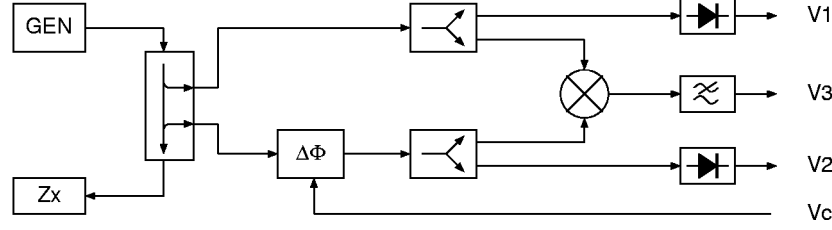


Figura 1: Schema di principio del misuratore I- $\Delta$

Trascurando, per il momento, la funzione del blocco indicato con “ $\Delta\Phi$ ”, i segnali corrispondenti ad una copia dell’onda diretta e riflessa (nel seguito  $V_d$  e  $V_r$ ) vengono suddivisi da due divisori a metà potenza e inviati a due rivelatori a diodo. All’uscita dei due rivelatori a diodo saranno dunque presenti le tensioni continue  $V_1$  e  $V_2$ , rispettivamente proporzionali alle potenze incidente e riflessa, dalle quali è possibile ottenere il modulo del coefficiente di riflessione. Il mixer è pilotato dagli stessi segnali  $V_d$  e  $V_r$  tramite le altre due uscite dei divisori di potenza; dalla componente continua  $V_3$  in uscita dal mixer è possibile ricavare la fase del coefficiente di riflessione. In sintesi:

$$\begin{aligned} V_1 &= K_1 V_d^2 \\ V_2 &= K_2 |\Gamma|^2 V_d^2 \\ V_3 &= K_3 |\Gamma| V_d \cos(\varphi + \theta_{mis}) \end{aligned} \quad (1)$$

dove  $|\Gamma|$  e  $\varphi$  sono il modulo e la fase del coefficiente di riflessione del bipolo  $Z_X$  e  $K_1, K_2, K_3, \theta_{mis}$  sono parametri (da determinare) del misuratore e  $V_d$  è la tensione (incognita) proporzionale all’ampiezza dell’onda diretta.

Le tre tensioni in uscita dal misuratore possono essere determinate in funzione di quattro parametri reali  $A, B, C$  e  $\theta$ :

$$\begin{aligned} V_1 &= A \\ V_2 &= BA|\Gamma|^2 \\ V_3 &= C\sqrt{A}|\Gamma| \cos(\varphi + \theta) \end{aligned} \quad (2)$$

### 2.1 Calibrazione

La determinazione del coefficiente di riflessione incognito  $\Gamma = |\Gamma| \exp(j\varphi)$  a partire dalle tre tensioni misurate richiede la conoscenza dei parametri  $A, B, C$  e  $\theta$  del sistema di misura. I parametri  $B, C$  e  $\theta$  sono costanti della rete di misura, e vengono determinati in fase di calibrazione. Il parametro  $A$ , che dipende dall’ampiezza del segnale fornito dal generatore, viene ricavato nella fase di misura.

La procedura di calibrazione consiste nella misura di tre impedenze note (standard di calibrazione) che chiameremo *OPEN*, *SHORT*, e *QUAD*, corrispondenti a coefficienti di riflessione di modulo unitario e fase rispettivamente dell’ordine di 0,  $\pi$  e  $\pi/2$ .

Indicando con i pedici  $O, S$ , e  $Q$  le misure eseguite sui suddetti standard di calibrazione, si ottiene per  $A$  e  $B$ :

$$A = (V_{1O} + V_{1S} + V_{1Q})/3 \quad B = \frac{1}{3A} \left( \frac{V_{2O}}{|\Gamma_O|^2} + \frac{V_{2S}}{|\Gamma_S|^2} + \frac{V_{2Q}}{|\Gamma_Q|^2} \right)$$

Si noti che, poiché  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $\theta$  sono grandezze reali, il sistema (2) è sovradeterminato.

La terza delle (2), scritta per una coppia di impedenze note, permette di ottenere i due parametri  $C$  e  $\theta$ . Indichiamo con  $C_{iQ}$  e  $\theta_{iQ}$ , con  $i = O, S$ , i parametri di calibrazione ottenuti dalle misure sulla coppia (*OPEN, QUAD*) e (*SHORT, QUAD*). Con qualche semplice passaggio si ricava:

$$C_{iQ}\sqrt{A} = \frac{1}{|\sin(\varphi_Q - \varphi_i)|} \left[ \left( \frac{V_{3i} \sin \varphi_Q}{|\Gamma_i|} - \frac{V_{3Q} \sin \varphi_i}{|\Gamma_Q|} \right)^2 + \left( \frac{V_{3i} \cos \varphi_Q}{|\Gamma_i|} - \frac{V_{3Q} \cos \varphi_i}{|\Gamma_Q|} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\theta_{iQ} = \arctan \left[ \left( \frac{V_{3i} \cos \varphi_Q}{|\Gamma_i|} - \frac{V_{3Q} \cos \varphi_i}{|\Gamma_Q|} \right) \left( \frac{V_{3i} \sin \varphi_Q}{|\Gamma_i|} - \frac{V_{3Q} \sin \varphi_i}{|\Gamma_Q|} \right)^{-1} \right]$$

Mediando le precedenti, si ottengono i parametri di calibrazione  $C$  e  $\theta$ :

$$\theta = (\theta_{OQ} + \theta_{SQ})/2 \quad C = \frac{C_{OQ} + C_{SQ}}{2\sqrt{A}}$$

## 2.2 Sfasatore a controllo elettronico

La misura di una impedenza incognita richiede di invertire il sistema (2) una volta noti i parametri della rete. La conoscenza dei parametri  $B$ ,  $C$  e  $\theta$  (ottenuti dalla calibrazione) e  $A$  (ottenuto dalla misura sulla porta 1) non è sufficiente a determinare la fase del coefficiente di riflessione incognito  $\Gamma_x$ , il cui modulo viene fornito dall'equazione relativa alla porta 2. Si ha infatti:

$$\cos(\varphi_x + \theta) = \frac{V_{3x}}{C\sqrt{A}|\Gamma_x|} \quad (3)$$

che definisce  $\varphi_x$  a meno di  $\pi$ . Il blocco  $\Delta\Phi$  in figura 1 ha la funzione di rimuovere l'indeterminazione su  $\varphi_x$ .

$\Delta\Phi$  è uno sfasatore variabile a controllo elettronico che permette di introdurre nella linea del segnale riflesso uno sfasamento  $\Delta\varphi$  di qualche grado. L'attenuazione del blocco  $\Delta\Phi$  è indipendente dallo sfasamento introdotto.

Per risolvere l'ambiguità di quadrante su  $\varphi_x$  si adotta la seguente procedura. Si effettua una prima misura delle tensioni  $V_1$ ,  $V_2$  e  $V_3$  in assenza di sfasamento, quindi si introduce lo sfasamento  $\Delta\phi$  e si ripete la misura della sola tensione  $V'_3$ .

Considerando che  $V_3 \propto \cos(\varphi + \theta)$  e  $V'_3 \propto \cos(\varphi' + \theta) = \cos(\varphi + \Delta\varphi + \theta)$ , si osservano due casi possibili: (1)  $V_3 > V'_3$ : in questo caso l'angolo  $\varphi + \theta$  sta tra 0 e  $\pi$ ; (2)  $V_3 < V'_3$ : in questo caso l'angolo  $\varphi + \theta$  sta tra  $\pi$  e  $2\pi$ .

Dal valore della differenza  $V'_3 - V_3$ , cioè della differenza tra  $\cos(\varphi' + \theta)$  e  $\cos(\varphi + \theta)$ , si risolve infine l'incertezza che deriva quando i due angoli suddetti sono "a cavallo" di uno zero del coseno.

## 3. Risultati

Per verificare l'attuabilità del metodo è stato realizzato un prototipo operante a 75 MHz, in cui lo sfasatore variabile consiste in un accoppiatore ibrido a 90°. Il circuito è stato comunque realizzato con componenti di cui è disponibile il corrispettivo per le frequenze di interesse nel campo delle microonde.

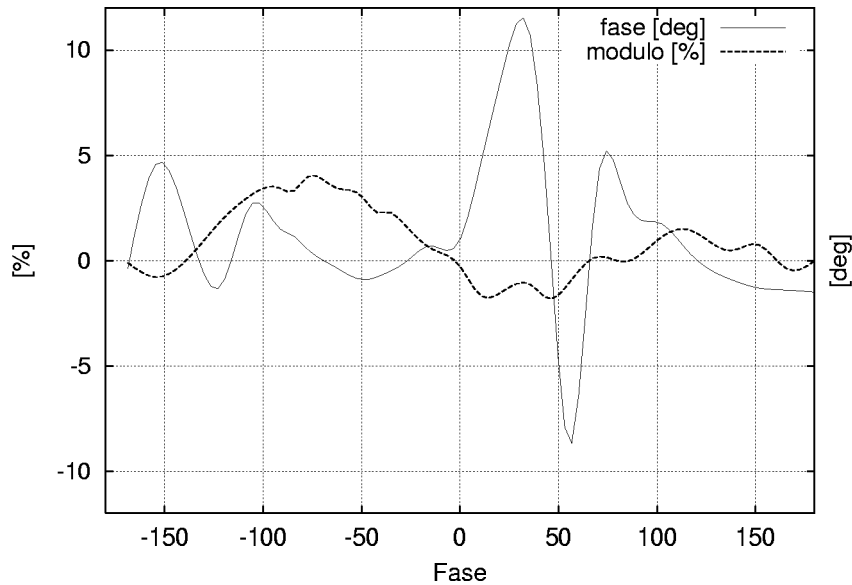


Figura 2: Errori su modulo e fase del coefficiente di riflessione misurato su impedenze note

Il prototipo è stato provato su varie impedenze, di valore noto. In particolare, la figura 2 mostra il risultato di misure su carichi con coefficiente di riflessione di modulo vicino a 1 e fase variabile tra  $-180^\circ$  e  $180^\circ$ .

Si osservano errori sul modulo (linea a tratti) inferiori al 4% ed errori sulla fase generalmente inferiori a  $5^\circ$ , ad eccezione di uno stretto intervallo di coefficienti di riflessione, corrispondenti alla zona in cui la tensione  $V_3$  ha un massimo (o un minimo). Tali situazioni sono facilmente individuabili e possono essere “corrette” interponendo tra il connettore di ingresso del misuratore e l’impedenza sotto misura un tratto di linea che sposti la fase del coefficiente di riflessione misurato in una regione meno sensibile.

#### 4. Conclusioni

Il metodo I- $\Delta$  permette di realizzare un misuratore vettoriale di coefficiente di riflessione di prestazioni di poco inferiori a quelle di un analizzatore di reti di “basso costo”, ad un costo enormemente inferiore e tagliato sull’applicazione specifica. Il prototipo scalato in frequenza, descritto in questo lavoro, presenta infatti un errore sul modulo inferiore al 4% ed un errore sulla fase di qualche grado.

E’ attualmente in fase di messa a punto un prototipo di riflettometro I- $\Delta$  funzionante alla frequenza ISM di 2.45 GHz, progettato per la misura non invasiva di umidità del legno mediante un sensore a coassiale aperto [2].

#### Riferimenti bibliografici

- [1] Ik-soo Chang, Chango-bok Lee, In-ho Kang *S-Parameter Measurement Using an I/Q Demodulator* Microwave Journal Nov. (1998) pp 80-84
- [2] R.Olmi, M.Bini, A.Ignesti and C.Riminesi *Non-destructive permittivity measurement of solid materials* Meas. Sci. Technol. **11** (2000) pp 1623-1629.