



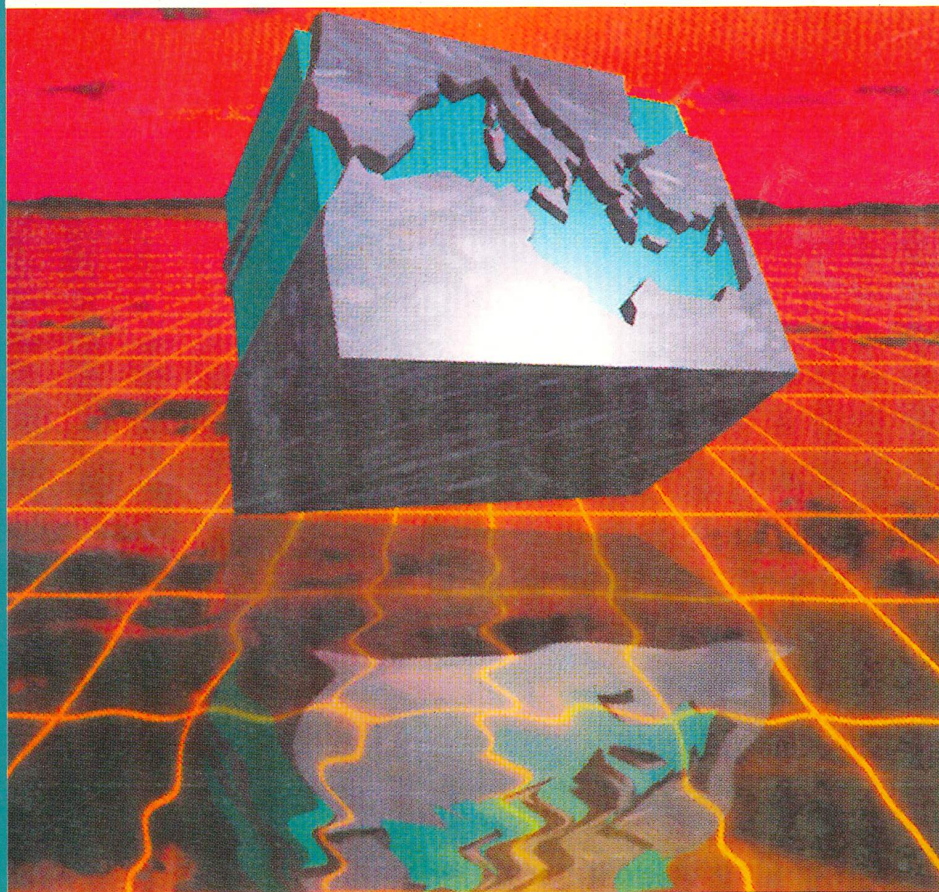
Istituto Nazionale di Geofisica

QUADERNI — DI — GEOFISICA

**"FIELD MILL" DIFFERENZIALE PER LA MISURA
DEL CAMPO ELETTRICO ATMOSFERICO**

Giuseppe Di Stefano e Giovanni Romeo

Pubblicazione n.2



1998

Direttore

Enzo Boschi

Comitato di Redazione

Cesidio Bianchi
Tecnologia Geofisica

Rodolfo Console
Sismologia

Giorgiana De Franceschi
Relazioni Sole-Terra

Leonardo Sagnotti
Geomagnetismo

Giancarlo Scalera
Geodinamica

Ufficio Editoriale

Francesca Di Stefano
Istituto Nazionale di Geofisica
Via di Vigna Murata, 605
00143 Roma
Tel. (06) 51860468
Telefax: (06) 5041181
e-mail: distefano@ingrm.it

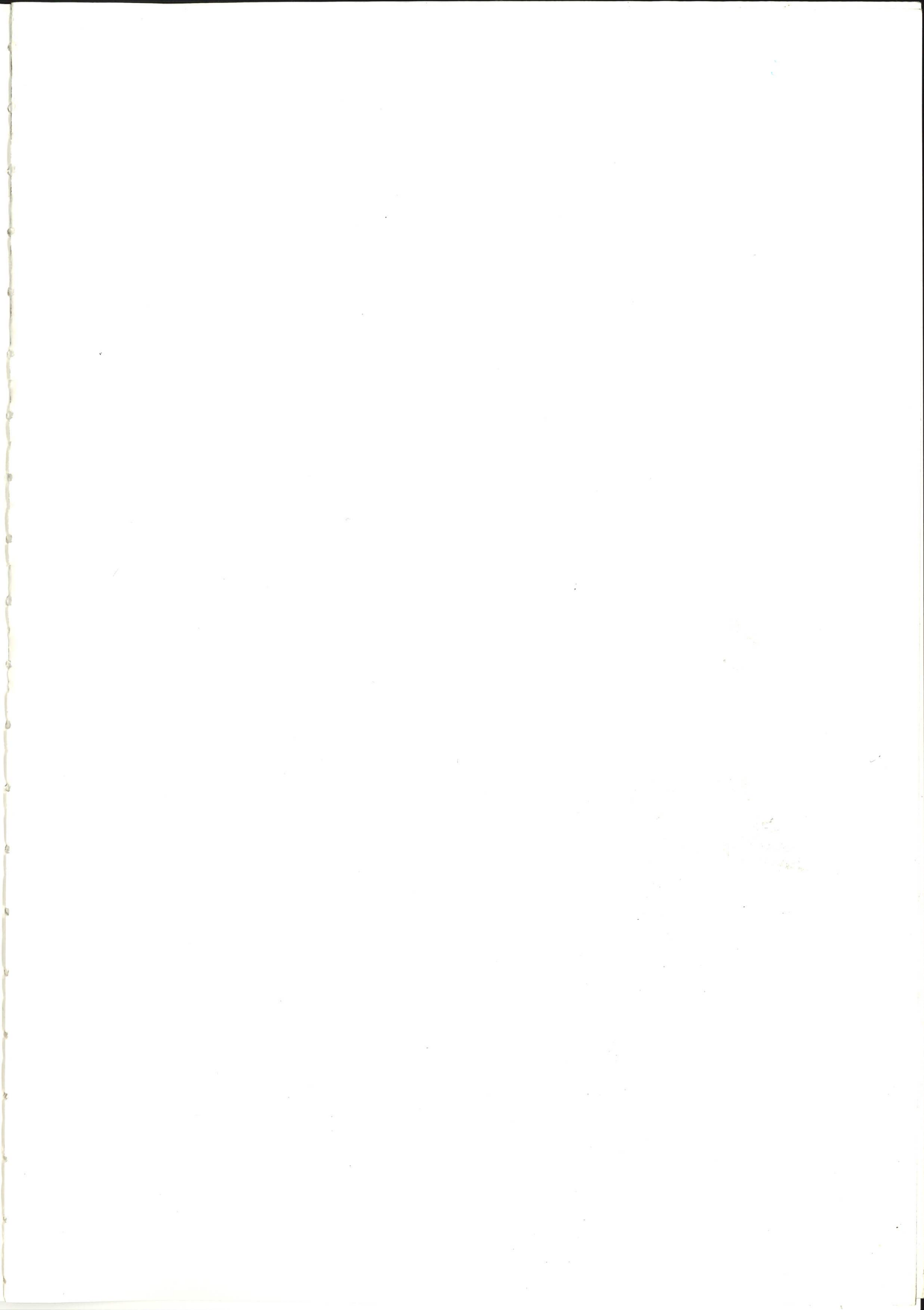
QUADERNI

—  **DI**  —

GEOFISICA



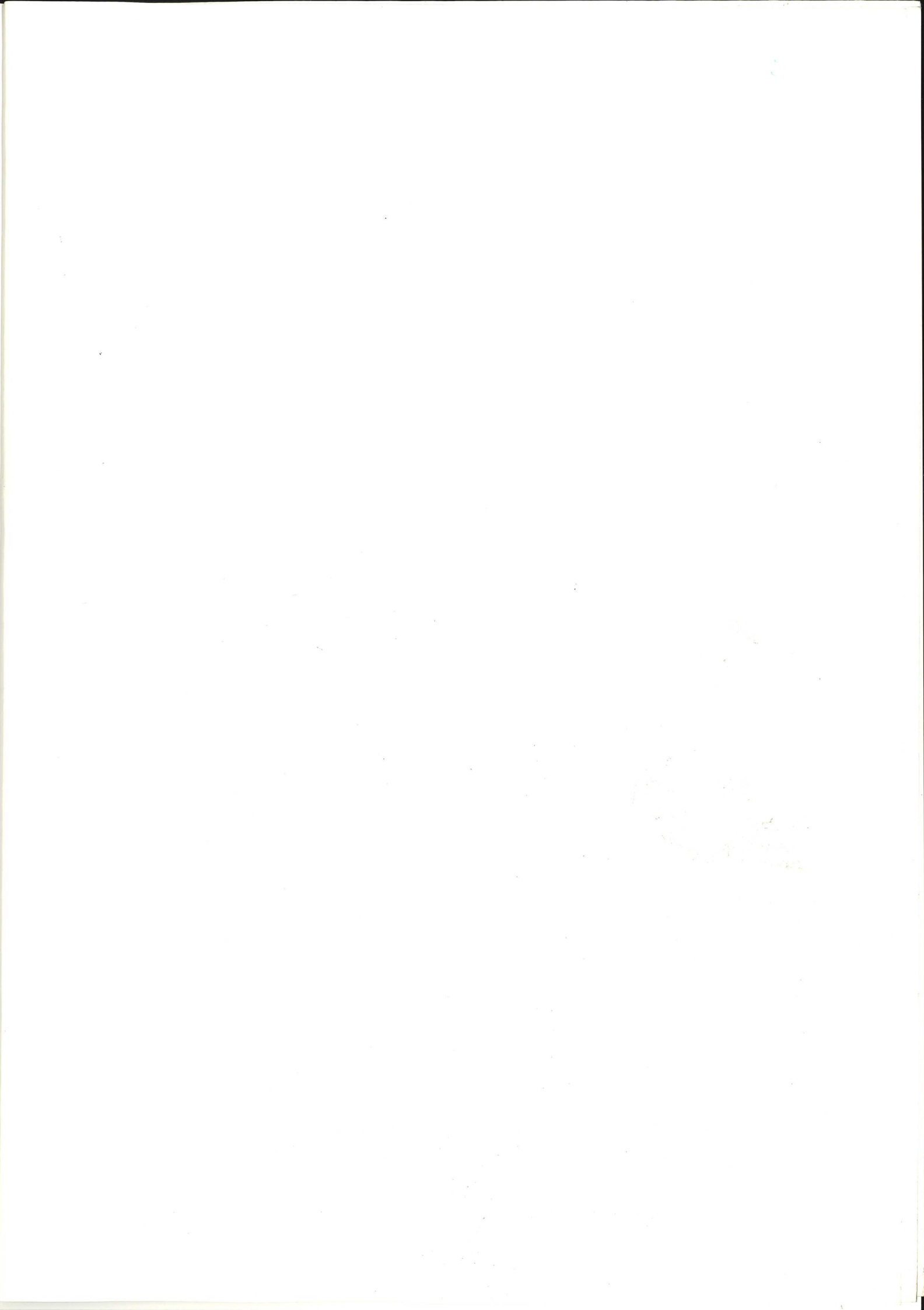
Istituto Nazionale di Geofisica
Via di Vigna Murata, 605
00143 Roma



"FIELD MILL" DIFFERENZIALE PER LA MISURA DEL CAMPO ELETTRICO ATMOSFERICO

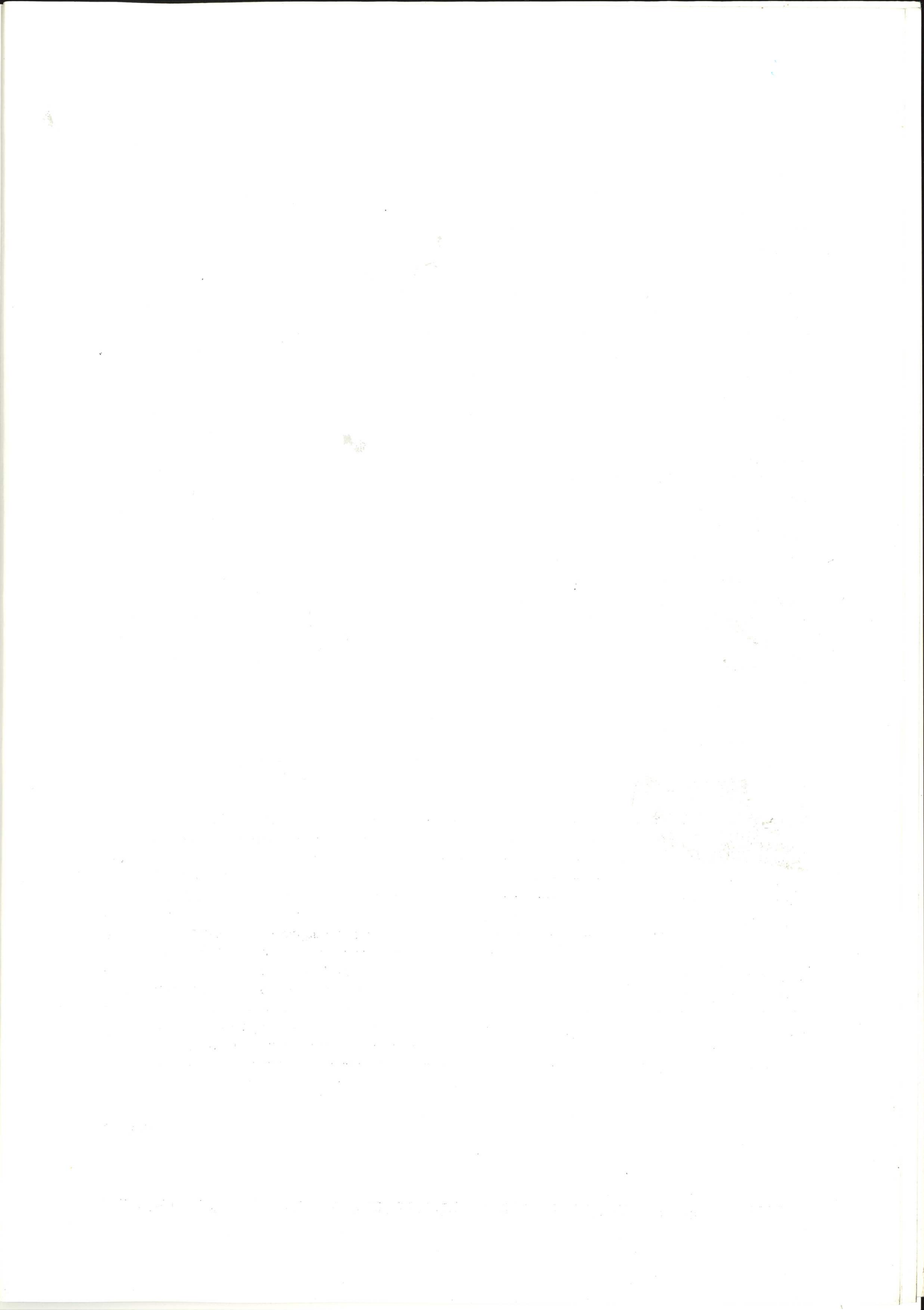
Giuseppe Di Stefano e Giovanni Romeo

Istituto Nazionale di Geofisica



Indice

Riassunto	1
1. Introduzione	1
2. Il sensore 'field mill'	2
3. <i>Field Mill</i> differenziale	4
4. Considerazioni sul segnale	5
5. Realizzazione del prototipo	6
6. Dipendenza dello strumento dai parametri costruttivi	8
7. Effetto della corrente di bias	10
8. Caratteristiche tecniche e calibrazione	11
9. Conclusioni	14
APPENDICE	15
A1. Logica di controllo	15
A2. Sistema di condizionamento	17
A3. Effetto della corrente di <i>bias</i>	21
A4. Immagini del prototipo	22



Riassunto

Un semplice principio fisico, utilizzato per la prima volta nel 1933 da Harnwell e Van Voorhis [*Harnwell and Van Voorhis*, 1933] consente la costruzione di un misuratore di campo elettrico sensibile e compatto adatto alla misura del campo elettrico atmosferico. Il principio di funzionamento originale, riesplorato alla luce delle moderne metodologie elettroniche, ha portato alla costruzione di uno strumento in grado di offrire misure sia al suolo sia in quota. Le innovazioni nell'approccio presentato consistono nell'uso di un ingresso differenziale, che, aumentando l'immunità ai disturbi, consente un aumento della sensibilità, e nel circuito rivelatore *lock-in*, che, con l'integrazione implicita nel metodo, porta ad una rivelazione (sensibile al segno) di qualità superiore a quella offerta dai metodi di campionatura di picco [*D.Yeboah Amankwah, P.Van der Made*, 1992]. Tutte le temporizzazioni del sistema (il controllo della velocità del motore, il filtraggio *n-path* ed il *lock-in*) sono derivate da un unico oscillatore. Oltre ad essere elegante questa scelta progettuale permette di cambiare la velocità di rotazione del *chopper* variando un unico parametro.

1. Introduzione

Le prime osservazioni relative a fenomeni di elettricità atmosferica hanno messo in evidenza che l'atmosfera terrestre si comporta, rispetto al pianeta, come se questo fosse caricato negativamente e quella positivamente.

Tale sistema può essere immaginato come un condensatore le cui armature siano costituite dall'atmosfera e dalla superficie del pianeta.

Osservazioni più recenti hanno permesso di constatare che esiste una differenza di potenziale elettrico di circa 300 kVolt tra l'alta atmosfera, oltre i 60 km (ionosfera) e la superficie terrestre.

Questo potenziale è il risultato di due fattori: il primo, (in accordo con la teoria classica [*Chalmers*, 1954] ma non

universalmente accettato) è il risultato della corrente prodotta dall'azione collettiva dei temporali (stimata circa 1800 A); il secondo è prodotto dalla resistenza dell'atmosfera, che rappresenta nel nostro ideale condensatore sia il dielettrico che l'armatura più esterna, e che è stimata essere circa 200 Ohm: il risultato di tale differenza di potenziale è il campo elettrico atmosferico.

Le misure di campo elettrico atmosferico più semplici sono condotte nella troposfera (fino a 10÷11 km dalla superficie terrestre) ed il loro risultato è fortemente influenzato dalle condizioni meteorologiche. La correlazione del campo con le condizioni atmosferiche può essere uno degli scopi che la misura dell'elettricità atmosferica persegue (studio di nubi temporalesche, andamento del campo in caso di fulmini). Per lo studio globale del campo elettrico terrestre le condizioni meteorologiche locali sono un disturbo. Un modo per rimuovere questo disturbo è la scelta del sito dove effettuare le misure, che offra una bassa incidenza statistica di perturbazioni atmosferiche e possibilità logistiche di installazione dello strumento [*Byrne, Benbrook, and Bering*, 1993]. L'Antartide, in particolare la base italiana Baia Terra Nova, risponde ad entrambi questi requisiti; le manifestazioni temporalesche sono rare, l'umidità relativa, grazie alle basse temperature, è bassissima ed esistono osservatori geofisici presidiati che possono garantire un supporto logistico adeguato. In particolare in Antartide è presente un effetto di generazione secondaria causato dall'interazione del vento solare con la magnetosfera, il cui studio locale può arricchire la conoscenza del comportamento globale del campo elettrico atmosferico. La presenza di un osservatorio geomagnetico e di un osservatorio ionosferico (in grado di determinare l'altezza e la presenza di strati conduttori in alta atmosfera) sul luogo dell'installazione, consente di effettuare correlazioni con fenomeni direttamente collegati all'attività solare. Tali informazioni possono essere arricchite da una analoga misura condotta su pallone aerostatico.

Dopo una fase storica piuttosto fantasiosa (che ha visto elettrometri utilizzanti combustibili, particelle radioattive e spruzzatori ad acqua) l'uso diffuso dell'elettronica ha concentrato gli sforzi dei ricercatori verso elettrometri che sfruttano il principio dell'induzione elettrodinamica [Byrne *et al.*, 1991] [Byrne *et al.*, 1993] [Tanaka and Ogawa, 1977].

In questi elettrometri viene misurato lo spostamento di cariche, indotto dal campo che si intende misurare, su un conduttore. Poiché lo spostamento di cariche si manifesta per variazioni del campo, il conduttore viene mantenuto in movimento nel campo (o il campo viene periodicamente schermato) in modo da indurre tali variazioni.

Le dimensioni del conduttore sono legate alla sensibilità che si vuole ottenere dallo strumento. Per misure in alta atmosfera, dove sono necessarie sensibilità dell'ordine di 100 mV/m, si arriva all'uso di sistemi di antenne rotanti di grande dimensione (decine di metri), poco versatili in difficili condizioni operative come in Antartide o in un volo di pallone con carico utile multidisciplinare. Lo strumento presentato in queste pagine, realizzato presso il

nel contempo, buone caratteristiche di robustezza meccanica, ingombro e portatilità.

2. Il sensore 'field mill'

Il sensore "field mill" (mulino da campo, [Harnwell and Van Voorhis, 1933]) si basa sulla trasformazione di un fenomeno elettrostatico (campo elettrico) in un fenomeno elettrodinamico (corrente), suscettibile di essere trattato con metodi elettronici. Tale trasformazione viene effettuata attraverso la parzializzazione (*chopping*) delle linee di campo elettrico mediante un dispositivo meccanico.

Il mulino di campo è una macchina costituita da una armatura metallica fissa detta "statore", sagomato a settori circolari (croce di Malta), sulla quale ruota coassialmente e molto vicino un'analogica armatura detta "rotore", connessa a potenziale di riferimento. Lo statore è invece connesso attraverso una impedenza Z ad un terzo disco metallico coassiale al sistema rotore-statore e posto a potenziale di riferimento. Il principio di funzionamento si basa sull'esposizione periodica dello statore al

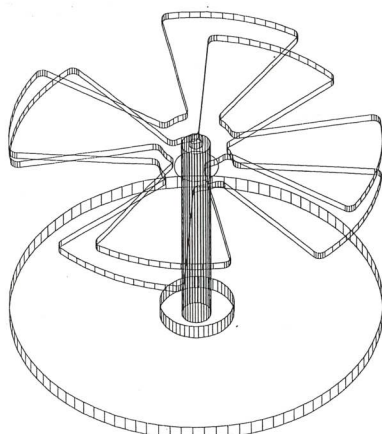


Figura 1. Mulino di campo; a sinistra una veduta assonometrica. A destra la vista dall'alto evidenzia la copertura della statore da parte del rotore

laboratorio elettronico dell'I.N.G. è uno strumento compatto, robusto e leggero, nato sia per il funzionamento al suolo che in stratosfera, [Byrne, Benbrook, and Bering, 1991] con un campo di misura che si estende da circa 400V/m, a terra, a meno di 1V/m nell'alta atmosfera. Esso rappresenta un buon compromesso tra qualità ed affidabilità, consentendo di effettuare misurazioni di campo elettrico con accuratezza adeguata, ed offrendo,

campo elettrico, attraverso il movimento del rotore. Questo induce una carica variabile sullo statore che dà luogo ad una corrente attraverso l'impedenza Z , espressa dalla funzione (teorema di Gauss):

$$i(E, t) = \frac{dq}{dt} = \epsilon_0 \cdot E \cdot \frac{dA_{espo}}{dt} \quad (1)$$

dove A_{espo} rappresenta la superficie dello statore esposto al campo.

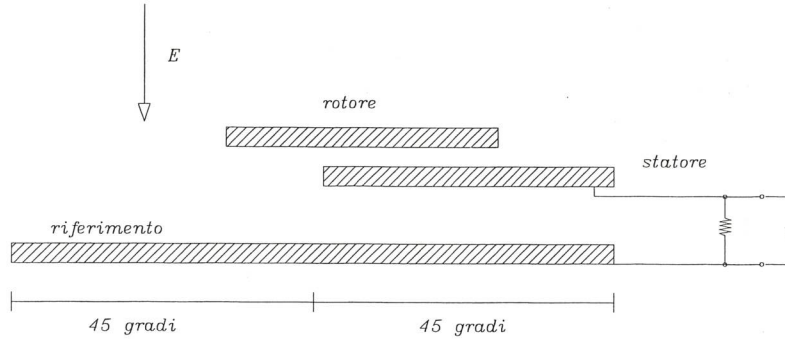


Figura 2. Sistema di elettrodi del mulino da campo. Le diciture '45 gradi' sull'elettrodo di riferimento indicano che per una rotazione di 45 gradi si ha la completa sovrapposizione del rotore sullo statore. L'uscita del sistema è la differenza di potenziale che, a causa del movimento del rotore viene a formarsi tra lo statore e l'elettrodo di riferimento. La corrente $i(E, T)$ che appare nella (1) è quella che attraversa il resistore che collega l'elettrodo di riferimento allo statore.

Integrando l'espressione precedente a partire dall'istante $t=0$ corrispondente ad un angolo iniziale nullo in cui la superficie esposta

$$i(E, t) = \begin{cases} -I(E) & n \cdot 2T \leq t \leq T + n \cdot 2T \\ I(E) & T + n \cdot 2T \leq t \leq (n+1) \cdot 2T \end{cases} \quad (2)$$

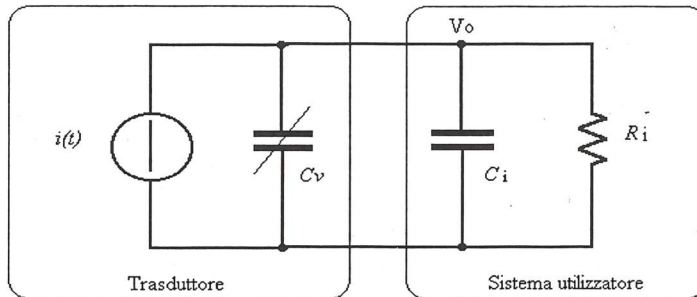


Figura 3. Schema equivalente del sistema trasduttore e utilizzatore.

e' massima, otteniamo il valore della corrente in funzione del tempo e del campo:

T è il tempo in cui il rotore compie uno spostamento di 45° .

R e r sono rispettivamente il raggio esterno e quello interno delle pale (Figura 1);

ω_0 è la frequenza di rotazione del rotore.
 $n \in [\mathbb{N}]$

Il sensore è equivalente ad un generatore di corrente $i(E, t)$ con in parallelo una capacità $C_v(t)$, che rappresenta la capacità tra lo statore e le altre armature del sensore: $C_v(t)$ varia con la posizione delle pale, assumendo un andamento periodico lineare a tratti con frequenza $f_{C_v} = 4f_0$ in fase con la corrente. Esso è rappresentabile come la somma di due contributi, uno fisso (C_1 , che è la capacità che viene a formarsi tra statore e piatto di

riferimento), ed uno variabile ($C_2 \cdot t$, che è la capacità tra statore e rotore).

$$C_v(t) = \begin{cases} C_1 + C_2 \cdot t & 0 \leq t \leq T \\ C_1 + C_2 \cdot (2T - t) & T \leq t \leq 2T \end{cases} \quad (3)$$

L'equazione che descrive il circuito equivalente di Figura 3 e' data da:

$$i(E, t) = \frac{d(C(t) \cdot V(E, t))}{dt} + \frac{V(E, t)}{R_i} \quad (4)$$

e avendo indicato con C la somma di C_v e C_i la soluzione $V(E, t)$ è data da:

$$V(E, t) = \begin{cases} I(E) \cdot R_i \cdot \left[-A + (K + A) \cdot \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2 t} \right)^{\frac{R_i C_2 + 1}{R_i C_2}} \right] & 0 \leq t \leq T \\ I(E) \cdot R_i \cdot \left[-B + (K + B) \cdot \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2 (2T - t)} \right)^{\frac{R_i C_2 + 1}{R_i C_2}} \right] & T \leq t \leq 2T \end{cases}$$

dove A , B e K sono dei parametri che dipendono dalla resistenza R_i , dalla frequenza f_0 e dalla geometria del sensore.

In [D.Yeboah Amankwah, P.Van der Made,

seconda armatura fissa identica, coassiale e complanare alla prima, ma sfasata di 45° .

I segnali indotti da rumore elettrico saranno presenti in ugual misura su entrambi le

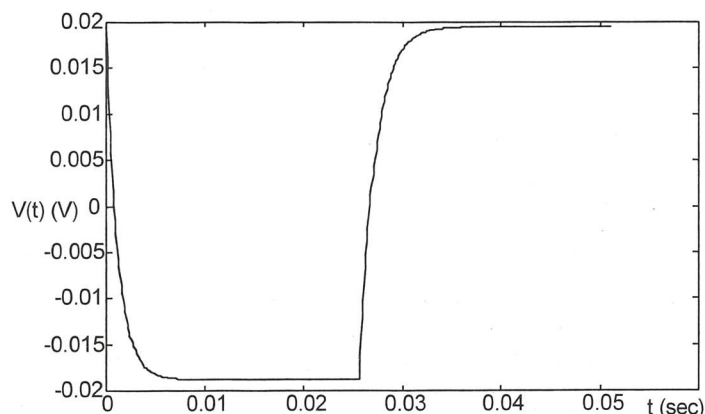


Figura 5. Andamento della funzione $V(E,t)$ per un campo $E=400\text{V/m}$; tale funzione rappresenta l'andamento teorico del segnale d'uscita del trasduttore quando è connesso al sistema utilizzatore.

1992], nella determinazione dell'andamento di $V(E,t)$, la capacità del trasduttore è stata supposta costante. Tenendo conto della dipendenza da t di $C_V(t)$ la forma d'onda non è più simmetrica.

3. Field Mill differenziale

Il sensore che appare nelle figg. 1 e 2 esibisce una forte sensibilità all'inquinamento elettromagnetico. L'origine del rumore di fondo rilevato nel segnale $V(E,t)$ è causato dall'inquinamento elettromagnetico presente nello spazio in cui è stato generato il campo

armature sensibili, mentre il segnale indotto dal *chopping* del campo sarà in opposizione di fase sulle due armature. Questo permette l'eliminazione del rumore di modo comune utilizzando un ingresso differenziale.

La figura 7 mostra le forme d'onda del potenziale rilevato sulle armature del prototipo sottoposto ad un campo costante. L'oscillogramma A) mostra il segnale presente sull'armatura dello strumento non differenziale ad elettrometro schermato, mentre la traccia B visualizza lo stesso segnale dello stesso strumento non schermato. Gli oscillogrammi C) e D) mostrano il segnale dell'elettrometro

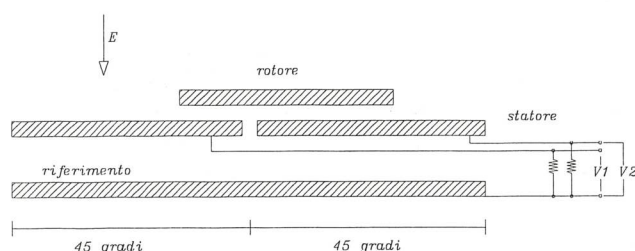


Figura 6. Viste laterale e frontale del mulino a doppia croce di Malta (*field mill* differenziale).

elettrico (come è stato facile constatare schermato completamente il sensore). Per rimuovere tale disturbo e consentire allo strumento di funzionare in ambienti elettromagneticamente inquinati è stato modificato il sensore con l'aggiunta di una

differenziale non schermato (D)) e le due tracce, in opposizione di fase, relative alle due armature (C)). E' da notare come il segnale di modo comune (disturbo), presente nelle due tracce, scompaia nel segnale differenziale.

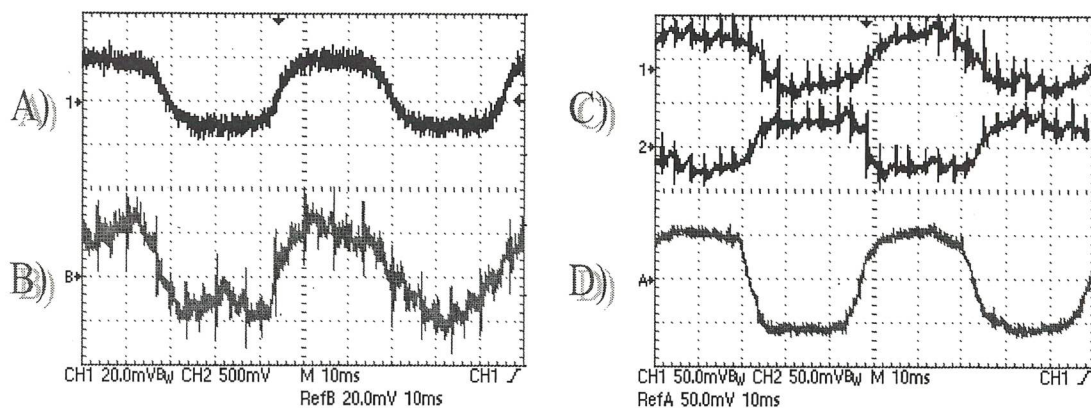


Figura 7. Segnali rilevati dal sensore, per $E=400$ V/m, con un oscilloscopio con resistenza di ingresso $R_i=10M\Omega$ e capacità di ingresso $C_i = 15pF$. Si noti nella traccia D) come si sia notevolmente ridotto il disturbo di modo comune.

4. Considerazioni sul segnale

L'aver utilizzato il segnale differenziale produce un ulteriore vantaggio, che si evidenzia da considerazioni sullo spettro di frequenza del segnale prodotto. Infatti (come viene mostrato nel seguito) il segnale differenziale è privo delle componenti spettrali di ordine pari. Poiché l'informazione sul campo è contenuta nell'ampiezza di una qualsiasi delle armoniche (naturalmente si sceglie la fondamentale per la sua maggiore ampiezza), la superiore separazione tra esse semplifica il disegno del filtro che verrà usato dal sistema per la reiezione dei segnali indesiderati.

Il segnale $V(E,t)$ indotto dal *chopping* del campo è un segnale non armonico periodico la cui forma d'onda dipende dalla geometria del trasduttore e dalla velocità di rotazione; tale segnale $V(E,t)$ può essere rappresentato secondo uno sviluppo in serie di Fourier come combinazione lineare di segnali ortonormali (nelle formulazioni è omessa la dipendenza da E):

$$V(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n \cdot e^{jn\omega_0 t}$$

$$C_n = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} V(t) \cdot e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} V_{T_0}(t) \cdot e^{-jn2\pi f_0 t} dt = \frac{1}{T_0} X_{T_0}(nf_0)$$

dove $X_{T_0}(nf_0)$ è la trasformata di Fourier del segnale troncato $V_{T_0}(t)$ nell'intervallo $T_0=2T$, definito da:

$$V_{T_0}(t) = \begin{cases} 0 & t > \left| \frac{T_0}{2} \right| \\ V(t) & t \leq \left| \frac{T_0}{2} \right| \end{cases}$$

Lo spettro del segnale si ottiene calcolando la trasformata di Fourier:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} V(t) \cdot e^{-j2\pi f t} dt =$$

$$= f_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X_{T_0}(nf_0) \cdot \delta(f - nf_0)$$

Il segnale differenziale può essere rappresentato dalla differenza tra due funzioni periodiche sfasate di un semiperiodo. Infatti, se consideriamo due segnali $V_1(t)=V(t)$ e $V_2(t)=V(t-T)$ i cui spettri siano dati da:

$$X_1(f) = X(f) = f_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X_{T_0}(nf_0) \cdot \delta(f - f_0)$$

$$X_2(f) = f_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X_{T_0}(nf_0) \cdot e^{-jn\pi} \cdot \delta(f - f_0)$$

la funzione $Vd(t)=V_1(t)-V_2(t)$ avrà il seguente spettro: formula 10

$$Xd(f) = X_1(f) - X_2(f) = f_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X_{T_0}(nf_0) \cdot (1 - e^{-jn\pi}) \cdot \delta(f - f_0)$$

$$= \begin{cases} 0 & \text{per } n \text{ pari} \\ 2f_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X_{T_0}(nf_0) \cdot \delta(f - f_0) & \text{per } n \text{ dispari} \end{cases} \quad (6)$$

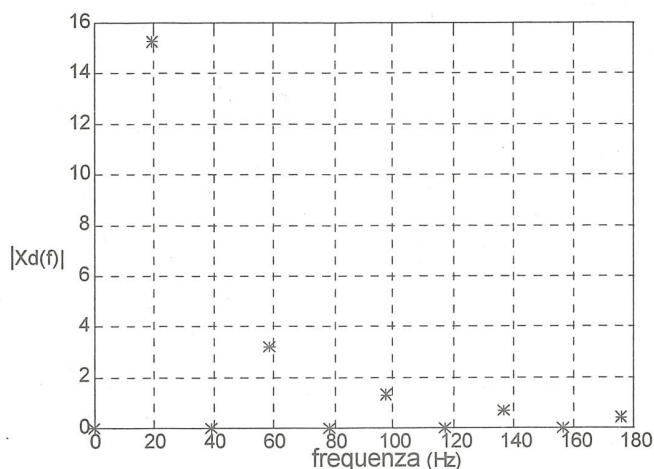


Figura 8. Spettro a righe del segnale differenziale $V_d(E, t)$. Le componenti di ordine pari sono pari a zero.

La perdita delle componenti d'ordine pari allontana nello spazio delle frequenze la componente spettrale più prossima alla fondamentale, richiedendo, per l'estrazione della fondamentale un filtro di ordine minore.

5. Realizzazione del prototipo

Lo schema a blocchi dello strumento, derivato dalle considerazioni teoriche appena mostrate, confortate dai risultati sperimentali, è mostrato in Figura 9.

Il sensore realizzato è composto da tre parti: un disco di alluminio del diametro di 14cm posto a potenziale di riferimento, una armatura a doppia croce di Malta in vetroresina metallizzata (statore1 e statore2) fissata al disco mediante degli isolatori e una terza armatura (rotore) posta al potenziale di riferimento mediante un contatto strisciante sull'asse.

Per garantire una velocità del rotore stabile, è stato utilizzato un motore passo-passo gestito da un sistema di controllo. L'uso di un motore passo-passo, la cui velocità è rigidamente legata alla frequenza di un

oscillatore al quarzo è stata una scelta dettata da numerose considerazioni. Pilotando il generatore di sequenza di passi con un oscillatore a quarzo, oltre a garantire una velocità stabile (già dalla (1) si vede che il periodo di esposizione appare nelle formule), si possono facilmente ottenere forme d'onda digitali sincrone con la rotazione del motore e quindi segnali di riferimento utili per un processo di condizionamento, da effettuare con dispositivi sincroni (filtro N -path e rivelatore *lock-in*).

In pratica l'aver agganciato tutte le funzioni dell'elettrometro ad un'unica base dei tempi, oltre a rappresentare una scelta elegante, permette di operare variazioni sulla frequenza di rotazione del sistema sui filtri e sul rivelatore modificando esclusivamente la frequenza di un unico generatore di base dei tempi.

La funzione del sistema di condizionamento è quella di trasformare i due segnali elettrici V_1 e V_2 , uguali e in opposizione di fase, indotti dal campo elettrico sul sensore differenziale, in un livello continuo di tensione da applicare al sistema di acquisizione, migliorando il rapporto S/N.

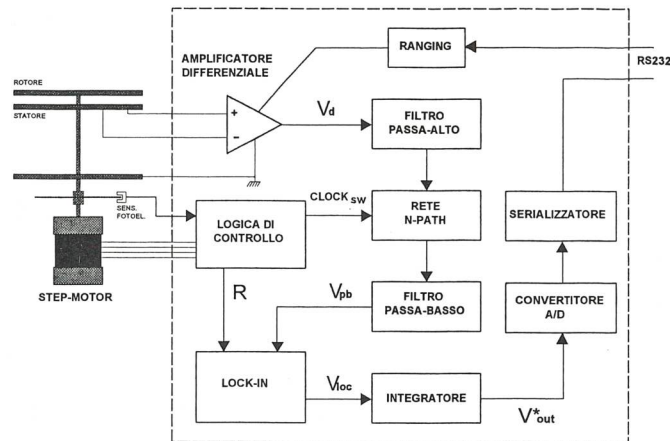


Figura 9. Schema a blocchi dell'elettrometro; nel contenitore del sensore non sono ospitati il convertitore A/D il serializzatore e l'interprete del comando di scala (*ranging*); la logica di controllo provvede a mantenere in rotazione il *chopper*, ed a fornire i segnali per il funzionamento del filtro passa banda (filtro *n-path*) e del *lock-in* (rivelatore sincrono).

I due segnali V_1 e V_2 prelevati dallo statore, affetti da rumore costituito essenzialmente dal disturbo di modo comune, sono applicati all'amplificatore differenziale il quale ne effettua la differenza, dando in uscita un segnale $V_d(E,t) = G(V_1 - V_2)$ dove G rappresenta il guadagno dell'amplificatore.

Successivamente il segnale $V_d(E,t)$ è applicato ad un filtro passa-banda (a banda stretta) avente una curva di risposta centrata alla frequenza f_0 del segnale ($f_0 = 4f$ dove f è il numero di giri al secondo del rotore pari a 4.88 g/sec). La funzione del filtro è quella di estrarre la componente fondamentale del segnale $V_d(t)$, nella quale è contenuta l'informazione del campo, dall'intero spettro rumoroso.

La perfetta corrispondenza tra la frequenza del segnale e la frequenza di centro banda del filtro è garantita dall'uso di un filtro a capacità commutata (filtro *N-path*, Appendice) controllato dalla stessa rete logica e in grado di offrire un fattore Q sufficientemente elevato.

L'uscita del filtro, a meno di inevitabili componenti di disturbo, è un segnale

$V_{d1}(t) = V_{d1} \sin(2\pi f_0 t)$, componente fondamentale di $V_d(t)$, e viene applicato al rivelatore sincrono (*lock-in*) il quale è un dispositivo che trasforma un segnale alternato a frequenza f_0 con media nulla in un segnale raddrizzato con media diversa da zero.

Il *lock-in* realizza due funzioni:

- Una moltiplicazione del segnale $V_{in}(t)$, uscita del filtro, con un segnale di riferimento $R(t)$ ad onda quadra a frequenza f_0 ; tale operazione in pratica moltiplica $V_{in}(t)$ successivamente per +1 e -1 con cadenza f_0 .

- Un filtraggio passa-basso RC (integratore) all'uscita del rivelatore sincrono che effettua la media e fornisce all'uscita un segnale livellato V_{out}^* , il cui valore dipenderà dal campo elettrico secondo un legame di proporzionalità.

$$V_{out}^* = K_S \cdot E$$

Le due funzioni si possono schematizzare come in Figura 10.

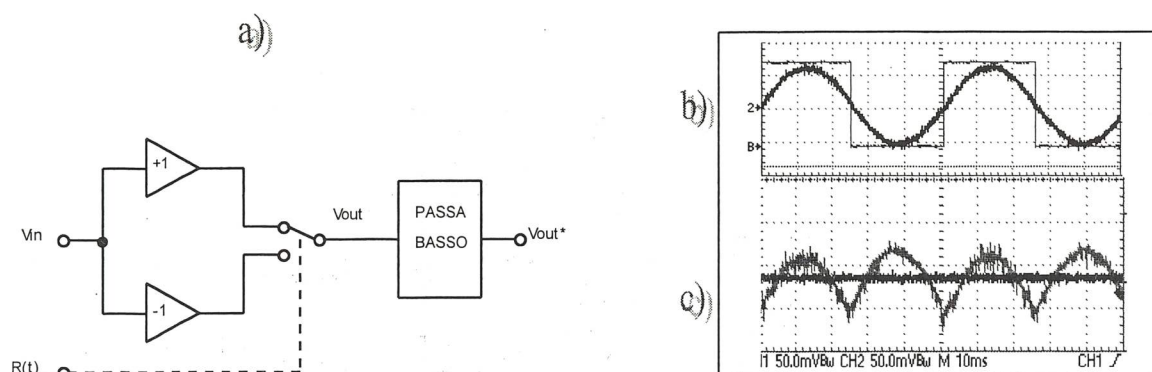


Figura 10. a) Schema funzionale del lock-in. b) Sincronismo tra segnale di ingresso e segnale di riferimento $R(t)$. c) segnali V_{out} e V_{out}^* . Tutte le forme d'onda sono state misurate sul prototipo

L'onda quadra, segnale di riferimento ottenuto mediante la logica di controllo, ha una frequenza pari alla frequenza del segnale e la stessa fase, ottenuta posizionando opportunamente un rilevatore ottico vincolato campo da luogo ad un "ribaltamento" della sinusoide rispetto all'onda quadra. Al momento dell'avviamento, l'aggancio di fase viene garantito da una rete logica, grazie al segnale di sincronismo prodotto dal sensore ottico.

6. Dipendenza dello strumento dai parametri costruttivi

Il principio di funzionamento dello strumento suggerisce che la sua uscita (ampiezza della prima armonica del segnale differenziale proveniente dalla doppia croce di malta) dipenda linearmente dal campo elettrico. Il coefficiente di proporzionalità F che lega l'ingresso all'uscita dipende dal condizionatore di segnale, dalla geometria del sensore e dalla velocità di rotazione.

Si è cercato di effettuare una valutazione della funzione $F(R_i, R, d_1, d_2, f_0)$ che esprime il

armonica del segnale $V_d(E, t)$, indotto dal campo sulle armature e dove $V(E, t)$ rappresenta il segnale su uno statore.

Di questi parametri d_2 , distanza tra rotore e statore, non può subire notevoli variazioni perché è fissata ad un valore piccolo (rispetto alle dimensioni delle armature), proprio per garantire un buon *chopping* delle linee di campo che investono lo statore (1÷2 mm).

al rotore. Essa ci consente di verificare il segno del misurando: nella figura il campo elettrico è positivo, cioè le linee di forza sono dirette verticalmente verso lo statore; una inversione di fattore di proporzionalità tra ingresso ed uscita e la sua dipendenza dai parametri del sistema:

$$Xd_1(E) = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} V(E, t) \cdot e^{-j\omega_0 t} dt \propto E$$

$$F(R_i, R, d_1, d_2, f_0) = Xd_1(E) / E$$

dove

R_i :	Resistenza di ingresso
R :	Raggio del rotore
d_1 :	Distanza tra statore e piatto di riferimento
d_2 :	Distanza tra rotore e statore
f_0 :	Frequenza di rotazione

rappresenta l'ampiezza della prima componente

L'andamento di F è stato valutato per i quattro rimanenti parametri con una simulazione numerica. Questa ha permesso di osservare che nell'intervallo di valori consentiti, un aumento di ciascun parametro (ad eccezione di d_1) determina un incremento della funzione F .

Uno dei risultati di questa simulazione (ampiezza della prima componente al variare del raggio) è riportata in Figura 11

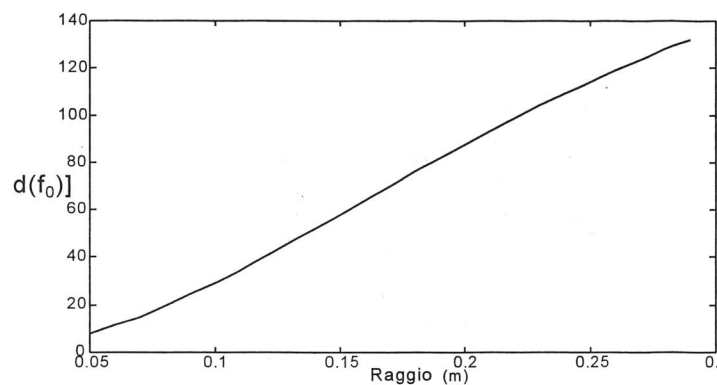


Figura 11. Ampiezza della prima componente al variare del raggio per una $R_i = 10^8 \Omega$ e una velocità di 4.88 giri/s.

L'andamento della curva si può ritenere lineare fino ad un valore del raggio di circa 30cm. Per valori di raggio superiori si verifica una diminuzione della pendenza. Le curve di Figura 12 illustrano la variazione dell'ampiezza della prima componente al variare della

frequenza, per due trasduttori di diverso diametro e con una $R = 10^8 \Omega$: si può notare come all'aumentare della frequenza le due curve tendano ad assumere una pendenza meno ripida.

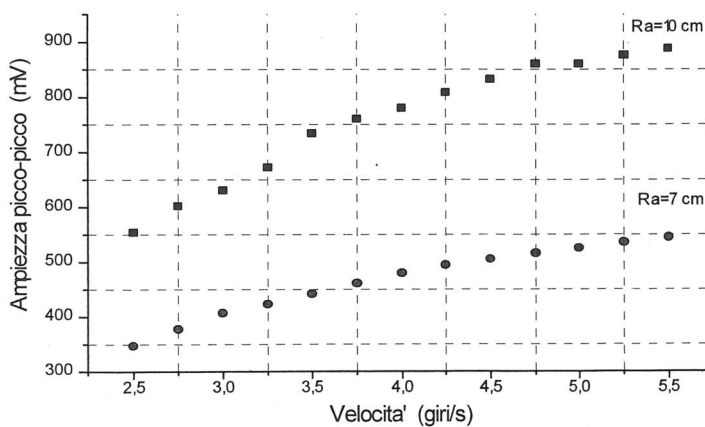
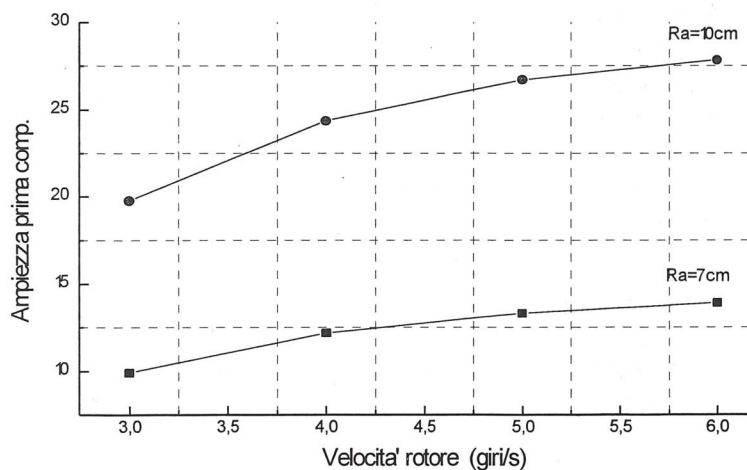


Figura 12. Ampiezza della prima componente al variare della velocità per due sensori di 14cm e 20 cm di diametro. - a) Andamento teorico ottenuto applicando la FFT al segnale $V_d(t)$. - b) Risultato sperimentale

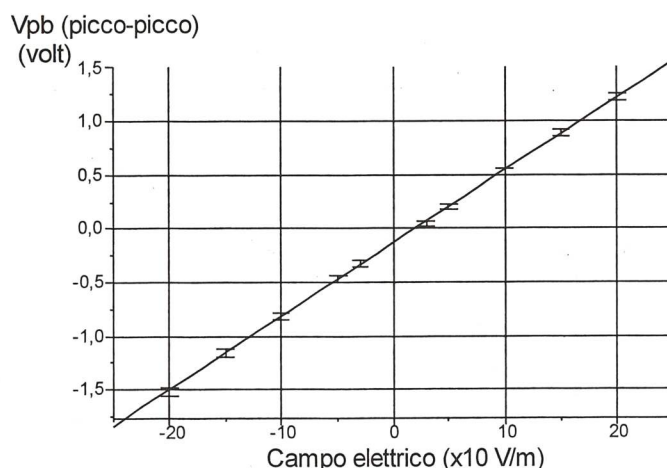


Figura 13. Ampiezza p.p. del segnale d'uscita del filtro, componente fondamentale del segnale, in funzione del campo.

Dalla figura si può notare come, a meno di un fattore di scala, vengano rispettate le previsioni matematiche: il valore dell'ampiezza picco-picco si è raddoppiato semplicemente aumentando il raggio dello statore (e rotore) di 3cm.

Dalla analisi del modello matematico e dalle verifiche sperimentali possiamo concludere che i parametri che maggiormente influiscono sulla risposta del trasduttore sono la resistenza di ingresso dell'utilizzatore R_i e il diametro del trasduttore; pertanto la sensibilità del trasduttore può essere migliorata agendo su tali parametri.

Variando il campo elettrico in un intervallo di $\pm 200 \text{ V/m}$ si sono misurati i corrispondenti valori dell'ampiezza picco-picco del segnale all'uscita del filtro; tali valori sono riportati nel grafico di Figura 13.

che si verifica a monte del sistema di condizionamento, sull'ingresso differenziale.

Tale effetto può essere descritto con riferimento allo schema elettrico equivalente di Figura 14, riferito ad un solo statore. La corrente di polarizzazione (*bias*), generalmente poco significativa, attraversa una resistenza R_i di valore elevato ($\approx 100 \text{ M}\Omega$) dando luogo ad una differenza di potenziale non più trascurabile. Durante la rotazione delle pale la capacità variabile $C_v(t)$ "modula" tale differenza di potenziale generando due segnali variabili, uno per ogni statore, della stessa frequenza del segnale indotto dal campo elettrico e sfasati di un periodo T (45°).

Il segnale indotto dalla corrente di *bias* ha caratteristiche di frequenza e fase tali da non consentire la sua eliminazione da parte del sistema di condizionamento; l'unico modo di intervenire è la sua eliminazione a monte

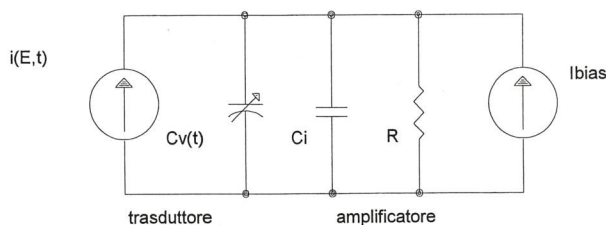


Figura 14. Circuito equivalente del trasduttore e ingresso amplificatore.

7. Effetto della corrente di bias

In assenza di campo elettrico (sistema posto in ambiente totalmente schermato), il segnale di uscita non si annulla ma rimane un *offset* residuo dovuto ad un effetto sistematico

dell'elettronica del sistema.

La soluzione circuitale adottata consiste nel compensare la differenza di potenziale sulla R semplicemente applicando un potenziale opportuno alla resistenza di ingresso, secondo lo schema di Figura 15 b):

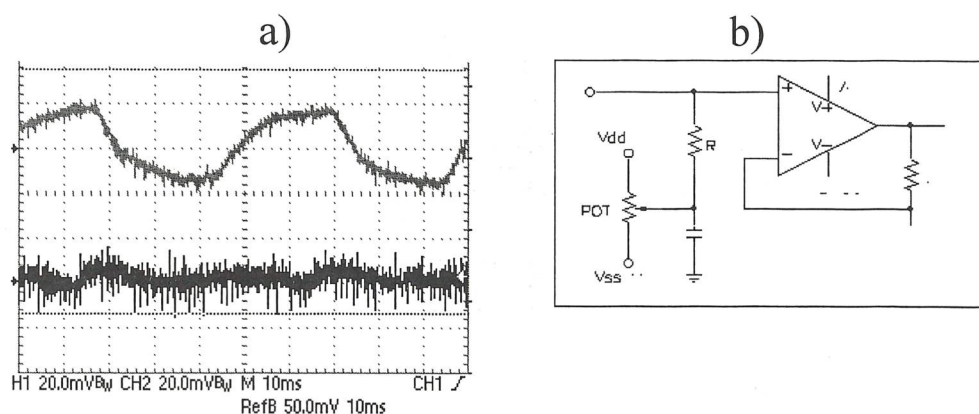


Figura 15. a) la traccia in alto visualizza il segnale causato dalla corrente di *bias* all'uscita dell'amplificatore differenziale. La traccia in basso visualizza il risultato della compensazione della corrente di *bias* operato agendo sul potenziometro POT (b)).

Benché in apparenza questa soluzione sembri ottima, presenta l'inconveniente di rendere il sistema dipendente dalla temperatura nella misura in cui lo è la corrente di *bias* del primo stadio. Questo appare tanto più evidente quanto più si spingono le caratteristiche di sensibilità dello strumento mantenendone ridotte le dimensioni. Alcune formulazioni relative all'effetto della corrente di *bias* sono riportate in A3.

8. Caratteristiche tecniche e calibrazione

Lo strumento ha tre portate, con fondo scala a 400, 40 e 4 V/m. Il segnale di uscita è proporzionale al campo elettrico e presenta un campo di valore dato dall'intervallo $[-2.5V, 2.5V]$. Sono state effettuate misure con l'

elettrometro predisposto per ciascuno dei tre fondo scala.

Il circuito di ingresso del prototipo non è stato termostato e la dipendenza dalla temperatura indotta dalla corrente di *bias* è stata trascurata in questa fase.

Per effettuare la taratura dell'elettrometro è stato generato un campo elettrico uniforme (Figura 16), applicando una differenza di potenziale V (con errore massimo $100\mu V$) su un sistema di due armature piane delle dimensioni $1m \times 0.8m$ poste alla distanza di 20 cm; le due superfici piane sono state schermate lateralmente per evitare che la stessa presenza dell'operatore potesse influire sul campo.

Il valore della tensione in uscita V_{out}^* è stata misurata con un voltmetro con incertezza massima $Er_1 = \pm 5\mu V$, trascurabile rispetto all'incertezza dell'elettrometro.

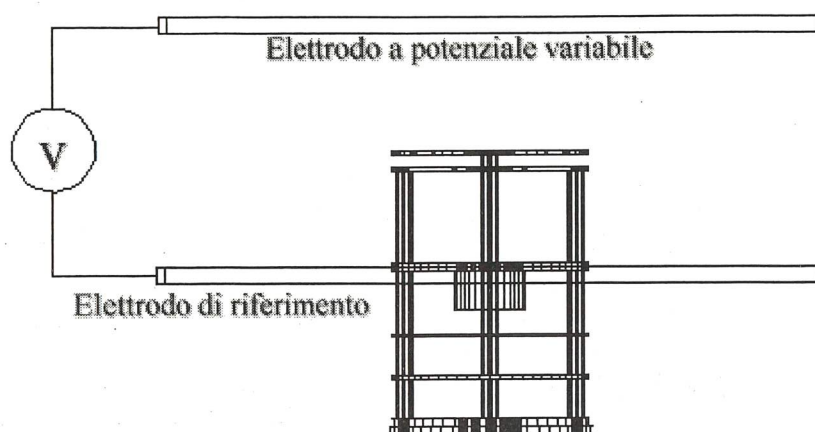


Figura 16. Apparato sperimentale per la calibrazione. La parte sensibile dell'elettrometro è immersa in un campo elettrico uniforme generato da due superfici piane e parallele, e schermata lateralmente per evitare disturbi indotti dall'operatore

Inizialmente si è regolato il *bias*, con campo nullo, fino ad ottenere in uscita il minimo valore possibile ($|V_{out}| < 20\text{mV}$). Tale situazione è stata mantenuta per lungo tempo, allo scopo di vedere se ci fossero delle variazioni dovute a derivate termiche dei componenti, e per diverse tensioni di alimentazione (28V-13V); non ci sono state apprezzabili variazioni al di fuori dei 20mV.

Per un fissato valore del campo elettrico sono state rilevate 20 misure. Per ogni insieme di valori relativi ad un campo elettrico, si è

calcolato il valor medio e l'ampiezza dell'intervallo.

A temperatura ambiente costante (23°C) è garantita una ripetibilità migliore dello 0.8%.

Una espressione analitica per descrivere la curva di taratura è stata ottenuta utilizzando una relazione di tipo lineare: $Y=a+bX$. I valori dei coefficienti sono stati ottenuti applicando il metodo del minimo scarto quadratico tra i valori delle misure e i punti della retta, per ogni valore del misurando (Figura 17).

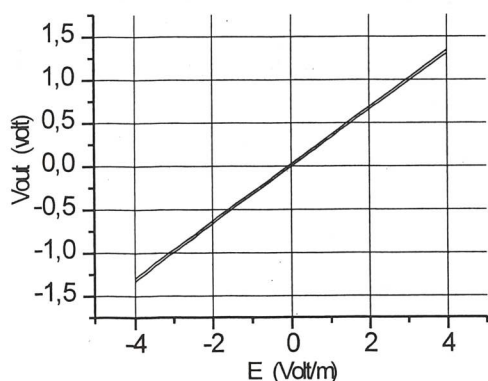


Figura 17.1

$$\begin{aligned} Y &= -0.00557 + 0.32965X - 0.00063X^2 \\ Y &= 0.02252 + 0.32956X + 0.00004X^2 \\ Y &= 0.00795 + 0.32966X \end{aligned}$$

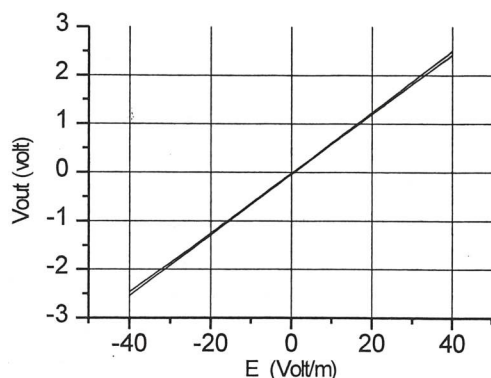
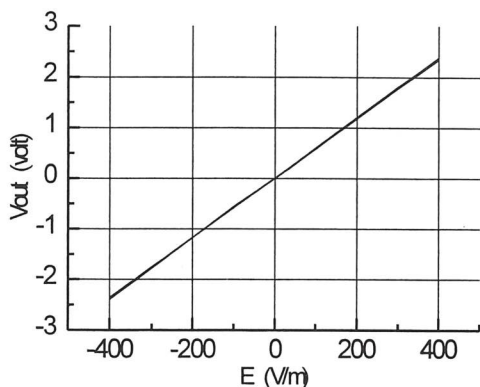


Figura 17.2

$$Y = -0.02494 + 0.06214X + 0.00003X^2$$

$$Y = -0.04828 + 0.06204X - 9.1 \cdot 10^{-6}X$$

$$Y = -0.02936 + 0.06231X$$



$$Y = 0.00356 + 0.00592X - 1.733 \cdot 10^{-7}X^2$$

$$Y = 0.01199 + 0.00593X + 3.4736 \cdot 10^{-9}X$$

$$Y = 0.0037 + 0.00592X$$

Figura 17.3. Fasce di incertezza ottenute per le tre portate dello strumento ([-4..4], [-40..40], [-400..400] V/m).

Le curve interpolanti i valori di massimo e di minimo della fascia di incertezza (esprese da equazioni di secondo ordine) e le rette interpolanti (rette di calibrazione) sono riportate nei riquadri a fianco dei singoli diagrammi.

Il valore massimo dell'incertezza di taratura (riportata in valore relativo) è dell'ordine del 2%. Il minimo campo elettrico

che si riesce a misurare (risoluzione dello strumento) è di circa 200mV/m.

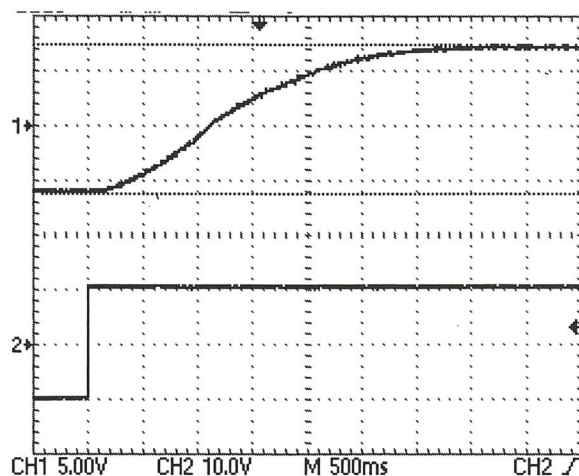


Figura 18. Risposta dinamica dello strumento di misura (traccia1) per un variazione a gradino del campo elettrico (traccia2). La risposta presenta un tempo morto di circa 100 ms e un tempo di salita di circa 2.2 s.

È stata valutata la risposta dello strumento all'eccitazione a gradino, registrandone l'uscita mentre si operava una brusca variazione di campo nel dispositivo di calibrazione. Il risultato della misura è riportato in Figura 18.

9. Conclusioni

Nel presente lavoro si è sviluppato uno strumento per effettuare misurazioni di campo elettrico atmosferico. Il tipo di sensore sviluppato è un mulino da campo (*field mill*), ideato nel 1933. Esso è un dispositivo meccanico il cui principio di funzionamento si basa sulla parzializzazione delle linee di forza del campo elettrico.

Uno studio teorico del dispositivo originale ha permesso di ottenere uno strumento significativamente migliore di quello originale e di molte sue derivazioni.

L'uso di un sistema di ingresso differenziale, la valutazione della dipendenza della qualità dello strumento dalle

caratteristiche geometriche ed un approccio elettronico sofisticato hanno portato ad un elettrometro il cui intervallo di funzionamento si estende da frazioni di Volt a centinaia di Volt per metro.

Lo strumento è pratico e poco ingombrante: con un diametro di 14 cm; è stato possibile raggiungere un campo di misura da 400V/m a meno di 0.5V/m con una accuratezza inferiore al 3% e una sensibilità di 150mV/m. Lo strumento, inoltre, offre delle specifiche tecniche che lo rendono molto versatile: una alimentazione da 30V a 12V, un segnale di uscita continuo, contenuto in un intervallo di [-2.5V, 2.5V] e robustezza meccanica.

I risultati sperimentali hanno confermato che è possibile raggiungere sensibilità più elevate, inferiori ai 100mV/m, pari al campo elettrico in alta atmosfera (oltre 35km), mediante l'uso di una coppia statore-rotore il cui diametro sia almeno il doppio di quello realizzato.

Una accurata compensazione della temperatura (non ancora inserita nel prototipo) migliorerà il campo operativo dello strumento.

APPENDICE

A1. Logica di controllo.

Il blocco descritto come "logica di controllo" comprende un generatore di base dei tempi, una rete logica ed uno stadio di potenza per pilotare il motore.

Il motore utilizzato è un motore passo passo (*step motor*) con una risoluzione di 1.8 gradi. La scelta della velocità è condizionata dalle caratteristiche tecniche del motore, dal momento di inerzia del sistema formato dal rotore del motore e dagli organi mobili ad esso accoppiati. La velocità di rotazione è stata fissata a 5 giri/sec (velocità nei limiti del motore e che non degrada le prestazioni dell'elettrometro) con la quale, sulle armature dell'elettrometro, sarà indotta una corrente periodica con una frequenza di 20 Hertz.

Il motore è pilotato da una rete logica la quale genera quattro treni di impulsi di durata 1msec e ritardati di 1 msec (fig A1.1)

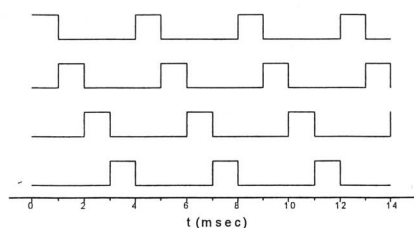


Figura A1.1. Sequenza di impulsi da applicare al motore

Il problema dell'avviamento è stato risolto fornendo al motore una sequenza di impulsi, solo in fase di avviamento, che operasse un graduale raggiungimento della velocità di regime (*soft_start*).

La strategia usata nel realizzare il meccanismo di *soft_start* si basa sull'uso combinato di una memoria EPROM (nella quale viene memorizzata la sequenza di avviamento) e di una logica programmabile, preposta alla lettura della EPROM ed alla verifica che la sequenza di avviamento abbia avuto successo.

La sequenza di avviamento è stata memorizzata nella EPROM (32 k * 8) assumendo che i 4 bit meno significativi di una

parola controllassero direttamente le fasi del motore, e che gli indirizzi venissero scanditi ad intervalli costanti. La sequenza prodotta con questi presupposti attraverso un programma Pascal è stata memorizzata in un file in un formato leggibile dal programmatore di EPROM, e quindi trasferito sul chip.

La sequenza di stati memorizzati nella memoria implementa una curva di avviamento riportata in Figura A1.2:

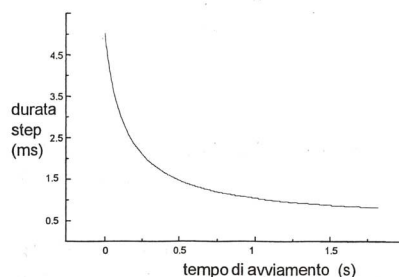


Figura A1.2. Funzione del ritardo temporale tra gli impulsi applicati al motore durante la fase di avviamento.

Il tempo di scansione scelto per la lettura della EPROM è di 64 μ sec per cella (16 kHz); questo ha consentito di avere una risoluzione accettabile della curva di velocità unito ad un adeguato numero di passi.

Una volta terminata la sequenza di avviamento la logica del *soft_start* provvede ad effettuare la scansione limitandosi all'ultima parte della EPROM dove è memorizzata la sequenza di regime. La sequenza di scansione della memoria è riportata in Figura A1.3b, in cui la parte alta della memoria contiene le 64 locazioni riservate al moto di regime.

Oltre a provvedere al *soft_start*, l'elettronica di controllo dello step motor riceve il segnale del sensore fotoelettrico accoppiato all'armatura mobile (Figura 9) e provvede a fornire i segnali per il filtro sincrono e per il rivelatore *lock-in*. L'assenza del segnale del sensore fotoelettrico porta il *soft starter* ad iniziare una nuova sequenza di avviamento (*auto-start*).

La Figura A1.3a indica il diagramma di flusso della sequenza logica della funzione di *auto-start* compiuta dalla rete.

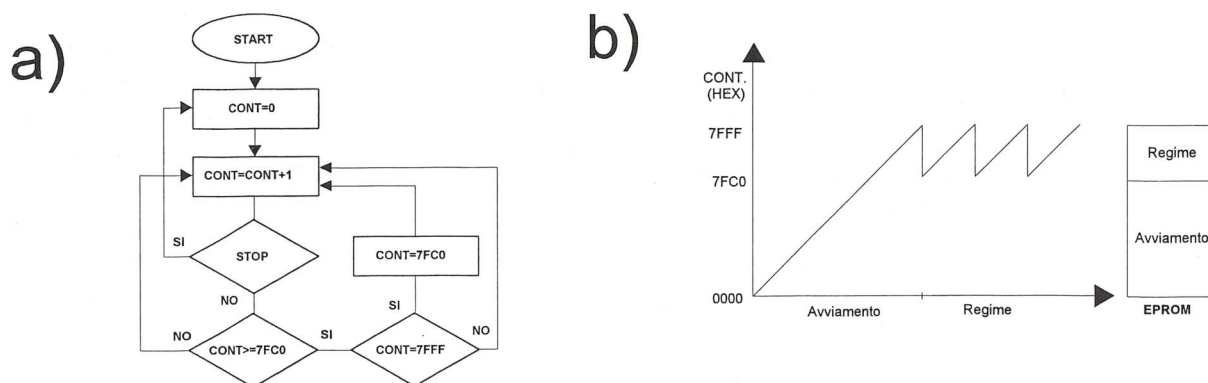


Figura A1.3. Diagramma di flusso della sequenza logica di avviamento (a sinistra) e sequenza di scansione della memoria EPROM.

L'operazione di indirizzamento della memoria viene compiuta da un contatore a 15 bit.

La rete logica descritta è stata implementata su di un dispositivo integrato EPLD (*Erasable Programmable Logic Device*) [INTEL, 1985] per ridurre l'ingombro che si avrebbe utilizzando logica discreta.

La scheda di controllo è stata realizzata secondo lo schema elettrico di Figura A1.4. La soluzione del *soft-start* non impone una

particolare tensione con cui alimentare il motore sia al momento dello spunto che durante la fase di regime; pertanto esso è stato alimentato con un generatore di corrente costante (100 mA) con una tensione a circuito aperto di 12 V. Questi valori sono stati trovati sperimentalmente e rappresentano il miglior compromesso per ottenere un avviamento sicuro evitando picchi di assorbimento in fase di partenza.

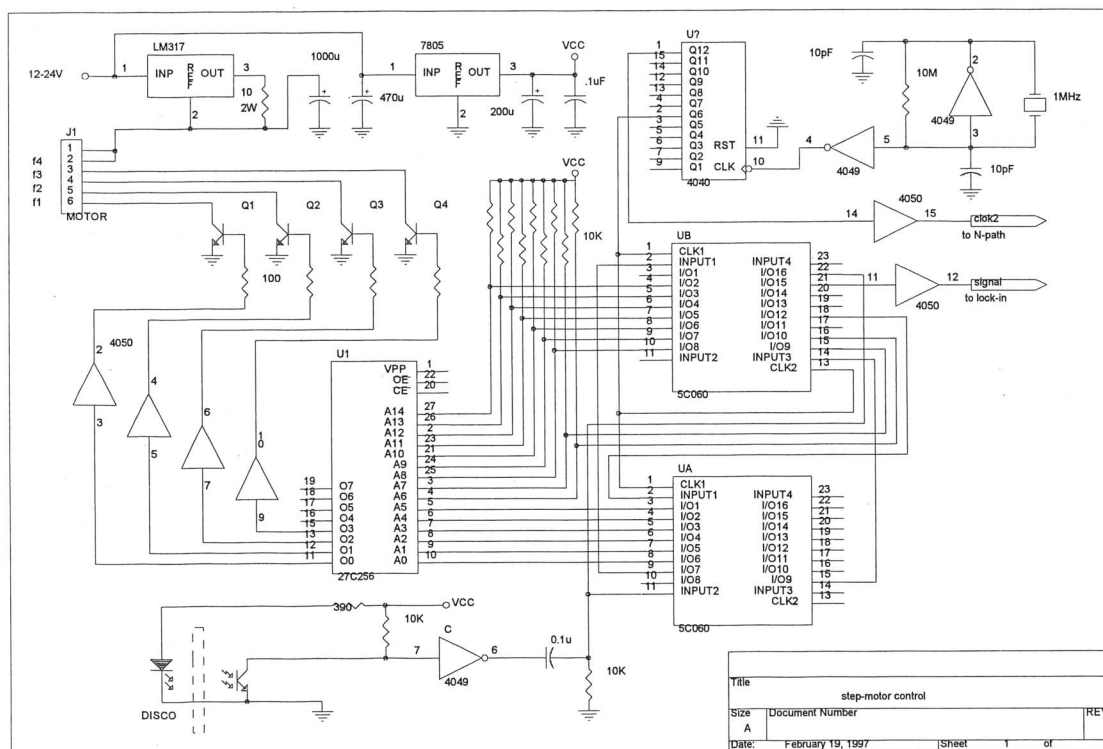


Figura A1.4. Schema elettrico del dispositivo per il controllo dello *step-motor*

A2. Sistema di condizionamento

Il sistema di condizionamento è costituito da un amplificatore differenziale, un filtro passa banda (a banda stretta), un rivelatore sincrono e un integratore (filtro passa basso), connessi in cascata.

Lo schema elettrico completo dell'amplificatore d'ingresso differenziale è riportato in Figura A2.1. Le resistenze di ingresso, da $100\text{M}\Omega$ sono collegate ai *trimmer* di compensazione e a due capacità, necessarie per livellare il rumore di alimentazione.

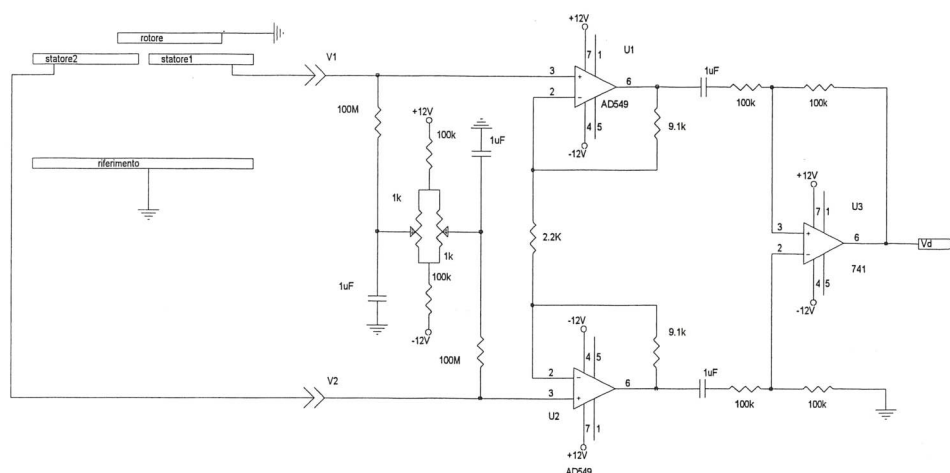
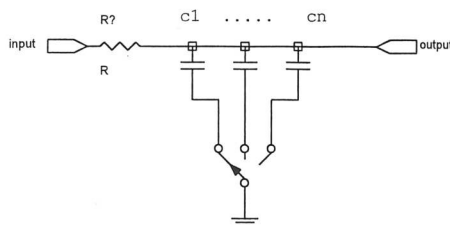


Figura A2.1. Circuito di ingresso dell'elettrometro. I due amplificatori operazionali collegati allo statore sono AD549 che garantiscono una corrente di *bias* non superiore a 100 fmA

Filtro n-path



Il filtro *N-path* utilizzato nell'elettrometro, raffigurato nella figura precedente, è classificato come '*shunt-switched bandpass filter*'. Esso offre una risposta in frequenza costituita da una replica di bande, molto strette, a frequenze multiple di una data frequenza f_0 dipendente dal numero di capacità e dalla frequenza di commutazione dei condensatori; l'introduzione di un filtro passa-alto a monte e di un filtro passa basso a valle consente di limitare la risposta in frequenza alla sola banda, centrata alla frequenza di interesse del segnale. Pertanto la funzione di trasferimento risulta espressa da:

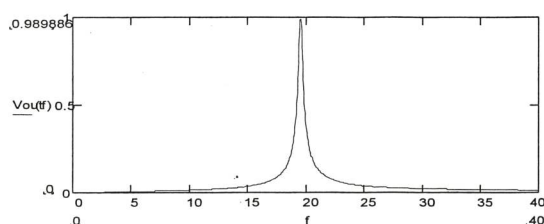
$$\frac{Vo(s)}{Vd(s)} = \left(\frac{\sin(\pi/N)}{\pi/N} \right)^2 \cdot \left[\frac{1}{NRC(s - j\omega_0) + 1} + \frac{1}{NRC(s + j\omega_0) + 1} \right]$$

dove ω_0 è la frequenza di centro banda, data da:

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_{SW}}{N}$$

e f_{SW} è la frequenza di commutazione delle capacità.

La risposta in frequenza del filtro utilizzato nell'elettrometro (limitata alla prima replica) è illustrato nella figura seguente:



Per realizzare il filtro passa banda è stata utilizzata una combinazione di una rete *N-path*, (vedi il riquadro in questa pagina) un filtro passa alto passivo e, a valle, un filtro passa del sesto ordine di Butterworth [Millman, 1971] con frequenza a -3dB pari 23.4Hz , allo scopo di troncare, nella funzione a pettine dell'*N-path*, le bande a frequenza multipla.

Nel filtro *N-path*, la generazione di poli complessi avviene a partire da una rete passiva *R-C* contenente degli interruttori azionati periodicamente. Tale rete è costituita da *N* blocchi passa basso *R-C* ognuno avente una identica funzione di trasferimento e ciascuno dei quali viene

commutato ciclicamente con un deviatore elettronico analogico.

In questo modo la parte immaginaria dei poli complessi generati dalla interruzione di tali operatori è direttamente legata alla velocità con

$$f_0 = \frac{f_{SW}}{N} = \frac{f_{clock}}{25 \cdot 2048} = \frac{f_{clock}}{51200} = \frac{10^6}{51200} = 19.53 \text{ Hz}$$

Pertanto, il filtro *N-path* è stato realizzato con 25 capacità da $0.1 \mu\text{F}$ commutate a massa da un deviatore a 25 canali, ottenuto utilizzando una coppia di *multiplexer* analogici

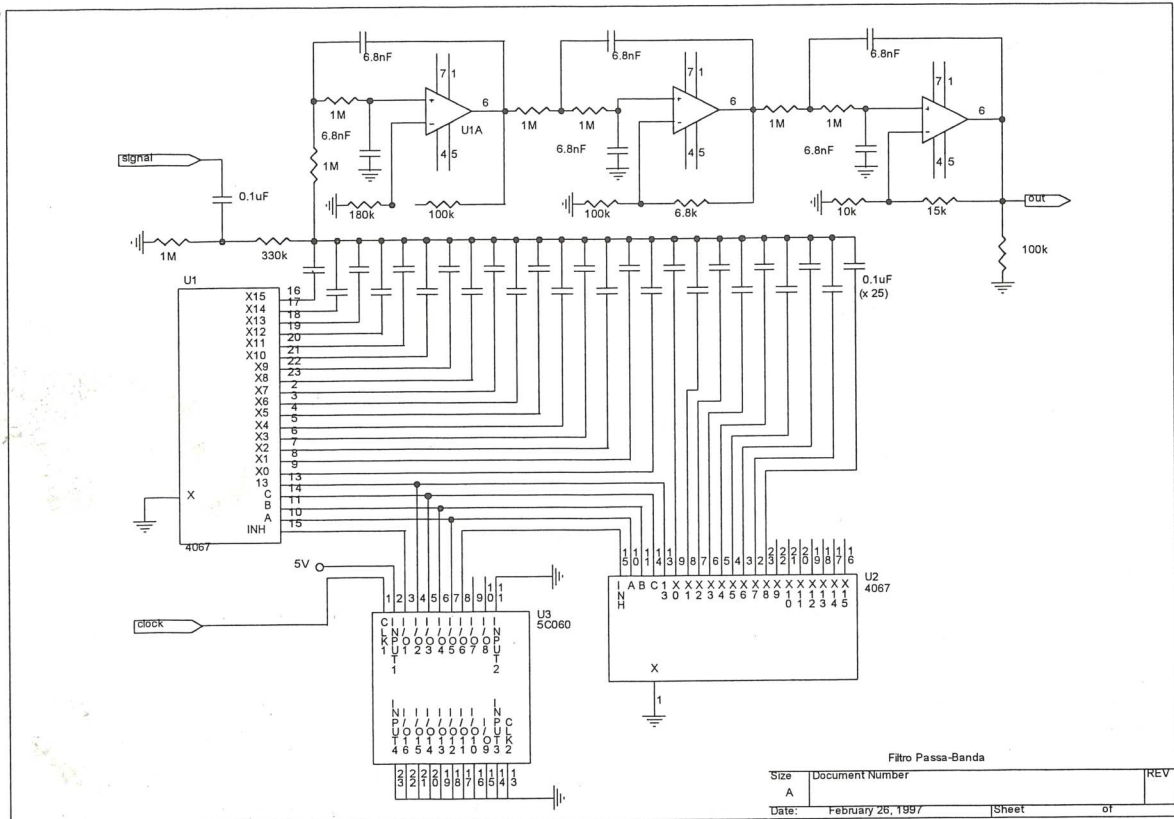


Figura A2.2. Schema elettrico del filtro *n-path* e del filtro passa

cui gli interruttori sono azionati, così che l'unico parametro che definisce la stabilità del filtro è la stabilità della base dei tempi.

La frequenza del segnale indotto dal campo elettrico è strettamente legata alla frequenza di *clock* di un fattore pari a $1/51200$; la frequenza di centro banda del filtro può essere determinata a partire da un segnale di riferimento con frequenza $f_{SW} = f_{clock}/2048$, ottenuto dal divisore di frequenza dell'oscillatore, e con un numero di capacità $N=25$; infatti:

a 16 canali, pilotati da una rete logica, implementata su un integrato a logica programmata [E. O. Doebelin, 1990].

Il filtro passa banda è stato realizzato secondo lo schema di circuito di Figura A2.2.

La risposta in frequenza reale del filtro realizzato è stata misurata applicando dei segnali sinusoidali di 1 volt picco-picco, a frequenza variabile, e un clock di 488.28Hz. Il risultato di tale misura è mostrato in Figura A-6: il picco massimo della curva si ha in corrispondenza di una frequenza di 19.5Hz.

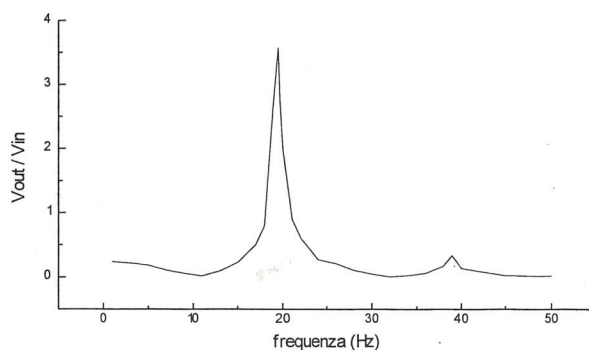
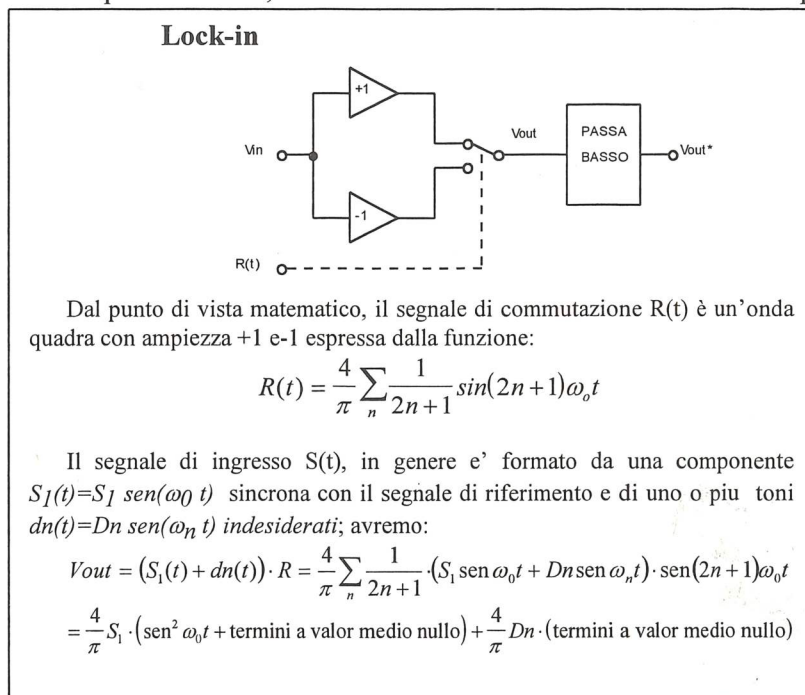


Figura A2.3. Risposta reale del filtro passa banda completo.

Pertanto l'uso combinato di una rete *N-path*, un filtro attivo passa basso e un passa alto RC passivo, ha consentito di realizzare un filtro passa banda sincrono, "sintonizzato" alla frequenza del segnale, che risponde alla necessità di estrarre il tono fondamentale, da cui prelevare l'informazione, anziché operare sull'intero segnale molto più rumoroso; inoltre

prodotto si può ottenere, infatti, semplicemente commutando il segnale, sinusoidale, alternativamente su uno dei due ingressi di un amplificatore differenziale, ponendo a massa l'altro, e viceversa. La commutazione viene affidata a degli interruttori analogici pilotati da un segnale di riferimento.

Lo schema elettrico è riportato in Figura



operare su una sola componente del segnale indotto dal campo, migliora la funzione del *lock-in*. La funzione del *lock-in* [Ottonello Vallini, 1993] (vedi riquadro) è stata realizzata, in maniera semplice, facendo riferimento allo schema funzionale di Figura 11; l'operazione di

A.2.5.

Infine un filtro passa basso, con funzione di integratore, è stato realizzato disponendo di tre celle passive RC uguali, dove R e C sono state scelte in modo da ottenere un *ripple* trascurabile su un segnale a 20 Hz.

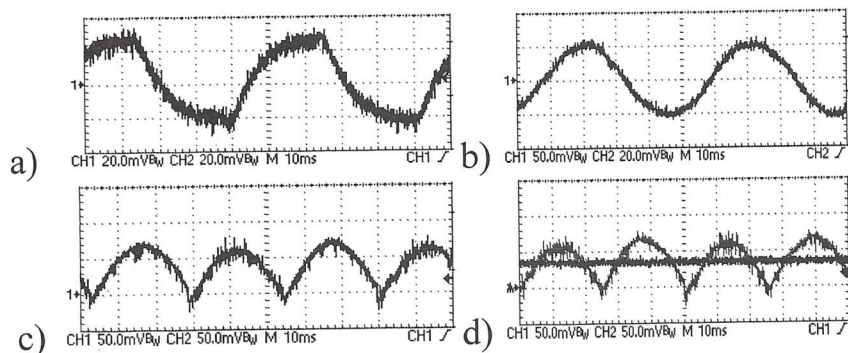


Figura.A2.4. Esempio del segnale misurato sul prototipo. a) segnale all'ingresso del condizionatore; b) segnale dopo il filtraggio; c) segnale all'uscita del lock-in, prima dell'integrazione; d) la linea continua rappresenta il segnale in c) dopo l'integrazione.

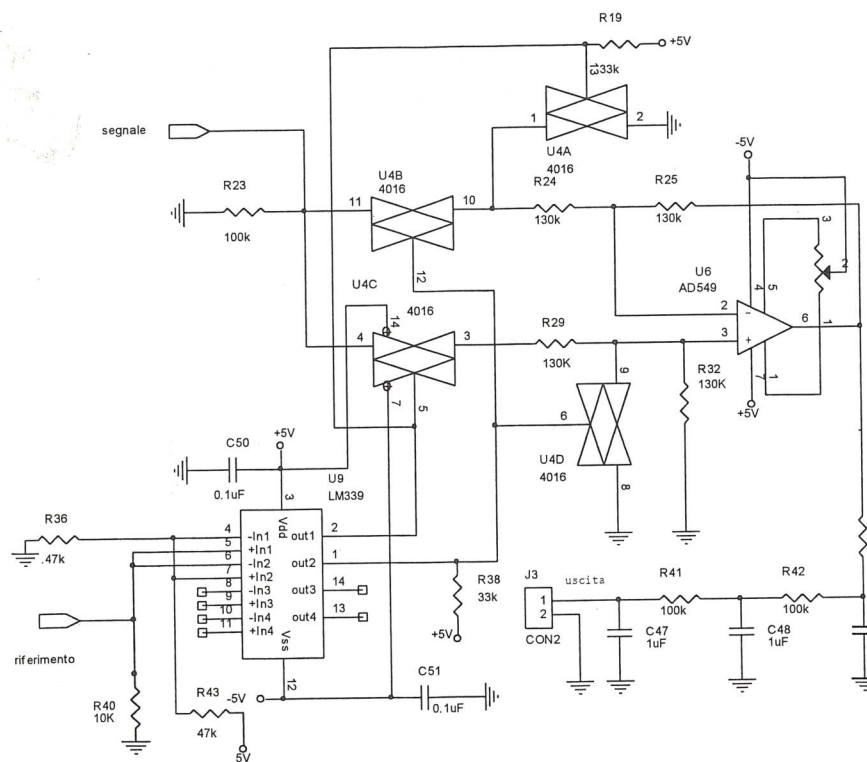


Figura.A2.5. Schema realizzativo del lock-in

A3. Effetto della corrente di bias.

Di seguito sono presentate le formulazioni nel caso si tenga conto della corrente di bias.

Quando il sensore opera in presenza di campo elettrico, la corrente i^* dipende sia dal campo che dalla corrente di bias:

$$i^*(E, Ib, t) = i(E, t) + Ib = \begin{cases} -2\varepsilon \omega_0 (R^2 - r^2) E + Ib & 0 \leq t \leq T \\ 2\varepsilon \omega_0 (R^2 - r^2) E + Ib & T \leq t \leq 2T \end{cases} \quad (\text{A-3.1})$$

Sostituendo la (A-3.1) all'equazione (4), le soluzioni rappresentano il modello del trasduttore nella forma più generale, data da (per un solo statore):

$$V_1(E, Ib, t) = \begin{cases} \frac{(Ib - I)R}{RC_2 - 1} + \left[Vn - \frac{(Ib - I)R}{RC_2 + 1} \right] \cdot \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2 \cdot t} \right)^{\frac{RC_2 + 1}{RC_2}} & 0 \leq t \leq T \\ -\frac{(Ib + I)R}{RC_2 - 1} + \left[Vn + \frac{(Ib + I)R}{RC_2 + 1} \right] \cdot \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2 \cdot (2T - t)} \right)^{\frac{RC_2 - 1}{RC_2}} & T \leq t \leq 2T \end{cases} \quad (\text{A-3.2})$$

con Vn dato da:

$$Vn = \frac{\frac{Ib + I}{RC_2 - 1} - \frac{2(Ib \cdot RC_2 + I)}{(RC_2)^2 - 1} \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2 T} \right)^{\frac{1 - RC_2}{RC_2}} + \frac{Ib - I}{RC_2 + 1} \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2 T} \right)^{\frac{2}{RC_2}}}{\left(\frac{C_1}{C_1 + C_2 T} \right)^{\frac{2}{RC_2}} - 1}$$

La corrente di bias, che rappresenta una grandezza non controllabile, introduce una incertezza dovuta alla sovrapposizione di un segnale indesiderato, effetto della modulazione capacitiva, su un segnale utile indotto dal campo elettrico. Tale segnale indesiderato presenta, a meno di qualche parametro differente, un andamento simile al segnale utile espresso dalla funzione (5); infatti per un campo elettrico $E=0$, sugli ingressi dell'amplificatore ci aspetteremo due forme d'onda, espresse dalle seguenti funzioni

$$i_1(Ib, t) = \begin{cases} Ib \cdot R \cdot \left[1 + \frac{1}{R \cdot C_2 + 1} + \left(K_b - \frac{1}{R \cdot C_2 + 1} \right) \cdot \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2 t} \right)^{\frac{R \cdot C_2 + 1}{R \cdot C_2}} \right] & 0 \leq t \leq T \\ Ib \cdot R \cdot \left[1 - \frac{1}{R \cdot C_2 - 1} + \left(K_b + \frac{1}{R \cdot C_2 - 1} \right) \cdot \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2 (2T - t)} \right)^{\frac{R \cdot C_2 - 1}{R \cdot C_2}} \right] & T \leq t \leq 2T \end{cases}$$

A4. Immagini del prototipo

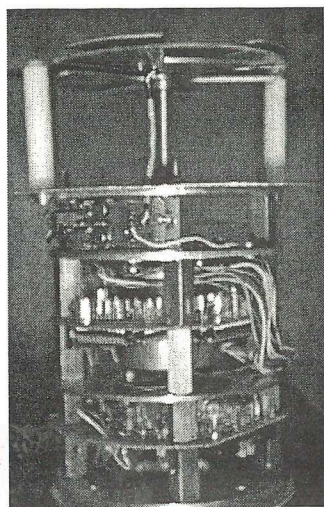


Figura A4.1. il prototipo completo privo della protezione laterale. La figura mostra un elettrodo supplementare usato durante la sperimentazione per la compensazione della variazione di capacità, allo scopo di rimuovere l'effetto della corrente di bias.

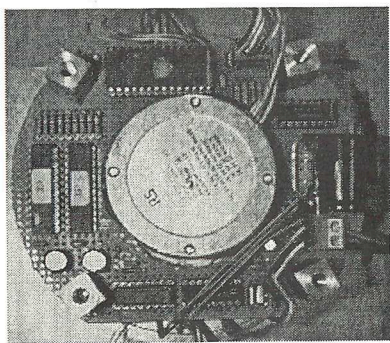


Figura A4.2. Il sistema di controllo che garantisce la rotazione dello step motor e fornisce le temporizzazioni per il condizionamento del segnale

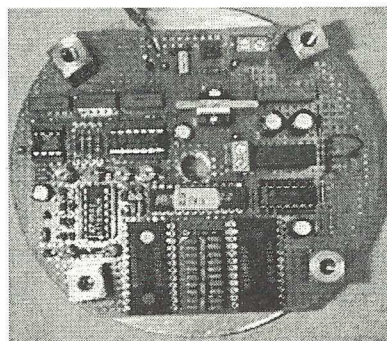


Figura A4.3. Il sistema di condizionamento del segnale. Su questa scheda sono alloggiati il filtro *n-path*, il filtro passa basso ed il *lock-in*

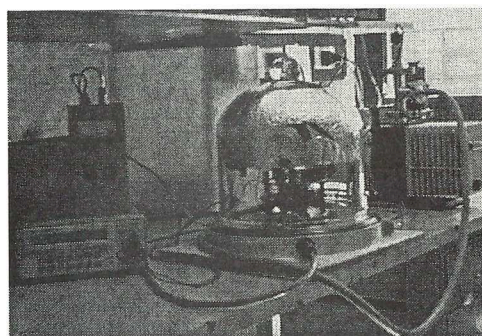


Figura A4.4. Collaudo dell'elettrometro sotto vuoto. Questa prova si è resa necessaria per verificare la capacità dello strumento di funzionare nella stratosfera.

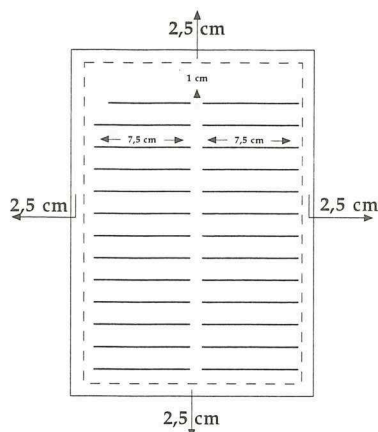
Bibliografia

- Byrne, Benbrook, Bering (1991). *Ballon observations of stratospheric electricity above the South Pole*. Journal Atmospheric Terrestrial Physics, Vol. 53, N.9, 1991.
- Byrne, Benbrook, Bering (1993). *Ground based instrumentation for Measurement of atmospheric induction current and electric field at the South Pole*. Journal Geophysical Research, Vol 98, pp 2611-2618, 1993.
- Chalmers (1954). *Atmospheric Electricity*, Pergamon
- Doebelin E. O., (1990). *Measurement System*. McGraw Hill, 1990Press
- D.Yeboah Amankwah, P.Van der Made (1992) *Sign discriminating field mill*, Journal Atmospheric Terrestrial Physics, Vol.54, N.7/8, pp 851-861, 1992.
- Ghausi, M.S. Laker, K.R.. *Modern Filter Design: Active RC and switched capacitor*, Prentice Hall.
- Harnwell, Van Voorhis, (1933) *An Electrostatic Generating Voltmeter*. Rev. Sci. Instrum, Vol 4, pp 540-542, 1933.
- INTEL, (1985). *IPLS II User's Guide*
- Millman, K.(1971). *Microelettronica*, Boringheri.
- Ottone V. Vallini,(1993). *Elettronica applicata*, Jackson
- Y. Tanaka, T. Ogawa, (1977). *Stratospheric electric fields and currents measured at Syowa Station, Antarctica*. Journal Atmospheric Terrestrial Physics, Vol 39, 1977.

NOTE TECNICHE PER GLI AUTORI

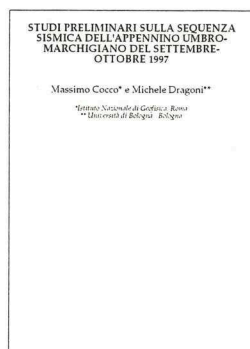
Margini documento:

destro: 2,5 cm
sinistro: 2,5 cm
alto: 2,5 cm
basso: 2,5 cm



Frontespizio:

titolo: times, corpo 16, maiuscolo, neretto, centrato, interlinea 18 pt, a toccare la prima riga di pagina
autori: times, corpo 12, nome per esteso, cognome, virgola/"e", altro autore, centrato, interlinea 12 pt, n. 2 andate a capo dal titolo
affiliazione autori: times, corpo 10, italico, centrato, interlinea 12 pt, n. 1 andate a capo dagli autori
affiliazioni multiple o diverse: usare simboli come da esempio



Testo:

carattere: times
corpo: 11
interlinea: 12 pt
indentatura capoversi: 1 cm verso l'interno
numerazione pagine: carattere times, corpo 11, centrato, a fine pagina

testo in due colonne:



Colonne:

distanza tra le colonne: 1 cm

Running header: a partire da pagina 2

carattere: times, centrato
corpo: 9
autori: carattere normale
titolo: carattere corsivo (se troppo lungo va concluso con "...")
riga sotto l'header: sottile, 3 pt dal testo dell'header

esempio running header:

Massimo Cocco e Michele Dragoni: Studi preliminari sulla sequenza sismica...

Titoli paragrafi e sottoparagrafi:

Paragrafo:

stile: times, corpo 12, minuscolo, neretto, bandiera a sinistra
esempio numerazione: 1.
distanza dal testo precedente: n. 2 andate a capo
distanza del testo dal titolo del paragrafo: n. 1 andate a capo

Sottoparagrafo:

stile: times, corpo 12, minuscolo, neretto, bandiera a sinistra
esempio numerazione: 1.1.
distanza dal testo precedente: n. 2 andate a capo
distanza del testo dal titolo del sottoparagrafo: n. 0 andate a capo

Sotto-sottoparagrafo:

stile: times, corpo 12, minuscolo, neretto, bandiera a sinistra
esempio numerazione: 1.1.1.
distanza dal testo precedente: n. 2 andate a capo
distanza del testo dal titolo del sottoparagrafo: n. 0 andate a capo

Citazioni: fra parentesi quadre

carattere: times
corpo: 11
nomi: stile corsivo
anno: stile normale

esempi citazioni: [Bianchi e Rossi, 1992] - [Crosson et al., 1991]

Bibliografia:

carattere: times
corpo: 10
interlinea: 10 pt
indentatura capoversi: 1 cm verso l'esterno

esempio bibliografia:

- Crosson, R.S., M. Martini, R. Scarpa e S.C. Key (1996). *The Southern Italy earthquake of the 23 November 1980: an unusual pattern of faulting*. Bull. Seismol. Soc. Am., 76, 395-407.
- Pantosti, D. e G. Valensise (1990). *Source geometry and long term behavior of the 1980 fault based on field geologic observations*. in: Proceedings November 1990 (Istituto Nazionale di Geofisica, Roma). 45-50.
- Panza, G.F. e P. Suhadolc (1989). *Realistic simulation and prediction of strong ground motion*. In: Computer and Experiments in Stress Analysis, a cura di G.M. Carlomagno e C.A. Brebbia, Springer Verlag, Berlin. Vol. 1. 3-10.
- Trenhail, A.S. (1987). *The Geomorphology of the Rocky Coast*. Clarendon Press, London, 3-15.
- Ward, S.N. e S.E. Barrientos (1986). *Inversion for slip distribution and fault shape from geodetic observations of the 1983. Borah Peak, Idaho, earthquake*. J. Geophys. Res., 91, 4909-4919.

Figure: solo in bianco e nero (salvo eccezioni da concordare)
didascalia: times, corpo 11, interlinea pt 12, "Figura" in neretto, numero figura in neretto, punto, n. 2 spazi, inizio testo, indentatura a filo testo.

esempio didascalia:

Figura 1. Distribuzione cumulativa del numero di terremoti dal 4 settembre al 28 ottobre 1997.

Progetto editoriale

Francesca Di Stefano e Gianluca Valensise

Realizzazione grafica di copertina

Daniela Riposati

Stampa anastatica eseguita da: Partenone Luciano - V.le Leonardo da Vinci, 285 - 00145 Roma - Tel. 06 - 5414008
Finito di stampare 15 luglio 1998

