

SENSORI TUTTO-FIBRA PER CORRENTE E CAMPO MAGNETICO

S. DONATI, V. ANNOVAZZI LODI, T. TAMBOSSO, S. MERLO
DIPARTIMENTO DI ELETTRONICA - UNIVERSITA' DI PAVIA
Via Abbiategrasso 209, Pavia

Abstract. We present an analysis of all-fiber sensors exploiting the Faraday effect for current and magnetic field sensing. Expressions for sensor bandwidth and S/N ratio are reported and a comparison is made between polarimetric and interferometric readout schemes. Birefringence control is discussed and applied to the design of different sensor configurations.

1. Introduzione

I sensori tutto fibra rappresentano una interessante alternativa ai convenzionali sensori di misura nelle applicazioni elettriche di potenza. Questo approccio consente la massima flessibilita' nella scelta della geometria del sensore ed offre i vantaggi di una struttura elettricamente passiva e intrinsecamente isolante permettendo di ottenere dispositivi ad elevata dinamica e banda di misura, leggeri e adatti all'impiego in ambienti ostili, con una notevole riduzione dei problemi di schermatura ed una piu' elevata affidabilita'.

Sono apparsi da tempo in letteratura sensori di corrente e tensione intesi a sostituire gli attuali trasformatori TA e TV per linee ad alta tensione sia nelle misure r.m.s. che nel monitoraggio di transitori, come pure sensori di campo magnetico e di campo elettrico per misure di flusso disperso in trasformatori e macchine elettriche. A questi si aggiungono sensori di grandezze non elettriche quali ad es., sensori di temperatura per generatori elettrici e trasformatori e sensori di sforzo e di velocita' del vento per l'impiego in elettrodotti.

Per quanto riguarda i sensori di corrente e campo magnetico, di cui ci si occupa in questo lavoro, requisiti comuni alle diverse applicazioni sono le ridotte dimensioni, la struttura passiva e la minima perturbazione della grandezza da trasdurre, il che richiede fra l'altro di non utilizzare elementi conduttivi nella regione di misura. Sensori di corrente alternata (sia mono che trifase) e di corrente continua sono egualmente d'interesse. Nelle installazioni fisse, ove e' permesso il concatenamento al conduttore, il tipico requisito di accuratezza e' attorno all'1% con bande dell'ordine di 1 KHz e una dinamica di linearita' di $1-10^4$ A. Per la diagnostica di transitori si richiede una banda maggiore (100 KHz) con ridotta accuratezza (5%). Nelle applicazioni in campo per diagnostica e manutenzione, il sensore deve essere non concatenato pur con requisiti di accuratezza e affidabilita' meno stringenti. Ai sensori di campo magnetico per apparati elettrici, infine, e' richiesto un tipico campo di misura di $10^{-2} - 10^3$ gauss con accuratezza di qualche percento. Importante e' l'insensibilita' alle variazioni di temperatura che in queste applicazioni puo' estendersi da - 30 a +100 °C.

2. Principio di funzionamento

In questo lavoro considereremo sensori di campo magnetico e di corrente basati sull'effetto Faraday, che rappresenta a tutt'oggi l'approccio piu' praticabile dati i ragionevoli valori della costante di Verdet V propri delle fibre ordinarie in silice e di numerosi vetri ottici (Fig.1). Com'e' noto, la rotazione non reciproca Φ del piano di polarizzazione di un'onda linearmente polarizzata propagantesi lungo il cammino L in presenza di un campo magnetico H vale:

$$\Phi = \int_L V H dl \quad (1)$$

E' evidente dall'eq.(1) che quando il cammino L e' chiuso, Φ e' proporzionale alla circuitazione del vettore H . In questo caso, se il campo H e' generato da una corrente I concatenata al sensore, abbiamo:

$$\Phi = VNI \quad (2)$$

per un avvolgimento di N spire (Fig.2a), e:

$$\Phi = 0 \quad (2')$$

per un avvolgimento non concatenato (Fig.2b). Un avvolgimento chiuso rappresenta dunque un vero sensore di corrente la cui sensibilita' e' indipendente dalla geometria (ad es. dal diametro dell' avvolgimento) ed e' nulla per i contributi esterni. D' altra parte, un cammino aperto (Fig. 2 c,d) rappresenta sostanzialmente un sensore distribuito di campo magnetico; la corrente e' solo indirettamente misurata attraverso un fattore di scala dipendente dalla geometria.

Abbiamo fin ora supposto la fibra priva di effetti di birifrangenza: questa ipotesi verra' rimossa in seguito.

3. Schemi di rivelazione

La misura della corrente o del campo magnetico puo' essere effettuata lanciando nell' avvolgimento di fibra ottica la radiazione di una sorgente laser polarizzata e poi rivelando l' uscita o per analisi di polarizzazione o mediante uno schema interferometrico.

Lo schema base dell' analisi polarimetrica e' riportato in Fig. 3 a, ove si fa uso di un cubo polarizzatore i cui assi principali sono orientati a 45° rispetto alla polarizzazione entrante nell' avvolgimento di misura. I due segnali fotorivelati:

$$I_1 = I_0 \cos^2(45^\circ + \Phi) \quad (3)$$

$$I_2 = I_0 \sin^2(45^\circ + \Phi) \quad (3')$$

permettono di ricavare la rotazione Φ , indipendentemente dalla fluttuazione di I_0 dovuta alla sorgente e alla efficienza di lancio, semplicemente calcolando il rapporto:

$$S = (I_1 - I_2) / (I_1 + I_2) = \sin 2\Phi \approx 2\Phi. \quad (4)$$

Qualora non si ritenga sufficiente l' approssimazione del seno con il suo argomento, il segnale 2Φ puo' essere ricavato accuratamente per elaborazione analogica o digitale[1]. La versione tutto-fibra del sensore e' mostrata in Fig. 3b.

E' importante valutare il limite di sensibilita' nella misura di Φ (e di I). Supponendo la fibra ideale, i principali contributi di rumore sono costituiti dal rumore shot della corrente I_0 e dal rumore Johnson del preamplificatore. La varianza associata al segnale S vale [1]:

$$\sigma^2(S) = (2eB/I_0)(F + 4KT/eRI_0)(1 + S^2) \quad (5)$$

ove e e' la carica dell' elettrone, $KT/e = 26$ mV in condizioni standard, B e' la banda di misura, R la resistenza equivalente di rumore del preamplificatore ed F e' il fattore di rumore in eccesso della sorgente che varia da frazioni di dB per sorgenti LED, fino a oltre 20 dB per laser a semiconduttore funzionanti poco oltre la soglia. Con un opportuno progetto e' possibile soddisfare la condizione $RI_0 \gg KT/e$ cosi' lavorando al limite quantico di rumore. In queste condizioni, se $F=1$, dalle eq. 2,3,4 si puo' calcolare la minima corrente rivelabile $\sigma(I)$ ($S/N=1$) con il sensore a fibra ottica:

$$\sigma(I) = (1/2VN)(2eB/I_0)^{1/2} \quad (6)$$

In Fig.4 $\sigma(I)$ e' riportato in funzione di B e I_0 per $V = 2.5 \mu r/A$ (fibra ordinaria di silice) e $N=50$. L' angolo $2\Phi(s) = 2VN\sigma(I)$, pure riportato in figura, rappresenta il rapporto N/S necessario nella rivelazione di I_1 e I_2 oppure la risoluzione richiesta al circuito di elaborazione del segnale, come risulta dall' eq.4.

Lo schema dell' analisi interferometrica e' riportato in Fig.5. Lo schema di Sagnac, gia'

sviluppato per il giroscopio in fibra ottica, rappresenta la scelta ideale, perché permette di cancellare il ritardo di fase indotto sul segnale di uscita dalla birifrangenza reciproca della fibra. Due polarizzazioni circolari sono lanciate in direzioni opposte nell'avvolgimento in fibra ottica, inserendo lamine $\lambda/2$ orientate a 45° rispetto al polarizzatore lineare P. Dopo la propagazione, entrambe le onde sono riconvertite in lineari e la loro differenza di fase 2Φ è misurata al fotorivelatore ove si rende disponibile il segnale $I_0(1+\cos 2\Phi)$. Una misura accurata di Φ con segno si effettua con il ben noto schema che impiega un modulatore di fase sinusoidale [2]. L'ampiezza della componente alla frequenza fondamentale, rivelata, ad es., mediante un amplificatore lock-in, vale:

$$S = A I_0 \sin 2\Phi \quad (7)$$

ove A raggiunge il valore massimo di 0.581 per un opportuno valore dell'indice di modulazione. Il minimo segnale rivelabile al limite quantico si può esprimere come [1]:

$$\sigma(I) = (1/2AVN)(2eBI_0)^{1/2} \quad (8)$$

e il diagramma di Fig. 4 è ancora utilizzabile applicando un opportuno fattore di scala (dell'ordine dell'unità) alle ordinate. Un confronto fra le coppie di equazioni 4,7 e 6,8 mostra che, in linea di principio, le prestazioni dei due schemi di rivelazione sono equivalenti; tuttavia, mentre lo schema ad analisi di polarizzazione lavora in banda base, quello interferometrico lavora ad una frequenza portante ed è perciò adatto a garantire prestazioni ugualmente buone sia nella misura di corrente continua che alternata.

Per quanto riguarda infine la banda di misura B, nell'ipotesi che il fattore limitante sia il tempo di transito della radiazione nell'avvolgimento di fibra ottica, si ricava [1]:

$$B(-3dB) = 0.44 c / 2\pi n r \quad (9)$$

ove r è il raggio dell'avvolgimento ed n è l'indice di rifrazione della fibra; bande intrinseche di diverse decine di MHz sono teoricamente disponibili per valori tipici dei parametri; in pratica, tuttavia, la banda del sistema di misura è limitata dal preamplificatore a basso rumore nella configurazione polarimetrica e dalla massima frequenza di lavoro del modulatore di fase in quella interferometrica.

4. Effetti di birifrangenza nella fibra ottica

Nei paragrafi precedenti abbiamo ignorato gli effetti di birifrangenza nell'avvolgimento in fibra ottica. Tali effetti possono limitare la massima lunghezza utile L della fibra e quindi la responsività del sensore. In una fibra con birifrangenza lineare β_1 deve essere soddisfatta la condizione $L \ll 1/\beta_1$ per evitare una significativa alterazione dello stato di polarizzazione. Nelle fibre ordinarie in silice è tipicamente $L \approx 1m$ a causa della birifrangenza residua e da curvatura. La sovrapposizione della birifrangenza lineare reciproca β_1 e circolare reciproca β_c e non reciproca HV (effetto Faraday) può essere valutata ricavando la matrice di Jones che descrive la propagazione lungo un tratto z di fibra [1]:

$$M = \begin{pmatrix} \cos \Delta z + (1/\Delta) \sin \Delta z i \beta_1/2 & (1/\Delta) \sin \Delta z (HV + \beta_c/2) \\ -(1/\Delta) \sin \Delta z (HV + \beta_c/2) & \cos \Delta z - (1/\Delta) \sin \Delta z i \beta_1/2 \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$\text{ove} \quad \Delta^2 = \beta_1/4 + (HV + \beta_c/2)^2 \quad (11)$$

Le seguenti conclusioni si possono trarre dall'analisi dell'eq.(10):

i) Riduzione dell'effetto Faraday: in una fibra in cui $\beta_c = 0$, la rotazione massima Φ si ottiene per $\Delta z = \pi/2$. La lunghezza utile è perciò limitata a $z = \pi/2\Delta$ o, se $\beta_1 \gg 2HV$, a $z = \pi/\beta_1$. In queste condizioni, la rotazione di Faraday è ridotta di un fattore $\Delta z = \pi/L$ rispetto al valore atteso HVz.

ii) Riduzione della birifrangenza lineare: se la fibra ottica ha birifrangenza circolare uniforme $\beta_c \gg \beta_1$, il termine di birifrangenza lineare $\beta_1(z/2)$ è ridotto di un fattore $\sin \Delta z / \Delta z$.

Sviluppando in serie al secondo ordine in funzione del rapporto $p=\beta_1/\beta_c \ll 1$ e' facile dimostrare che l'errore residuo rispetto ad una rotazione pura e' minore di p (nell' ampiezza del campo) o di p^2 (nelle intensita' I_1 e I_2). In un sensore reale, si richiede dunque di sovrapporre una cospicua birifrangenza circolare a quella lineare residua dell' avvolgimento. Cio' si puo' ottenere o realizzando una speciale fibra ad alta birifrangenza o utilizzando una fibra ordinaria fortemente ritorta [1]. In questo caso, infatti, per effetto elastoottico la fibra manifesta birifrangenza circolare reciproca che da' una rotazione $\Phi_c = \beta_c z$ del piano di polarizzazione. Il termine Φ_c si somma alla rotazione di Faraday HVz ma rappresenta solo un punto di lavoro costante rispetto al quale e' facile discriminare il segnale utile. Il meccanismo descritto permette anche di ridurre l' effetto di disturbi meccanici agenti sulla fibra (vibrazioni, compressione sul supporto dell' avvolgimento del sensore, birifrangenza da curvatura, effetti termici). Tipicamente, si richiedono torsioni di circa 30-100 giri/m (corrispondenti a $\beta_c = 1-3 \text{ cm}^{-1}$), una sollecitazione che puo' essere sopportata senza danno da una normale fibra in silice. Osserviamo infine come, in base alle considerazioni precedenti, si possa assumere come fattore di merito di una fibra per sensori di corrente il rapporto V/β_1 .

5. Sensori di campo magnetico

Per la misura del flusso di campo magnetico nei trasferri e di flusso disperso in macchinari elettrici, si richiede una ancora maggiore compattezza del sensore con raggi dell' avvolgimento dell' ordine del cm [1]. Inoltre, e' necessario un diverso approccio di progetto perche' la rotazione di Faraday si cancella lungo un percorso chiuso non concatenato con la corrente che genera il campo elettrico.

L' effetto combinato della birifrangenza di Faraday e di quella lineare (da curvatura) da' un effetto netto non nullo in un avvolgimento circolare se ogni singolo anello e' esattamente un ritardatore λ [3], cioe' se $\beta_1 = 1/r$. In questo caso, la rotazione di Faraday e' meta' di quella che si avrebbe in una fibra concatenata non birifrangente di pari lunghezza. Per avere i tratti di adduzione dallo stesso lato rispetto al sensore, si utilizzano i pratica le geometrie di Fig. 6a,b che fanno uso di avvolgimenti di $N+1/2$ giri di fibra. Le componenti del campo elettrico all' uscita del sensore risultano allora :

$$E_x = -E_{x0} \cos \Phi_z \quad E_y = -E_{y0} \cos \Phi_z \quad (\text{Fig.6a}) \quad (12)$$

oppure
$$E_x = -E_{x0} \cos \Phi_y \quad E_y = -E_{y0} \cos \Phi_y \quad (\text{Fig.6b}) \quad (13)$$

ove
$$\Phi_{y,z} = V H_{y,z} \pi r (N+1/2) \quad (14)$$

Mentre nel primo caso si ha una pura rotazione di Faraday, il secondo caso puo' essere ricondotto al primo aggiungendo una lamina $\lambda/4$ all' uscita. La Fig.6c mostra un possibile schema di misura di tipo polarimetrico che permette di ricavare entrambe le componenti del campo H perche' :

$$I_z = I_0 \cos^2(45^\circ + \Phi_z) \quad I_y = I_0 \cos^2(45^\circ + \Phi_y) \quad (15)$$

Il minimo valore di campo magnetico rivelabile si calcola in analogia ai casi precedenti, e vale:

$$\sigma(H) = 1/2 V (N+1/2) \pi r (2eB/I_0)^{1/2} \quad (16)$$

E' ancora utilizzabile la Fig.4 con il cambio di scala $\sigma(H) \approx 1.28 \sigma(I)$, assumendo H espresso in Oe e $r=1\text{cm}$.

Come gia' accennato nell' introduzione, i concetti espressi in questo paragrafo consentono di realizzare anche sensori di corrente non concatenati [4,5] adatti all' impiego in campo.

6. Risultati sperimentali

Diversi sensori di corrente e campo magnetico sono stati realizzati a tutt' oggi [1,4,5]. La prestazione di rumore riportata da diversi autori, non lontana dal limite quantico, e' stata riportata in Fig.4 dove le barre uniscono i valori misurati (punti superiori) ai valori teorici

(punti inferiori). Anche le prestazioni di dinamica riportate sono prossime a quelle teoriche.

Lavoro svolto nell' ambito del Progetto Finalizzato 'Tecnologie Elettroottiche' del CNR.

Bibliografia

- 1 S. Donati, V. Annovazzi Lodi, T. Tambosso, IEE Proc. 135J N 5 (1988), 372-382.
- 2 R.A. Berg, H. C. Lefevre, H.J. Shaw, IEEE JLT LT-2 (19884), 91-107.
- 3 V. Annovazzi Lodi, S. Donati, Opt. Quant. Elec. 15 (1983), 381-388.
- 4 V. Annovazzi Lodi, S. Donati in Proc. SPIE 798 (1987), 258-265.
- 5 V. Annovazzi Lodi, S. Donati, Alta Freq., 53 (1984), 310-314.

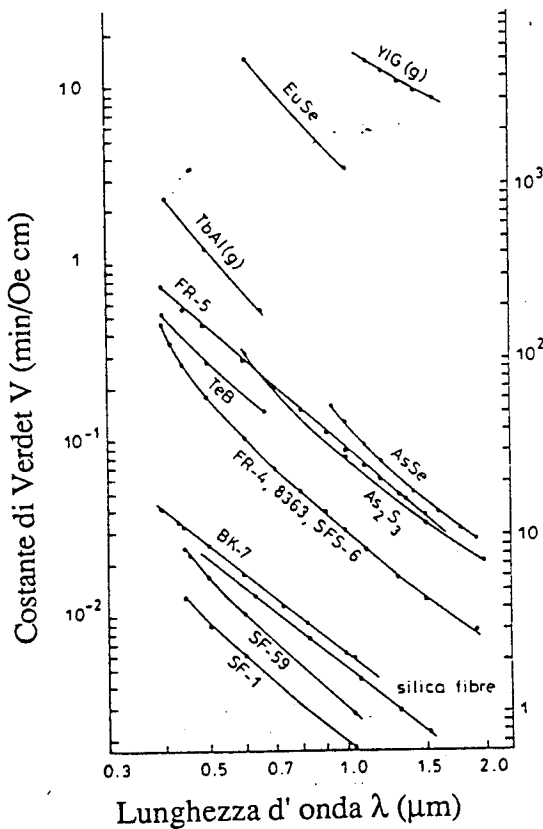


Fig.1 Costanti di Verdet di alcuni vetri e cristalli.

Fig.3 Schema di rivelazione polarimetrica: a) in ottica discreta, e b) tutto fibra.

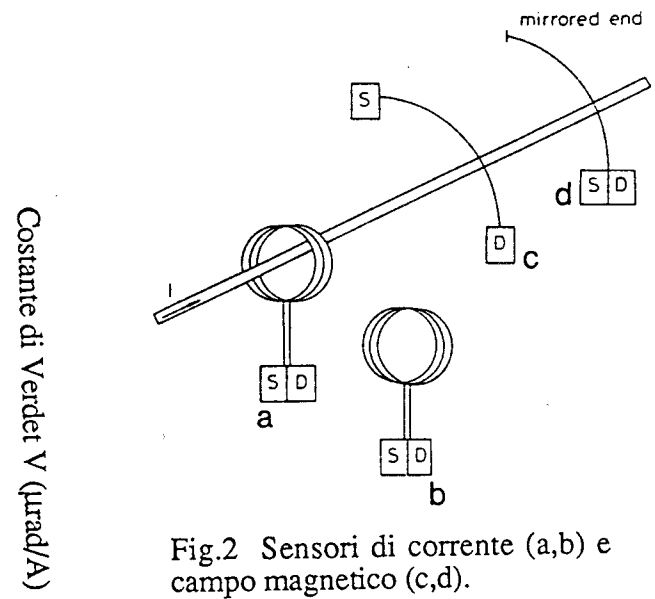
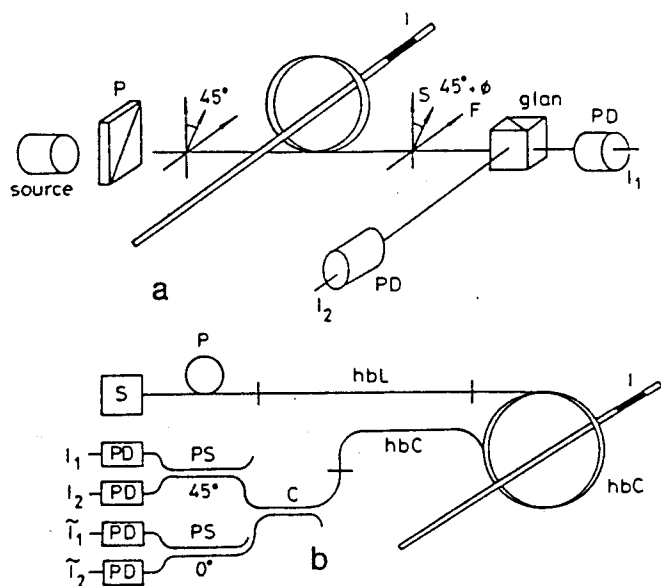


Fig.2 Sensori di corrente (a,b) e campo magnetico (c,d).



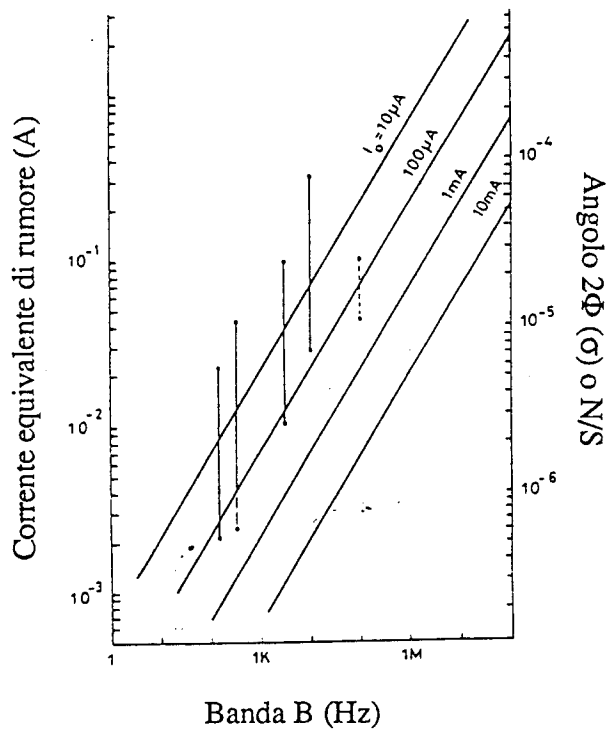


Fig.4 Corrente equivalente di rumore $\sigma(I)$ in funzione di B e I_0 per fibra di silice, $N=50$.

Fig.5 Schema di rivelazione interferometrico (di Sagnac).

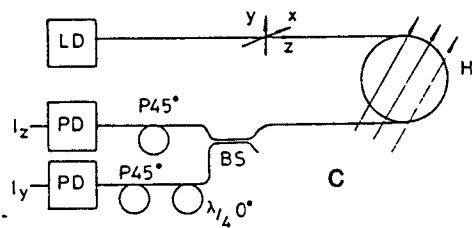
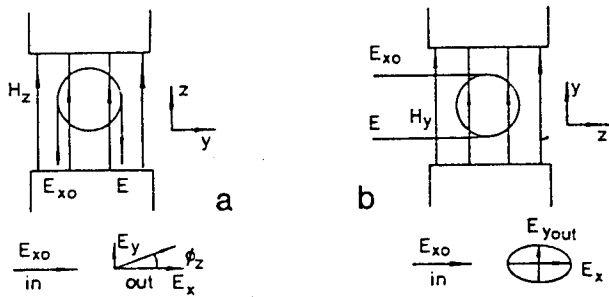
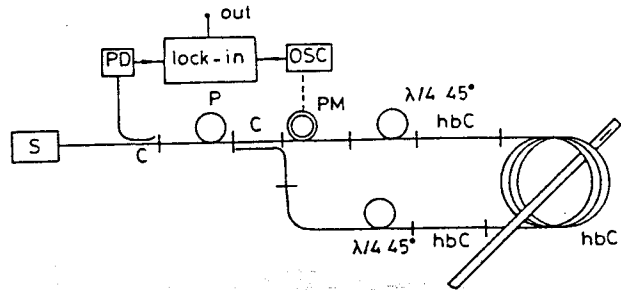


Fig.6 Sensori di campo magnetico (a,b) e schema di misura vettoriale