ATTI DELLA

PRIMA RIUNIONE NAZIONALE DI

ELETTROMAGNETISMO APPLICATO

Promossa dal Gruppo di ricercatori di Elettromagnetismo
del Comitato Nazionale per le Scienze di Ingegneria e Architettura del CNR

FACOLTA' DI INGEGNERIA – UNIVERSITA' DELL'AQUILA
24 e 25 GIUGNO 1976

Con il patrocinio di:

Regione Abruzzi

Consiglio Nazionale delle Ricerche (CNR)

Associazione Elettrotecnica ed Elettronica Italiana (AEI)

Sezione del Nord e Sezione del Centro-Sud dell'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)

Commissione Radio-Scientifica Italiana dell'URSI

Hanno contribuito all'organizzazione:

Il Comune dell'Aquila

L'Universitá degli Studi dell'Aquila

La Camera di Commercio, Industria, Artigianato e Agricoltura dell'Aquila

La Cassa di Risparmio dell'Aquila

L'Ente Provinciale del Turismo dell'Aquila

Comitato Promotore: Prof.P.Bernardi, Istituto di Elettronica — Universitá di Roma; Prof.G.d'Auria, Istituto di Elettronica — Universitá di Roma; Prof.G.Franceschetti, Istituto Elettrotecnico — Universitá di Napoli.
Coordinatore: Prof.F.Bardati, Istituto di Elettronica — Universitá di Roma e Istituto di Elettrotecnica — Universitá dell'Aquila.
Pubblicitá e pubblicazioni: Ing.L.Vegni, Istituto di Elettronica — Universitá di Roma.
Segretario e Tesoriere: Ing.P.Lampariello, Istituto di Elettronica — Universitá di Roma.

La pubblicazione di questo volume é stata possibile anche con un contributo del Consiglio Nazionale delle Ricerche.

E.S.A. — Edizioni Scientifiche Associate
(00184) Roma — Via della Polveriera, 37 — Tel.(06) 48.09.52

Una consuetudine, stabilita ormai da diverso tempo, vede riuniti ogni anno in autunno i ricercatori italiani di elettromagnetismo allo scopo di coordinare i programmi di ricerca e le richieste di finanziamento prima di sottoporli al Comitato di Ingegneria del Consiglio Nazionale delle Ricerche.Negli anni passati la discussione sulla validitá dei programmi presentati aveva favorito l'esposizione dei risultati raggiunti dalle varie unitá di ricerca: queste riunioni,pertanto,mutarono progressivamente il loro carattere e da essenzialmente organizzative,quali erano all'inizio,si trasformarono per molti aspetti anche in scientifiche. Maturó allora, nel novembre del 1975, l'idea di scindere l'incontro annuale in due momenti, uno scientifico e l'altro organizzativo. Nella consapevolezza dell'esistenza di altre unitá di ricerca operanti al di fuori di quelle abitualmente coordinate nel gruppo con diverse motivazioni culturali e obiettivi concreti, venne avvertita l'esigenza di estendere l'invito a partecipare alle future riunioni scientifiche a quanti si occupavano di elettromagnetismo nelle universitá, negli enti di ricerca, nell'industria.

L'obiettivo principale di questa 1^ Riunione Nazionale di Elettromagnetismo Applicato é stato pertanto quello della piú ampia partecipazione, cosicché attraverso le memorie e gli interventi alla Tavola Rotonda risultasse un quadro il piú possibile completo dell'attivitá italiana nell'elettromagnetismo.

A seguito di questa impostazione, di tutti i problemi organizzativi della Riunione, quello di darle adeguata pubblicitá é stato senz'altro il piú complesso. I canali impiegati sono stati quelli delle Societá professionali e della rivista "Alta Frequenza". Inoltre il patrocinio, concesso da alcune tra le maggiori organizzazioni di ricerca, ha senz'altro garantito la validitá dell'iniziativa.

Se nutrita per presenze (~ 150) e per memorie (44) é stata la partecipazione nel suo complesso, é tuttavia apparsa nettamente prevalente quella dei ricercatori degli istituti universitari delle Facoltá di Ingegneria e dell'IROE, giá tradizionalmente coordinati nel gruppo e quindi direttamente impegnati nel successo della Riunione. Modesta nel numero invece la partecipazione dei ricercatori operanti negli istituti universitari di altre Facoltá, negli altri Centri e Istituti CNR, nelle industrie. Un'analisi sulle cause di queste mancanze é stata tentata negli interventi presentati alla Tavola Rotonda; vorrei di mio aggiungere che i canali adottati per dare pubblicitá alla Riunione non hanno forse raggiunto questi ricercatori, ovvero, se li hanno raggiunti, una certa inerzia nei confronti di una iniziativa proveniente da ambienti differenti li ha probabilmente trattenuti: argomentazioni, queste, che ripropongono il tema della insufficiente aggregazione delle forze che operano nel nostro paese nell'elettromagnetismo.

Coerente con l'obiettivo della piú ampia partecipazione é stata la scelta di non limitare ad argomenti preventivamente stabiliti le memorie. E' derivata da questa scelta una certa eterogeneitá dei contributi con conseguente difficoltá nella loro suddivisione in sessioni. Se da un lato il rilievo numerico delle memorie attinenti le antenne, la radiopropagazione, le applicazioni dell'e-

lettromagnetismo alla diagnosi dell'ambiente, le fibre ottiche e i dispositivi integrati ottici e a microonde, é sembrato motivare sessioni specifiche su questi argomenti, dall'altro sono state unificate in un'unica sessione metrologica memorie orientate sia verso misure biologiche che verso tecniche olografiche e altre ancora; altri lavori, infine, non inquadrabili nelle sessioni precedenti e, d' altra parte, di contenuto assai diverso tra loro, sono stati raccolti nella sessione dedicata alla risoluzione di problemi di campo in strutture guidanti e cavitá. E' mia opinione che nelle successive Riunioni sarebbe opportuno indicare agli autori alcuni soggetti, anche allo scopo di interessare quei ricercatori che giá di fatto lavorano in tali settori e non hanno partecipato a questa prima Riunione.

Motivate anche da queste assenze sono certamente le difficoltá che si incontrano nel tracciare un quadro dello stato della ricerca elettromagnetica in Italia sulla base delle memorie presentate durante il convegno. A conferma dell'attualitá della ricerca sviluppata nel nostro paese puó senz'altro esser riconosciuto che la maggior parte delle sessioni si ritrovano normalmente nei convegni internazionali di elettromagnetismo applicato; alcuni "topics" di quest'ultimi, tuttavia, mancano del tutto o sono scarsamente rappresentati. Negli interventi alla Tavola Rotonda si é cercato di individuare le cause della disuniforme distribuzione degli argomenti di ricerca rispetto alla situazione degli altri paesi e alle esigenze del nostro, con particolare riguardo al problema del collegamento con l'industria.

Tutto considerato,peraltro, la Riunione sembra aver avuto un discreto successo. Ad esso hanno contribuito in modo determinante gli Enti locali aquilani, che vorrei ringraziare insieme al prof.G.Sorani, Magnifico Rettore dell'Ateneo aquilano e al prof.G.Schippa, Preside della Facoltá di Ingegneria, per il loro interessamento e appoggio. Vorrei altresì ringraziare tutti i collaboratori, in particolare l'ing. P.Lampariello, che ha diviso con me tutte le fatiche dell'organizzazione, la dott.ssa D.Paoletti e il sig.G.Nucciarelli, validissimi aiuti nella realizzazione della Riunione.

Fernando Bardati
Coordinatore della Riunione

INDICE

SESSIONE I: Antenne – Chairman: Prof.O.M.Bucci Pag. 11

Applicazione del metodo dei momenti alle antenne a filo con superfici riflettenti I.Montrosset, M.Orefice . . . . . " 13

Calcolo del diagramma di irradiazione completo di antenne a riflettore I.Montrosset, M.Orefice . . . . . " 17

Progetto di un polarizzatore per antenne utilizzate nel controllo del traffico aereo P.Bernardi, G.Parietti, A.Saitto . . . . . " 21

Antenna a dipolo stampato D.E.Young . . . . . " 27

Realizzazione di un sistema automatico per la misura delle caratteristiche di un'antenna cilindrica a scansione elettronica R.Evangelisti . . . . . " 33

Un nuovo metodo di calcolo del centro di fase degli illuminatori corrugati P.Bielli, E.Pagana, G.Rosenga . . . . . " 39

SESSIONE II: Risoluzione di problemi di campo elettromagnetico – Chairman: Prof.G.Gerosa

Analisi del flusso disperso in una cava di statore di un alternatore mediante il metodo degli elementi finiti e con l'approccio delle variabili di stato E.Chiricozzi, A.Di Napoli . . . . . " 47

L'equazione "Poisson-like" nel progetto di un turboalternatore superconduttivo G.M.Veca . . . . . " 51

Il campo elettromagnetico vicino a cilindri dielettrici in guida d'onda S.Caorsi, G. Cicconi, C.Rosatelli . . . . . " 57

Diffusione di campi elettromagnetici in strutture guidate S.Caorsi, A.Carissimi, G.Cicconi . . . . . " 59

Una semplice struttura periodica compensata per acceleratori lineari di elettroni P.Arcioni, M.Bressan, G.Conciauro . . . . . " 65

Produzione di microonde con fasci di elettroni relativistici G.Brautti, T.Clauser, A.Rainó, V.Stagno . . . . . " 71

Schermaggio elettromagnetico con materiali varii G.Franceschetti, F.Sollazzo. . . " 77

SESSIONE III: Metrologia elettromagnetica ed effetti biologici di interazione – Chairman: Prof.P.Bernardi

Esperienze su larve e crisalidi con campi statici e microonde G.D'Ambrosio, V.La Manna . . . . . Pag. 87

Effetti biologici delle radiazioni elettromagnetiche C.Gallotti, G.Marinone, M.Puglisi, V.Speziali, M.T.Tenconi, P.Virgilio . . . . . " 93

Misure ad onde millimetriche su sospensioni di cellule per la determinazione della costante di propagazione M.Spalla, C.Tamburello, L.Zanforlin . . . . . " 97

Valutazione ed impiego normativo della camera riverberante dell'Istituto Universitario Navale P.Corona, G.Latmiral . . . . . " 103

Induttori di spin bimodali con posizionamento non convenzionale del campione: prestazioni e prospettive d'impiego in spettrometri E.P.R. di nuova concezione P.Arcioni, M.Bressan, G.Conciauro . . . . . " 109

Spettroscopia nel dominio del tempo mediante l'uso di antenne O.M.Bucci, A.De Bonitatibus, C.Savarese . . . . . " 117

Applicazioni metrologiche della diffusione di luce coerente R.Grella,D.Paoletti " 123

Immagine corretta di un oggetto olografato a microonde attraverso un mezzo aberrante con la tecnica del riferimento modulato in fase G.Papi, V.Russo Checcacci, S.Sottini . . . . . " 129

SESSIONE IV: MIC, fibre ottiche e ottica integrata – Chairman: Prof.G.P.Bava

Derivazione dell'attenuazione di potenza e della distorsione dell'impulso in fibre ottiche multimodo a profilo graduale P.Di Vita . . . . . " 135

Valutazione della dispersione in fibre multimodo con tecniche di "Ray Tracing" P.F.Checcacci, R.Falciai, A.M.Scheggi . . . . . " 139

Accoppiamento modale nello spettro continuo per strutture guidanti ottico-integrate V.Daniele, I.Montrosset, R.Zich . . . . . " 141

Zeri di trasmissione del doppio salto di impedenza nei circuiti integrati a microonde G.D'Inzeo, F.Giannini, C.M.Sodi, R.Sorrentino . . . . . " 145

Spettro modale della lamina ferrimagnetica F.Bardati, P.Lampariello . . . . . " 153

Studio di circuiti integrati a microonde (MIC) su substrato ferromagnetico G.Cortucci, P.De Santis . . . . . " 159

Misura non distruttiva di permittivitá su substrati per MIC G.P.Bava, C.Naldi. . . . " 165

Misure di indice di rifrazione su film sottili per ottica integrata C.Barbero, G.P.Bava, M.Mosca . . . . . " 169

Correlatore geodetico a strato sottile per ottica integrata G.C.Righini, V.Russo Checcacci, S.Sottini . . . . . " 173

SESSIONE V: Elettromagnetismo e ambiente – Chairman: Prof.G.d'Auria

Caratterizzazione di mezzi spazialmente varianti per mezzo di funzioni di trasferimento P.F.Checcacci, A.M.Scheggi . . . . . Pag. 181

Statistiche di mappe radar di precipitazioni G.Drufuca, A.Pawlina . . . . . " 183

Sondaggio acustico e acustico-elettromagnetico della turbolenza atmosferica a bassa quota G.E.Perona, R.U.Pisani . . . . . " 189

Misure di fase e di ampiezza su segnali Loran–C G.E.Perona, S.Leschiutta . . . . . " 193

Caratterizzazione della bassa atmosfera mediante rilevamenti radiometrici nell'infrarosso D.Solimini, P.Basili . . . . . " 195

Compatibilitá elettromagnetica: sviluppi recenti e prospettive future di una nuova disciplina B.Audone, L.Bolla . . . . . " 203

Misura delle componenti di bassa frequenza del campo elettromagnetico atmosferico in prossimitá del suolo M.Carlevaro, F.Bardati . . . . . " 209

SESSIONE VI: Radiopropagazione: sua influenza sui sistemi di comunicazione e rivelazione – Chairman: Prof.P.F.Checcacci

Prestazioni di sistemi radio a 11 GHz tandem e route diversity G.Drufuca, E.Torlaschi . . . . . " 215

Ricerche teoriche in corso presso il centro di studi per le telecomunicazioni spaziali del CNR, nell'ambito del progetto Sirio–Propagazione SHF C.Capsoni, M. Mauri . . . . . " 221

Attivitá sperimentale presso il centro di studio per le telecomunicazioni spaziali del CNR nell'ambito del progetto Sirio–Propagazione SHF A.Attisani, A. Paraboni . . . . . " 225

Applicazioni alla caratterizzazione del canale di propagazione e ad alcuni problemi di geofisica dei risultati di una campagna di ricezione di segnali da satelliti svolta presso la base San Marco F.Bertini, M.T.De Giorgio, P.F.Pellegrini, P. Bruscaglioni . . . . . " 231

Apparato per misure ionosferiche con satelliti P.F.Checcacci, E.Capannini, P.Spalla . . . . . " 237

Quota dell'equisegnale per angoli radenti P.Lombardini, B.Fiscella. . . . . " 245

Modello numerico per la determinazione dei campi ricevuti da antenne radar in diversitá spaziale in presenza di scattering da superfici rugose D.Giuli, A.Resti, R.Tiberio . . . . . " 249

TAVOLA ROTONDA . . . . . " 255

ENGLISH ABSTRACTS . . . . . " 271

SESSIONE I

ANTENNE

Chairman: PROF.O.M. BUCCI
Istituto Elettrotecnico — Universitá di Napoli

Applicazione del metodo dei momenti alle antenne a filo con superfici riflettenti
I.Montrosset, M. Orefice

Calcolo del diagramma di irradiazione completo di antenne a riflettore
I.Montrosset, M.Orefice

Progetto di un polarizzatore per antenne utilizzate nel controllo del traffico aereo
P.Bernardi, G.Parietti, A.Saitto

Antenna a dipolo stampato
D.E.Young

Realizzazione di un sistema automatico per la misura delle caratteristiche di un'antenna cilindrica a scansione elettronica
R.Evangelisti

Un nuovo metodo di calcolo del centro di fase degli illuminatori corrugati
P.Bielli, E.Pagana, G.Rosenga

APPLICAZIONE DEL METODO DEI MOMENTI ALLE ANTENNE A FILO CON SUPERFICI RIFLETTENTI

I. MONTROSSET*, M. OREFICE**

E' considerata l'applicazione del metodo dei momenti ad antenne costiuite da strutture filari e da superfici riflettenti. Sono presentati i risultati ottenuti per l'impedenza e il diagramma di irradiazione di un particolare tipo di antenna, di dimensioni piccole rispetto al piano di massa, il che porta a supporre questo come infinitamente esteso. E' quindi eseguito un confronto con i valori sperimentali, ottenendo la conferma della validitá del procedimento per angoli non elevati e per bassi valori del rapporto altezza/diametro dell'antenna.

Le antenne a filo sono state oggetto d'indagine fin dalle origini degli studi sull'elettromagnetismo, essendo tale struttura quella di piú tradizionale impiego. Attualmente esse sono oggetto di nuove ricerche, poiché trovano impiego in applicazioni speciali, quali antenne per aeromobili e veicoli spaziali.

Antenne di tale tipo presentano particolari difficoltá nel calcolo delle caratteristiche elettriche, sia per la non semplice disposizione degli elementi conduttori, sia per l'influenza delle parti metalliche del supporto fisico, di solito geometricamente piuttosto complesso. E' quindi necessario ricorrere a metodi approssimati ed all'applicazione di tecniche numeriche (1) mediante calcolatori veloci, che permettono di ottenere ottimi risultati anche con strutture arbitrarie.

Una delle tecniche piú utilizzate oggi é il metodo dei momenti (2), che, com'é noto, permette il calcolo approssimato della distribuzione di corrente su una struttura filare, comunque complessa, e di conseguenza la determinazione delle sue caratteristiche elettriche, quali impedenza e diagrammi di irradiazione. Per i tipi di antenne sopra citati (ad esempio, la struttura irradiante, relativamente semplice, di fig.1) tale metodo puó essere applicato in piú modi, ottenendo le caratteristiche elettriche con diverse procedure.

Il procedimento piú semplice é quello di assumere il piano di massa come infinito, applicando di conseguenza il metodo delle immagini in modo da avere una struttura completamente filare. Tale approssimazione é peró valida solamente se tutte le dimensioni dell'antenna sono piccole rispetto all'estensione del disco.

La struttura metallica puó essere, in seconda approssimazione, sostituita da un grigliato, di dimensioni finite, ottenendo cosí una struttura composta completamente da fili, ed applicando quindi a questa il metodo dei momenti (3). Tale procedimento presenta peró l'inconveniente di richiedere notevoli tempi di calcolo quando la superficie metallica sia abbastanza estesa.

L'effetto della superficie riflettente infine puó essere tenuto in conto modificando gli elementi della matrice impedenza associata alla distribuzione di corrente sui fili: questo é ottenuto aggiungendo ai termini di accoppiamento diretto delle correnti i contributi derivanti dalla riflessione e diffrazione delle superfici metalliche (4), calcolati mediante la teoria geometrica della diffrazione.

Il metodo dei momenti é stato applicato all'antenna indicata in fig.2, ed alcuni dei risultati ottenuti sono qui riportati. In tale calcolo il piano riflettente é stato approssimato, grazie alla sua notevole estensione (circa 10 volte la dimensione massima dell'antenna) ad un piano metallico indefinito.

---

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

** Centro Studi Propagazione e Antenne del CNR, Politecnico di Torino.

In fig.3 é riportato su un diagramma di Smith il valore dell'impedenza calcolato teoricamente e confrontato con i risultati sperimentali, che risultano essere in buon accordo tra loro. Alcune differenze sono state notate con l'aumentare dell'altezza dell'antenna, conseguentemente alle limitazioni del procedimento, che perde validitá quanto piú é notevole l'effetto del bordo.

In fig.4 sono presentati i diagrammi di irradiazione, alla frequenza di risonanza, confrontati con quelli ricavati sperimentalmente. Confermando i limiti di validitá delle ipotesi fatte, i risultati teorici, sono accettabili solo per valori dell'angolo ϑ inferiori a 70°; infatti al di lá di esso il contributo di diffrazione del bordo non puó essere trascurato.

Il confronto con gli altri due procedimenti, piú raffinati, é attualmente allo studio.

BIBLIOGRAFIA

[1] R. Mittra: *Numerical and asymptotic techniques in electromagnetics,* Springer-Verlag, Berlino, 1975.

[2] R.F. Harrington: *Field computation by moment methods,* Macmillan, New York, 1968.

[3] A. J. Poggio, E.K. Miller: *Integral equation solutions of the three dimensional scattering problems,* Computer Electromagnetic Course, Sorrento, 1972.

[4] G.A. Thiele, T.H. Newhouse: *A hybrid technique for combining moment methods with the geometrical theory of diffraction,* IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Jan. 1975, p.62.

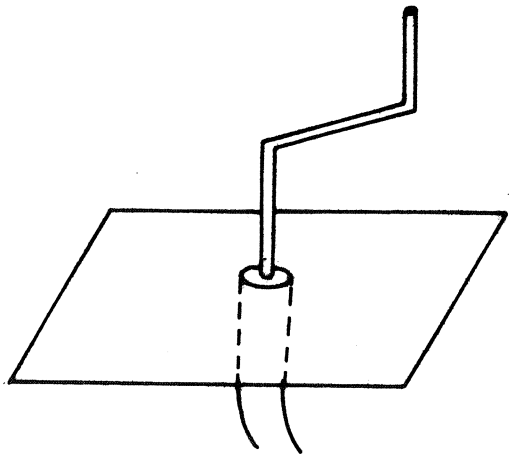


Fig. 1

Esempio di antenna a filo con superfici metalliche

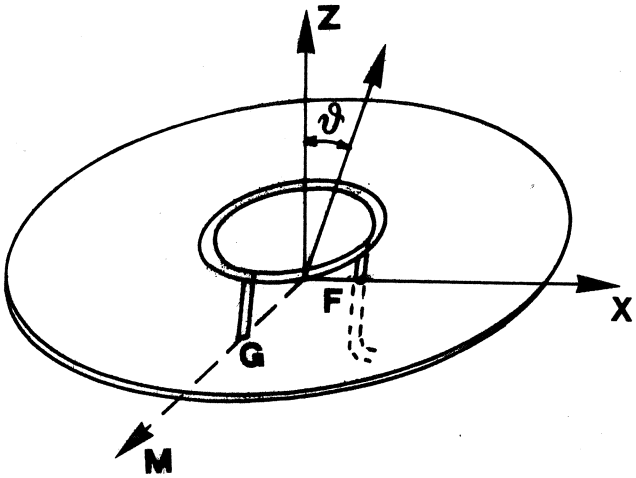


Fig. 2

Antenna utilizzata per l'applicazione del metodo dei momenti

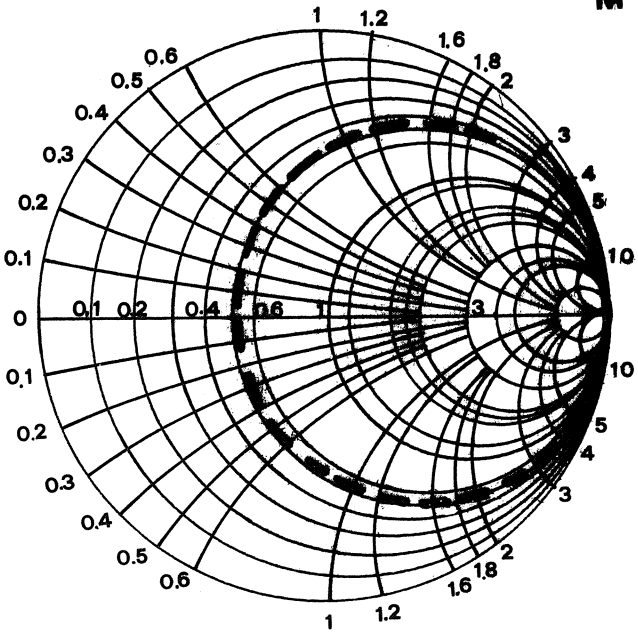
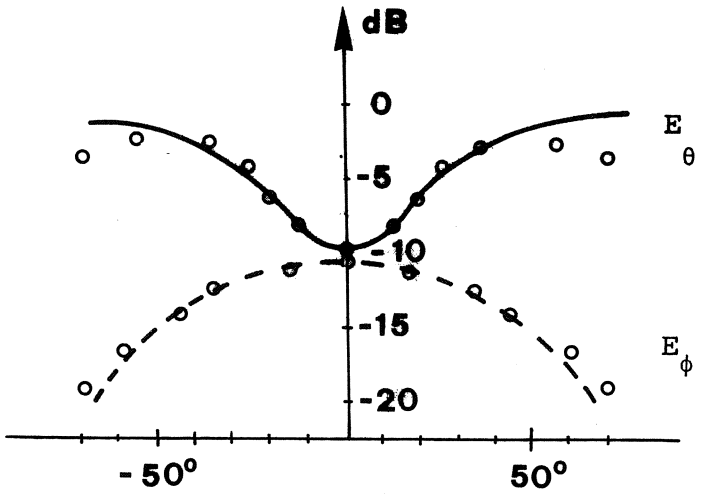
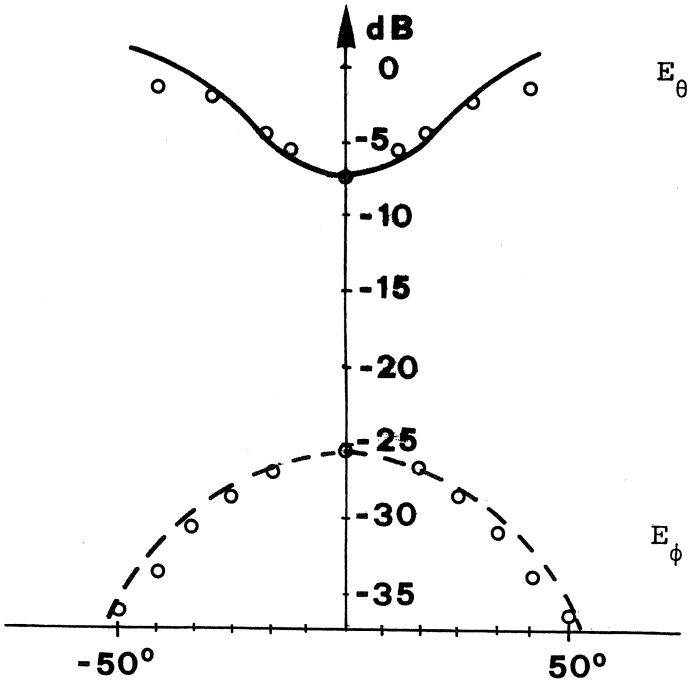


Fig. 3

Diagramma d'impedenza dell'antenna di fig. 2 per h/D = 0.36



a)
Piano $\phi = 0$



b)
Piano $\phi = \pi/4$

Fig. 4

Diagrammi d'irradiazione teorici e sperimentali per h/D = 0.45

CALCOLO DEL DIAGRAMMA DI IRRADIAZIONE COMPLETO DI ANTENNE A RIFLETTORE

I. MONTROSSET*, M. OREFICE**

In questo lavoro si é messo a punto un programma per il calcolo del diagramma di irradiazione completo (0°-360°) di antenne a riflettore. I metodi utilizzati sono quelli dell'ottica fisica e della teoria geometrica della diffrazione. I risultati sono stati confrontati con quelli ottenuti sperimentalmente per un paraboloide di 40 lunghezze d'onda di diametro. Sono messi inoltre in evidenza le prospettive future di questo lavoro.

Notevole risalto ha avuto, nella letteratura scientifica degli ultimi anni, il problema del calcolo del diagramma di irradiazione completo per le antenne ad alta direttivitá. Lo scopo di questi studi, com'é noto, é la ricerca di tecniche che permettano di controllare il diagramma di irradiazione soprattutto per grandi angoli.

In realizzazioni pratiche sono stati attuati diversi accorgimenti su cui si é ritenuto opportuno indagare mediante tecniche numeriche.

Allo stato attuale del lavoro, si é realizzato un programma di calcolo avente lo scopo di calcolare il diagramma di irradiazione di antenne a riflettore totalmente metallico, utilizzando l'ottica fisica per quanto riguarda la regione illuminata e la teoria geometrica della diffrazione per la zona d'ombra.

Per quanto riguarda l'ottica fisica, ci si é avvalsi del metodo di preintegrazione proposto da Ludwig (1), e per il calcolo dei contributi di diffrazione si sono utilizzati i coefficienti di diffrazione usuali, oltre ad un termine correttivo (2) che tiene conto del fatto che il campo incidente presenta una variazione di intensitá nell'intorno dello spigolo.

Il programma é stato verificato mediante il confronto con i risultati ottenuti da Kerdemelidis (3) per un paraboloide con 10 lunghezze d'onda di diametro, nonché con il diagramma d'irradiazione misurato di un paraboloide di maggiori dimensioni (40 lunghezze d'onda) di corrente produzione industriale (***).

Un esempio di tale confronto é indicato in fig.1: si é rilevato un discreto accordo dei risultati ottenuti con quelli sperimentali. E' da tenere in conto che i risultati teorici risentono delle indeterminazioni nel diagramma sperimentale del feeder (sia in ampiezza che in fase), e dell'effetto dei supporti posteriori dell'antenna, che non sono considerati. Un confronto che ne tenga conto in modo piú accurato é attualmente in programma.

Il presente lavoro sará proseguito affrontando inoltre due punti che si ritengono interessanti per la messa a punto di un programma piú generale:

a) la diffrazione da parte di superfici descrivibili in termini di impedenza superficiale, utilizzando i risultati ottenuti da Bucci e Franceschetti (4);

b) l'effetto della variazione dell'intensitá del campo incidente sullo spigolo del paraboloide nel caso di superfici di impedenza superficiale diversa.

---

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

** Centro Studi Propagazione e Antenne del CNR, Politecnico di Torino.

*** I dati sperimentali sono stati gentilmente forniti dalla GTE-Comelit.

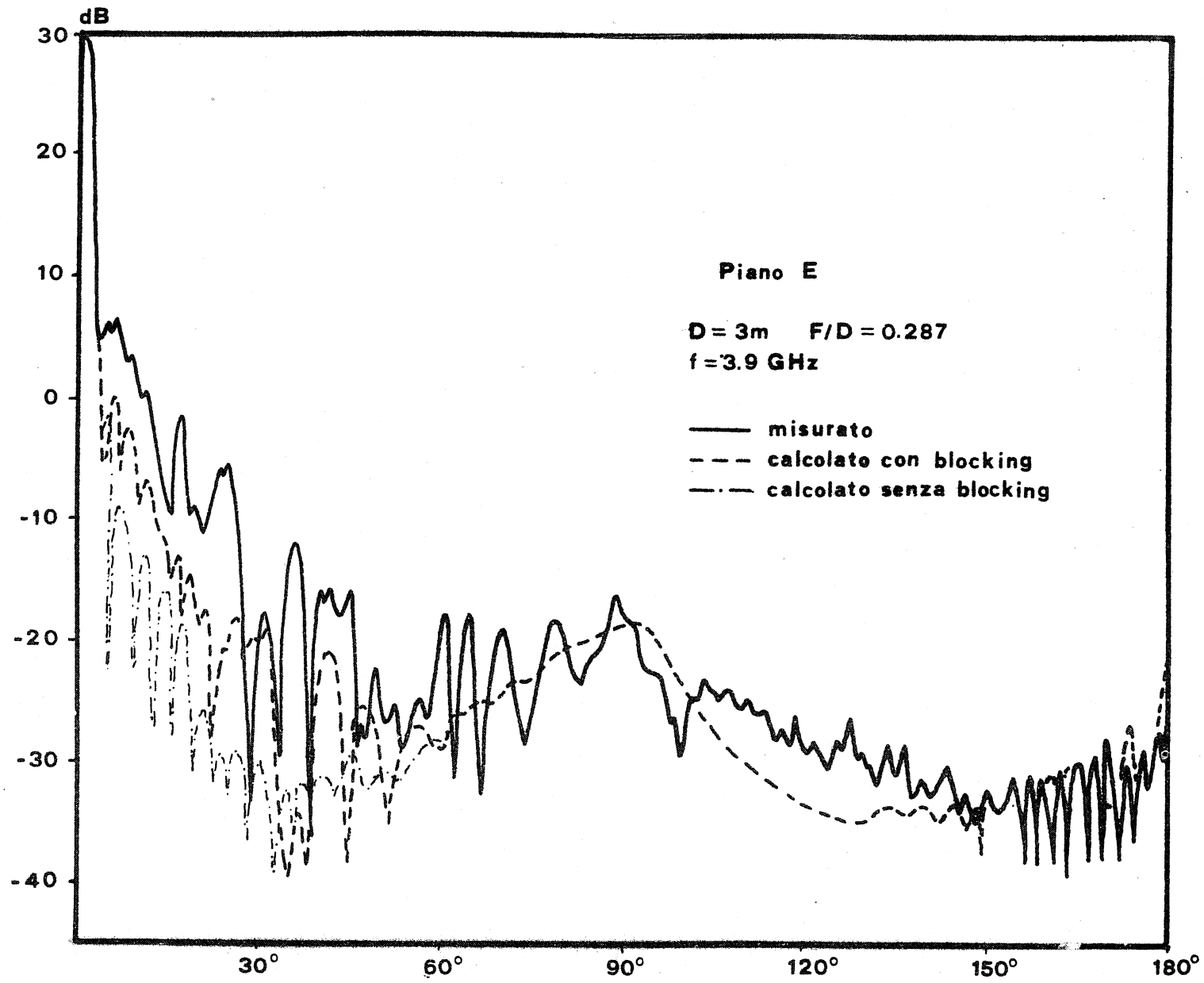
BIBLIOGRAFIA

[1] A.C. Ludwig: *Calculation of scattered pattern from asymmetrical reflectors,* JPL Tech.Rep.32-1430, 1970.

[2] D.S. Ahluwalia, R.M. Lewis, J. Boersma: *Uniform asymptotic theory of diffraction by a plane screen,* SIAM, J. App.Math., vol.16, 1968, pp.783-807.

[3] G.L. James, V.Kerdemelidis: *Reflector antenna radiation pattern analysis by equivalent edge current,* IEEE Trans. A.P., vol. AP-21, 1973, pp.19-21.

[4] O.M. Bucci, G. Franceschetti: *Electromagnetic scattering by half-plane with two face impedances,* Radio Science, Jan. 1976.


dB
30
20
10
0
-10
-20
-30
-40
30°
60°
90°
120°
150°
180°
Piano E
D = 3m F/D = 0.287
f = 3.9 GHz
misurato
calcolato con blocking
calcolato senza blocking

PROGETTO DI UN POLARIZZATORE PER ANTENNE UTILIZZATE NEL CONTROLLO DEL TRAFFICO AEREO

P. BERNARDI*, G. PARIETTI**, A. SAITTO**

Viene presentata un'estensione del metodo numerico basato sulla discretizzazione diretta delle equazioni di Maxwell in forma integrale.

Tale estensione,consistente in una suddivisione in celle non uniformi della struttura in esame, consente di applicare il suddetto metodo a numerose strutture di interesse pratico che potrebbero essere esaminate attraverso una suddivisione in celle uniformi soltanto con un numero molto piú elevato di equazioni.

Tale procedura ha permesso di trattare il problema del progetto di un polarizzatore in guida circolare parzialmente riempito di dielettrico utilizzato per il sistema di alimentazione di due antenne per il controllo del traffico aereo.

Nel progetto di un antenna per il controllo del traffico aereo (ATC) viene richiesta abitualmente la possibilitá di operare sia in polarizzazione lineare che in polarizzazione ellittica (normalmente circolare); il sistema di polarizzazione deve quindi godere di una certa versatilitá dal punto di vista meccanico. Deve essere inoltre assicurata una ripetibilitá di prestazioni elettriche lasciando peró piú lasche possibile le tolleranze meccaniche in modo da garantire costi bassi di produzione. Il miglior modo per garantire ció é progettare un dispositivo che funzioni teoricamente su una banda di frequenze piú larga di quella specifica garantendo così la prestazione elettrica con il massimo errore meccanico.

In quest'ottica i sistemi classici di alimentazione con horns rettangolari sono molto critici, dato che bisogna effettuare tutta una serie di compensazioni per la fase e le ampiezze che inevitabilmente limitano la banda e rendono costoso il collaudo, ed é pure da considerare che questi sistemi inevitabilmente vanno a limitare la potenza massima trasmissibile; é piú opportuno orientarsi quindi su un array lineare i cui elementi sono o circolari o quadrati (fig.1), in modo da evitare i problemi di compensazione e di avere nello stesso tempo un progetto piú versatile dato che si possono in tal modo calibrare ampiezze e fasi relative di ogni bocca.

Nella scelta del tipo di polarizzatore, a paritá di larghezza di banda (per es. il 20%), occorre quindi considerare la facilitá di movimento meccanico, il peso, la massima potenza trasmissibile, il costo.

I tipi considerati in un'indagine preliminare sono il polarizzatore a setto [1], il polarizzatore a iridi induttive e capacitive [2], il polarizzatore a slab dielettrica [3].

Il primo (fig.2a) si basa sulla rotazione di una parte del campo in ingresso e sul suo sfasamento di 90° prodotto da un setto a triangolo inserito in guida quadrata. Questo polarizzatore pur essendo molto semplice per polarizzazione fissa é invece critico dal punto di vista della potenza trasmissibile e nel caso si voglia ottenere la conversione di polarizzazione lineare-circolare.

Il secondo (fig.2b) ha delle dimensioni ottimali in aria di circa 0.92 λ che si adattano male al progetto dell'antenna per la quale servono bocche di circa 0.7 λ; il caricarlo con dielettrico (tipo rexolite) lo rende estremamente costoso e pesante, aumenta infine il problema della scarica(***).

---

* Istituto di Elettronica, Universitá di Roma.

** Selenia, S.p.A., Roma.

*** Le antenne ATC sono usualmente in banda L, quindi le dimensioni implicate piuttosto grandi ($\lambda \simeq 30 \div 20$ cm.).

Rimane quindi come sola alternativa il polarizzatore a slab dielettrica (fig.2c) che puó avere un diametro di 0.7 λ e una lunghezza di 2÷3 λ ed é di costo contenuto richiedendo la presenza di una piccola quantitá di dielettrico.

Questo polarizzatore deve essere studiato dal punto di vista della distribuzione di campo (problema della scarica) e delle tolleranze massime (problema del costo di produzione); inoltre, come ulteriore sviluppo, si deve esaminare un progetto alternativo con 2 semislab, soluzione che consente di semplificare il progetto meccanico che con una slab sola presenta il problema della diversa espansione del materiale dielettrico (rexolite) e del metallo (alluminio). Con il polarizzatore a due slab il problema meccanico é invece risolto.

Risulta utile quindi, per lo studio del componente, un metodo numerico per la soluzione di guide non omogenee, di uso semplice e con brevi tempi di calcolo, in modo che possano essere ottenuti con un ragionevole tempo di macchina un numero grande di dati (distribuzioni di campo, lunghezze d'onda in guida, curve di dispersione, etc.).

Principalmente per questo scopo si é sviluppato un metodo, basato sulla discretizzazione delle equazioni di Maxwell in forma integrale [4], che consente lo studio di strutture non omogenee. Il metodo consiste nel discretizzare la struttura in esame in celle cubiche omogenee al cui interno le sei componenti del campo elettromagnetico vengono supposte di valore costante, mentre sulla superficie di separazione tra due celle contigue viene assunto che la componente tangenziale del campo abbia un valore pari alla media tra i valori nelle due celle.

Il campo e.m. viene cioé approssimato da una distribuzione costante nelle singole celle e discontinua sulle superfici di separazione tra le celle.

Con tali assunzioni, le eq. di Maxwell in forma integrale danno luogo a sei equazioni algebriche per cella; ripetendo la procedura nelle varie celle interne ed applicando le condizioni al contorno sulle celle che delimitano la struttura si ottiene un problema di autovalori la cui soluzione fornisce, oltre ai valori del campo, punti delle curve di dispersione nel caso di strutture bidimensionali e le frequenze di oscillazione libera nel caso di risonatori a cavitá.

Il problema impostato nel modo anzidetto porta a definire sei incognite per ogni cella interna della struttura, tuttavia, procedendo come é mostrato in [5], ci si puó ricondurre ad un problema di autovalori di ordine inferiore al numero stesso delle celle.

In questo lavoro si é affrontato il problema di estendere la metodologia di discretizzazione delle eq. di Maxwell, adottando una suddivisione in celle di forma piú idonea per lo studio del polarizzatore di fig.2c. Infatti la suddivisione in celle cubiche, volendo definire il campo in un numero sufficiente di punti all'interno del dielettrico che carica il polarizzatore, porta ad un numero complessivo di celle molto elevato, con conseguenti difficoltá pratiche nella soluzione del problema di autovalori.

Una procedura di discretizzazione in celle rettangolari a passo variabile consente di ridurre notevolmente il numero totale di celle per strutture contenenti regioni sottili di dielettrico; come contropartita c'é lo svantaggio che risultano tra loro legate tutte le componenti del campo e.m. in ciascuna cella. Si é tuttavia dimostrato [6] che se la struttura viene suddivisa in rettangoli uniformi il numero delle componenti necessarie per descrivere la struttura non aumenta rispetto al caso di suddivisione in celle quadrate.

Quest'ultima procedura risulta quindi la piú idonea per risolvere il nostro problema.

E' stata svolta un'indagine preliminare per verificare la validitá del metodo su strutture note; tale indagine ha mostrato risultati soddisfacenti dal punto di vista della precisione e dei tempi di calcolo necessari.

BIBLIOGRAFIA

[1] M.H. Chen, G.N. Tsandoulas: *A wide-band square-waveguide array polarizer,* IEEE Trans. Antennas and Propagation, May 1973, pp.389-391.

[2] H.C. Yates, C.A. Lovejoy: *Polarization diversity lowers antenna feed-line noise,* Microwaves, May 1968, pp.60-65.

[3] R.D. Tompkins: *A dispersionless dielectric quarter wave plate in circular waveguide,* Proceedings of the IRE, June 1960, pp.1171-1172.

[4] M. Albani, P. Bernardi: *A numerical method based on the discretization of Maxwell equations in integral form,* IEEE Transaction Microwave Theory Tech., April 1974, pp.446-450.

[5] M. Albani, P. Bernardi: *A numerical method for six component electromagnetic fields,* Ist. Elettronica, Universitá di Roma, Internal Report 51, Feb. 1973.

[6] B.Bernardi, G.Parietti, A.Saitto (Relazione Tecnica Selenia da pubblicare).

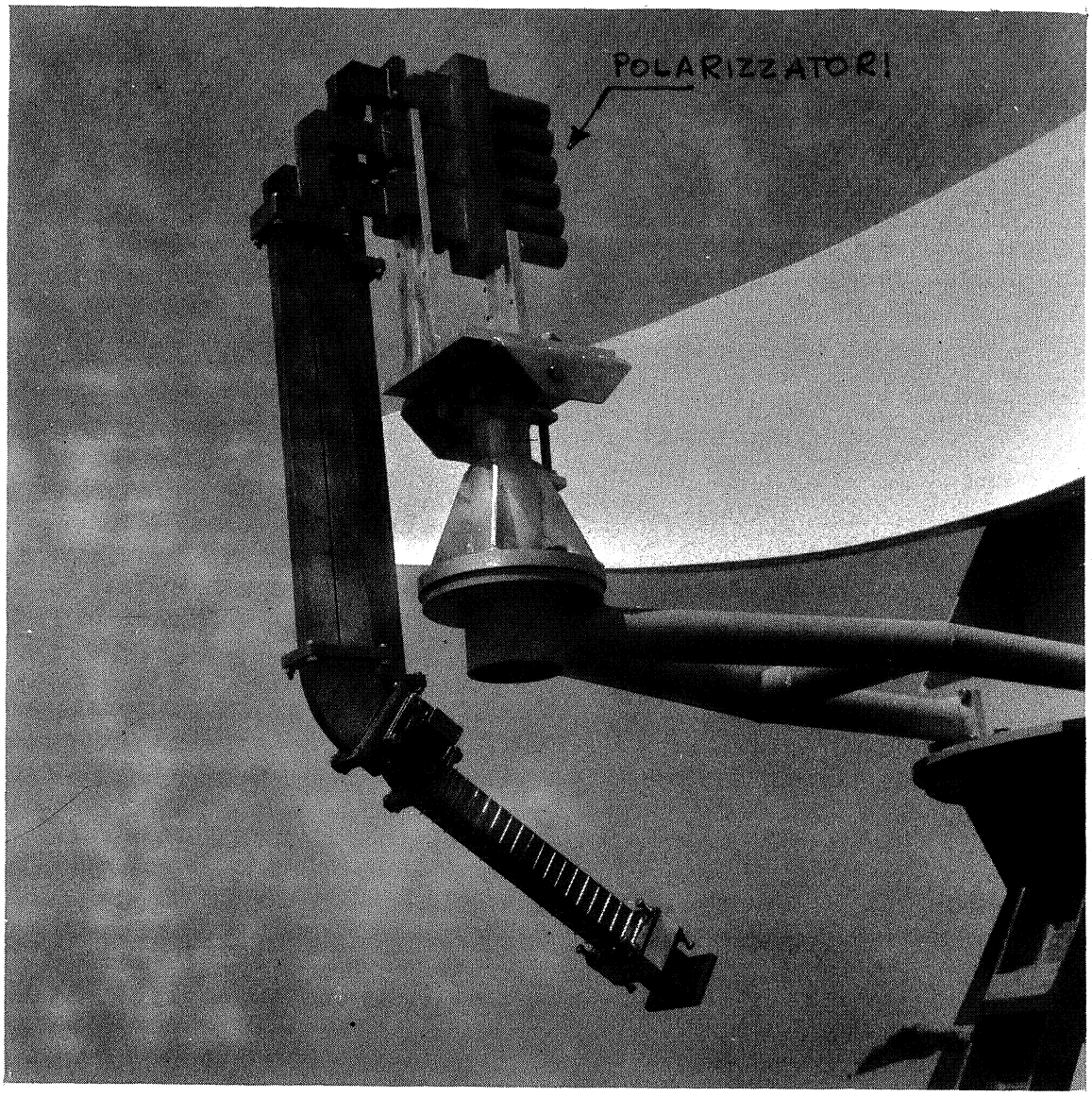


FIG. 1 — Sistema di alimentazione di un'antenna ATC (Modello in banda X)

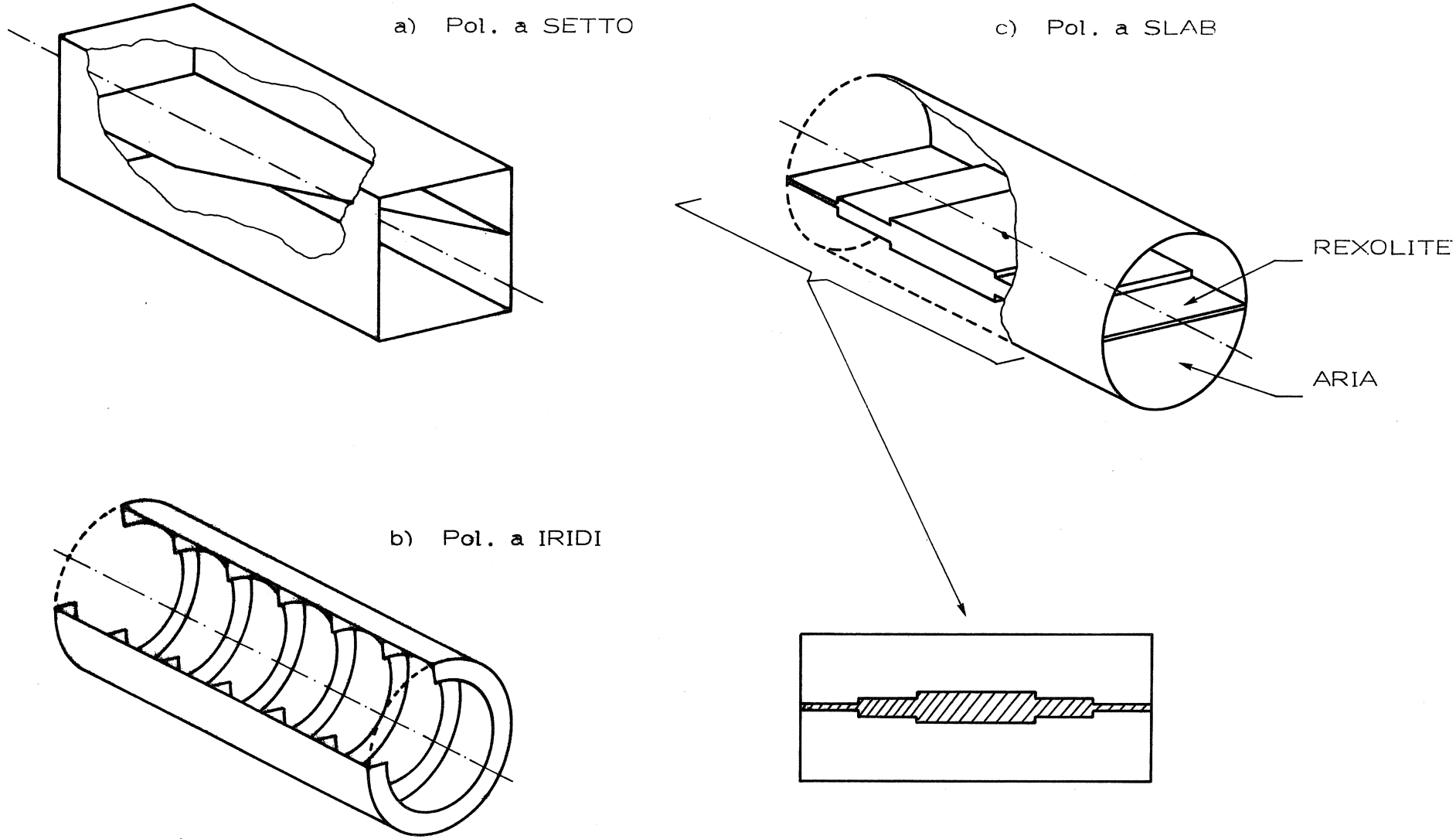


Fig. 2 - VARI TIPI DI POLARIZZATORI.

ANTENNA A DIPOLO STAMPATO

D.E. YOUNG*

La memoria illustra le prestazioni di un dipolo a mezza lunghezza d'onda costruito usando la tecnica della fotoincisione. Un riflettore piano é sistemato a un quarto di lunghezza d'onda dal dipolo e la linea di alimentazione passa attraverso il riflettore.

Molti metodi di eccitazione sono possibili e i bracci del dipolo possono essere riportati o fotoincisi. Così c'é un numero possibile di disposizioni meccaniche alternative del dipolo, e questa memoria espone gli effetti fisici della scelta del dettaglio meccanico, considerando la facilitá di costruzione e le prestazioni elettriche.

Vengono presentati i risultati delle misure dei diagrammi di radiazione, impedenza e direzione della polarizzazione per una configurazione del dipolo.

Una possibile applicazione di dipoli fotoincisi é negli arrays planari. Per ottenere i dati dell'accoppiamento reciproco si sta studiando un piccolo array di 5 x 5 dipoli. Le misure di impedenza e dei diagrammi di radiazione di singoli dipoli dell'array possono essere impiegate per valutare l'influenza dell'accoppiamento reciproco sulle prestazioni di un array di maggiori dimensioni.

Viene descritto un dipolo prodotto per fotoincisione d'una lastra dielettrica rivestita di rame da usarsi in una banda di frequenza intorno a 3 GHz.

Un piano riflettente é situato a circa un quarto di lunghezza d'onda dal dipolo, parallelo all'asse dei bracci del dipolo.

La linea di collegamento, fotoincisa sulla lastra dielettrica, passa attraverso il riflettore.

Per scegliere la forma del dipolo sono state valutate alcune possibilitá, fra le quali:

1. dipolo alimentato mediante una fessura (fig.1)
2. dipolo alimentato da due strisce parallele sui lati opposti del dielettrico (fig.2).

In tutti e due i sistemi i bracci del dipolo possono essere stampati oppure possono essere realizzati in posizione ortogonale (fig.3).

La migliore scelta del dipolo dipende da:

a. prestazioni elettriche
b. affidabilitá dell'antenna costruita
c. costo di fabbricazione.

PRESTAZIONI ELETTRICHE

Il balun fra microstriscia e la fessura (fig.1) perdeva almeno 0,5 dB in varie configurazioni provate. Probabilmente la maggiore parte di questa perdita era per irradiazione dal balun, dovuta all'alta impedenza della fessura.

Per evitare eventuali perdite attraverso il riflettore é consigliabile orientare la dimensione maggiore del foro passante (per la linea di collegamento) parallela al campo elettrico irradiato dal dipolo.

Il dipolo di fig.2 ha i bracci su lati opposti del dielettrico, e in conseguenza la polarizzazio-

* Selenia S.p.A., Roma.

ne del campo elettrico irradiato é leggermente inclinato rispetto al piano del dielettrico.

ESIGENZE MECCANICHE E COSTO

L'affidabilitá del dipolo é tanto piú alta quanto é minore l'uso di componenti saldati al rame; sia perché si trova una forte differenza fra i coefficienti di dilatazione termica del dielettrico e dei metalli normali, sia per evitare sforzi allo strato di rame che ricopre il dielettrico.

Si é cercato quindi il circuito con il minimo di pezzi aggiunti — ad esempio i bracci del dipolo in fig.3.

Tutto questo ha effetto anche sul costo di produzione in quanto ogni operazione di assiemamento contribuisce al costo.

E' preferibile l'uso di attrezzi speciali, o per lo meno dedicati per tagliare materiali che contengono fibre di vetro perché gli utensili vengono consumati rapidamente rispetto al consumo da metalli normali.

E' desiderabile quindi anche un contorno semplice per il circuito.

PROGETTAZIONE ELETTRICA

Non si é ancora trovato nella letteratura un mezzo teorico di progettazione per i parametri principali di questi dipoli. Il problema centrale é dovuto alla presenza di due materiali dielettrici, cioé aria e lastra dielettrica, che influenzano entrambi la velocitá di propagazione lungo il braccio del dipolo e fra il dipolo e il riflettore. In conseguenza di ció si é adoperato un metodo empirico mediante misure su circuiti sperimentali.

Per ridurre il numero dei parametri da studiare si é fissata la distanza, fra il centro del dipolo e il piano riflettente, uguale a 0.22 lunghezza d'onda in aria. L'impedenza della linea di collegamento lungo questo percorso é nominalmente 70Ω, trasformando in tal modo l'impedenza del dipolo da 100Ω (valore tipico per un dipolo classico) a 50Ω, vicino al riflettore.

La larghezza del braccio stampato é 0.05 lunghezza d'onda. Nelle prime misure di impedenza si é cercata la frequenza di risonanza del dipolo. Questa risonanza produce un minimo di riflessione, e regolando la lunghezza del dipolo questa frequenza é stata portata alla frequenza centrale desiderata.

Quanto detto si riferisce a ciascun tipo di dipolo giá descritto.

Per migliorare l'adattamento del dipolo di fig.2 é stata variata la larghezza delle strisce parallele, e sono state aggiunte piccole estensioni al centro del dipolo, nelle direzioni opposte ai bracci propri. I dettagli si vedono in fig.4 che mostra lo stub per ulteriore miglioramento dell'adattamento.

RISULTATI MISURATI

Il dipolo di fig.4 ha VSWR di circa 1.2 in una banda di frequenza del ± 6% intorno alla frequenza centrale. Senza lo stub il VSWR sale a circa 1.8 nella stessa banda.

La fig.5 mostra i diagrammi del singolo dipolo, sempre con piano riflettente. E' indicato anche l'effetto di altri dipoli, caricati, posti accanto al dipolo, oggetto della misura con i loro rami

stesi lungo una linea comune. La differenza fra questi due diagrammi é dovuta all'accoppiamento fra i dipoli.

La fig.6 é il risultato di una misura della polarizzazione del campo elettrico irradiato dal dipolo. A causa dei bracci disposti su lati opposti della lastra dielettrica, il campo elettrico é inclinato 2.5° dal piano delle lastre.

Per valutare l'effetto dell'accoppiamento fra dipoli la fig.7 riporta il diagramma di radiazione di un array di 8 dipoli uguali con eccitazione uniforme in ampiezza e fase.

Il diagramma calcolato tiene conto del diagramma misurato del singolo dipolo in presenza di dipoli caricati di cui sopra (fig.5).

CONCLUSIONI

Un dipolo fotoinciso puó funzionare in una banda di frequenza di almeno ± 6% della frequenza centrale. Diverse configurazioni sono possibili, ma il balun, meccanicamente semplice, interposto fra triplate e strisce parallele consente una perdita minore. L'unica parte dell'antenna che occupa il circuito dentro il piano riflettente é lo stub per l'adattamento.

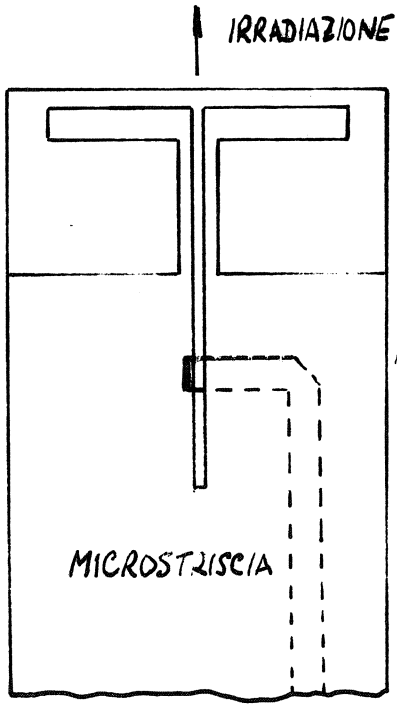


FIG. 1

DIPOLO ALIMENTATO MEDIANTE UNA FESSURA.

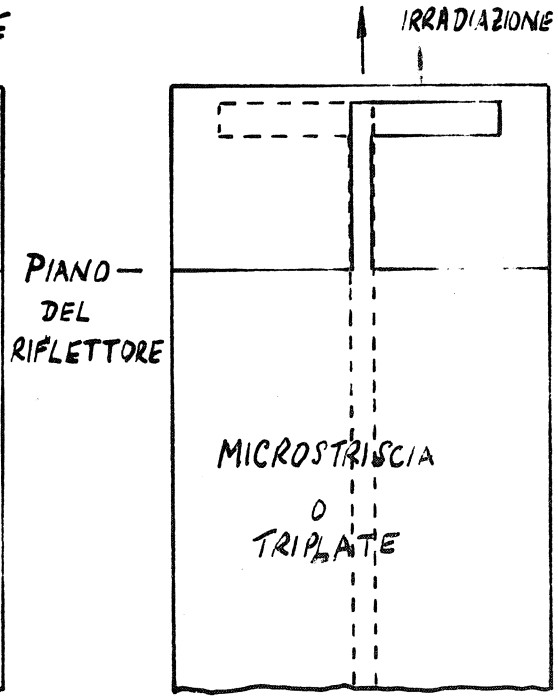


FIG. 2

DIPOLO ALIMENTATO MEDIANTE STRISCE PARALLELE.

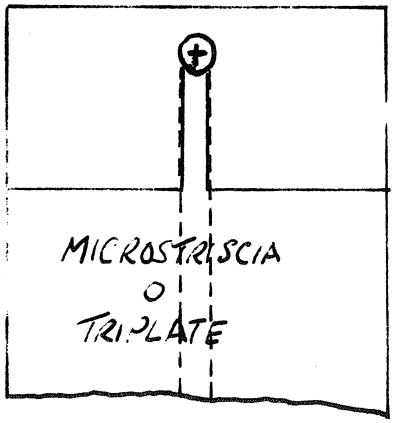
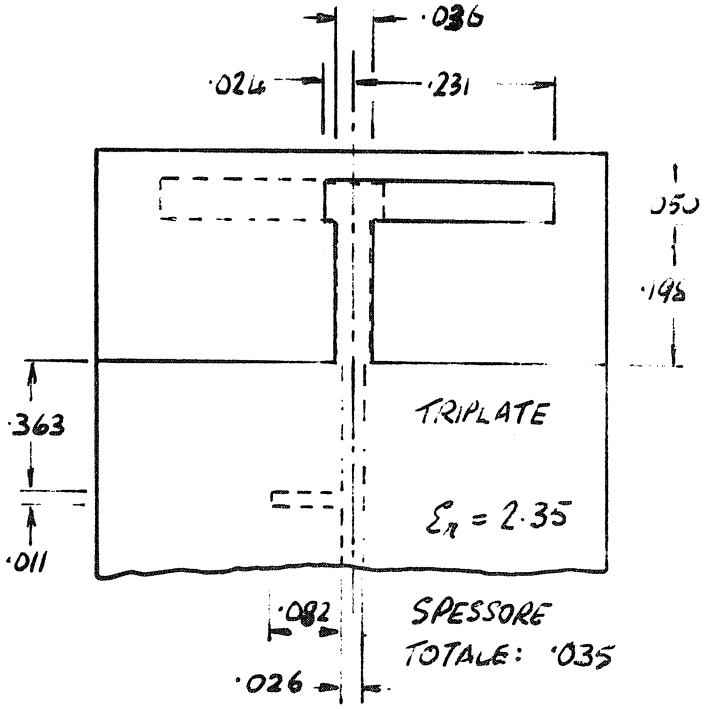


FIG. 3

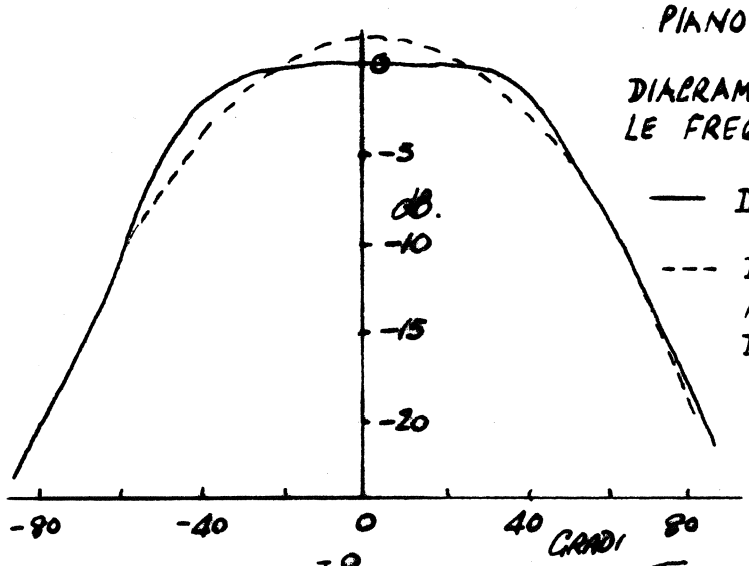
DIPOLO CON POLARIZZAZIONE ORTOGONALE AL PIANO DEL CIRCUITO.



UNITA': LUNGHEZZA D'ONDA IN ARIA

FIG. 4

DIMENSIONI DEL DIPOLO.



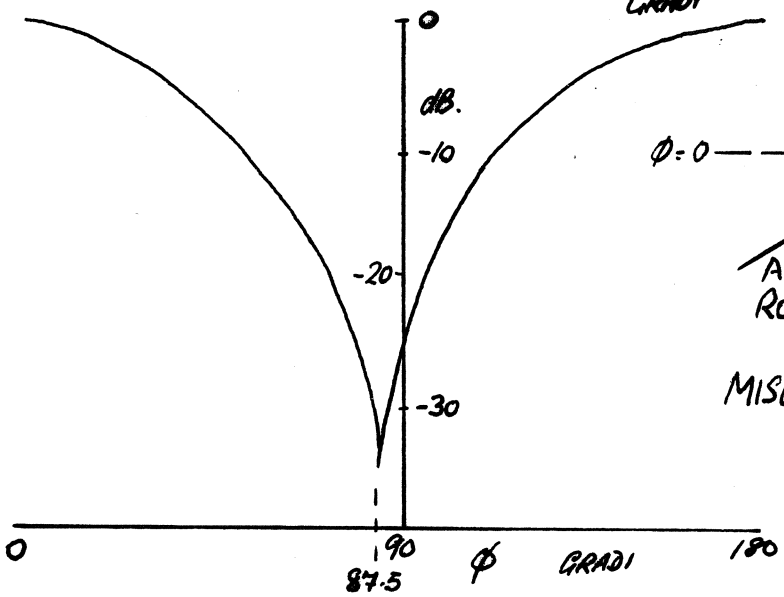
PIANO E.

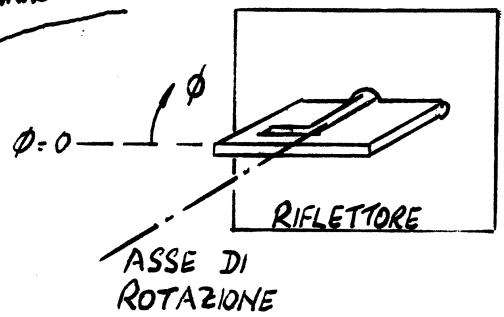
DIAGRAMMI MEDII PER LE FREQUENZE $f_0 \pm 6\%$

— DIPOLO ISOLATO

--- DIPOLO AL CENTRO D'UN ARRAY LINEARE; DIPOLI COLLINEARI.

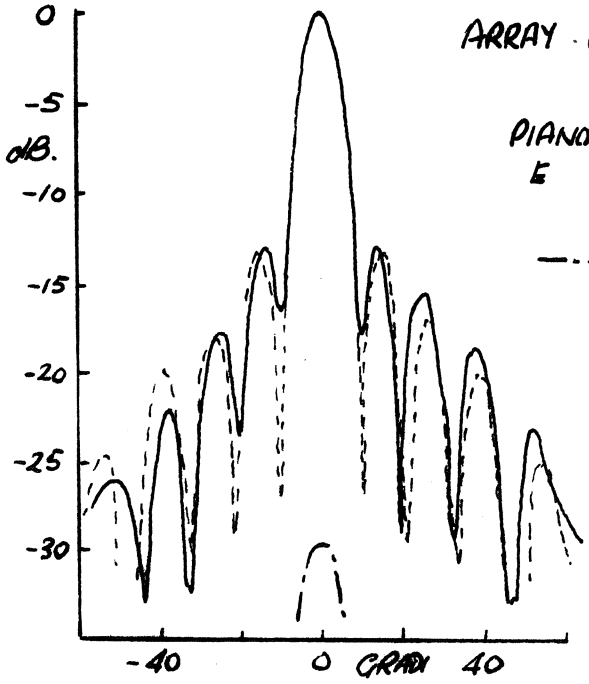
FIG. 5





MISURA DELLA POLARIZZAZIONE DEL DIPOLO

FIG. 6.



ARRAY UNIFORME DI 8 DIPOLI COLLINEARI

PIANO E { — DIAGRAMMA MISURATO
--- DIAGRAMMA CALCOLATO

—·— POLARIZZAZIONE INCROCIATA.

FIG. 7

REALIZZAZIONE DI UN SISTEMA AUTOMATICO PER LA MISURA DELLE CARATTERISTICHE DI UN'ANTENNA CILINDRICA A SCANSIONE ELETTRONICA

R. EVANGELISTI*

Al fine di rilevare le prestazioni dell'antenna a fascio rotante (EDA), progettata per il satellite METEOSAT é stato messo a punto un nuovo sistema di misura che permette il rilevamento dinamico dei principali parametri caratterizzanti l'antenna stessa (guadagno, fase del campo irradiato, VSWR).

Il sistema é in grado di sincronizzare la rotazione del fascio con la velocitá del posizionatore e permette di registrare, in funzione del tempo, ampiezza e fase del campo elettromagnetico irradiato nelle direzioni corrispondenti a vari punti della copertura terrestre.

INTRODUZIONE

Per il satellite geostazionario Meteosat, stabilizzato per "spin" intorno al proprio asse di simmetria, é stata realizzata un'antenna ad alto guadagno il cui fascio é in grado di controruotare rispetto al satellite rimanendo costantemente puntato verso la terra.

Le principali specifiche di questa antenna sono:

- Frequenza 1670 - 1695 MHz
- Guadagno minimo di 11.5 dB ai bordi della copertura e di 14 dB al centro terra
- Ripple di guadagno massimo di ± 2 dB
- Ripple di fase di ± 10°
- VSWR di 1.5:1

L'antenna consiste in un array circolare di 32 colonne radianti ciascuna delle quali é a sua volta un array verticale di 4 dipoli.

Delle 32 colonne, in ogni istante, solo 5 sono attive e la rotazione del fascio avviene attivando in sequenza successivi gruppi di 5 colonne.

Per ogni fissato gruppo di colonne radianti, inoltre, una rotazione fine del fascio é ottenuta trasferendo gradualmente la potenza dalla prima alla quinta colonna del gruppo.

Una matrice di scansione, composta di 8 commutatori digitali ad 1 ingresso e 4 uscite, da 4 divisori di potenza variabile e da un divisore per 4, pilota la rotazione del fascio.

Uno schema a blocchi della matrice é presentato in fig.1.

FILOSOFIA DELLA MISURA

Durante una rotazione completa del satellite l'antenna irradia 192 fasci diversi scanditi intorno al proprio asse.

E' da osservare che i livelli di guadagno di interesse per ciascun fascio sono solo quelli relativi al centro terra ed ai bordi della copertura terrestre (Nord, Sud, Est, Ovest).

* Selenia S.p.A., Roma.

In base a questa considerazione si puó pensare di registrare i livelli di guadagno dell'antenna durante la rotazione del fascio e solo nelle direzioni di interesse.

In altre parole, ciascuno dei 192 fasci sará esplorato solo nell'intorno dei 5 punti di interesse per un intervallo angolare pari a quello operativo del fascio stesso.

In orbita, la velocitá angolare dell'antenna é di 100 giri/minuto; troppo alta quindi per poter essere riprodotta da un posizionatore di antenna.

Il compito che il sistema di misura deve assolvere é quindi essenzialmente quello di sincronizzare la scansione del fascio con la rotazione della antenna e quindi del posizionatore.

FUNZIONAMENTO DELL'ANTENNA IN ORBITA

Per meglio comprendere il sistema di sincronizzazione messo a punto per il test dell'antenna é necessario premettere una breve nota sul funzionamento operativo dell'antenna.

Una volta immesso il satellite nell'orbita geostazionaria, la matrice di scansione dell'antenna verrá pilotata da un'unitá di controllo posta a bordo del satellite stesso. Tale unitá di controllo invierá, con una frequenza di 100 giri al minuto, una sequenza di segnali ai commutatori digitali ed ai divisori di potenza variabile in modo da garantire una controrotazione del fascio sincrona con la rotazione del satellite. La stessa unitá di controllo crea il "timing" opportuno resettandosi ad ogni rivoluzione per mezzo di un clock ricevuto direttamente dalle stazioni di terra.

Tale "timing" puó essere sintetizzato in due serie di impulsi denominate rispettivamente "SHIFT CLOCK" che presiede alla commutazione delle colonne radianti e "NON LINEAR CLOCK" che comanda la divisione di potenza.

Per asservire la scansione del fascio alla velocitá di rotazione del posizionatore di antenna é quindi necessario produrre esternamente le serie "SHIFT CLOCK" e "NON LINEAR CLOCK" by-passando il timing interno della unitá di controllo.

REALIZZAZIONE DEL SISTEMA DI SINCRONIZZAZIONE

Un usuale posizionatore di antenna é dotato di sincro-trasmettitore in grado di fornire in ciascun istante la posizione angolare dell'antenna in prova, nei due angoli di elevazione e di azimuth. Tali sincro sono normalmente previsti per pilotare il registratore ed eventuali indicatori di posizione.

Operando una piccola modifica sulla circuiteria del posizionatore é stato possibile derivare, in parallelo al registratore, le tre tensioni di uscita del sincro trasmettitore e le due tensioni di riferimento acquisendo su di un connettore a parte l'informazione angolare di azimuth del posizionatore di antenna. Il sincro prescelto ha una connessione demoltiplicata nel rapporto 36 a 1 con la tavola rotante e dá quindi un'informazione molto precisa che puó essere letta con un'accuratezza migliore di 0.01°.

Le tensioni in uscita al sincro cosí ottenute vengono inviate ad un convertitore sincro-digitale il quale, mentre fornisce sul connettore di uscita l'informazione angolare codificata in codice binario contemporaneamente la visualizza su di un display. Solo la parte incrementale di tale segnale codificato (l'ultimo bit) viene utilizzato per la sincronizzazione, oltre ad un impulso di riferimento che viene prodotto dal convertitore in corrispondenza ad un prefissato angolo. Al contrario del modo operativo dell'antenna infatti, durante il test, la sincronizzazione avviene in

angolo e non in tempo.

Un'unitá di sincronizzazione, appositamente progettata, assolve questa funzione.

Durante la prova, in effetti, vengono inibite le funzioni di "timing" dell'unitá di controllo dell'antenna e queste vengono demandate all'unitá di sincronizzazione.

Tale unitá si serve dell'informazione angolare che, tradotta in binario, le giunge dal sincro del posizionatore, e produce, sincrone con la velocitá angolare instantanea dell'antenna, le due serie di impulsi "SHIFT CLOCK" e "NON LINEAR CLOCK".

Tali segnali di sincronizzazione entrano direttamente nel secondo stadio dell'unitá di controllo dell'antenna dove verranno prodotti i segnali di comando per i commutatori e per i divisori di potenza variabile.

DESCRIZIONE DELLA MISURA

Una volta acquisita la sincronizzazione, l'analisi dei 192 fasci avviene automaticamente in sequenza.

Essendo nota teoricamente la posizione angolare di ciascuno dei 192 fasci, viene eseguito un puntamento iniziale dell'antenna in modo da centrare il primo dei fasci nella zona di interesse (centro terra, est, ovest, nord o sud). Quando il posizionatore viene fatto ruotare, l'unitá di sincronizzazione provvede a mantenere attivo ciascun fascio per il settore angolare che gli é destinato commutando quindi al fascio seguente. In tal modo il livello del segnale ricevuto, istante per istante, rispecchia esattamente quello che sará ricevuto dalle stazioni di terra.

RISULTATI, ACCURATEZZE E CONCLUSIONI

I risultati delle misure sono stati molto soddisfacenti sia per la rapiditá con cui il test della antenna puó essere eseguito, sia per l'immediatezza della presentazione dei risultati che danno direttamente i valori di guadagno ed i ripples cercati. Sono stati eseguiti dinamicamente tests di guadagno, di fase e di VSWR. La ripetitivitá delle prove é stata molto buona in accordo con le accuratezze previste che sono di ± 0.1 dB per i livelli di guadagno, di ± 1° per i diagrammi di fase e di 0.05° per il sincronismo angolare. Nella fig.2 viene presentato un esempio del modo di presentare i risultati di guadagno. La figura mostra una fotografia delle registrazioni ottenute sul prototipo dell'antenna. Sullo stesso diagramma sono stati registrati, in tempi successivi, il segnale come ricevuto al centro terra, ad est, ad ovest. Non sono visibili in figura i riferimenti di guadagno.

POSSIBILI SVILUPPI

Il problema della misura delle prestazioni di un'antenna in grado di produrre un numero notevole di fasci diversi é molto attuale in un momento in cui la tecnica dei phased-arrays assume un'importanza sempre maggiore nel progetto di antenne. In questo senso il sistema messo a punto per il Meteosat rappresenta un utilissimo bagaglio di esperienza.

I risultati ottenuti costituiscono infatti una prova di fattibilitá per l'automatizzazione della misura di una generica antenna a scansione elettronica.

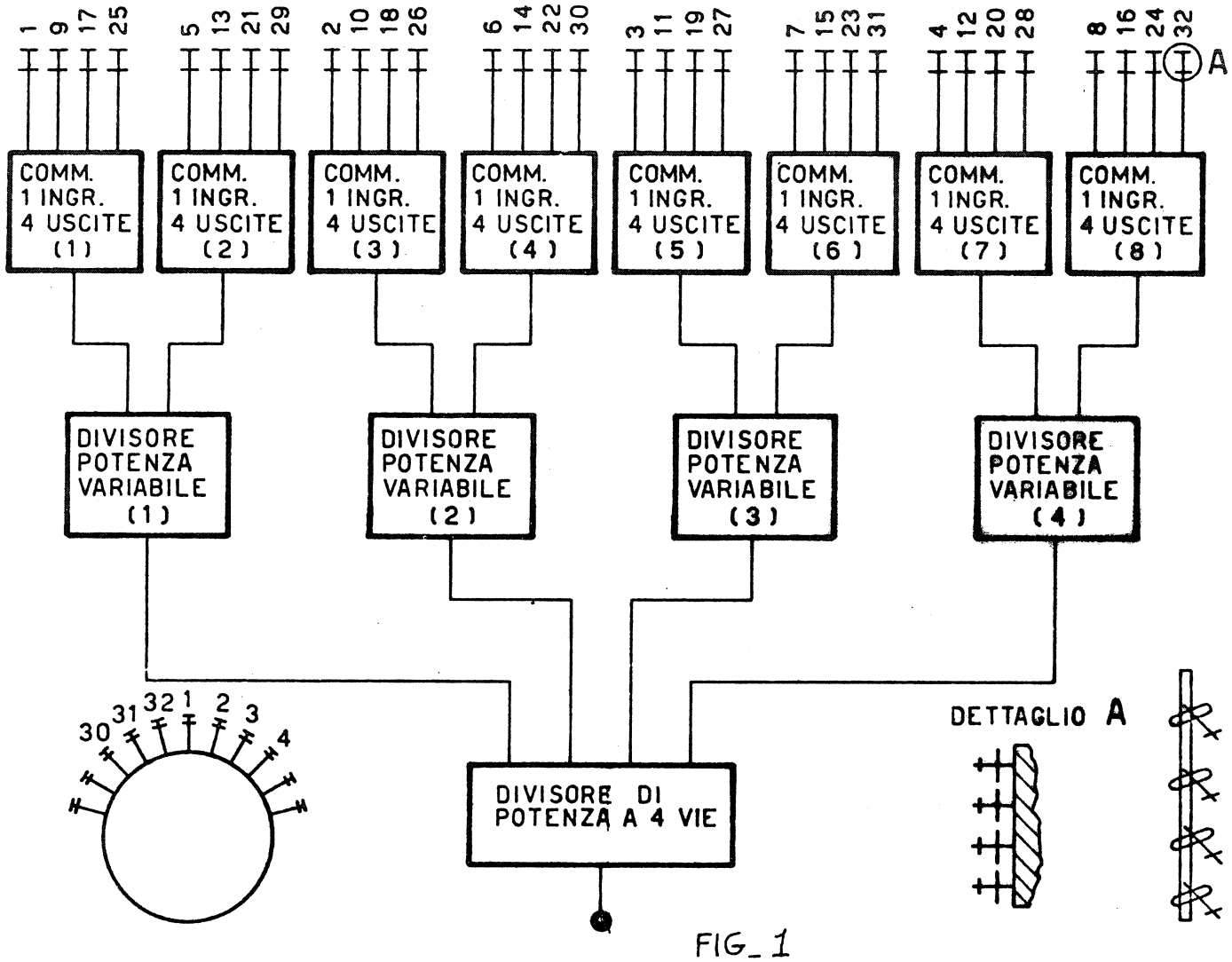


FIG_1

FIG_1 SCHEMA DELLA MATRICE DI COMMUTAZIONE

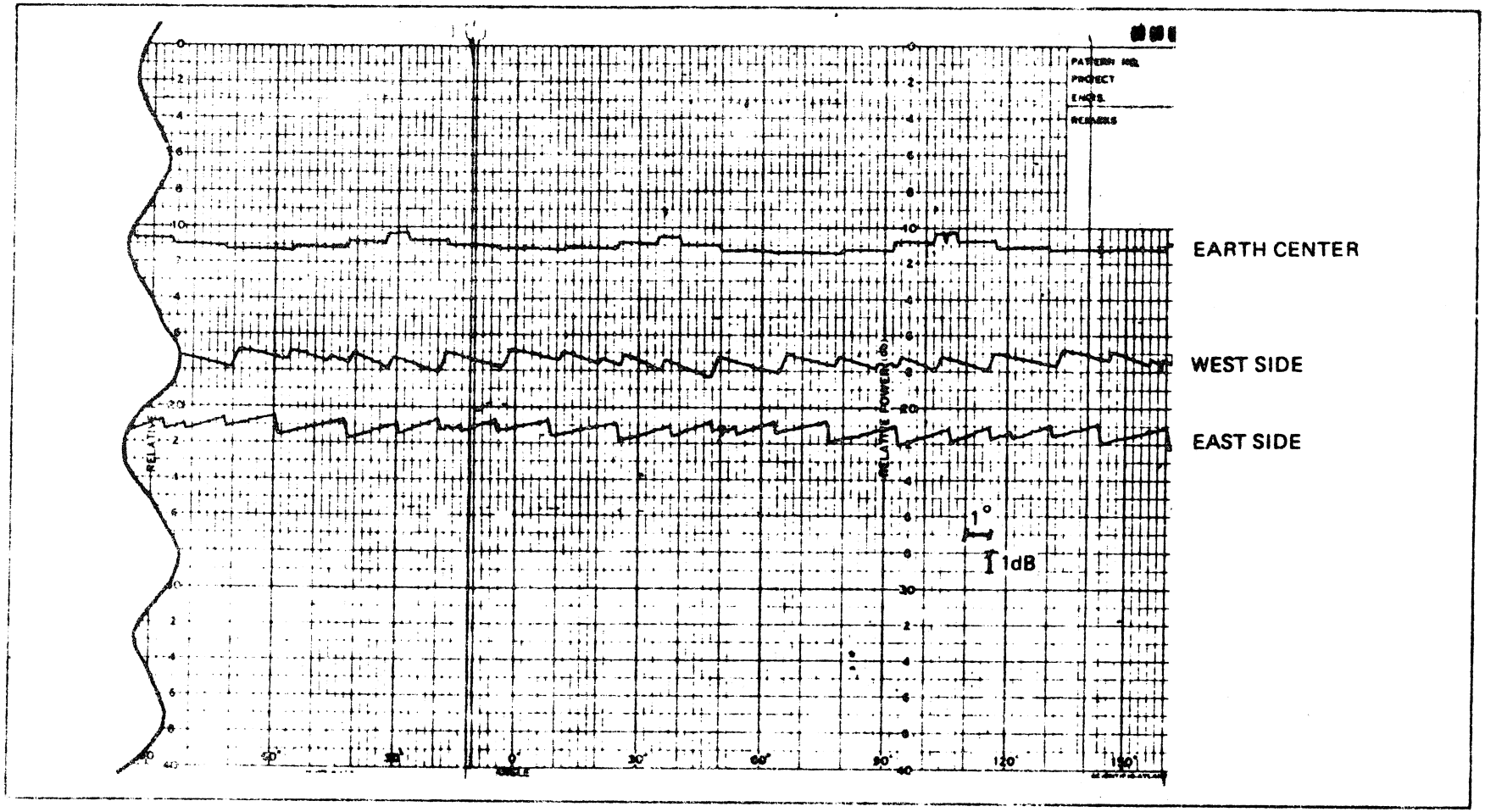


FIG_2 REGISTRAZIONE SU DI UN UNICO DIAGRAMMA DEI LIVELLI DI GUADAGNO AD EST, OVEST, CENTRO TERRA

UN NUOVO METODO DI CALCOLO DEL CENTRO DI FASE DEGLI ILLUMINATORI CORRUGATI

P. BIELLI*, E. PAGANA*, G. ROSENGA*

Nel progetto di antenne a riflettore é spesso richiesto agli illuminatori corrugati di fornire un diagramma di radiazione di fase il piú piatto possibile entro l'angolo di irradiazione sotteso dal bordo del riflettore.

Risulta quindi di fondamentale importanza la determinazione del centro di fase di tali illuminatori. A causa delle oscillazioni di fase caratteristiche degli illuminatori corrugati, i metodi di calcolo del centro di fase disponibili in letteratura, non sono piú validi [2] [3]. *E' stato quindi sviluppato un nuovo metodo di calcolo.*

I centri di fase e i diagrammi di radiazione di fase cosí ottenuti sono stati confrontati con i risultati provenienti da misure sperimentali; ottenendo un ottimo accordo. Inoltre é stato studiato l'andamento del centro di fase in funzione dei parametri geometrici, della distanza di osservazione e della lunghezza d'onda per alcuni illuminatori conici corrugati tipici per antenne Cassegrain.

1. – INTRODUZIONE

Nel progetto di antenne a riflettore é spesso necessario ipotizzare l'illuminatore come una sorgente puntiforme dalla quale si fanno provenire i raggi elettromagnetici, secondo l'approssimazione dell'ottica geometrica [1]. Il punto che determina questa sorgente é noto come il centro di fase dell'illuminatore.

In questo rapporto si espone un nuovo metodo di calcolo del centro di fase che tiene conto delle oscillazioni di fase caratteristiche degli illuminatori corrugati, qualunque sia il sistema di riferimento con il quale si calcola il diagramma di irradiazione.

2. – NUOVO METODO DI CALCOLO DEL CENTRO DI FASE

Il centro di fase viene definito come il centro di quella sfera sulla quale sono minime le variazioni di fase del campo irradiato entro l'angolo di impiego dell'illuminatore, senza attribuire particolare importanza a quello che succede nella direzione del massimo guadagno. Il metodo di calcolo puó essere schematizzato attraverso le figg. 1,2 e con la successione dei seguenti punti:

1. Assegnazione della massima oscillazione di fase, φ, su un settore di sfera sotteso dall'angolo di irradiazione θ_M.
2. Assegnazione della distanza p_0 del centro di fase di tentativo dall'origine del riferimento cartesiano (vertice dell'illuminatore) (p puó essere positiva o negativa).
3. Calcolo del diagramma di radiazione in fase sulla sfera S_0 con l'ottica fisica per mezzo della espansione in onde sferiche.
4. Calcolo della distribuzione di fase sulla nuova sfera S_1 tangente a S_0 e con centro a distanza p dall'origine del riferimento, correggendo la distribuzione di fase sulla sfera S_0 con le ipotesi dell'ottica geometrica (fig.2).
5. Il punto (4) viene ripetuto variando la posizione del centro di fase con un passo dp preassegnato.
6. Confronto tra gli angoli di radiazione θ_0, θ_i, θ_n oltre i quali le distribuzioni di fase rispetti-

* CSELT, Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni, Torino.

vamente sulla sfera S_0 e sulla sfera S_1, S_i,... S_n diventano maggiori delle oscillazioni di fase preassegnate. Il calcolo viene fermato quando $(\theta_{n+1} - \theta_n) < 0$.

7. Confronto tra l'angolo θ_n ricavato al punto precedente e l'angolo di irradiazione assegnato θ_M determinando la posizione p_{ni} del centro di fase:

   – se $(\theta_n - \theta_M) > 0$ l'oscillazione di fase φ viene ridotta di $\Delta\varphi$ arbitrario, quindi viene ripetuto il procedimento su descritto fino ad annullare lo scarto $|\theta_n - \theta_M|$.
   – se $(\theta_n - \theta_M) < 0$ l'oscillazione di fase φ viene incrementata di $\Delta\varphi$ arbitrario, quindi viene ripetuto il procedimento fino ad annullare lo scarto $(\theta_n - \theta_M)$.

8. Viene calcolato il diagramma di fase sulla sfera S_i avente come centro il centro di fase appena calcolato, con il procedimento dell'ottica fisica per verificare l'oscillazione di fase φ preassegnato in corrispondenza dell'angolo di irradiazione θ_M.
9. Qualora risultasse uno scarto tra quest'ultima oscillazione φ e quella preassegnata il procedimento di calcolo puó essere ripetuto partendo dal centro di fase trovato in prima approssimazione fino all'annullamento dell'errore.

La fig.2 illustra l'esempio relativo alla ricerca del centro di fase dell'illuminatore corrugato dal CNET con semiangolo di apertura di 16° e raggio di apertura normalizzata $\alpha = 2.2$. In fig.2 sono inoltre riportati i punti del diagramma di fase misurato in modo da verificare sia la validitá del metodo di calcolo del campo elettromagnetico con il metodo di espansione in onde sferiche sia la validitá del nostro metodo di calcolo del centro di fase.

E' da evidenziare che per una data geometria di illuminatore corrugato, la posizione del centro di fase ricavata con il nostro metodo é strettamente dipendente dall'angolo di irradiazione ovvero dall'angolo sotto il quale la tromba corrugata illumina il riflettore. Questa dipendenza e le relative oscillazioni di fase sono state riportate in grafici fig. 3a, 3b, per alcuni illuminatori corrugati tipici per antenne Cassegrain – vedere Tabella 1.

TABELLA 1 – Elenco degli illuminatori presi ad esempio quali illuminatori tipici per antenne Cassegrain

Figure	Descrizione dell'illuminatore corrugato		Lunghezza d'onda (cm)	Distanza di osservazione ($R_0 = 8\,\alpha^2\,\lambda_0$)
	Lunghezza (cm)	Semiangolo apertura		
3 a	82	10°-30'	2.52	325 (cm)
3 b	41.6	16°	5.	130 (cm)

Dalle figure elencate in tabella si possono quindi derivare le posizioni dei centri di fase relativa a ogni coppia angolo di irradiazione θ_M oscillazione di fase φ. Ad esempio in fig.3b si puó vedere che un'oscillazione di fase massima di 6° corrisponde a un angolo di irradiazione $\theta_M = 25°$ e a una posizione del centro di fase normalizzata alla lunghezza assiale dell'illuminatore $\overline{p} = .51$.

3. – POSIZIONE DEL CENTRO DI FASE IN FUNZIONE DEI PARAMETRI GEOMETRICI DELL'ILLUMINATORE CORRUGATO

E' stato applicato il metodo descritto sopra per la determinazione della posizione del centro di fase relativo agli illuminatori conici corrugati indicati in tabella 1 con le seguenti assunzioni:

1. Massima oscillazione di fase $\varphi = 15°$
2. distanza di misura pari alla distanza di campo lontano $R_0 = 8\,\alpha^2\,\lambda_0$ dove α é il raggio di apertura dell'illuminatore normalizzato alla lunghezza d'onda e λ_0 é la lunghezza d'onda di bilan-

ciamento dell'illuminatore corrugato.

La fig.4 mostra la variazione della posizione del centro di fase in funzione del semiangolo di apertura dell'illuminatore, θ_0, avendo come parametro α, il raggio d'apertura normalizzato alla lunghezza d'onda.

I campi di variazione considerati per α e θ_0 sono tipici per illuminatori di antenne Cassegrain

$2.5 \leqslant \alpha \leqslant 5$

$5^\circ \leqslant \theta_0 \leqslant 14^\circ$

Gli andamenti dei grafici indicano lo spostamento praticamente lineare del centro di fase verso il vertice dell'illuminatore all'aumentare del raggio normalizzato di apertura α e all'aumentare dell'angolo di apertura.

4. – POSIZIONE DEL CENTRO DI FASE IN FUNZIONE DELLA DISTANZA DI OSSERVAZIONE E DELLA LUNGHEZZA D'ONDA

E' stato studiato lo spostamento del centro di fase in funzione della lunghezza d'onda e della distanza di osservazione per due illuminatori ($\theta_0 = 6^\circ$; $\alpha = 4$) e ($\theta_0 = 16^\circ$, $\alpha = 2.2$). Le fig.5a, 5b indicano che la posizione del centro di fase rimane praticamente la stessa quando

$R > R_0$ per oscillazioni massime di fase $\varphi > 20^\circ$

$R > 2R_0$ per oscillazioni massime di fase $\varphi > 2^\circ$

Le fig. 6a, 6b indicano che lo spostamento del centro di fase in un intervallo di mezza ottava, si riduce all'aumentare dell'oscillazione massima di fase prevista.

BIBLIOGRAFIA

[1] J.S. Cook, E.M. Elan, H. Zucker: *The Open Cassegrain Antenna: Part I – Electromagnetic Design and Analysis*, The Bell System Technical Journal – Settembre 1965.

[2] Y.Y. Hu: *A method of determinating phase centers and its application to electromagnetichorns,* Electromagnetic Horns, Gennaio 1961.

[3] Elliot R. Nagelberg: *Fresnel Region Phase Centers of Circular Aperture Antennas,* IEEE Transactions on antennas and propagation Maggio 1965, p.479-480.

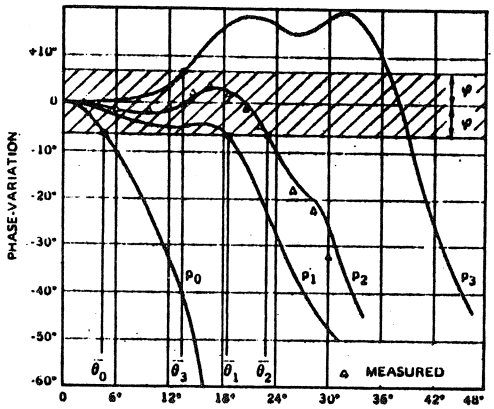


Fig. 1 - Diagrammi di radiazione di fase calcolati da diversi centri di fase per illuminatore corrugato con semiangolo di apertura di 16°; lunghezza 40 cm.

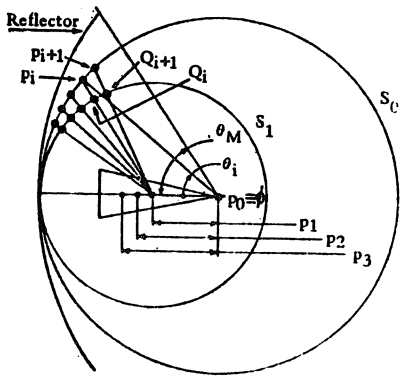


Fig. 2 - Geometria di base ($\Delta R_i = R_i Q_i$)

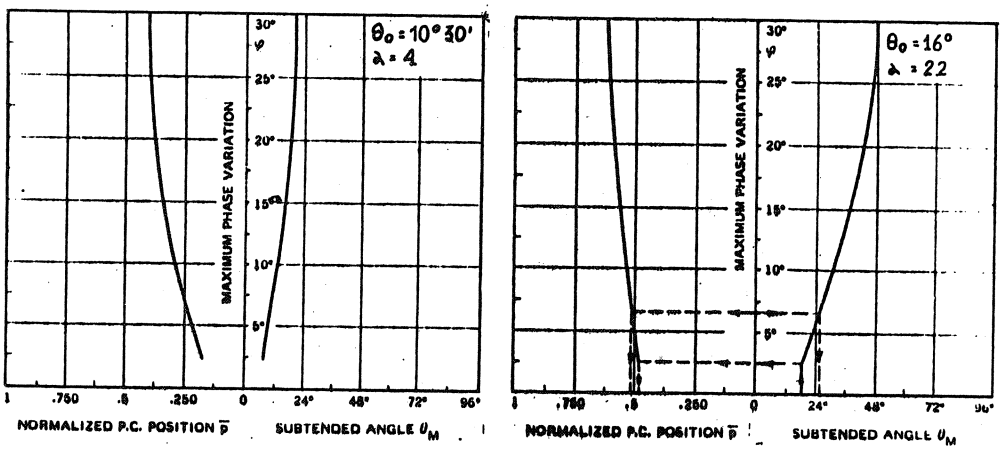


Fig. 3 - Posizione del centro di fase in funzione dell'angolo θ_M sotteso dal riflettore e corrispondente alla massima oscillazione di fase permessa φ

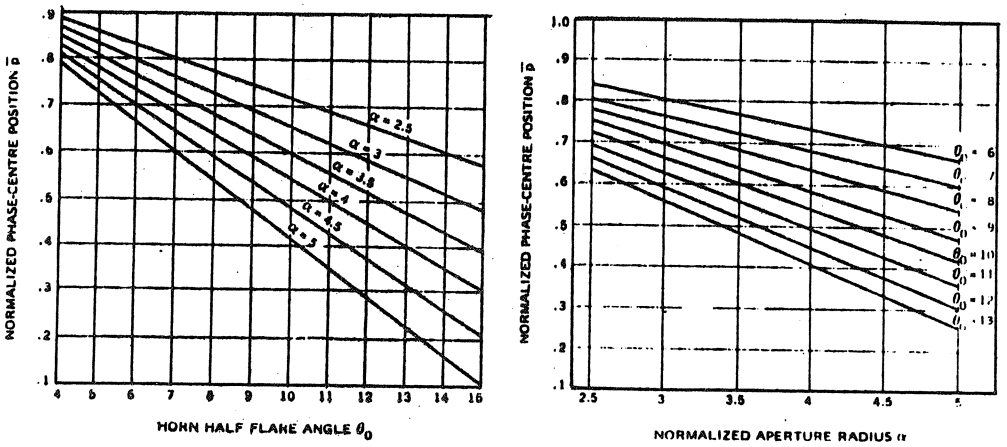


Fig. 4 - Variazione della posizione del centro di fase in funzione: a) del semiangolo di apertura e b) del raggio normalizzato

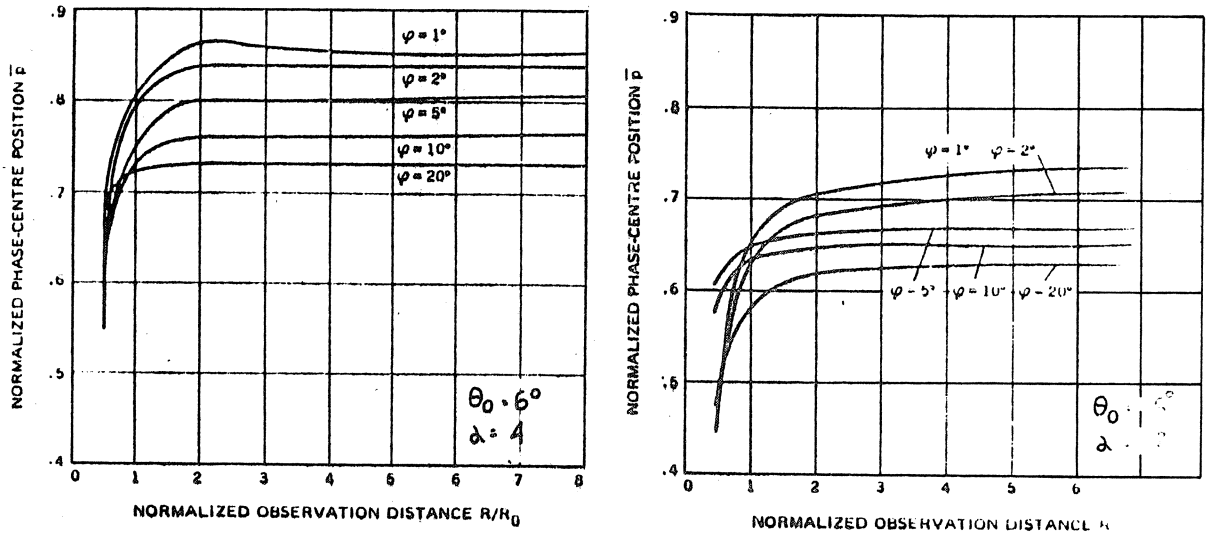


Fig. 5 - Posizione del centro di fase normalizzato $\bar{p}$ in funzione della distanza di osservazione R

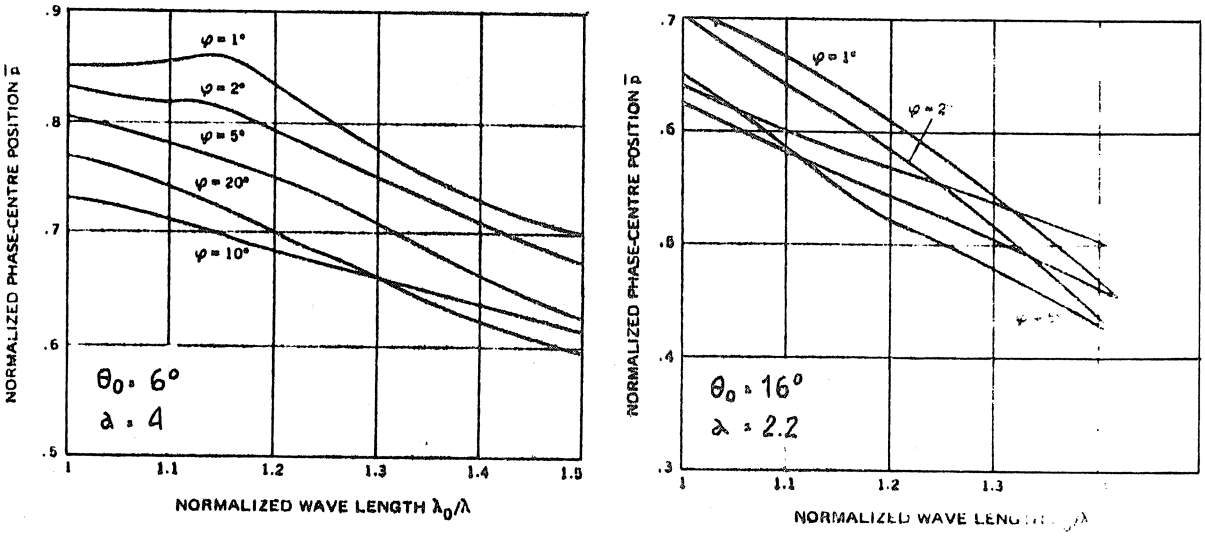


Fig. 6 - Posizione del centro di fase normalizzato in funzione della lunghezza d'onda λ_0/λ

SESSIONE II

RISOLUZIONE DI PROBLEMI DI CAMPO ELETTROMAGNETICO

Chairman: PROF.G. GEROSA
Istituto di Elettronica – Universitá di Roma

Analisi del flusso disperso in una cava di statore di un alternatore mediante il metodo degli elementi finiti e con l'approccio delle variabili di stato
E. Chiricozzi, A. Di Napoli

L'equazione "Poisson like" nel progetto di un turboalternatore superconduttivo
G.M. Veca

Il campo elettromagnetico vicino a cilindri dielettrici in guida d'onda
S.Caorsi, G.Cicconi, C.Rosatelli

Diffusione di campi elettromagnetici in strutture guidate
S.Caorsi, A.Carissimi, G.Cicconi

Una semplice struttura periodica compensata per acceleratori lineari di elettroni
P.Arcioni, M.Bressan, G.Conciauro

Produzione di microonde con fasci di elettroni relativistici
G.Brautti, T.Clauser, A.Rainó, V.Stagno

Schermaggio elettromagnetico con materiali varii
G.Franceschetti, F.Sollazzo

ANALISI DEL FLUSSO DISPERSO IN UNA CAVA DI STATORE DI UN ALTERNATORE MEDIANTE IL METODO DEGLI ELEMENTI FINITI E CON L'APPROCCIO DELLE VARIABILI DI STATO

E. CHIRICOZZI*, A. DI NAPOLI*

Viene affrontato lo studio del campo magnetico generato da un conduttore in cava, tenendo conto anche delle correnti parassite, con il metodo degli elementi finiti e con l'approccio delle variabili di stato. Gli Autori dopo aver illustrato l'impostazione del procedimento seguito, danno cenno alla possibilitá, che da esso deriva, di costruire la rete equivalente del conduttore in cava, attraverso la determinazione della funzione di trasferimento del sistema.

1. – INTRODUZIONE

In ingegneria una larga classe di problemi investe la descrizione di campi di diversa natura. Nella maggior parte di questi problemi il campo é descritto da una equazione differenziale alle derivate parziali, del tipo di Poisson, in termini di una funzione potenziale (scalare o vettore). Assegnate le condizioni al contorno, esistono diversi metodi che consentono di determinare l'andamento della funzione potenziale: dai metodi analitici, applicati peró solo in casi molto semplici, ai metodi grafici (metodo di Lehman), a quelli sperimentali (vasca elettrolitica). Tutti questi metodi, grazie all'enorme sviluppo degli elaboratori elettronici, sono stati superati in larga misura dai "metodi numerici"; tra questi ultimi il metodo degli "elementi finiti" é oggi quello piú diffusamente impiegato.

Il presente lavoro descrive, in quei casi in cui la funzione potenziale risulta anche variabile del tempo (per es. nel caso in esame ció é dovuto alla presenza di correnti parassite nel conduttore in cava), una formulazione del problema in termini di variabili di stato, rappresentate proprio dai valori che assume la funzione potenziale, istante per istante, nei singoli elementi in cui é stata descretizzata la regione dello spazio in esame.

2. – FORMULAZIONE DEL PROBLEMA

Si é presa in esame una cava di statore di un alternatore (fig.1). Per determinare l'andamento delle linee di flusso disperso generato dal conduttore in cava, si é espresso il campo magnetico in termini di potenziale vettore P secondo l'equazione:

$$\nabla^2 P = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial P}{\partial t} - \mu J \tag{1}$$

in cui il termine $\mu/\rho \cdot \partial P/\partial t$ rappresenta il contributo al campo magnetico risultante dovuto alle correnti parassite, e J é il valore della densitá di corrente impressa.

L'equazione (1) é stata discretizzata facendo uso della tecnica degli elementi finiti, ottenendo cosi un sistema di equazioni differenziali del primo ordine del tipo (app.1):

$$\dot{P} = AP + Bu \tag{2}$$

in cui $P = [p_1, p_2 \ldots\ldots p_n]$ é il vettore dello stato le cui componenti sono i valori del potenziale vettore nei singoli nodi del reticolo, $u = [I_1, I_2 \ldots I_n]$ rappresenta il vettore d'ingresso, le cui compo-

* Istituto di Elettrotecnica, Universitá dell'Aquila.

nenti sono i valori delle correnti impresse nei nodi.

All'equazione (2) puó essere associata l'equazione ingresso-stato-uscita data da:

$$E_z = \frac{\partial V}{\partial Z} = P + Du \tag{3}$$

in cui $E_z = [E_1, E_2, \ldots E_n]$ é il vettore delle uscite le cui componenti sono i valori del campo elettrico nei nodi e $D = \mathrm{diag}(R_1, R_2, \ldots, R_n)$, in cui R_i é la resistenza in c.c. per unitá di lunghezza associata al nodo i–esimo. Per l'analisi dell'andamento del potenziale vettore si é dapprima effettuata la ricerca degli autovalori della matrice A. Tale ricerca ha mostrato che gli autovalori sono reali e tutti distinti, pertanto la funzione potenziale $P(t)$ puó essere espressa da una relazione del tipo:

$$P(t) = \sum_{i=1}^{n} e^{\lambda_i (t - t_0)} Q_i P(t_0) + \int_{t_0}^{t} C e^{A(t-\tau)} Bu(\tau)\, d\tau + Du(t) \tag{4}$$

in cui le matrici Q_i possono esprimersi tramite gli autovettori x_i della matrice A:

$$Q_i = x_i x_i^{-1} \tag{5}$$

La (4) consente dunque di conoscere nel tempo, per qualsiasi ingresso, l'andamento del potenziale vettore in ogni nodo del reticolo e quindi di tracciare, per un prefissato istante, l'andamento del campo magnetico di dispersione e calcolare infine il valore dell'induzione magnetica.

3. – DETERMINAZIONE DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO

Il sistema (2), come appare evidente, é lineare ed a coefficienti costanti, per cui possiamo applicare il metodo della trasformata di Laplace per giungere alla funzione di trasferimento ingresso-uscita $W(s) = E_z(s)/I(s)$. Applicando l'operatore L alla (2) e alla (3) si perviene alla seguente espressione:

$$E_z(s) = \left\{ C[s I_u - A]^{-1} B + D \right\} I(s) \tag{6}$$

in cui $C = \mathrm{diag}(S, S, \ldots, S)$; dalla (6) si ricava:

$$W(s) = \left\{ C(s I_u - A)^{-1} B + D \right\} \tag{7}$$

E' importante analizzare la struttura della funzione di s sopra introdotta, facendo intervenire i modi del sistema. A questo scopo occorre partire dalla conoscenza del minimo denominatore comune degli elementi della matrice $(s I_u - A)^{-1}$. Si puó dimostrare che quest'ultimo coincide con il polinomio minimo di A e di conseguenza i poli di $(s I_u - A)^{-1}$ coincidono con gli autovalori della matrice A. Nel nostro caso, essendo gli autovalori distinti e reali, lo sviluppo in fratti semplici di $(s I_u - A)^{-1}$ assume la forma:

$$(s I_u - A)^{-1} = \sum_{i=1}^{n} \frac{Q_i}{s - \lambda_i} \tag{8}$$

Sostituendo la (8) nella (7) la matrice di trasferimento assume la forma:

$$W = C \sum_{i=1}^{n} \frac{Q_i}{s - \lambda_i} B + D \tag{9}$$

da cui é possibile dedurre la rete equivalente del conduttore in cava.

APPENDICE I

L'equazione del campo all'interno di una cava fig.1 puó scriversi come

$$\nabla^2 P = -\mu J + \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial P}{\partial t} \tag{I.1}$$

con le condizioni al contorno specificate in fig.2. Se la regione in esame viene discretizzata con elementi triangolari del primo ordine, si ottiene il reticolo disegnato in fig.2. Discretizzando la (I.1) con il metodo degli elementi finiti si ha un sistema di equazioni differenziali, tante quanti sono i nodi del reticolo, del tipo:

$$K\dot{P}_1 + \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \end{bmatrix} + K_3 I_1 = 0 \tag{1.2}$$

in cui P_1 é il vettore dei potenziali dei nodi posti nella barra o sul confine e P_2 é il vettore di potenziali dei nodi in aria, K, $K_{i,j}$ e K_3 assumono i noti significati [1]. La (I.2) puó quindi scindersi nelle due seguenti equazioni:

$$K\dot{P}_1 + K_{11}P_1 + K_{12}P_2 + K_3 I_1 = 0 \tag{I.3}$$

$$K_{21}P_1 + K_{22}P_2 = 0 \tag{I.4}$$

Ricavando la P_2 dalla (I.4), sostituendola nella (I.3) ed isolando la $\dot{P}_1$ si ottiene:

$$\dot{P}_1 = -K^{-1}\left\{ K_{11}P_1 - K_{12}K_{22}^{-1}K_{21}P_1 + K_3 I_1 \right\} \tag{I.5}$$

Posto

$$A = -K^{-1}K_{11} + K^{-1}K_{12}K_{22}^{-1}K_{21} \tag{I.6}$$

$$B = -K^{-1}K_3 \tag{I.7}$$

la (I.5) puó scriversi:

$$\dot{P}_1 = AP_1 + BI_1 \tag{I.8}$$

BIBLIOGRAFIA

[1] O.C.Zienkiewicz: *The finite Element Method for Engineering Science,* Mc Graw Hill.

[2] J.A. Stratton: *Electromagnetic Theory,* Mc Graw Hill.

[3] M.De Russo, J. Roy, M. Close: *State Variable for Engineers,* Addison Wesley Reading, 1965.

[4] A. Ruberti, A. Isidori: *Elementi di teoria dei sistemi,* Siderea.

[5] A.M. Angelini: *Funzionamento e costruzione delle macchine elettriche,* La Goliardica.

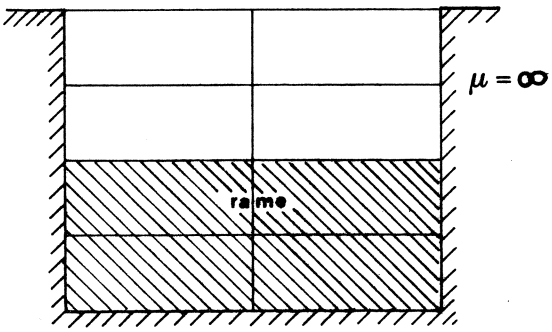

$\mu = \infty$
rame

FIG. 1

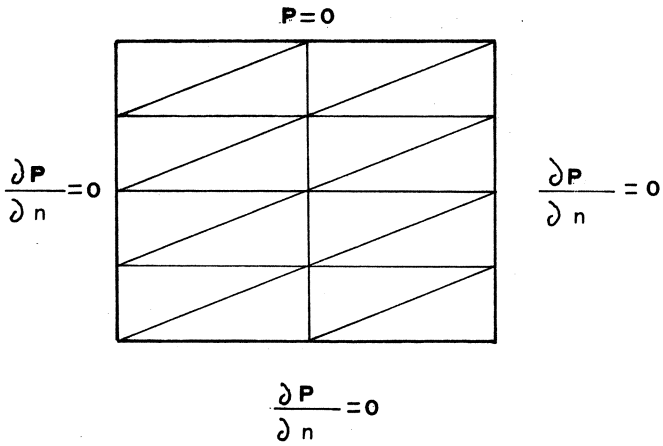

P=0
$\frac{\partial P}{\partial n}=0$
$\frac{\partial P}{\partial n}=0$
$\frac{\partial P}{\partial n}=0$

Fig.2

L'EQUAZIONE "POISSON LIKE" NEL PROGETTO DI UN TURBOALTERNATORE SUPERCONDUTTIVO

G.M. VECA*

La necessitá di aumentare la potenza delle singole unitá di generazione di energia elettrica al di sopra del migliaio di MW ha reso competitivi gli alternatori superconduttivi.

Gli alternatori superconduttivi differiscono per morfologia da quelli convenzionali: l'assenza del ferro nello statore, la presenza di un traferro elevato (diverse decine di centimetri) oltre alla presenza di un circuito in ferro anulare esterno alla macchina fanno sí che non si possano impiegare le usuali tecniche di progetto; pertanto si é pensato di fare ricorso all'equazione "Poisson like" per poter determinare la distribuzione del campo (radiale e tangenziale) all'interno della macchina.

Mediante tale algoritmo é stato possibile ottimizzare la distribuzione del superconduttore nelle cave di rotore, la forma e la posizione delle stesse al fine di minimizzare la distorsione armonica dell'onda inducente.

La necessitá di aumentare la potenza delle singole unitá di generazione di energia elettrica al di sopra del migliaio di MW[1] ha reso competitivi gli alternatori superconduttivi.

Tali macchine infatti presentano diversi vantaggi rispetto a quelle tradizionali: notevole diminuzione delle dimensioni (rapporto circa 1 a 4) una drastica diminuzione del peso con conseguente maggior facilitá di trasporto, minore inerzia e minori sollecitazioni agli sforzi centrifughi, campo magnetico d'eccitazione piú elevato con perdite pressocché nulle; per contro presentano il grosso problema del funzionamento con l'avvolgimento di campo a temperatura dell'elio liquido, necessitando quindi della presenza di un criostato rotante entro cui racchiudere l'induttore.

Gli alternatori s.c. differiscono per morfologia da quelli convenzionali; in fig.1 ne é riportato uno spaccato indicativo fuori scala. L'assenza del ferro nello statore, la presenza di un traferro elevato (diverse decine di centimetri) oltre alla presenza di un circuito in ferro anulare esterno alla macchina fanno sí che non si possano impiegare le usuali tecniche di progetto; pertanto si é pensato di fare ricorso all'equazione "Poisson like" per poter determinare la distribuzione del campo (radiale e tangenziale) all'interno della macchina.

Con riferimento ad un sistema di assi coordinati r Θ z ed alla configurazione geometrica, come indicato in fig.2, si ha che l'equazione

$$\nabla^2 \bar{A}(t) = -\mu \bar{J}(t)$$

ove A(t) é il potenziale vettore associato alla distribuzione di densitá di corrente J(t), fornisce il seguente sistema di relazioni che permettono di ricavare i valori di B_r e B_Θ in qualsiasi punto P della macchina attraverso le relazioni $B_{rn} = 1/r\ \partial A_n/\partial\theta$ e $H_\theta = 1/\mu\ \partial A_n/\partial r$,

$$\bar{A}_{1n} = a_{1n} r^n \cos(n\theta - \omega_n t)$$

$$\bar{A}_{2n} = (k\, r^2 + a_{2n} r^n) \cos(n\theta - \omega_n t)$$

$$\bar{A}_{3n} = (a_{4n} r^n + a_{5n} r^{-n}) \cos(n\theta - \omega_n t)$$

$$\bar{A}_{4n} = (a_{6n} r^n + a_{7n} r^{-n}) \cos(n\theta - \omega_n t)$$

$$\bar{A}_{5n} = a_{8n} r^{-n} \cos(n\theta - \omega_n t)$$

* Istituto di Elettrotecnica, Universitá dell'Aquila.

ove $k=\mu_0 J_n/4-n^2$, con $J_n=4/\pi n$ J sen $n\theta$, ω_n pulsazione del campo rotante e n indice d'armonica spaziale.

Tali relazioni sono ricavate e quindi valide nelle ipotesi che: la densitá di corrente $\overline{J}(t)$ sia diretta come l'asse z, sia costante con il raggio r e la macchina sia lunga rispetto al diametro (cioé si trascurino gli effetti dei bordi).

I coefficienti a_{1n}, a_{2n}, ..., a_{8n} si ricavano dalle condizioni al contorno [2,6] e sono praticamente indipendenti dal valore della permeabilitá del ferro dello schermo esterno purché la permeabilitá relativa del ferro costituente lo schermo magnetico esterno alla macchina abbia un valore superiore a 20 (cioé il ferro sia sufficientemente lontano dalla saturazione), condizione questa largamente verificata per un turboalternatore. In tali condizioni pertanto é possibile applicare il principio della sovrapposizione degli effetti.

Mediante l'algoritmo sopra indicato é stato possibile ottimizzare [2] la distribuzione del superconduttore nelle cave di rotore, la forma e la posizione delle stesse al fine di minimizzare la distorsione armonica dell'onda inducente.

La forma, il piú possibile sinusoidale, del campo inducente é una specifica molto importante per un alternatore s.c., giacché le correnti circolanti nello statore ad opera della f.e.m. armoniche indotte si ripercuotono in maniera molto sensibile sullo schermo elettromagnetico posto all'esterno del rotore.

La presenza di tale schermo é motivata dal fatto che il superconduttore costituente l'avvolgimento di eccitazione, mal sopporta la presenza di campi magnetici variabili: valori anche molto modesti potrebbero fargli perdere le sue proprietá con conseguente transizione e possibile distruzione dell'avvolgimento stesso.

Tale schermo di materiale conduttore é quindi sede di correnti indotte sia a regime ad opera di un carico squilibrato che di campi armonici di indotto sia in transitorio.

Il valore di tale corrente oltre che della potenza di Joule dissipata é stato calcolato [3,4] per diverse condizioni di carico.

Per applicare l'equazione "Poisson like" allo studio del comportamento dello schermo, si é suddiviso l'anello cilindrico massiccio in M anelli di spessore Δ_{sm}, comunque diversi tra loro, per poter ipotizzare una uniforme distribuzione della densitá di corrente in essi. L'approssimazione conseguente risulta tanto migliore quanto piú piccolo é il valore di Δ_{sm}, in rapporto alla profonditá di penetrazione del campo magnetico per l'armonica n.

Per il transitorio si é giá impostato, sempre in base allo stesso algoritmo, uno schema di calcolo [5] il quale permette di valutare la costante di tempo dello schermo simulando un gradino di campo d'eccitazione o d'indotto.

Il calcolo delle reattanze sincrone e del circuito equivalente é giá stato incominciato [5] in modo da ricavare utili informazioni circa il comportamento dinamico della macchina inserita in una rete di potenza infinita. In tal senso alcuni studi preliminari [7] sono giá stati fatti. Nell'immediato futuro, in particolare, si vuole evidenziare il comportamento della macchina in relazione alla soluzione costruttiva di uno schermo elettromagnetico singolo massiccio mantenuto a temperatura criogenica ovvero di due schermi concentrici il piú esterno dei quali a temperatura ambiente e quello piú interno a temperatura dell'elio liquido.

BIBLIOGRAFIA

[1] M.J.Jefferies et al.: *Prospects for Superconductive Generators in the Electric Utility Industry*, IEEE

Transactions Paper n. T73 252-4.

[2] G.M. Veca et al.: *Determinazione della distribuzione di corrente negli induttori di turboalternatori con avvolgimenti superconduttivi,* Memoria dell'Accademia Patavina di Scienze Lettere ed Arti, vol. LXXXVI (1973-1974) Parte II.

[3] G.M. Veca et al.: *Comportamento elettromagnetico dello schermo rotorico di un turbo-alternatore con induttore superconduttivo,* Rapporto interno CNEN LNF-75/51(R).

[4] G.M. Veca et al.: *Comportamento a regime dello schermo rotante di alternatori con avvolgimenti di eccitazione superconduttivi,* Memoria dell'Accademia Patavina di Scienze Lettere ed Arti, vol. LXXXVIII (1975-1976), Parte II.

[5] G.M. Veca et al.: *Electromagnetic behaviour of a rotating screen for a superconducting inductor of a synchronous machine,* Memoria presentata al COMPUMAG Oxoford March/April 1976.

[6] J.H. Coupland: *Equations and formulae for magnets with air cored winding of saddle coil type*, Rutherford High. En. Lap. Rep. RHEL/R 203(1970).

[7] G.M. Veca et al.: *About the transient behaviour of superconductive turbo-generator,* Memoria accettata per la discussione alla conferenza sulle Macchine Elettriche, Vienna, Settembre 1976.

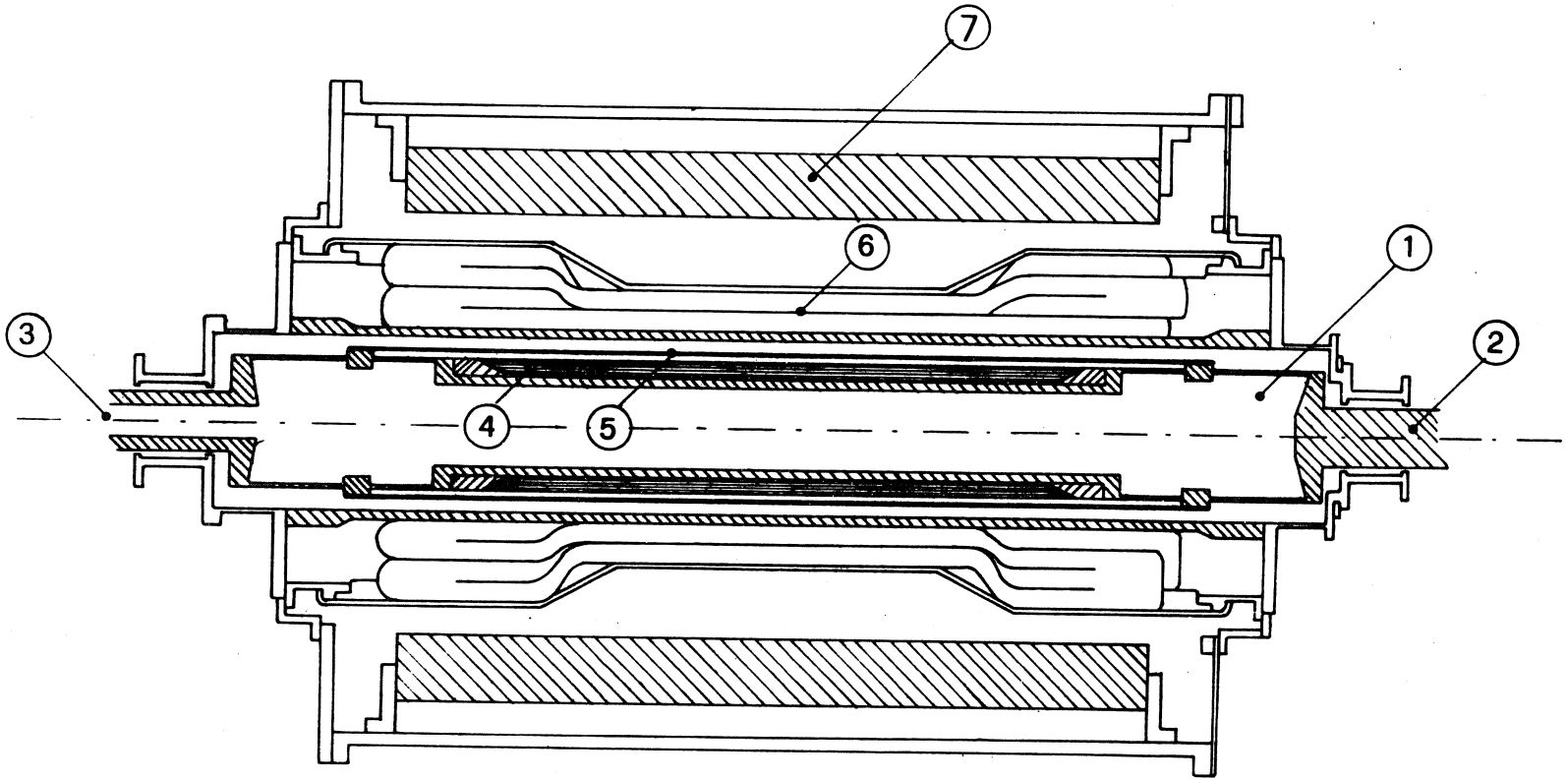


FIG. 1 - Sezione longitudinale di un turboalternatore con avvolgimento di eccitazione superconduttivo;

1) albero cavo in acciaio inossidabile nel cui interno è mantenuto il vuoto,
2) estremità dell'albero accoppiata alla turbina,
3) estremità dell'albero collegata con i dispositivi per l'elio e il vuoto,
4) avvolgimento superconduttivo immerso in elio liquido e ricoperto esternamente lungo tutta la sua lunghezza da un sottile tubo di acciaio inossidabile,
5) cilindro conduttore in rame (o alluminio), solidale col rotore e mantenuto generalmente alla temperatura di 20°K, che svolge la funzione di schermo termico ed elettromagnetico per l'avvolgimento superconduttore,
6) avvolgimento d'indotto trifase, a temperatura ambiente,
7) schermo magnetico laminato.

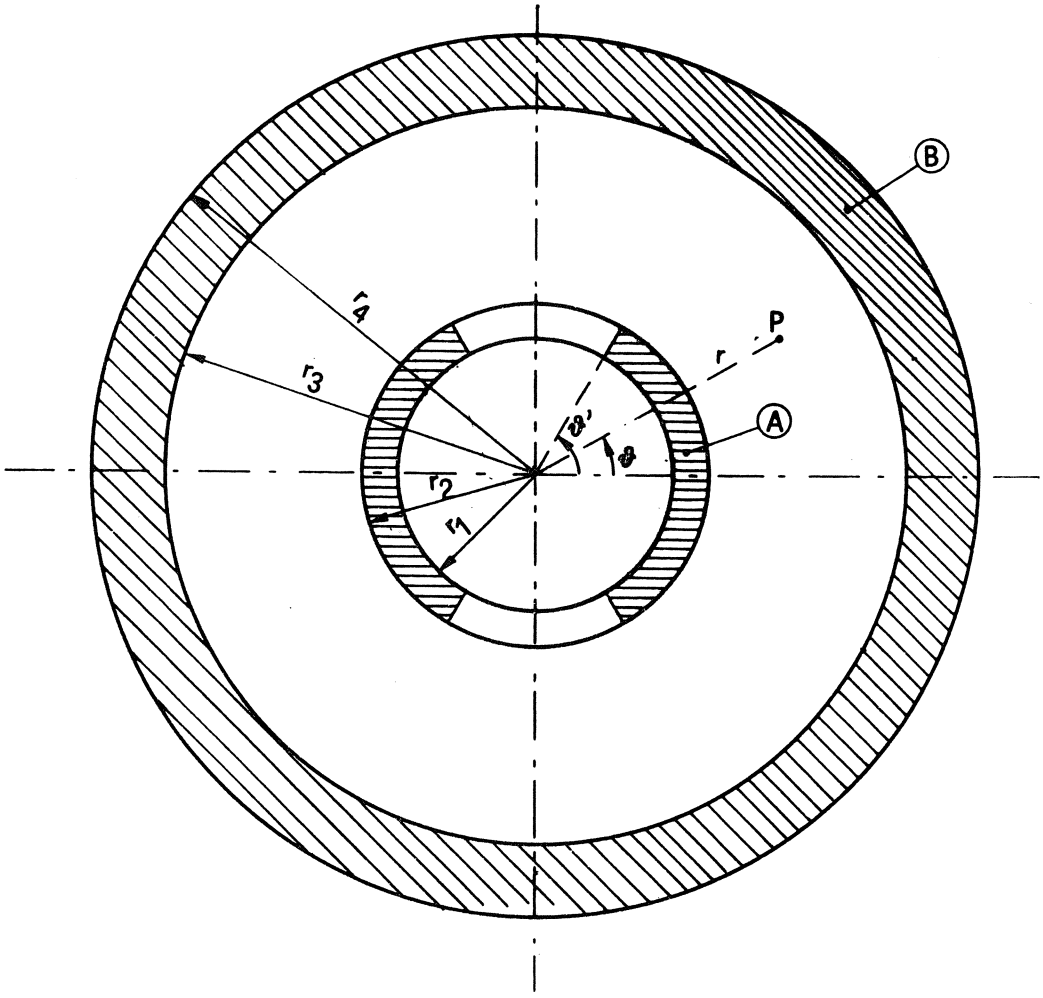


FIG. 2 - Sezione trasversale di un dipolo (A) e di uno schermo ferromagnetico (B) esterno ad esso.

IL CAMPO ELETTROMAGNETICO VICINO A CILINDRI DIELETTRICI IN GUIDA D'ONDA

S. CAORSI*, G. CICCONI*, C. ROSATELLI*

Viene presentata una soluzione esatta, adattabile a calcoli numerici, del campo elettromagnetico diffuso vicino ad un cilindro dielettrico in guida d'onda rettangolare nel caso in cui l'asse del cilindro é parallelo al vettore del campo elettrico incidente. L'espressione del campo diffuso viene data in termini di modi normali della guida d'onda rettangolare e permette una facile determinazione della matrice di diffusione della struttura. La suscettibilitá dielettrica del cilindro diffusore puó essere considerata variabile con legge parabolica lungo il raggio.

L'approssimazione del calcolo numerico, dipendente dall'indice di troncamento della espansione in serie del campo, puó essere stimata dalla condizione unitaria della matrice di diffusione.

Nel caso di cilindri di teflon, aventi diversi diametri, si confrontano i risultati dei calcoli numerici, ottenuti per il cilindro centrato trasversalmente nella guida d'onda, con quelli ottenuti da misure sperimentali, eseguite con diversi tipi di rivelatori, del campo elettrico diffuso lungo l'asse della guida d'onda in banda X.

L'adattamento fra i valori calcolati e quelli misurati si puó considerare soddisfacente in tutta la banda di frequenza considerata, entro uno scarto minore del 10% sia per le ampiezze cosí come per le fasi.

In questo lavoro si presenta una analisi rigorosa della diffusione del campo elettromagnetico da cilindri dielettrici posti in guida d'onda rettangolare, con l'asse parallelo al vettore del campo elettrico incidente. L'espressione del campo diffuso viene data in termini di modi normali della guida d'onda attraverso una espansione in serie, rapidamente convergente nei casi pratici considerati. Questa formulazione permette di eseguire calcoli numerici approssimati troncando la serie ad un termine qualunque. La stima dell'errore di troncamento puó essere ottenuta dalla stima della condizione unitaria della matrice di diffusione.

L'espressione finale del campo viene ottenuta partendo da una espressione, data in coordinate cilindriche, del campo come somma di infinite onde cilindriche diffuse dal cilindro e dalle sue immagini nella forma di una serie di Fourier-Bessel [1]. L'espressione in termini di modi normali nella guida d'onda viene ottenuta usando la rappresentazione integrale di Sommerfeld delle funzioni di Hankel del secondo genere e risulta come segue

$$E = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{v=1}^{\infty}(\pm i)^n B_n \frac{4}{a\beta_{2v-1}} \epsilon_{\gamma_n} \cos\frac{(2v-1)}{a}\pi x e^{-i\beta_{2v-1}[z]} \tag{1}$$

dove

$$\beta_1 = \left(\frac{\omega^2}{c^2} - \frac{\pi^2}{a^2}\right)^{1/2}; \quad \underset{v>1}{\beta v} = -i\left[\left(\frac{v\pi}{a}\right)^2 - \frac{\omega^2}{c^2}\right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\epsilon_{1n} = \cos(n\sin^{-1}\frac{\pi}{ka}); \quad \underset{v>1}{\epsilon_{vn}} = \cos\left[\left(n\frac{\pi}{2}\right) + in\cosh^{-1}\frac{(2v-1)}{ka}\pi\right]$$

Le ampiezze B_n vengono calcolate imponendo le condizioni di continuitá per le componenti tangenziali del campo elettromagnetico lungo il contorno del cilindro, con i campi espressi in coordinate cilindriche sia nella guida sia nel cilindro. Per ottenere la soluzione numerica si deve troncare un sistema di infinite equazioni algebriche lineari secondo l'approssimazione accettata.

Il campo elettromagnetico nel cilindro viene dato con una espansione di Fourier del tipo

* Istituto di Elettrotecnica, Universitá di Genova.

$$E^c(r,\Theta) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n G_n(kr) \cos n\theta \qquad (2)$$

dove le A_n vengono calcolate dalle condizioni al contorno sulla superficie del cilindro e le funzioni $G_n(kr)$ sono soluzioni di una equazione differenziale del tipo di Whittaker che vengono espresse in termini di funzioni ipergeometriche confluenti.

La suscettibilitá dielettricca varia con una legge parabolica del tipo

$$\chi = \epsilon - 1 = 1 - \alpha \frac{r^2}{\rho^2}$$

con

$$0 \leqslant \alpha \leqslant 1.$$

La soluzione (1) é stata verificata in un calcolo numerico, in banda X, per cilindri omogenei, centrati nella sezione trasversale della guida d'onda, per valori di permittivitá compresi fra 2.0 e 2.1 e per un diametro massimo pari alla larghezza della guida d'onda. E' stato calcolato il campo elettrico lungo l'asse della guida d'onda con passi da 1 mm fino a distanze dell'ordine di 3 cm dalla superficie del cilindro, sia nella zona di riflessione sia in quella di trasmissione.

La verifica sperimentale é stata eseguita con misure del campo elettrico lungo l'asse della guida per mezzo di una sonda elettrostatica ed usando rivelatori di tipo diverso, fino a distanze minime dell'ordine di 0.5 mm dalla superficie del cilindro diffusore. Sono stati usati due cilindri di teflon aventi rispettivamente un diametro di 6 e 22.8 mm (larghezza della guida d'onda). Il massimo adattamento fra valori misurati e quelli ottenuti dal calcolo numerico, é stato ottenuto per

$$2.05 < \epsilon < 2.10.$$

Inoltre nel caso del cilindro grande (diametro 22.8 mm), la presenza di una risonanza ad una frequenza di circa 11 GHz, permette la stima della permittivitá dielettrica con una accuratezza maggiore.

Questo lavoro deve essere considerato come il primo stadio dello sviluppo di una ricerca atta alla messa a punto di una tecnica diagnostica di mezzi giromagnetici, giroelettrici ed anisotropi attraverso la misura del campo elettromagnetico vicino.

BIBLIOGRAFIA

[1] N.Okamoto, I. Nishioka and Y. Nakanishi: IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol.MTT–19, 6, 1971, pp.521-527.

DIFFUSIONE DI CAMPI ELETTROMAGNETICI IN STRUTTURE GUIDATE

S.CAORSI*, A.CARISSIMI*, G.CICCONI*

Vengono presentate, in questo lavoro, applicazioni del metodo dell'adattamento per punti e del metodo dei momenti a problemi di diffusione di campi elettromagnetici a microonde da ostacoli o discontinuitá in guida d'onda.

Nel metodo dell'adattamento per punti, la soluzione viene ottimizzata invertendo la matrice del sistema lineare algebrico con il metodo della inversione generalizzata di Moore-Penrose che vale anche per sistemi sovradeterminati ed indeterminati.

L'applicazione del metodo dei momenti, qui proposta, si differenzia da quelle generalmente note perché il campo elettromagnetico viene dato in forma integrale in alcune regioni ed in forma di espansione in serie in altre, con opportuna scelta delle funzioni di base.

Lo scopo del lavoro, in via di sviluppo, é di confrontare, in alcuni casi tipici, il metodo proposto dei momenti con altri, quali ad esempio il metodo dell'adattamento per punti, di cui vengono presentati giá i risultati, per giungere alla definizione di una cifra di merito basata sulle caratteristiche del calcolo numerico e sul confronto con i risultati sperimentali.

Le applicazioni, qui presentate, del metodo dell'adattamento per punti a strutture in guida d'onda rettangolare, si riferiscono al caso del post cilindrico dielettrico con asse parallelo al campo elettrico incidente, di tipo TE_{10}, e quello del corner retto H di cui si possiede una formula nota dal calcolo variazionale di Marcuvitz, verificata sperimentalmente per il coefficiente di riflessione.

E' noto che nei calcoli col metodo dell'adattamento per punti, i sistemi risultanti oltre che mal-condizionati possono essere numericamente singolari, nel senso che la singolaritá dipende dallo zero prescelto, dall'algoritmo e dalla precisione con cui si opera il calcolo. Pertanto il problema consiste nalla inversione di matrici non solo mal-condizionate, ma anche numericamente singolari, dato il legame essenziale fra risoluzione di sistemi e inversione di matrici [1] e nella identificazione di metodi appropriati da adottare.

A tale scopo, il metodo che, in questo lavoro viene scelto é quello della inversione generalizzata secondo Penrose [2] che fornisce la soluzione ottimale, facendola scaturire dalla minimizzazione di una norma, nel senso dei minimi quadrati, anche nel caso di sistemi sovradeterminati ed indeterminati e quindi anche singolari (fig.1). Occorre, infatti, tener presente che nei sistemi lineari algebrici non omogenei che si ottengono, il numero delle incognite dipende dal numero dei termini delle serie troncate del campo e il numero delle equazioni dal numero di punti di adattamento e non esiste, a priori, alcun legame fra gli indici di troncamento e il numero di punti.

Si effettua un confronto, nel caso di matrici quadrate, fra le soluzioni ottenute con il metodo di Penrose e quello classico di eliminazione di Gauss, deducendo che il primo risulta piú potente nel calcolo del corner H per dimensioni della matrice complessa variabile fra 24 x 24 e 72 x 72 (fig.2).

Infine nel caso del corner H, in cui coesistono campi espressi in coordinate cilindriche si é verificato un buon grado di convergenza dei campi, in accordo alla cosí detta ipotesi di Rayleigh per i prolungamenti analitici.

Tuttavia in problemi di diffusione di campi elettromagnetici da discontinuitá o da ostacoli, sia nello spazio libero che in guida, si fa sempre piú uso di una formulazione mediante rappresentazione integrale o integro-differenziale con riduzione matriciale attraverso il metodo dei mo-

* Istituto di Elettrotecnica, Universitá di Genova.

menti [1].

Si vuole qui mettere in evidenza la possibilitá di restringere l'uso di una tale formulazione a regioni dello spazio libero o guidato che presentano caratteristiche di non uniformitá, pur mantenendo invariata la riduzione matriciale tipica del metodo dei momenti.

Si consideri, infatti, il caso di ostacoli o discontinuitá a geometria cilindrica in guida d'onda, come mostrato in fig.3, dove le guide d'ingresso e d'uscita sono le regioni I e III rispettivamente e dove la regione di transizione, in cui é posto l'ostacolo, é la regione II.

Nelle regioni I e III il campo elettromagnetico viene scritto come espansione in serie di automodi mentre nei domini D_1 e D_2 il campo elettromagnetico si scrive come integrale di Green, esteso alla superficie totale, delle distribuzioni delle correnti equivalenti lungo il contorno.

Sinteticamente si puó scrivere:

$$\vec{E}^{I}(\vec{r}) = \vec{E}_i^{I}(\vec{r}) + \sum_{m=1}^{\infty} v_m \vec{E}_m^{I}(\vec{r}) \tag{1}$$

$$\vec{E}_{D_1}(\vec{r}) = j\omega\mu_o \int_{S_{D_1}} G(\vec{r}/\vec{r}')\,\vec{J}(\vec{r}')\,d\vec{r}' + \hat{n}\cdot\nabla\times\int_{S_{D_1}} G(\vec{r}/\vec{r}')\,\vec{M}(\vec{r}')\,d\vec{r}' \tag{2}$$

dove $\vec{E}_i^{I}$ rappresenta il campo elettrico incidente nella regione I, $\vec{E}_m^{I}$ l'automodo riflesso, $G(r/r')$ la funzione di Green per lo spazio libero, $\vec{J}$ e $\vec{M}$ le distribuzioni di corrente elettrica e magnetica equivalente sul contorno del dominio D_1 e $\hat{n}$ la normale alla superficie di D_1.

Scrivendo le distribuzioni di corrente elettrica e magnetica equivalente in termini di funzioni di base di tipo impulsi rettangolari di ampiezza unitaria e larghezza $|\Delta r|$ centrati su un certo numero di punti scelto sul contorno del dominio, e ponendo le condizioni di continuitá delle componenti tangenziali del campo elettromagnetico sulle sezioni di separazione delle diverse regioni e le condizioni al contorno sulle superfici laterali della regione di transizione, si ricava un insieme di relazioni lineari che puó essere espresso sinteticamente nella forma:

$$\sum_{n=1}^{N} a_n \tilde{L}_i(f_{n,i}) = g_i \tag{3}$$

dove:

$f_{n,i}$ rappresentano le funzioni di base che per le regioni I e III sono costituite dagli automodi e per i domini D_1 e D_2 dagli impulsi rettangolari;

$\tilde{L}_i$ sono gli operatori lineari definiti nelle diverse regioni: per le regioni I e III l'operatore é l'unitá mentre per i domini D_1 e D_2 é l'operatore integro-differenziale espresso nella (2);

g_i sono le funzioni note, per le diverse regioni, definite dal campo elettromagnetico incidente e dalle condizioni al contorno.

In questo caso, pur avendo limitato ad alcune regioni dello spazio considerato la formulazione del campo elettromagnetico mediante espressioni integrali, il problema é ricondotto, secondo la relazione (3), ad una riduzione matriciale attraverso il metodo dei momenti con l'uso degli impulsi di Dirac come funzione peso.

Attualmente é in via di sviluppo l'applicazione del metodo, cosí come é stato presentato, a strutture guidate quali il corner H e il cilindro dielettrico con asse parallelo al campo elettrico incidente supposto, per entrambi i casi, di tipo TE_{10}.

Vengono determinate, oltre ai coefficienti di riflessione e di trasmissione, le ampiezze dei modi normali diffusi nelle regioni I e III e delle distribuzioni delle correnti equivalenti sulla super-

ficie di contorno della regione contenente l'ostacolo (caso del cilindro) e della regione di transizione (caso del corner H).

I primi risultati ottenuti sembrano essere in buon accordo con le misure eseguite e mostrano una notevole rapiditá del calcolo.

BIBLIOGRAFIA

[1] A. Korganoff, M. Pavel-Parvu: *Methods de calcul numerique. Tome 2. Elements de Theorie des matrices carrees et rectangles en analyse numerique,* Dunod, Paris 1967.

[2] R. Penrose: Proc. Camb. Phil. Soc. 51, 406-413, (1955).

[3] R.F. Harrington: *Field Computation by Moment Methods,* New York, Macmillan, 1968.

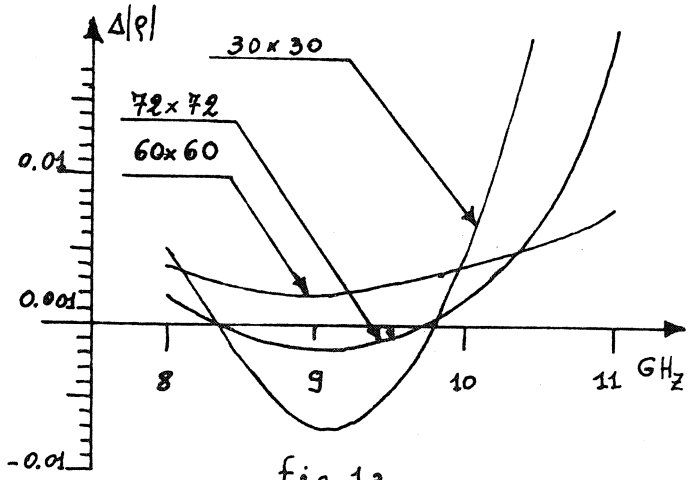


fig. 1a

Scarto fra i valori del coefficiente di riflessione in modulo (cornerH) calcolati con il metodo dell'adattamento per punti, per diverse dimensioni della matrice quadrata complessa, e con il metodo variazionale.

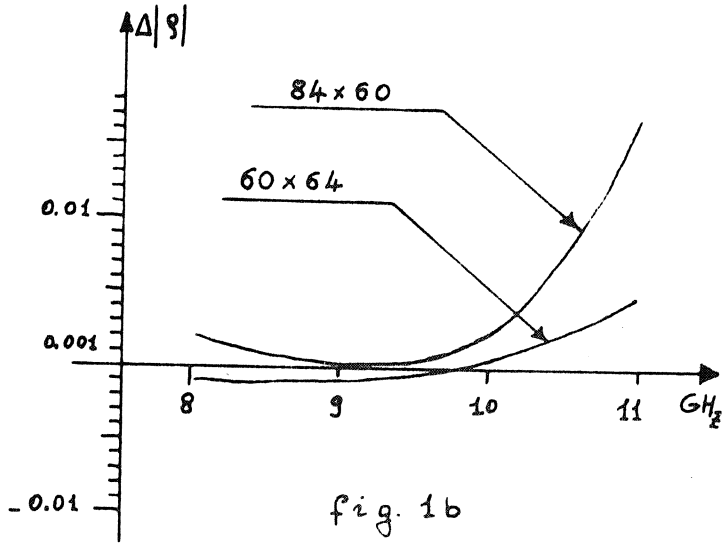


fig. 1b

Scarto fra i valori del coefficiente di riflessione in modulo (cornerH) calcolati con il metodo dell'adattamento per punti, per un sistema sovradeterminato e uno indeterminato, e con il metodo variazionale.

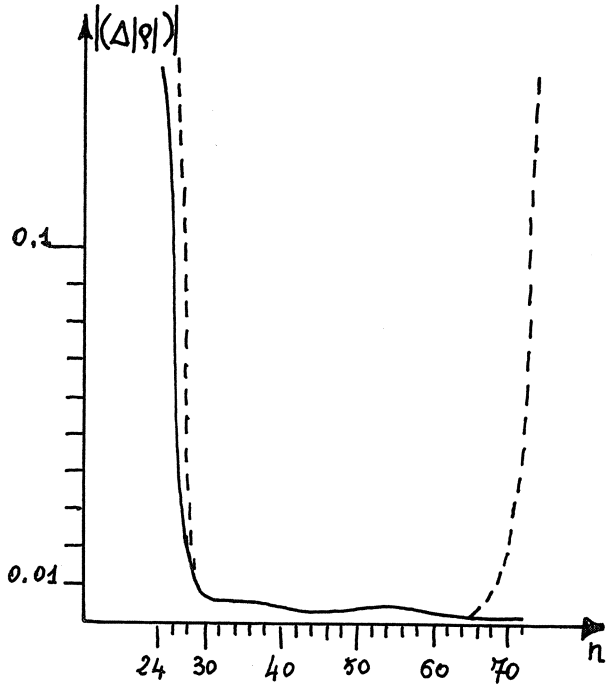


fig. 2

Scarto fra i valori del coefficiente di riflessione in modulo (corner H) calcolati con il metodo dell'adattamento per punti e con il metodo variazionale: la curva continua si riferisce alla inversione ottenuta con il metodo di Penrose e quella tratteggiata con il metodo di Gauss. In ascisse sono riportate le dimensioni della matrice complessa quadrata.

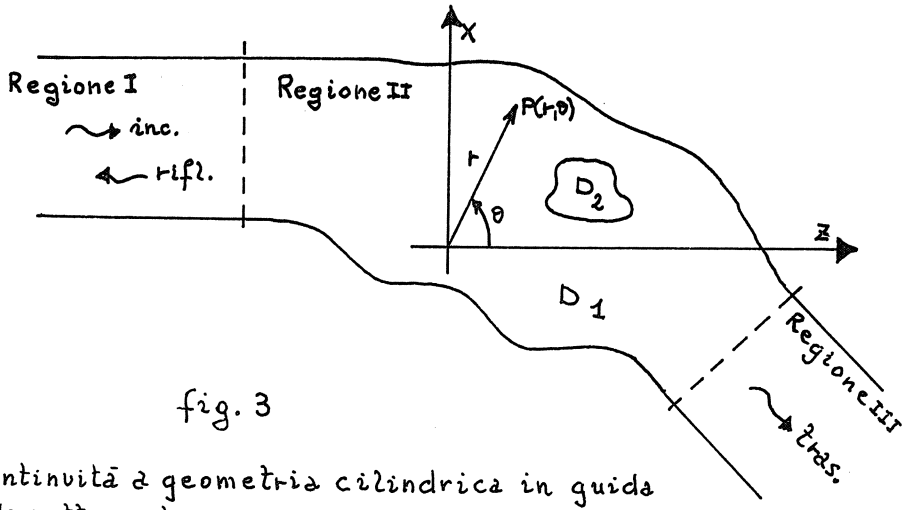


fig. 3

Discontinuità a geometria cilindrica in guida d'onda rettangolare.

UNA SEMPLICE STRUTTURA PERIODICA COMPENSATA PER ACCELERATORI LINEARI DI ELETTRONI

P. ARCIONI*, M. BRESSAN*, G. CONCIAURO*

Viene presentata una struttura compensata atta all'uso in acceleratori lineari per elettroni, la cui semplicitá costruttiva é paragonabile a quella delle guide corrugate comunemente usate in tali tipi di acceleratori. Tale struttura, grazie all'elevata velocitá di gruppo ottenibile, é adatta ad un funzionamento non critico ad onda stazionaria nel modo π, e presenta un'impedenza shunt comparabile con quella degli acceleratori ad onda progressiva.

La struttura d'interazione comunemente usata negli acceleratori lineari per elettroni é la guida circolare caricata da dischi. Tale struttura ha il pregio di una notevole semplicitá costruttiva e, se fatta funzionare ad onda progressiva nel modo $\pi/2$ o $2\pi/3$, permette di ottenere, intorno a 3 GHz, valori di impedenza shunt dell'ordine di $40 \div 50$ MΩ/m con fattori di merito compresi fra 11.000 e 13.000 (acceleratori da 150 MeV dell'N.B.S., da 450 MeV di Frascati, da 2,3 GeV di Orsay, da 2GeV di Kharkov, da 20 GeV di Stanford).

A causa dell'annullarsi della velocitá di gruppo agli estremi della banda passante, una catena di celle periodiche ottenuta da un tronco di tale struttura cortocircuitato agli estremi, presenta un addensamento di frequenze di risonanza intorno a quella del modo π: a causa della conseguente criticitá rispetto a piccoli disaccordi delle singole celle e per il suo cattivo comportamento in transitorio e nei riguardi del "beam-loading", il funzionamento ad onda stazionaria e nel modo π della guida caricata da dischi risulta insoddisfacente (1). D'altro canto l'uso ad onda stazionaria nei modi $\pi/2$ o $2\pi/3$ — per i quali i suddetti inconvenienti non sarebbero piú sentiti a causa dell'elevato valore della velocitá di gruppo — determina il dimezzarsi dell'impedenza shunt rispetto a quella ottenibile nel funzionamento ad onda progressiva (2).

Il notevole interesse del funzionamento ad onda stazionaria per le applicazioni negli acceleratori ad alta energia ha indotto a studiare particolari strutture (compensate) che presentano, come caratteristica peculiare, una velocitá di gruppo non nulla in corrispondenza del modo π, e che permettono quindi di sfruttare l'alta impedenza shunt di questo modo, senza presentare gli svantaggi sopra enumerati a proposito della guida caricata da dischi (1,3).

In questa nota si riferisce su di un nuovo tipo di struttura compensata (fig.1a) la cui semplicitá é paragonabile a quella della guida caricata da dischi. Per illustrarne il funzionamento si riportano nelle figg. 1b,c gli andamenti qualitativi di due possibili campi all'interno della struttura. Le frequenze ω_1 e ω_2 alle quali si hanno questi campi sono in generale diverse e dipendono dalla geometria della cella. Piú in particolare, osservando che in corrispondenza dei piani a-a', b-b' per i due modi sono verificate rispettivamente le condizioni di parete magnetica e di parete elettrica, si deduce che ω_1 e ω_2 coincidono con le frequenze di risonanza dei due modi indicati in fig. 2a,b, che si riferiscono rispettivamente alla cella periodica chiusa da pareti magnetiche (cella a vuoto) e da pareti elettriche (cella in cortocircuito). Entrambi i campi mostrati in fig. 1 hanno la periodicitá del modo π sicché, se ω_1 e ω_2 sono diverse, essi corrispondono a due distinti modi di Floquet (le cui curve di dispersione sono qualitativamente indicate a tratto pieno in fig. 2c) all'estremo delle rispettive bande passanti.

---

* Istituto di Elettronica, Universitá di Pavia.

E' stato mostrato (4) che, se la cella é dimensionata in maniera tale da realizzare la condizione $\omega_1 = \omega_2$ (degenerazione dei modi di fig. 1b,c e confluenza delle due bande passanti in una unica banda), la velocitá di gruppo in corrispondenza di $\beta L = \pi$ é data da:

$$v_g = \pm \left| \int_S \bar{E}_o \cdot \bar{H}_s \cdot \bar{u}_z \, ds \right| (U_o U_s)^{-1/2} \, L/4$$

dove:

L = passo della struttura

S = superficie totale delle aperture di comunicazione fra una cella e la successiva (nel nostro caso la superficie delle fenditure circumferenziali e del foro centrale)

$\bar{E}_o$, U_o = campo elettrico ed energia del modo risonante della cella a vuoto

$\bar{H}_s$, U_s = campo magnetico ed energia del modo risonante della cella in cortocircuito

$\bar{u}_z$ = versore orientato secondo l'asse della struttura (asse z).

Considerando l'andamento dei campi si deduce che sulle fenditure circumferenziali l'integrale nella suddetta formula differisce da zero, sicché, nel caso particolare, considerato, la velocitá di gruppo in corrispondenza del modo π non si annulla (curve tratteggiate in fig.2c). Per una struttura molto simile a quella da noi considerata valutazioni analitiche (5) hanno mostrato che é possibile ottenere valori elevati di velocitá di gruppo.

La cella periodica della struttura da noi realizzata é stata dimensionata in maniera da funzionare nel modo π alla frequenza di 2,8 GHz con velocitá di fase pari a quella della luce nel vuoto ($L = \lambda/2$). L'angolo di apertura delle tre fenditure é di 110° ed esse sono simmetricamente disposte a 120°sulla periferia dei dischi. I "nasi" conici hanno una lunghezza tale da rendere trascurabile l'accoppiamento attraverso i fori di passaggio del fascio, e hanno un effetto positivo per quanto riguarda l'impedenza shunt, poiché danno luogo ad una concentrazione del campo elettrico assiale intorno alla traiettoria delle particelle. Le dimensioni dei nasi e le aperture circolari dei diaframmi anulari sono state aggiustate sperimentalmente fino ad ottenere l'uguaglianza tra le frequenze ω_1 e ω_2. Le misure conclusive sono state eseguite su una struttura in rame costituita da elementi del tipo mostrato in fig.3a e comprendente sette celle periodiche piú due mezze celle terminate da due piani di cortocircuito. Cosí facendo i piani terminali risultano posizionati in corrispondenza di una parete elettrica per il modo di fig. 1b e di una parete magnetica per il modo di fig. 1c: per questa ragione alimentando la catena di risuonatori alla frequenza $\omega_1 = \omega_2$, viene eccitato effettivamente il campo di fig. 1b, mentre il campo di fig. 1c, che non soddisfa alle condizioni al contorno sulle pareti terminali, non viene eccitato.

Il diagramma di dispersione ricavato sperimentalmente é quello mostrato in fig. 3b: esso permette di calcolare in corrispondenza del modo π una velocitá di gruppo pari a 0,33c.

Il valore ottenuto per il fattore di merito é di circa 11.000. Il valore dell'impedenza shunt, ottenuto applicando tecniche perturbazionali di tipo convenzionale é risultato pari a 33,2 MΩ/m. La distribuzione della componente assiale del campo elettrico lungo l'asse di una cella é quella mostrata in fig. 3c, ed é risultata praticamente identica per ogni cella.

Il valore del fattore di merito é quello tipico della guida caricata da dischi. Il valore dell'impedenza shunt é maggiore di quello ottenibile per quel tipo di struttura nel funzionamento ad onda stazionaria nel modo $\pi/2$ o $2\pi/3$ (20÷25 MΩ/m) e prossimo a quello ottenibile nel funzionamento ad onda progressiva.

BIBLIOGRAFIA

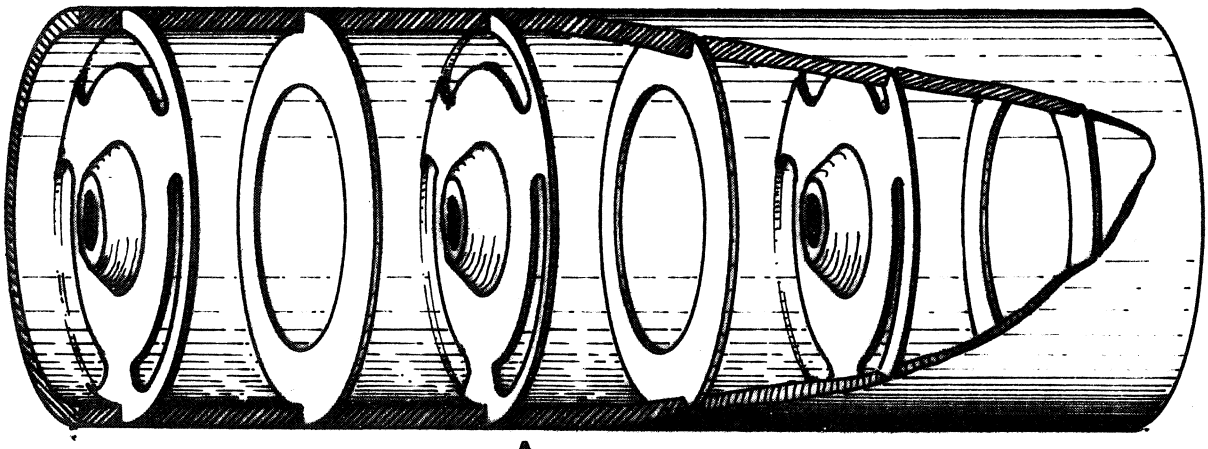
[1] P.M. Lapostolle, A.L.Septier: *Linear Accelerators,* North-Holland Publishing Company – Amsterdam 1970, pag.70.

[2] IBID., pag. 654.

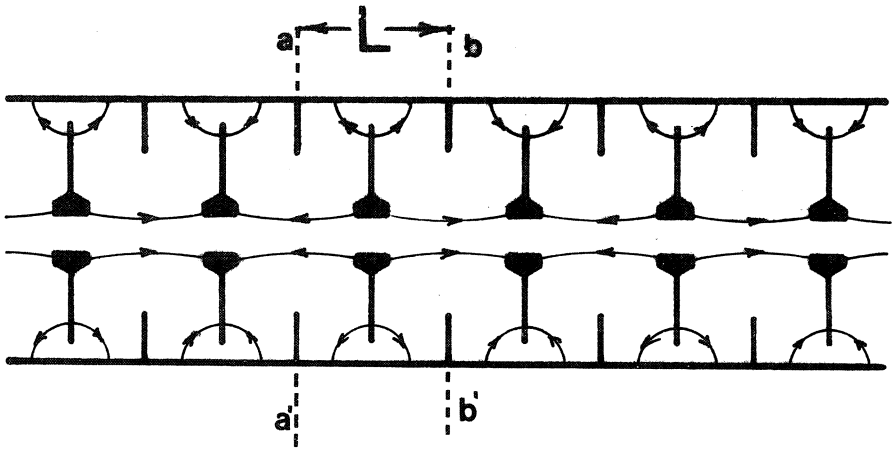
[3] IBID., pag. 665.

[4] G. Conciauro: *Group Velocity of Degenerate Modes Propagating in Lossless Periodic Structures,* Alta Freq., Vol. XLIII, n.12, Sept. 1974, pag.998-664 E.

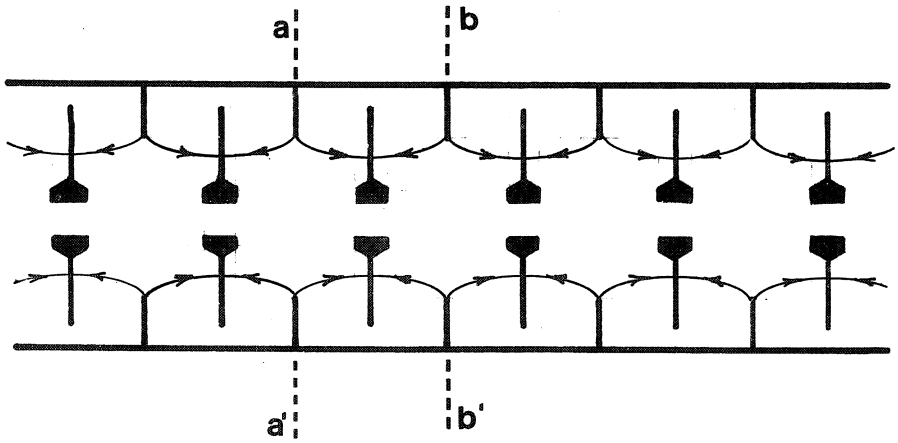
[5] P. Arcioni, G. Conciauro, L. Zanforlin: *Confluence at π-Mode in a Simple Slot-Coupled Cavity Chain,* Ist. di Elettronica dell'Universitá di Pavia, RI-74/03, Luglio 1974.



A



B



C

Fig. 1

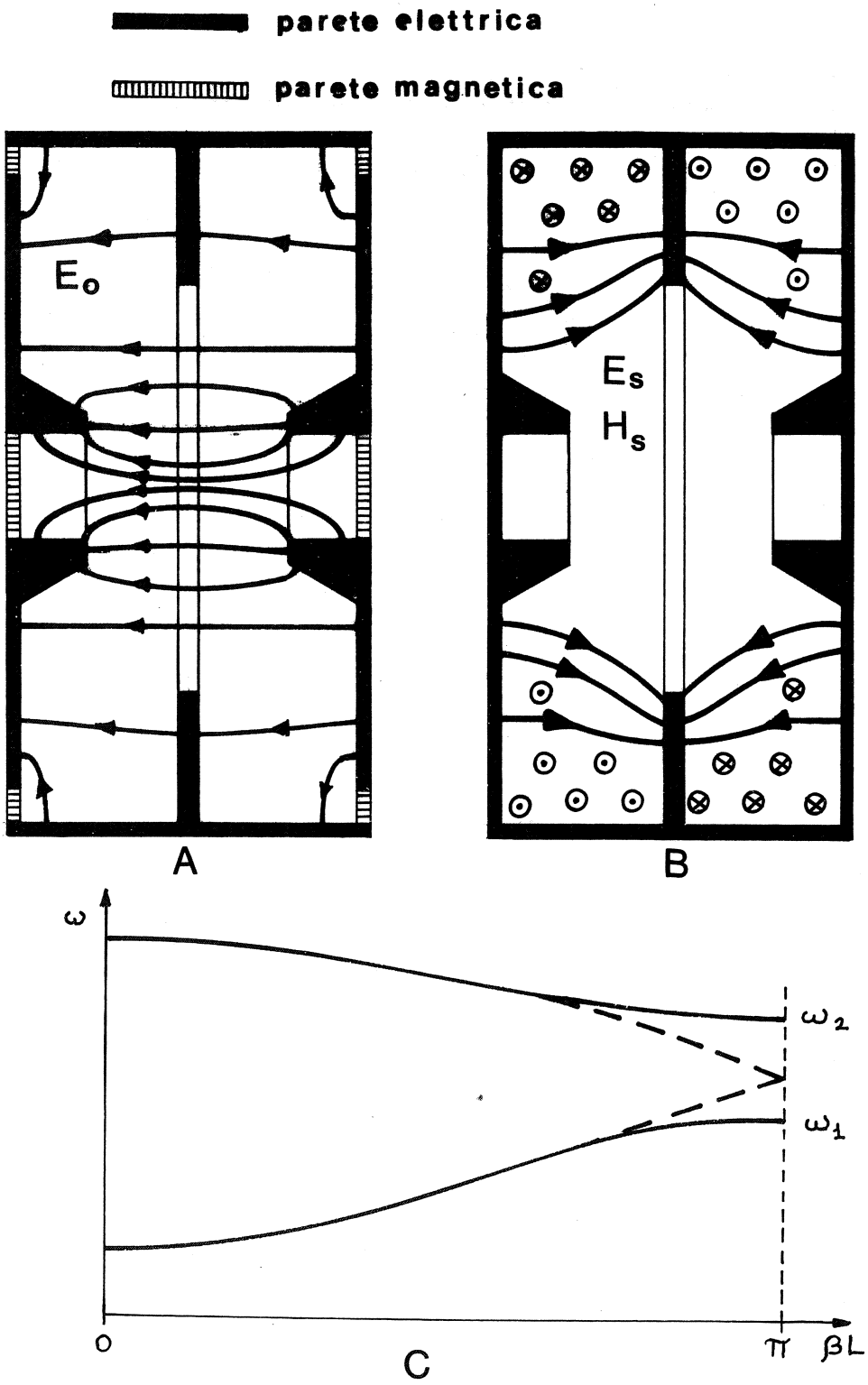


Fig. 2- a,b) Modi risonanti a vuoto e in cortocircuito. c) Curve di dispersione per $\omega_1 \neq \omega_2$ e per $\omega_1 = \omega_2$.

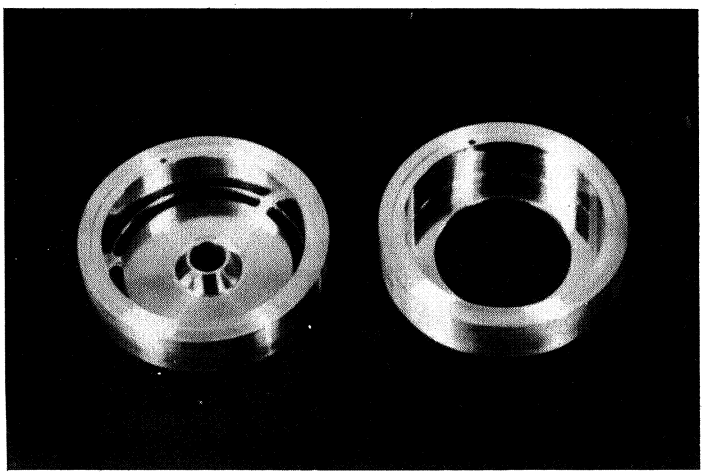


Fig. 3-a) Due elementi costitutivi di una cella.

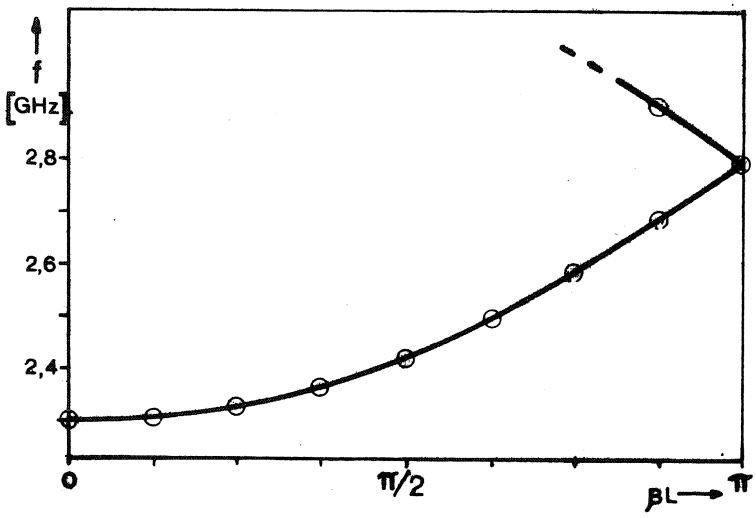


Fig. 3-b) Diagramma di dispersione. I punti sperimentali sono ottenuti misurando le frequenze di risonanza di una catena di cavità lunga otto passi

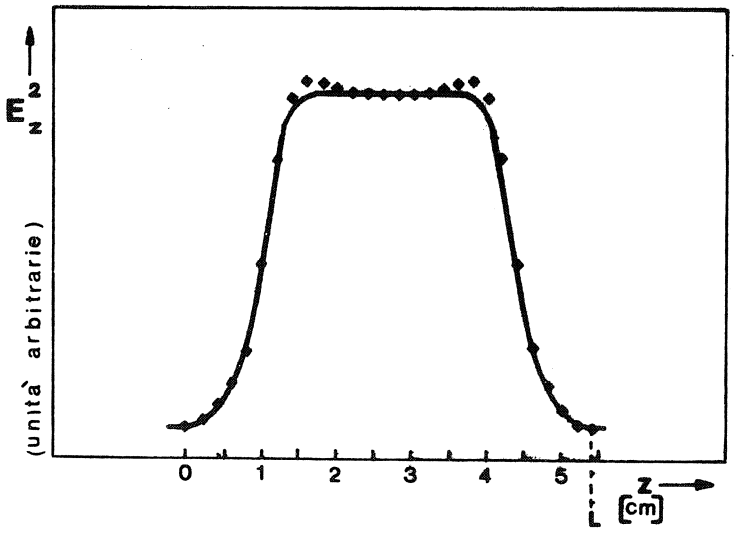


Fig. 3-c) Distribuzione del quadrato del campo elettrico lungo l'asse.

PRODUZIONE DI MICROONDE CON FASCI DI ELETTRONI RELATIVISTICI

G. BRAUTTI*, T. CLAUSER*, A. RAINO'*, V. STAGNO*

La radiazione di sincrotrone in campi magnetici periodici é stata da tempo proposta quale sorgente accordabile di radiazione elettromagnetica, in un vasto intervallo di frequenze. Il gruppo di ricerca é attualmente impegnato nello studio di questo meccanismo per generare fasci intensi di microonde, accordabili in frequenza, utilizzando l'acceleratore di fasci intensi di elettroni costruito presso l'Istituto di Fisica di Lecce.

Le problematiche finora affrontate sono lo spostamento di frequenza dovuto alla propagazione non libera delle onde prodotte, e l'interpretazione della radiazione stimolata di sincrotrone mediante le teorie dell'elettromagnetismo classico, anche in vista di un paragone con la teoria quantistica esistente.

Lo studio attuale é rivolto alla possibilitá di produrre microonde millimetriche col meccanismo proposto da Motz (1,2) e perfezionato da Madey e coll. (3). Un fascio di elettroni relativistici viene inviato in un campo magnetico spazialmente periodico (fig.1). Nel sistema che trasla lungo X con la velocitá media del fascio, il moto degli elettroni é quasi sinusoidale. Per effetto delle trasformazioni relativistiche, la lunghezza d'onda della radiazione nel sistema del laboratorio é data da $\lambda=\lambda_0(1-\beta)/\beta$, essendo $\beta=v/c$, v velocitá degli elettroni, e λ_0 il periodo del campo magnetico. La formula data vale solo nel caso di propagazione libera dell'onda elettromagnetica prodotta. Si dimostra pertanto che é possibile avere radiazione stimolata (3), e pertanto il dispositivo é utilizzabile come amplificatore, anche di grande potenza.

DISPOSITIVO SPERIMENTALE IN PROGETTO

Il dispositivo sperimentale progettato dal nostro gruppo intende utilizzare l'acceleratore di elettroni ad alta intensitá dell'Istituto di Fisica di Lecce (4,5). Esso ha raggiunto finora correnti da 5a 16 KA, con energia fino a 700 KeV, impulsi di 10-20 ns. Il fascio, prodotto da un diodo ad emissione di campo, si propaga nella guida d'onda che costituisce anche la camera a vuoto (fig.2), ed é inserita nella struttura magnetica precedentemente descritta. Questa svolge anche una funzione focalizzante sul fascio (6). La radiazione prodotta viene irradiata da un'antenna a tromba. Viene quindi captata da un'analoga antenna, e l'uscita rivelata da un diodo viene osservata mediante oscillografo rapido.

LIMITAZIONI IMPOSTE DALLA GUIDA D'ONDA

La guida d'onda é limitata in altezza (direzione Z) dalla necessitá di far penetrare il campo magnetico fino all'asse del fascio.

Pertanto tenuto conto che i modi eccitabili nella guida hanno E in direzione Y, esiste una limitazione pratica fra λ_c (lunghezza d'onda di taglio) ed il periodo magnetico λ_0. La lunghezza d'onda emessa ottenibile non é quella relativa alla propagazione libera, ma é data dall'equazione

* Istituto di Fisica, Universitá di Bari.

$$\frac{\lambda}{\lambda_o} = \left[\left(\frac{\beta}{1-\beta}\right)^2 - \left(\frac{\lambda_o}{\lambda_c}\right)^2\right]^{-1/2}$$

Dall'analisi diretta dell'equazione si vede che per energie insufficienti degli elettroni, ossia per

$$\beta < \frac{\lambda_o/\lambda_c}{1+\lambda_o/\lambda_c}$$

non si produce radiazione capace di propagarsi nella guida.

ULTERIORI SVILUPPI

Viene attualmente studiata la possibilitá di sfruttare una guida tipo 'H', accoppiando l'eccitazione elettronica all'onda evanescente del modo TM (fig.3). Si ha la possibilitá di avere velocitá di fase inferiore a quella della luce anche per una guida finita. Questo fa prevedere la possibilitá di coprire le frequenze fino all'infrarosso con energie modeste degli elettroni.

BIBLIOGRAFIA

[1] H. Motz: J. of Appl. Phys., 22(1951), 527

[2] H. Motz: J. of Appl. Phys., 24(1953), 826

[3] L.R. Elias, W.M.Fairbank, J.M.J. Madey, H.A. Schwettman and T.I. Smith: *Observation of Stimulated Emission of Radiation by Relativistic Electrons in a Spatially Periodic Transverse Magnetic Field,* Phys. Rev. Lett., 36(1976), 717.

[4] I. Boscolo, G. Brautti, M. Leo, A. Luches: *Un acceleratore di elettroni del tipo a trasformatore di Tesla,* VUOTO, Scienza e Tecnologia, 84(1975), 165.

[5] I. Boscolo, G. Brautti, R. Coisson, M. Leo and A. Luches: *Tesla transformer accelerator for the production of intense relativistic electron beams,* Rev. Sc. Instrum., 46(1975), 1535.

[6] G. Brautti and V. Stagno: *On the insertion of a spatially transverse magnetic field in a electron storage ring,* Nucl. Instr. Meth., 135(1976), 393.

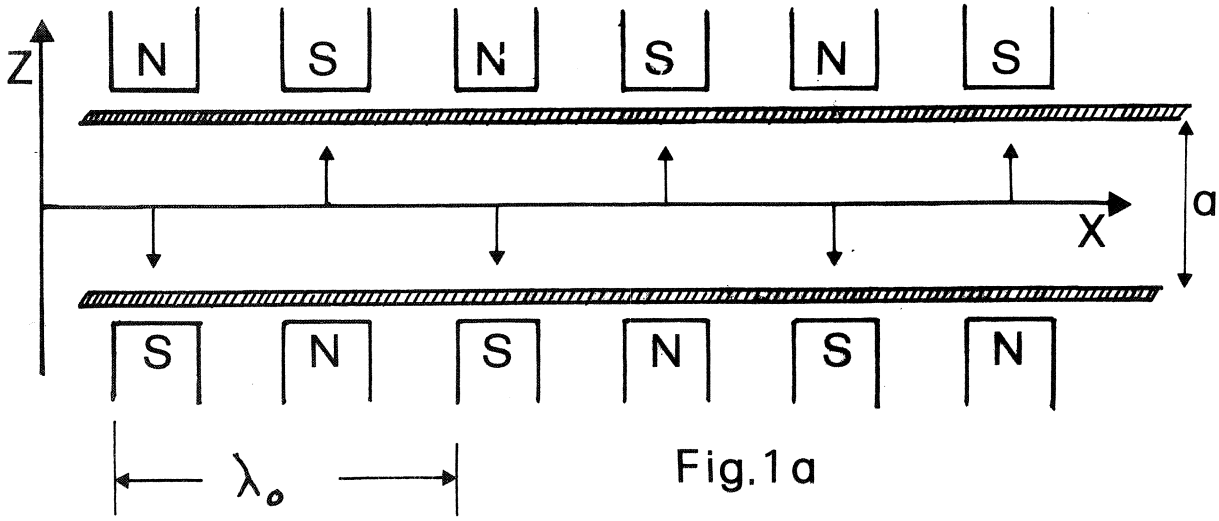


Fig. 1a

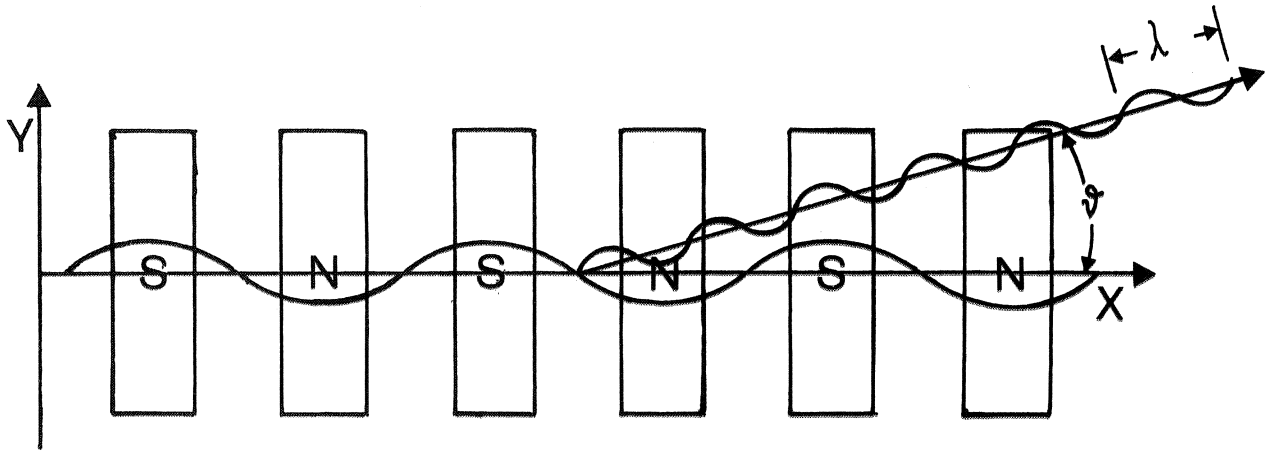


Fig. 1 b

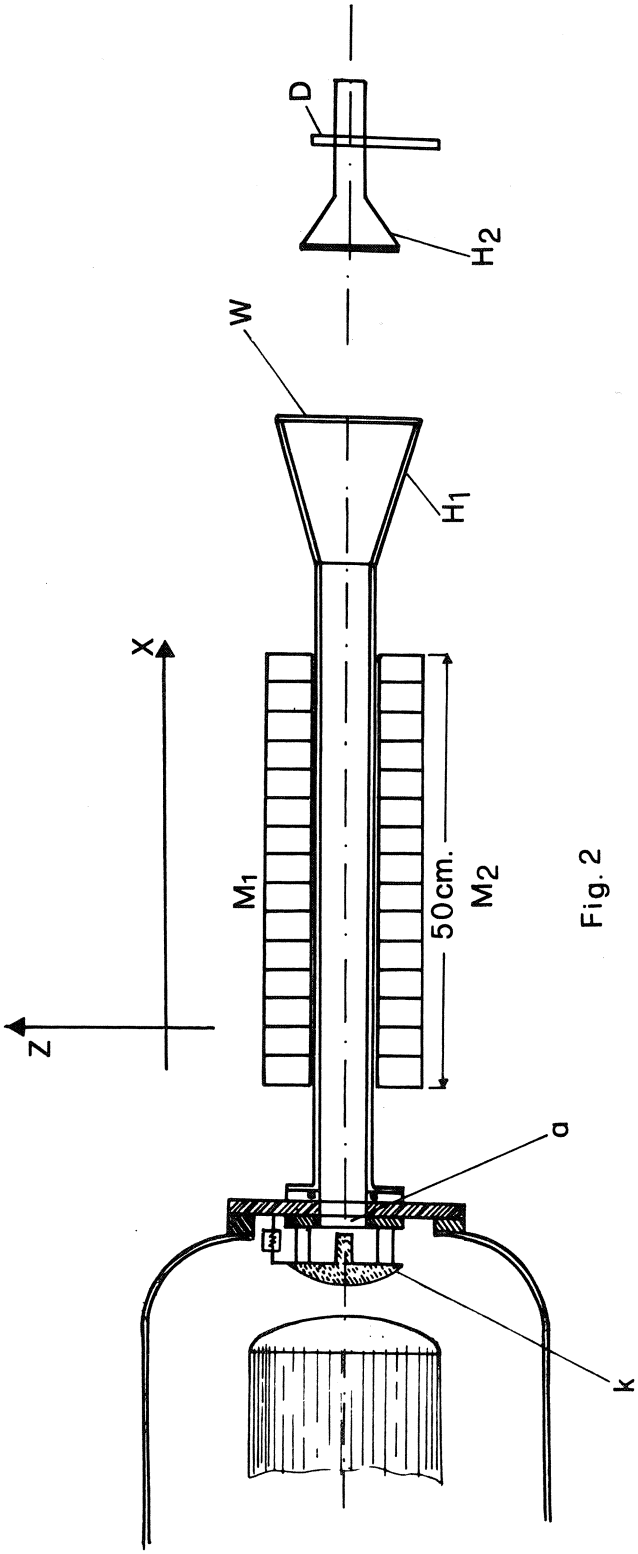


Fig. 2

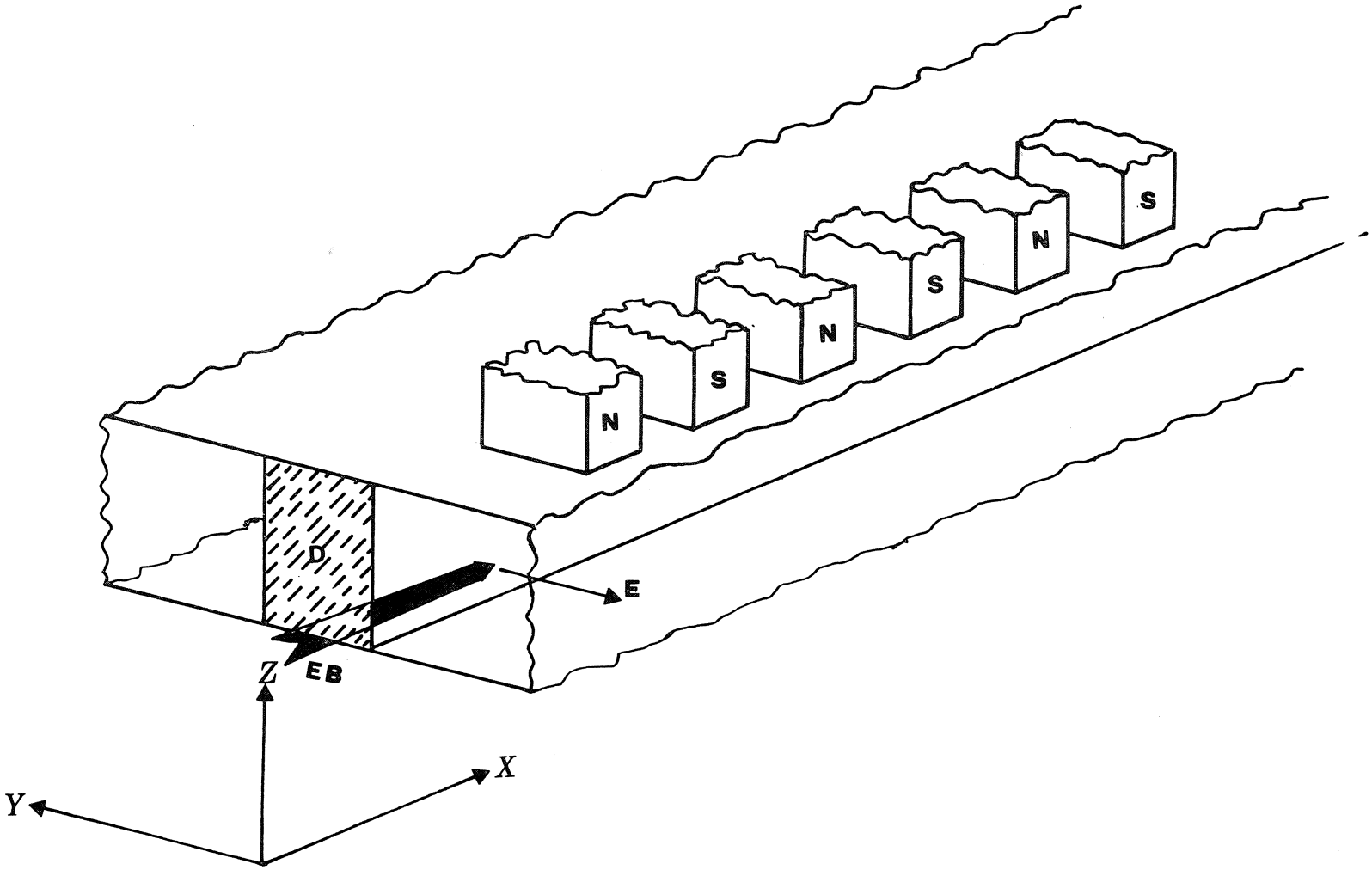


Fig. 3

SCHERMAGGIO ELETTROMAGNETICO CON MATERIALI VARII

G.FRANCESCHETTI*, F.SOLLAZZO*

Si esamina l'attenuazione prodotta da schermi conduttivi, dielettrici e magnetici su campi esterni imponendo opportune condizioni al contorno. Si dimostra che é possibile caratterizzare ognuno dei casi precedenti mediante un coefficiente di schermaggio.

Sovrapposizioni di diversi schermi permettono miglioramenti dell'attenuazione legati dal semplice prodotto dei relativi coefficienti di schermaggio.

1. – INTRODUZIONE

Si consideri un volume V racchiuso da una parete di permittivitá $\epsilon_0 \epsilon$, permeabilitá $\mu_0 \mu$, conduttivitá σ; nella parete saranno eventualmente presenti aperture e giunzioni. Il volume sia immerso in un campo statico elettrico o magnetico oppure in un campo elettromagnetico sinusoidale o impulsivo che si suppone noto in assenza della parete.

Il problema dello schermaggio elettromagnetico consiste nel calcolo del nuovo campo all'interno del volume, nella identificazione e definizione di parametri e coefficienti atti a giudicare dell'effetto della parete, nella codificazione di norme e procedimenti di misura.

Vari sono gli effetti nocivi originati dai campi elettromagnetici: effetti termici su tessuti biologici in genere non reversibili se l'intensitá del campo é sufficientemente elevata; effetti non termici, di tipo comportamentale possono essere sostenuti da campi, anche statici, anche di livello molto modesto; interferenze tra vari sistemi di trasmissione od elaborazione della informazione possono abbassare notevolmente la qualitá di un collegamento radio o di un sistema di calcolo; impulsi elettromagnetici di opportuna intensitá, i piú deboli dovuti a scariche atmosferiche, i piú elevati ad esplosioni nucleari possono mettere fuori uso temporaneo o permanente apparati elettrici di trasmissione e controllo.

Nella definizione generale dianzi data il problema é troppo complesso perché ad esso possa essere data una soluzione generale; é quindi necessario schematizzare i casi reali in modo da ottenere soluzioni soddisfacenti.

Una prima semplificazione si ha considerando il tipo di campo incidente rispetto alle dimensioni del volume schermato (cavitá o camera): se la variazione del campo incidente avviene in un periodo caratteristico T tale che

$$c\,T \gg d \tag{1}$$

dove d é una dimensione caratteristica della cavitá e c é la velocitá del segnale elettromagnetico (per schermaggio in aria, come é generalmente il caso, $c=3 \cdot 10$ m/s) si parla di schermaggio a campi quasi statici; tale tipo é stato largamente studiato [1], [2], [3], [8], [11], [12], anche in termini di circuiti equivalenti [9], [10].

Se la disuguaglianza (I) si inverte si parla di schermaggio a campi dinamici, impulsivo se il campo incidente é impulsivo [6,7] a radiofrequenza se é sinoidale a regime nel qual caso é uso considerarlo come un'onda piana incidente sull'ostacolo [4], [5]. Anche le norme esistenti in materia [13], che riguardano lastre piane, prevedono procedimenti di misura differenti per ciascuno dei casi illustrati.

* Istituto Elettrotecnico, Universitá di Napoli.

Fori e giunzioni si suppongono inizialmente assenti; trovati i campi sulla superficie dello schermo si tiene conto della presenza dei fori e delle giunzioni con tecniche di approssimazione giustificate dalla considerazione che tali aperture, in uno schermaggio efficiente, devono modificare poco il campo all'interno della cavitá.

2.1 — Campo incidente elettrico. Schermo conduttivo.

Il problema piú semplice é quello di una cavitá sferica immersa in un campo incidente elettrico E_o con uno schermo di conduttivitá $\sigma \gg \omega\epsilon_o$ dove ω é la pulsazione del campo incidente.

L'approccio classico al problema trascura il campo magnetico prodotto dalle correnti elettriche indotte sullo schermo, introduce il potenziale elettrostatico ϕ_i all'interno, ϕ_e all'esterno, ϕ_s nel corpo dello schermo, ciascuno soddisfacenti l'equazione di Laplace e tali che:

$$\phi_i(0) \neq \infty, \quad \phi_e(r \to \infty) \to \phi_o \tag{2}$$

Le condizioni al contorno sono:

$$\nabla_t\phi_i(r_1) = \nabla_t\phi_s(r_1) \qquad \nabla_t\phi_s(r_2) = \nabla_t\phi_e(r_2), \tag{3}$$

(continuitá delle componenti tangenziali del campo elettrico)

$$\epsilon_o \frac{\partial\phi_i}{\partial r}\Big|_{r_1} = \frac{\sigma}{j\omega}\frac{\partial\phi_s}{\partial r}\Big|_{r_1}, \qquad \epsilon_o \frac{\partial\phi_e}{\partial r}\Big|_{r_2} = \frac{\sigma}{j\omega}\frac{\partial\phi_s}{\partial r}\Big|_{r_2} \tag{4}$$

(continuitá delle componenti normali dell'induzione elettrica).

Tale procedura puó diventare molto lunga per geometrie piú complicate o per schermaggi con piú materiali; sembra pertanto opportuno sviluppare delle condizioni al contorno approssimate che semplifichino l'ottenimento delle soluzioni.

Poiché nei casi pratici la conducibilitá dello schermo é molto elevata e lo spessore $\Delta = r_2 - r_1$ molto piccolo, pare ragionevole proporre come condizioni approssimate al contorno le seguenti:

$$\nabla_t\phi_i(r_m) = \nabla_t\phi_e(r_m) \tag{5}$$

$$r_m = \frac{r_1 + r_2}{2}$$

(continuitá del campo elettrico tangenziale attraverso lo schermo, del quale viene quindi trascurato lo spessore)

$$\epsilon_o \frac{\partial\phi_e}{\partial r}\Big|_{r_m} - \epsilon_o \frac{\partial\phi_i}{\partial r}\Big|_{r_m} = -\rho\Delta \tag{6}$$

(discontinuitá della componente normale della induzione elettrica dovuta alla densitá di carica ρ_s nel corpo dello schermo; carica che viene "condensata" in una carica elettrica superficiale equivalente di densitá $\rho\Delta$).

D'altra parte la densitá di carica elettrica ρ é legata alla presenza di una densitá di corrente sostenuta dal campo elettrico $\underline{E}_t(r_m)$:

$$\nabla_t \cdot \underline{J} + j\omega\rho = 0 \tag{7}$$

$$\underline{J} = \sigma\underline{E}_t(r_m) = -\sigma\nabla_t\phi_i(r_m) = -\sigma\nabla_t\phi_2(r_m) \tag{8}$$

Combinando le (6), (7), (8) la seconda condizione al contorno diventa:

$$\frac{\partial \phi_e}{\partial r}\Big|_{r_m} - \frac{\partial \phi_i}{\partial r}\Big|_{r_m} = \frac{\sigma\Delta}{j\omega\epsilon_o} \nabla_t \cdot \underline{E}_t(r_m) \tag{9}$$

Le (5) e (9) sostituiscono le (3) (4); viene pertanto naturale introdurre il "coefficiente di schermaggio"

$$\xi_e = \frac{\sigma\Delta}{j\omega\epsilon_o a} = \epsilon_c \frac{\Delta}{a}, \tag{10}$$

dove a ha le dimensioni di una lunghezza e dipende solo dalla geometria del sistema, ed ϵ_c é la costante dielettrica relativa equivalente del materiale conduttore.

Lo schermaggio elettrico risulterá efficace fin quando:

$$\sigma\Delta\zeta_o \gg 2\pi\frac{a}{\lambda}, \quad \zeta_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} \tag{11}$$

2.2 — Campo incidente magnetico. Schermo conduttivo

Si considera ora il caso in cui il campo applicato é un campo magnetico quasi statico H_o di pulsazione ω ed incide su uno schermo conduttore di conducibilitá σ. Il problema é suscettibile di soluzione semplice se si trascura il campo elettrico associato a quello magnetico tranne che sullo schermo stesso. Si puó così ancora introdurre un potenziale magnetico, ψ_i nell'interno e ψ_e all'esterno dello schermo, ciascuno soddisfacente l'equazione di Laplace e tali che

$$\psi_e(r\to\infty) = \psi_o \qquad \psi_i(r\to 0) \neq \infty \tag{12}$$

Le condizioni al contorno all'ascissa r_m sono date da:

$$\frac{\partial \psi_i}{\partial r}\Big|_{r_m} = \frac{\partial \psi_e}{\partial r}\Big|_{r_m}, \tag{13}$$

(continuitá dell'induzione magnetica)

$$\underline{i}_r \times (\nabla_t\psi_i - \nabla_t\psi_e)_{r_m} = \underline{J}\Delta \tag{14}$$

(discontinuitá della componente tangente del campo magnetico, con la densitá di corrente "concentrata" in una corrente lineare equivalente $\underline{J}\Delta$).

D'altra parte se si considera un circuito chiuso lungo una linea di corrente sullo schermo si ha:

$$\frac{1}{\sigma}\oint \underline{J}\cdot\underline{dl} = j\omega\mu_o \iint_S \nabla_t\psi_i \cdot \underline{n}\,dS \tag{15}$$

dove S é una superficie che si appoggia al circuito considerato, $\underline{n}$ il suo versore normale. Combinando le (14) e (15) si ha:

$$i_r \times (\nabla_t\psi_i - \nabla_t\psi_e)_{r_m} = j\omega\mu_o\sigma\Delta \frac{\iint_S \nabla_t\psi_i \cdot \underline{n}\,dS}{\oint \underline{J}\cdot\underline{dl}} \tag{16}$$

Risulta quindi naturale introdurre il parametro

$$\xi_m = j\omega\mu_o \sigma\Delta a \tag{17}$$

dove a ha le dimensioni di una lunghezza e dipende solo dalla geometria del sistema.

Tale schermaggio risulterá efficace fin quando

$$\sigma\Delta\zeta_o \gg \frac{1}{2\pi}\frac{\lambda}{a} \tag{18}$$

2.3 — Campo incidente magnetico. Schermo magnetico

Detto ψ il potenziale magnetico, con

$$\underline{H} = -\nabla\psi, \qquad \underline{H}_o = -\nabla\psi_o, \qquad \psi_o = H_o r\cos\vartheta \tag{19}$$

la continuitá della componente normale della induzione porge:

$$\frac{\partial\psi_e}{\partial r}\Big|_{r_2} = \mu\frac{\partial\psi_s}{\partial r}\Big|_{r_2}; \qquad \frac{\partial\psi_i}{\partial r}\Big|_{r_1} = \mu\frac{\partial\psi_s}{\partial r}\Big|_{r_1} \tag{20}$$

Se $\mu \gg 1$, come é senz'altro desiderabile per avere uno schermaggio apprezzabile, le (20) si semplificano in

$$\frac{\partial\psi_s}{\partial r}\Big|_{r_1} = \frac{\partial\psi_s}{\partial r}\Big|_{r_2} = 0 \tag{21}$$

Anche in questo caso é opportuno avere a disposizione condizioni al contorno approssimate; considerazioni analoghe a quelle della sez. 2.1 suggeriscono le seguenti:

$$\underline{H}_t(r_m) = -\nabla_t\psi_i(r_m) = -\nabla_t\psi_e(r_m) \tag{22}$$

$$\mu_o\frac{\partial\psi_e}{\partial r}\Big|_{r_m} - \mu_o\frac{\partial\psi_i}{\partial r}\Big|_{r_m} = \rho_m\Delta \tag{23}$$

D'altra parte la densitá di carica magnetica ρ_m é legata al campo magnetico sullo schermo dalla relazione:

$$\mu_o\mu\nabla_t \cdot \underline{H}_t(r_m) = \rho_m \tag{24}$$

Confrontando le (23) (24) si ha la condizione definitiva:

$$\frac{\partial\psi_e}{\partial r}\Big|_{r_m} - \frac{\partial\psi_i}{\partial r}\Big|_{r_m} = \mu\Delta\nabla_t \cdot \underline{H}_t(r_m) \tag{25}$$

dal cui esame risulta che il coefficiente di schermaggio da introdurre in tal caso é:

$$\xi'_m = \frac{\mu\Delta}{a} \tag{26}$$

Tale schermaggio risulterá efficace fin quando

$$\mu\Delta \gg a \tag{27}$$

relazione nella quale la frequenza compare implicitamente perché $\mu = \mu(\omega)$.

2.4 — Campo incidente elettrico. Schermo elettrico.

Con trattazione duale della precedente tale schermaggio risulta caratterizzato dal coefficiente

$$\xi_e = \epsilon \frac{\Delta}{a} \qquad \epsilon = \epsilon(\omega) \tag{28}$$

e risulterá efficace per:

$$\epsilon\Delta \gg a. \tag{29}$$

Dalle (11), (18), (26), (28) risulta anche che uno schermaggio efficace é possibile solo per volumi limitati.

3. – ESEMPII E VALORI NUMERICI

3.1 — Campo elettrico.

Per uno schermo sferico di raggio medio a e conduttivitá σ si ha:

$$\frac{E_i}{E_o} = -\frac{1}{1+\frac{\sigma\Delta}{j\omega\epsilon_o}\frac{2}{3a}} = -\frac{1}{1+\frac{2}{3}\xi_e} \tag{30}$$

Per uno schermo cilindrico circolare indefinito di raggio medio a e conduttivitá σ:

$$\frac{E_i}{E_o} = -\frac{1}{1+\frac{\sigma\Delta}{j\omega\epsilon_o}\frac{2}{2a}} = -\frac{1}{1+\frac{2}{2}\xi_e} \tag{31}$$

Per uno sferoide prolato di equazione $u = u_o$, diametro maggiore medio 2a, diametro minore 2b:

$$\frac{E_i}{E_o} = -\frac{1}{1+\frac{\sigma\Delta}{j\omega\epsilon_o}\frac{\cosh u_o \operatorname{senh}^3 u_o}{\sqrt{a^2-b^2}(\operatorname{senh}^2 u_o + \cos^2 v)}\left(1+\frac{1}{2}\cosh u_o \log\frac{\cosh u_o - 1}{\cosh u_o + 1}\right)}$$

oppure, introdotta l'eccentricitá $e = \sqrt{a^2-b^2}/a$

$$\frac{E_i}{E_o} = -\frac{1}{1+\frac{\sqrt{\sigma\Delta}}{j\omega\epsilon_o}\frac{\sqrt{1-e^2}}{(1-e^2\cos^2 v)^{3/2}}\frac{1-e^2}{e^3}\left(\frac{1}{2}\log\frac{1-e}{1+e}+e\right)} \tag{33}$$

3.2 — Campo magnetico

Per uno schermo sferico di raggio medio a e conduttivitá σ si ha:

$$\frac{H_i}{H_o} = -\frac{1}{1 + j\omega\mu_o\sigma\Delta\frac{a}{3}} = -\frac{1}{1 + \frac{1}{3}\xi_m} \tag{34}$$

Per uno schermo cilindrico circolare indefinito di raggio medio a e conduttivitá σ:

$$\frac{H_i}{H_o} = -\frac{1}{1 + j\omega\mu_o\sigma\Delta\frac{a}{2}} = -\frac{1}{1 + \frac{1}{2}\xi_m} \tag{35}$$

mentre relazioni analoghe alle (32), (33) si possono scrivere per uno sferoide prolato.

Le (30), (34) sono riportate in fig.1 e fig.2 relativamente ad una sfera di alluminio di conduttivitá $\sigma = 3{,}54 \cdot 10^7$ S/m, diametro 36', spessori 1/32', 1/16', 1/8'; i valori ottenuti concordano con [6] nell'ambito di qualche db.

4. – SCHERMI MULTIPLI

Le considerazioni svolte nelle precedenti sezioni possono essere estese al caso di schermi multipli realizzati con materiali conduttori e dielettrici o magnetici: opportune sovrapposizioni di tali materiali permettono i miglioramenti di schermaggio appresso indicati.

Per una sfera rivestita di due materiali di spessori Δ_1 e Δ_2, conduttivitá σ_1 e σ_2, raggio medio interno a, raggio medio esterno b si ha:

$$\frac{H_i}{H_o} = -\frac{1}{1 + \frac{\xi_{1m}}{3} + \frac{\xi_{2m}}{3} + \frac{\xi_{1m}}{3}\frac{\xi_{2m}}{3}\left(1 - \frac{a^3}{b^3}\right)} \tag{36}$$

Per la sfera rivestita di due materiali magnetici di costanti $\mu_o\mu_1$, $\mu_o\mu_2$, spessori Δ_1, Δ_2, raggi medi a e b:

$$\frac{H_i}{H_o} = -\frac{1}{1 + \frac{2\xi'_{1m}}{3} + \frac{2\xi'_{2m}}{3} + \frac{2\xi'_{1m}}{3}\frac{2\xi'_{2m}}{3}\left(1 - \frac{a^3}{b^3}\right)} \tag{37}$$

Per la sfera rivestita di materiale magnetico di spessore Δ_1 permeabilitá $\mu_o\mu_1$ e rivestita ancora di uno strato conduttore di spessore Δ_2 e conducibilitá $\mu_o\mu_2$:

$$\frac{H_i}{H_o} = -\frac{1}{1 + \frac{2\xi'_{1m}}{3} + \frac{\xi_{2m}}{3} + \frac{\xi'_{1m}}{3}\frac{\xi_{2m}}{3}\left(1 + \frac{2}{3}\frac{a^3}{b^3}\right)} \tag{38}$$

Per la sfera precedente con gli schermi invertiti (magnetico all'esterno e metallico all'interno):

$$\frac{H_i}{H_o} = -\frac{1}{1 + \frac{1}{3}\xi_{1m} + \frac{2}{3}\xi'_{2m} + \frac{1}{3}\xi_{1m}\,\frac{2}{3}\xi'_{2m}\left(1 + \frac{1}{2}\frac{a^3}{b^3}\right)} \tag{39}$$

Dalle formule riportate si vede che la (38) dá la schermatura piú efficiente. Nella pratica per materiali magnetici di alta permeabilitá e valori di frequenza per cui:

$$|\xi_m| \gg 1, \qquad \xi'_m \gg 1 \tag{40}$$

la (38) si semplifica in:

$$\frac{H_i}{H_o} = -\frac{3}{2}\xi'_{1m}\,\xi_{2m} \tag{41}$$

La (41) mostra che per alti valori dei coefficienti di schermaggio l'inserzione di un materiale magnetico tra uno schermo conduttore e l'ambiente da schermare migliora l'attenuazione rispetto al solo schermo conduttore.

Esistono a costo normale materiali magnetici quali ZT100 della Nippon Steel Corporation la cui permeabilitá é indipendente dalla frequenza fino a valori dell'ordine dei 10 Khz e diminuisce di circa 0,5 db/10 Khz dai 10 ai 100 Khz; si ottengono così incrementi di attenuazione sui 20 db e pressoché costanti fino ai 10 Khz.

BIBLIOGRAFIA

[1] Moser: *Low frequency shielding of a circular loop,* EMC 9, n.1, 1967 March.

[2] Ryan: *Computer expression for predicting shielding effectiveness for the low frequency plane shield case,* EMC 9, n.2, 1967 September.

[3] Bannister: *New theoretical expression for predicting shielding effectiveness for the plane shield case,* EMC 10, n.1, 1968 March.

[4] Ferro, Rutsay: *Transient plane wave magnetic field attenuation through an infinite plate using a simplified Laplace transfer function,* IEEE AP 15, n.3, 1967 May.

[5] Harrison, Houston, T.T.Wu, R.W.P. King: *The propagation of transient electromagnetic fields into a cavity formed by two imperfectly conducting sheets,* IEEE AP 1965 Jan.

[6] Harrison, Papas: *Attenuation of transient fields by spherical shells,* IEEE AP 1965 November.

[7] Lindell: *Minimum attenuation of spherical shields,* IEEE AP 1968 March.

[8] Miller, Bridges: *Geometrical effects on shielding effectiveness at low frequencies,* EMC 8, 1966 Dec.

[9] Wheeler: *The spherical coils as an inductor, shield or antenna,* Proc. IRE, vol.46, 1958 September.

[10] Miller, Bridges: *Review of circuit approch to calculate shielding effectiveness,* EMC 10, n.1, 1968 March.

[11] Shenfeld: *Shielding of cylindrical tubes,* EMC 1968, March.

[12] Cooley: *Low frequency shielding effectiveness of non uniform enclosures,* EMC 1968, March.

[13] Mil–STD–285, 25 June 1956: *Attenuation measurements for enclosures, electromagnetic shielding for electronic test purposes, method of.*

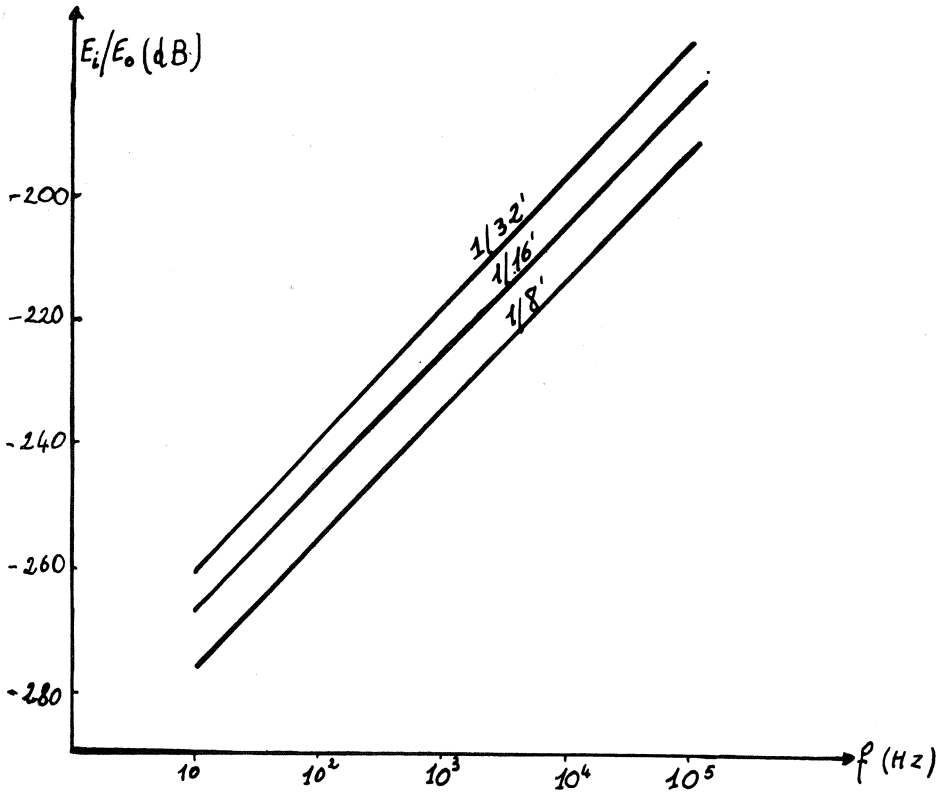

Ei/Eo (dB)
-200
-220
-240
-260
-280
1/32'
1/16'
1/8'
10
10²
10³
10⁴
10⁵
f (Hz)

FIG.1

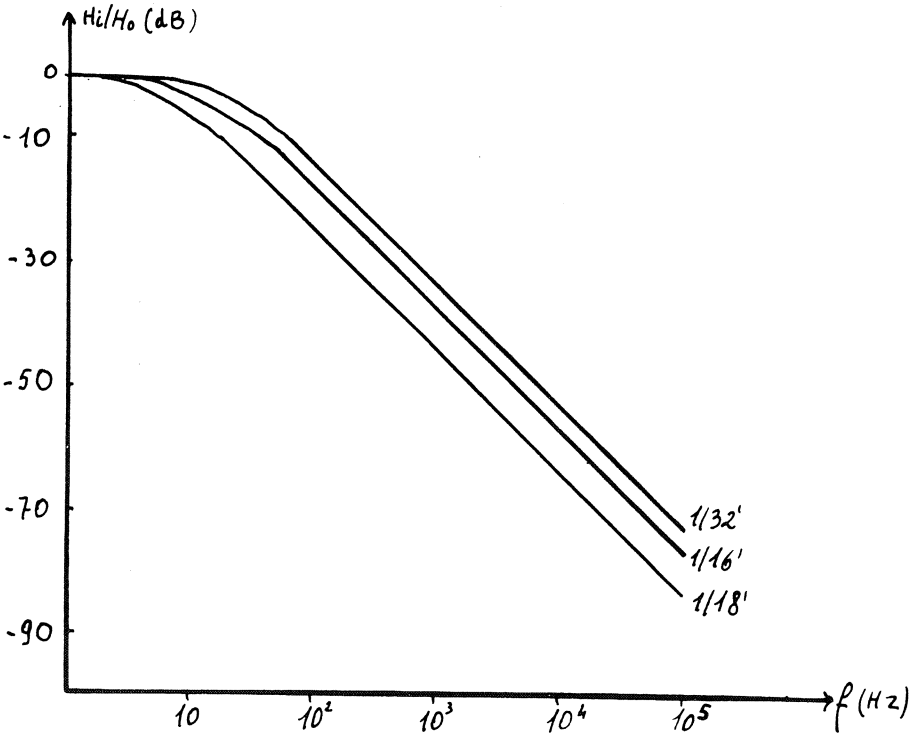

Hi/Ho (dB)
0
-10
-30
-50
-70
-90
1/32'
1/16'
1/18'
10
10²
10³
10⁴
10⁵
f (Hz)

FIG.2

SESSIONE III

METROLOGIA ELETTROMAGNETICA ED EFFETTI BIOLOGICI DI INTERAZIONE

Chairman: PROF.P.BERNARDI
Istituto di Elettronica – Universitá di Roma

Esperienze su larve e crisalidi con campi statici e microonde
G.D'Ambrosio, V.La Manna

Effetti biologici delle radiazioni elettromagnetiche
C.Gallotti, G.Marinone, M.Puglisi, V.Speziali, M.T.Tenconi, P.Virgilio

Misure ad onde millimetriche su sospensioni di cellule per la determinazione della costante di propagazione
M.Spalla, C.Tamburello, L.Zanforlin

Valutazione ed impiego normativo della camera riverberante dell'Istituto Universitario Navale
P.Corona, G.Latmiral

Induttori di spin bimodali con posizionamento non convenzionale del campione: prestazioni e prospettive d'impiego in spettrometri E.P.R. di nuova concezione
P.Arcioni, M.Bressan, G.Conciauro

Spettroscopia nel dominio del tempo mediante l'uso di antenne
O.M.Bucci, A.De Bonitatibus, C.Savarese

Applicazioni metrologiche della diffusione di luce coerente
R.Grella, D.Paoletti

Immagine corretta di un oggetto olografato a microonde attraverso un mezzo aberrante con la tecnica del riferimento modulato in fase
G.Papi, V.Russo Checcacci, S.Sottini

ESPERIENZE SU LARVE E CRISALIDI CON CAMPI STATICI E MICRO-ONDE

G. D'AMBROSIO*, V. LA MANNA*

Si riferisce in merito ad alcune esperienze condotte su larve e su crisalidi di coleottero (tenebrio molitor). Le larve mostrano una sensibilitá ai campi statici (elettrico e magnetico), giá per intensitá di alcune volte quella dei campi naturali terrestri. Le crisalidi, esposte alle microonde per un breve periodo, danno luogo ad una popolazione adulta nella quale il 43% degli individui presenta malformazioni gravi o gravissime. Le tecniche sperimentali usate sembrano idonee a mettere in luce i livelli di soglia e, piú in generale, le relazioni esistenti tra parametri del campo ed effetti.

1. – INTRODUZIONE

I campi statici, elettrico e magnetico, presenti in natura su tutto il pianeta, fanno parte dei fattori ambientali che hanno influito sulla evoluzione della biosfera fin dalle sue origini. Le osservazioni sperimentali sinora condotte hanno tuttavia suggerito soltanto delle ipotesi sui meccanismi di azione (1) (2), e tali ipotesi hanno condotto inoltre spesso a prevedere per via teorica effetti di rilievo soltanto per intensitá dei campi molto elevate.

Nel campo delle microonde, viceversa, prodotte essenzialmente dall'uomo, un meccanismo capace di render conto di molti effetti osservabili, specialmente in presenza di elevati livelli di potenza, é quello termico (1) (3). Tuttavia, quando le intensitá di campo e quindi le quantitá di calore sviluppate sono modeste occorre postulare una azione del campo sulla materia vivente che si eserciti direttamente e non attraverso la mediazione del fenomeno termico; ed anche sui meccanismi di questa azione esiste poco piú di una serie di ipotesi (1) (4).

Cosí come per l'azione dei campi statici anche per gli effetti prodotti da microonde a bassa potenza sembra pertanto tuttora utile estendere la sperimentazione; anche una semplice descrizione fenomenologica dei risultati potrá fornire utile materia per una successiva interpretazione.

Il coleottero "tenebrio molitor" disponibile in allevamenti ed assuefatto quindi da molte generazioni ad un ambiente facilmente controllabile, si presta bene nello stadio di larva, dotato di una buona mobilitá, ad esperienze tendenti a rivelarne la sensibilitá ai campi statici. Il successivo stadio di crisalide, caratterizzato dalla immobilitá dell'individuo in cui evolvono i processi che portano in breve tempo allo sviluppo del coleottero adulto, si presta bene, viceversa, alla sperimentazione con le microonde, intesa come irradiazione della crisalide, seguita dalla osservazione degli effetti sugli individui adulti.

2. – ESPERIENZE CON CAMPI STATICI

Centoventi larve, distribuite uniformemente sul fondo di una bacinella rettangolare vengono esposte per due ore, in ambiente oscuro e termostatoto (27°C), a campi statici non uniformi, con l'ausilio dei dispositivi schematicamente rappresentati nella parte superiore delle figure 1 e 2. Al termine del periodo di esposizione vengono contate le larve presenti in ciascuno dei 12 settori in cui il recipiente é suddividibilee su cui insiste un campo approssimativamente costante.

* Istituto Elettrotecnico, Universitá di Napoli.

L'esperienza é di tipo elementare ma richiede un approccio statistico nel rilevamento e nella interpretazione dei dati. E' anzitutto necessario avere una descrizione della distribuzione delle larve sottoposte allo stesso ciclo di vicissitudini ma senza applicazione dei campi. Sulla base di 70 rilevamenti i valori medi per ciascun settore del numero di larve, presentano l'andamento riportato tratteggiato, identico nei cinque istogrammi delle figure 1 e 2. Non sono rappresentati i settori in prossimitá delle pareti del recipiente; in essi si verifica un affollamento anomalo.

Sovrapposta a ciasun istogramma é tracciata una linea obliqua che descrive approssimativamente l'andamento del campo sui diversi settori. Il campo elettrostatico si puó ritenere che agisca sulla larva soltanto quando, durante gli spostamenti, essa emerge dallo strato nutritivo che é dotato di una certa conducibilitá, e non sembra influenzare la distribuzione dei soggetti (fig. 1a) quando ha una intensitá inferiore a quella del campo naturale terrestre (100 V/m). Ma giá per livelli di alcune volte superiori (fig.1b) si puó osservare una notevole incrmento delle presenze nei settori su cui il campo é minore. Per intensitá ancora maggiori (fig.1c) acquista maggiore evidenza anche lo spopolamento delle zone su cui il campo é piú elevato. Il campo magnetostatico, agente sulla larva per tutto il periodo di esposizione, dá luogo con maggiore evidenza ad analoghi fenomeni (fig.2a,b).

Per una prima analisi statistica dei dati raccolti i dodici settori sono stati riuniti in due gruppi di sei e per una di queste due metá (quella a sinistra nelle figure) sono stati valutati: il valor medio "x", la deviazione standard "s" e l'intervallo di confidenza al 95% "x ± t" (5); in assenza di campo applicato (o), per i tre livelli di campo elettrostatico (Ea, Eb, Ec), e per i due livelli di campo magnetico (Ma, Mb). "n" é il numero di rilievi nei vari casi.

	o	Ea	Eb	Ec	Ma	Mb
n	70	10	20	20	10	10
x	55,1	61,8	76,7	80,8	81,8	89,9
s	10,5	5,7	7,6	10,2	7,2	11,0
x ± t	57,6	65,9	80,0	85,6	86,4	97,8
	52,6	57,7	73,2	76,0	76,0	82,0

Gli intervalli di confidenza sono stati valutati sulla base della constatazione dell'andamento di tipo gaussiano della distribuzione delle presenze, e confermano le impressioni giá riportate: solo nel caso "Ea" l'intervallo é praticamente contiguo a quello di riferimento "o"; in tutti gli altri casi l'intervallo risulta nettamente separato da quello di riferimento.

3. – ESPERIENZE CON MICROONDE

E' stato osservato (6) (7) che l'esposizione alle microonde (10 GHz, con livelli di potenza di 80 mW e 20 mW) delle crisalidi di "tenebrio molitor" ha come effetto una elevata incidenza di malformazioni nella popolazione adulta. Esperienze analoghe sono state condotte nella stessa banda (9,55 GHz), con la stessa durata di esposizione in guida (2 ore), ma ad un livello di potenza piú basso (10 mW incidenti). Queste condizioni sono tali da garantire un innalzamento di temperatura della crisalide molto modesto (dell'ordine di 1°C). Poiché il normale sviluppo della

pupa puó avvenire a temperature diverse, dell'ambiente e della pupa stessa, gli effetti osservati sulle pupe irradiate possono essere considerati "non termici". Sono stati osservati tre gruppi di 44 crisalidi ciascuno. In un primo gruppo, che non ha subito alcun trattamento ed é sempre restato nell'ambito dell'allevamento si sono avute malformazioni nell'11% degli individui (fig.3a). In un secondo gruppo che ha subito tutte le vicissitudini del gruppo esposto alle microonde, tranne l'esposizione stessa, si sono registrate malformazioni nel 9% degli individui (fig.3b). Nel gruppo, infine, esposto alle microonde (fig.3c) si sono avute malformazioni nel 43% degli individui; per un 23% della stessa entitá di quelle presenti in individui non esposti e per un 20% di entitá piú grave (elitre ridottissime, addome completamente non trasformato, attivitá motorie quasi nulle).

4. – CONCLUSIONI

I metodi di indagine di cui si é fatto cenno, per quanto semplici, appaiono idonei a fornire indicazioni sulla sensibilitá dei sistemi biologici ai campi elettromagnetici. Possono, ad esempio, essere determinati i livelli di soglia per i diversi effetti in relazione alle durate delle esposizioni ed alla frequenza del campo e.m.; ed il fatto che il campo e.m. agisca presumibilmente sui processi biologici elementari lascia inoltre sperare che le rlazioni tra parametri del campo ed effetti, quali potranno eventualmente essere messe in luce, abbiano validitá non confinata alla specie su cui la sperimentazione é condotta.

BIBLIOGRAFIA

[1] A.S. Presman: *Electromagnetic Field and Life,* Plenum Press, New York, 1970.

[2] M.F. Barnothy: *Biological Effects of Magnetic Fields,* Plenum Press, New York, 1969.

[3] H.P. Schwan: *Interaction of Microwave and Radio Frequency Radiation with Biological Systems,* IEEE Trans. MTT, vol.19, Feb.1971, pp.146-152.

[4] A.H. Frey: *Biological Function as Influenced by Low–Power Modulated RF Energy,* IEEE Trans. MTT, vol.19, Feb.1971, pp.153-164.

[5] W.J. Dixon and F.J. Massey,Jr.: *An Introduction to Statistical Analysis,* Mc Graw–Hill, 1969.

[6] R.L. Carpenter and E.M. Livstone: *Evidence for Nonthermal Effects of Microwave Radiation: Abnormal Development of Irradiated Insect Pupae,* IEEE Trans. MTT, vol.19, Feb.1971, pp.173-177.

[7] G.A.Lindauer, L.M. Lin, G.W. Skewes and F.J.Rosenbaum: *Further Experiments Seeking Evidence of Nonthermal Biological Effects of Microwave Radiation,* IEEE Trans.MTT, vol.22, Aug. 1974, pp.790-793.

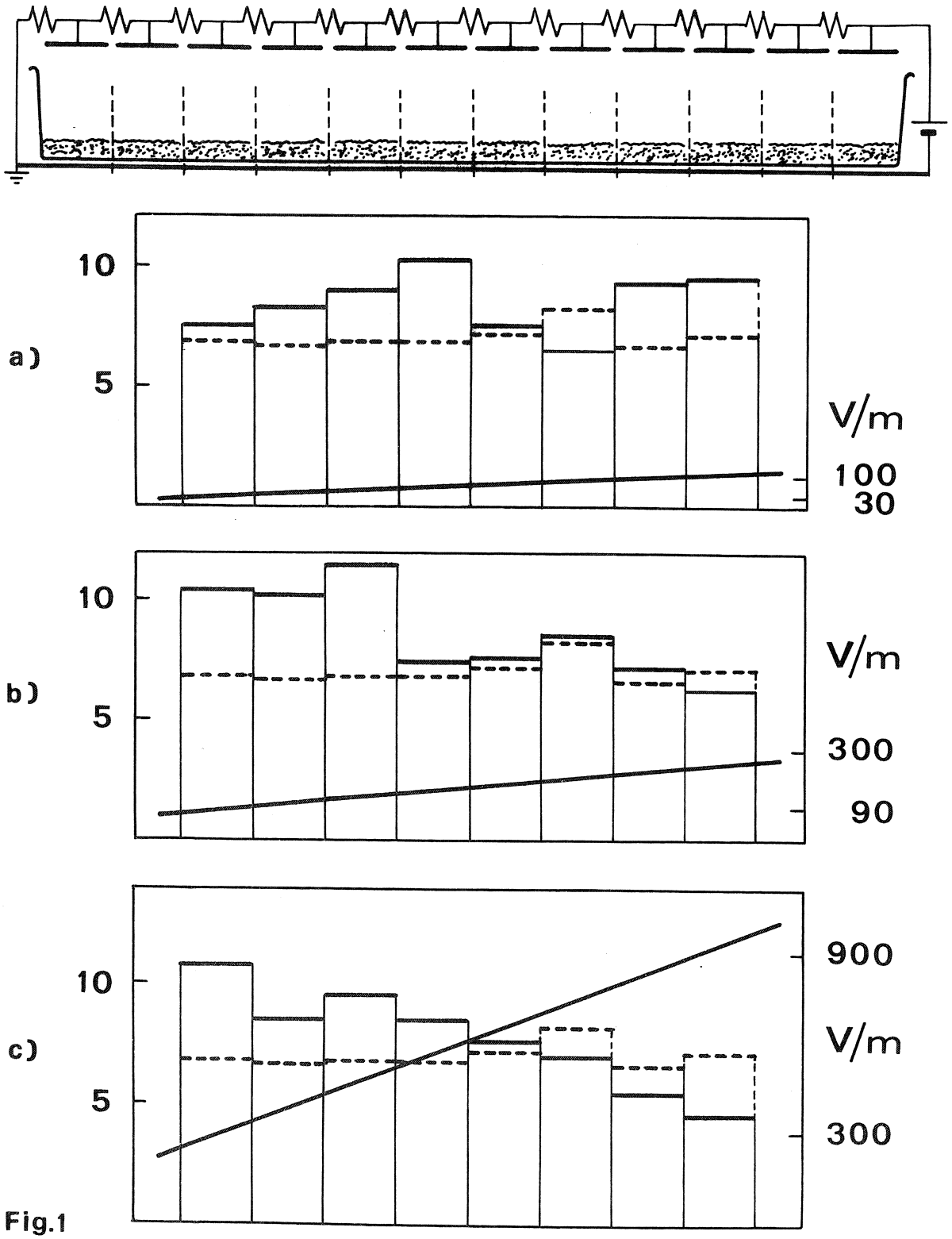
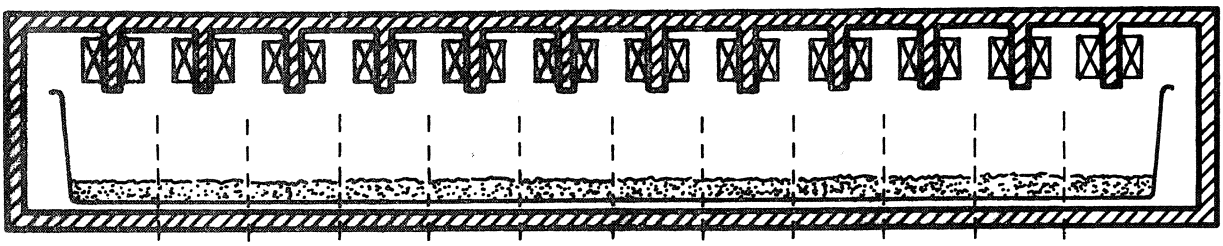


Fig.1



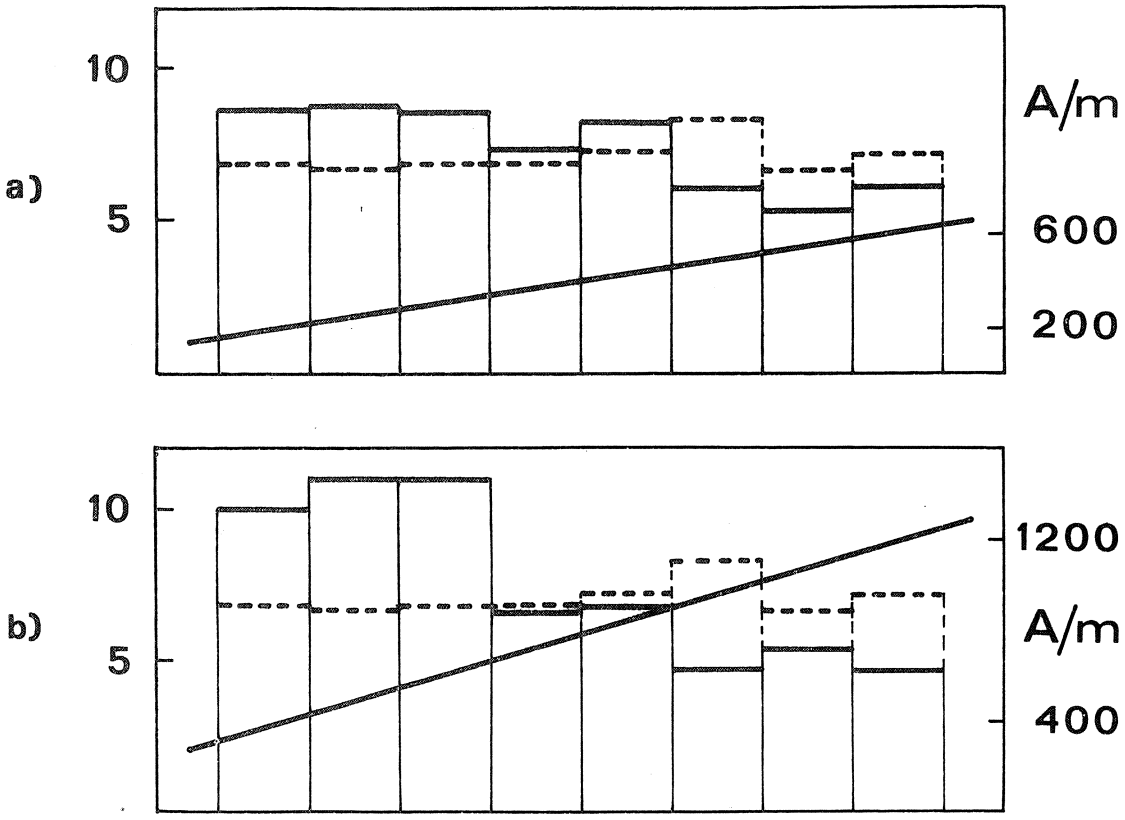


Fig.2

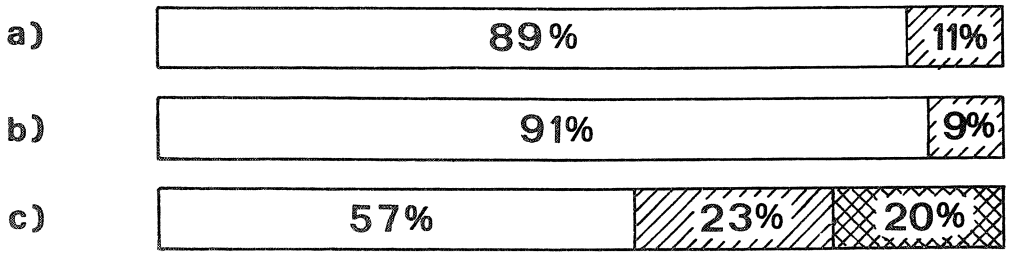


Fig.3

EFFETTI BIOLOGICI DELLE RADIAZIONI ELETTROMAGNETICHE

C.GALLOTTI**, G.MARINONE*, M.PUGLISI*, V.SPEZIALI*, M.T.TENCONI**
P.VIRGILIO**

Allo scopo di riprodurre il piú possibile le condizioni alle quali sono sottoposte le persone che per ragioni di lavoro si trovano esposte alle radiazioni E.M., si é deciso di irradiare un certo numero di animali con tempi di esposizione corrispondenti al normale orario di lavoro delle fabbriche. Per rendere quanto piú breve possibile la durata degli esperimenti, si é deciso di operare con campi di intensitá inferiori alla soglia termica, ma decisamente superiori ai massimi ammessi dagli standards piú cautelativi. Le frequenze di lavoro sono quelle industrialmente usate. A seguito del primo ciclo, con complessive 500 ore di irradiamento, sono state notate solo alterazioni funzionali negli animali esposti.

A seguito delle notevoli incertezze nella determinazione della pericolositá delle radiazioni elettromagnetiche, come si puó rilevare dal confronto degli standards dei diversi paesi [1], si é deciso di procedere ad una esperimentazione che tenesse conto delle reali condizioni in cui vengono a trovarsi le persone professionalmente esposte e ció soprattutto per la durata della esposizione. Si é pertanto deciso di irradiare un certo numero di animali (mammiferi) per otto ore al giorno e per cinque giorni alla settimana, consentendo un periodo di riposo tra una esposizione e la successiva, come del resto avviene per il personale che, a causa del lavoro, si trova esposto a radiazioni E.M. Per quel che riguarda invece la dose di irradiazione si é pensato di imporre un campo elettrico di 2000 V/m, che si mantiene al di sotto dei limiti per i quali si hanno rilevanti effetti termici [2], ma che é notevolmente al di sopra dei massimi livelli previsti dagli standards sia degli U.S.A. che degli U.R.S.S. Si sono inoltre scartate le prove distruttive, perché esse non avrebbero fornito indicazioni utili ai nostri scopi. Come indice di pericolositá delle radiazioni si é scelto il valore dell'intensitá di campo elettrico, e non la potenza assorbita perché molto difficilmente misurabile. Gli animali in esame sono sottoposti ad un campo il piú possibile uniforme, essendo posti in una gabbia realizzata in plexigas, di dimensioni 200·150·70 cm, con le pareti superiori ed inferiori costituenti le armature di un condensatore. La frequenza di lavoro é stata scelta intorno ai 10 MHz, dato l'interesse che tale range di frequenze riveste nel campo industriale.

Come animali da esperimento si sono scelti i conigli di razza albina australiana e si é lavorato su un gruppo di ventidue esemplari (12 da irradiare e 10 di controllo). Sono stati presi in considerazione alcuni parametri ematochimici determinati mediante Autoanalyzer (conteggio dei globuli rossi e dei globuli bianchi, emoglobina, ematocrito, azotemia, β-lipoproteinemia), la VES, la temperatura rettale ed il peso corporeo. Tra gli esami funzionali si sono eseguiti l'elettrocardiogramma e l'elettroencefalogramma (corticale). E' stata inoltre controllata la camera anteriore dell'occhio per rilevare eventuali inizi di opacizzazione del cristallino mediante osservazione e successiva fotografia della stessa. I prelievi di sangue, ottenuti dalla vena cava centrale o marginale dell'orecchio e tutti gli esami sopra riportati sono stati eseguiti sempre alle 9 del mattino, prima del trattamento (per gli animali irradiati), dopo 188 e dopo 501 ore totali di irradiazione.

La tavola I indica le medie dei parametri ematochimici e funzionali del gruppo dei conigli irradiati rispetto a quelli di controllo in condizioni iniziali e dopo 501 ore di irradiazione. Dal confronto delle medie e del calcolo del t di Student possiamo osservare che non si notano variazioni

* Istituto di Elettronica, Universitá di Pavia.
** Istituto di Igiene, Universitá di Pavia.

significative dopo trattamento se si eccettuano una relativa diminuzione di frequenza cardiaca ed un significativo aumento del peso corporeo. Quest'ultimo é tuttavia riscontrabile anche nel gruppo di controllo e verosimilmente dipende dal tipo di alimentazione somministrata agli animali. I tracciati elettrocardiografici non hanno mostrato modificazioni di rilievo nelle derivazioni periferiche registrate dopo trattamento in confronto ai tracciati iniziali. Non sono state inoltre notate né fotografate opacizzazioni. Gli esami elettroencefalografici (elettrocorticogramma) dopo irradiazione hanno mostrato, in confronto a quelli iniziali e nella totalitá dei casi, un aumento dei fusi rapidi e delle onde elettrocorticali, riferibili ad uno stato di netta sincronizzazione. Ció potrebbe significare un coinvolgimento delle strutture particolari e quindi l'interessamento dei meccanismi fisiologici da essa dipendenti. Nei controlli, ugualmente stabulati ed alimentati, si notano alcune differenze tra le medie dei valori iniziali e finali che raggiungono il limite della significativitá. Sono tuttora in corso le misurazioni relative al numero ed alla vitalitá degli spermatozoi.

Nell'esperimento sino ad ora condotto il campo elettrico é stato mantenuto, come detto, a 2000 V/m e cioé ben al di sotto del valore (2500 V/m) oltre il quale l'animale non puó piú termoregolare. Operando in queste condizioni e dopo 501 ore totali di irradiazione gli esami effettuati non mostrano che si siano verificati danni organici. Si sono riscontrate invece sicure evidenze di alterazioni funzionali (elettrocorticogramma) probabilmente reversibili. Sembra quindi opportuno continuare la sperimentazione nelle stesse condizioni, in quanto riteniamo di aver scelto come intensitá del campo elettrico un valore che consenta di evidenziare, qualora esistano, dei danni non direttamente connessi a cause termiche e con il minor tempo di esposizione possibile.

BIBLIOGRAFIA

[1] C.C. Johnson and A.W. Guy: *Nonionizing electromagnetic wave effects in biological materials and systems,* Proc. IEEE, vol. 60, pp. 692-718, June 1972.

[2] R.A. Tell: *Broadcast radiation: how safe is safe?* IEEE Spectrum, Aug. 1972, pp.43-51.

[3] K.Marha, J.Musil and H.Tuha: *Electromagnetic Fields and the Life Environment* (tradotto dal cecoslovacco), San Francisco: San Francisco Press, Inc., 1971.

[4] A.S. Pressman: *Electromagnetic Fields and Life* (tradotto dal russo), Plenum 1970, New York-London.

[5] H.P. Schwan: *Microwave Radiation: Biophysical Consideration and Standards Criteria,* IEEE Trans. on Bio-Med. Eng., Vol.BME-19, July 1972, pp.304-312.

TESTS	ANIMALI IRRADIATI		ANIMALI DI CONTROLLO		SIGNIFICATIVITA'		
	valore medio iniziale a	valore medio finale (1) b	valore medio iniziale c	valore medio finale d	a÷b	c÷d	b÷d
GLOBULI ROSSI	5'478'000	5'285'000	5'240'000	5'070'000	NS(2)	NS	NS
GLOBULI BIANCHI	9'414	10'771	8'200	10'760	NS	LS (3)	NS
EMOGLOBINA (%)	75.6	80.6	83.6	78.6	NS	NS	NS
EMATOCRITO (mm)	11.8	12.6	12.4	12.0	NS	NS	LS
GLICEMIA (g.‰)	1.01	0.80	0.89	0.87	NS	NS	NS
AZOTEMIA (mg.%)	0.30	0.33	0.31	0.32	NS	NS	NS
β-LIPOPROTEINEMIA (u.H)	17.6	18.0	16.6	20.2	NS	NS	NS
VES (mm)	1.71	2.43	2.4	2.0	NS	NS	NS
TEMPER. RETTALE (°C)	39.1	38.9	39.4	39.0	NS	LS	NS
PESO CORPOREO (kg)	3.00	4.01	3.36	3.88	S (4)	LS	NS
FREQ. CARDIACA (/min)	272.28	231.43	285.00	278.00	LS	NS	S

(1) Dopo 501 ore di irradiazione
(2) Non significativo
(3) Al limite della significatività
(4) Significativo

Tavola I - Valori medi dei diversi parametri presi in considerazione e loro significatività.

MISURE AD ONDE MILLIMETRICHE SU SOSPENSIONI DI CELLULE PER LA DETERMINAZIONE DELLA COSTANTE DI PROPAGAZIONE.

M. SPALLA*, C. TAMBURELLO**, L. ZANFORLIN**

1. – INTRODUZIONE

Alcuni ricercatori (1), (2), (3), hanno effettuato rilievi di caratteristiche elettriche di materiali biologici nel campo di frequenze 60-73 GHz, pervenendo a risultati interessanti ma da noi giudicati difficilmente replicabili e la cui valutazione mostra delle incertezze.

Le difficoltá nello svolgimento di questi esperimenti sono principalmente connesse con la criticitá delle misure in questo campo di frequenze e con la necessitá di mantenere le cellule in vita.

Quest'ultimo requisito é soddisfatto se le cellule sono sospese in un terreno di coltura. Tutti i terreni di coltura sono peró ad elevato contenuto di acqua e questa, nel campo delle microonde, presenta una permettivitá ed una costante di attenuazione cosí elevate da impedire, almeno con i correnti metodi di misura, di differenziare il comportamento del materiale biologico da quello del mezzo disperdente con un grado di sensibilitá soddisfacente. Inoltre i campioni biologici non sono riproducibili con sufficiente accuratezza e pertanto i risultati delle misure sono affetti da notevole dispersione.

Questi problemi sono stati da noi affrontati ed in parte risolti con il metodo che viene qui descritto.

2. – METODO DI MISURA

Il banco di misura realizzato (4), mostrato in fig.1, permette di effettuare rilevamenti con un sistema interferometrico di zero. La sospensione di cellule, di cui si vogliono determinare i parametri elettrici, viene posta nel portacampioni in vetro rappresentato in fig.2, centrato su un piano conduttore in corrispondenza all'apertura illuminata dalla guida d'onda di uno dei due rami del sistema interferometrico. L'altro ramo é terminato su un carico fittizio.

La condizione di zero si raggiunge per mezzo dello sfasatore e dell'attenuatore. Nel campo di frequenze 65-73 GHz, con un sistema di rivelazione convenzionale (sensibilitá -70 dBm), non si é notata una differenza apprezzabile nella condizione di zero quando nel portacampioni viene posto brodo sterile oppure acqua deionizzata o una sospensione di cellule batteriche anche alla piú alta densitá ottenibile.

Per contro, azzerando il sistema non appena la brodocoltura viene posta nel portacampioni e lasciando sedimentare le cellule al fondo di questo (piano di incidenza delle microonde), si ottiene un segnale di uscita variabile nel tempo che raggiunge valori relativamente elevati.

* Centro per la Ricerca Elettronica in Sicilia (C.R.E.S.).
** Istituto di Elettrotecnica ed Elettronica, Universitá di Palermo.

3. – ANALISI DEL SISTEMA

In fig.3 é indicata una schematizzazione del sistema portacampioni campione. Si é supposto che i vari strati siano infinitamente estesi in direzione x ed y e che l'ultimo strato (brodocoltura) sia di altezza infinita.

Come primo approccio per l'interpretazione del segnale di uscita é stata condotta un'analisi semplificata del sistema ipotizzando la propagazione di onde piane uniformi nella direzione z. In tali ipotesi il segnale rilevato, ammettendo che il rivelatore abbia risposta a legge quadratica, dipende dall'altezza del sedimento batterico, avente costante di propagazione γ, secondo la relazione:

$$U(h) = U(\infty)\left[\frac{1 - e^{-2\gamma h}}{1 - e^{-2\gamma h}\rho_h/\rho_c}\right]^2 \qquad (1)$$

nella quale:

$U(\infty)$ é il segnale di uscita con spessore $h \to \infty$;
$\rho_h = (\gamma - \gamma_2)/(\gamma + \gamma_2)$;
$\rho_c = (\gamma - \gamma')/(\gamma + \gamma')$;

avendo posto:

$$\gamma' = \frac{(\gamma_o - \gamma_1)e^{-2\gamma_1 d} + (\gamma_o + \gamma_1)}{(\gamma_o - \gamma_1)e^{-2\gamma d} - (\gamma_o + \gamma_1)}\,\gamma_1 . \qquad (2)$$

Con uno studio semplificato della formazione del sedimento si é ricavata la dipendenza della sua altezza dal tempo nella forma (5):

$$h(n,t) = H\,\frac{1 - e^{-t/\tau}}{\frac{1}{nv} - e^{-t/\tau}} \qquad (3)$$

nella quale é:

- H l'altezza della sospensione nel portacampione;
- n la concentrazione delle cellule batteriche nel campione;
- v il valor medio del volume occupato da una cellula;
- τ la costante di tempo di sedimentazione.

Questa espressione é stata verificata sperimentalmente, analizzando l'andamento del segnale di uscita a frequenza costante per diverse concentrazioni dei batteri.

4. – PROVE PRELIMINARI

Si sono condotti alcuni esperimenti con sospensioni di C. albicans (Monilia) cresciuta in brodo triptosio-fosfato (B.T.) per 20 h a 37°C. Una quantitá di brodocoltura, dipendente dalla concentrazione voluta, é stata centrifugata per 10' a 2000 giri/minuto ottenendo un sedimento che, sospeso in 1 cm^3 di B.T., é stato posto nel portacampioni.

In fig.4 é mostrato l'andamento tipico del segnale di uscita, tracciato per diverse densitá della brodocultura, in funzione del tempo.

Prove preliminari a densitá costante, condotte nel campo di frequenza 65-73 GHz, hanno permesso di evidenziare una notevole discontinuitá nell'ampiezza del segnale di uscita intorno alla frequenza di 72 GHz. Prove di crescita di colture di C. albicans, irradiate per tre ore a 72 GHz, hanno mostrato una diminuzione di circa il 20% nella capacitá moltiplicativa rispetto ad un controllo non irradiato (6).

5. – CONCLUSIONE

Il metodo riportato consente di svolgere un'indagine sistematica su materiali biologici nel campo delle onde millimetriche rendendo possibile la determinazione dello spettro di assorbimento di un campione biologico.

In corrispondenza alle singolaritá dello spettro sará possibile effettuare indagini biologiche per evidenziare eventuali effetti non termici delle microonde su cellule viventi.

La ricerca é stata condotta, nell'ambito del contratto C.N.R. 74.00625, in collaborazione con il Prof. L. Dardanoni e la Dott. V.Torregrossa della II Cattedra dell'Istituto di Igiene dell'Universitá di Palermo.

BIBLIOGRAFIA

[1] S.J. Webb and A.D. Booth: *Absorption of microwaves by microorganisms,* Nature, June 1969, p.1199-1200.

[2] S.J. Webb, A.D. Booth: *Microwave absorption by normal and tumoral cells,* Science, October 1971, pp.72-74.

[3] C.F. Blackman, S.G. Benane, C.M. Weil and S.J. Ali: *Effects of nonionizing electromagnetic radiation on single-cell biologic system,* Annals New York Academy of Sciences, vol.247, February 1975, pp.352-366.

[4] M. Spalla, C. Tamburello and L. Zanforlin: *A method to measure the characteristics of biological materials at millimeter waves,* 6th European Microwave Conference, Roma, Sept.1976.

[5] L. Zanforlin: *Analisi di un sistema per la misura della costante di propagazione in un campione biologico nel campo delle onde millimetriche,* in corso di pubblicazione.

[6] L. Dardanoni, V. Torregrossa, C. Tamburello, L. Zanforlin and M. Spalla: *Biological effects of millimeter waves at spectral singularities,* 3° Simposio Internazionale sulla Compatibilitá Elettromagnetica, Wroclaw Poland, September 1976.

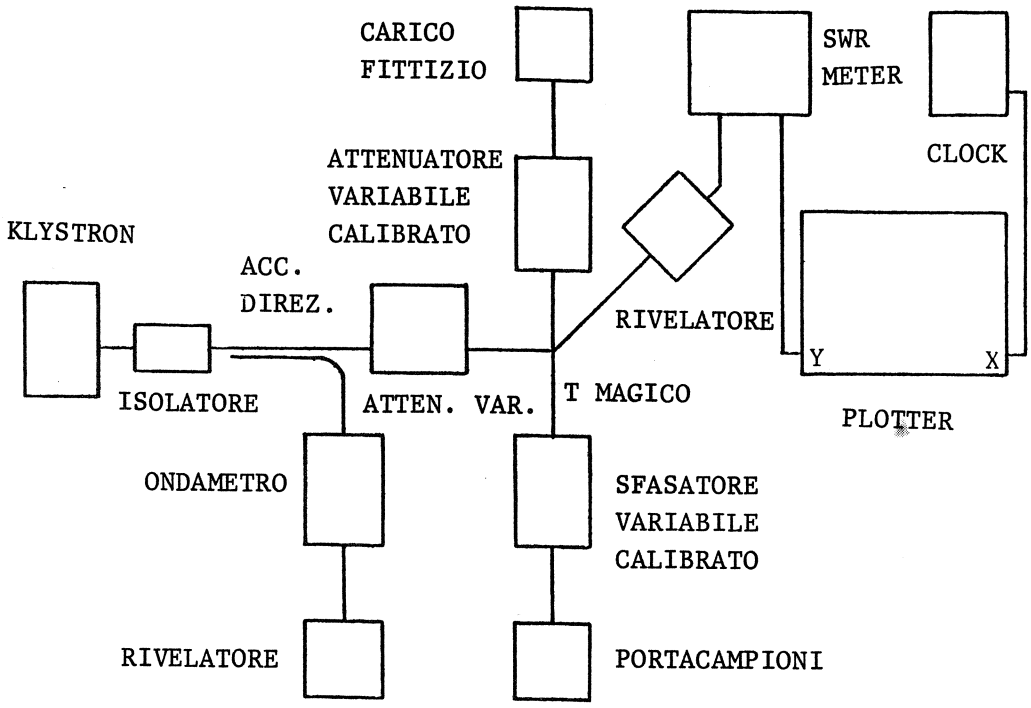


Fig. 1 - Sistema interferometrico di misura.

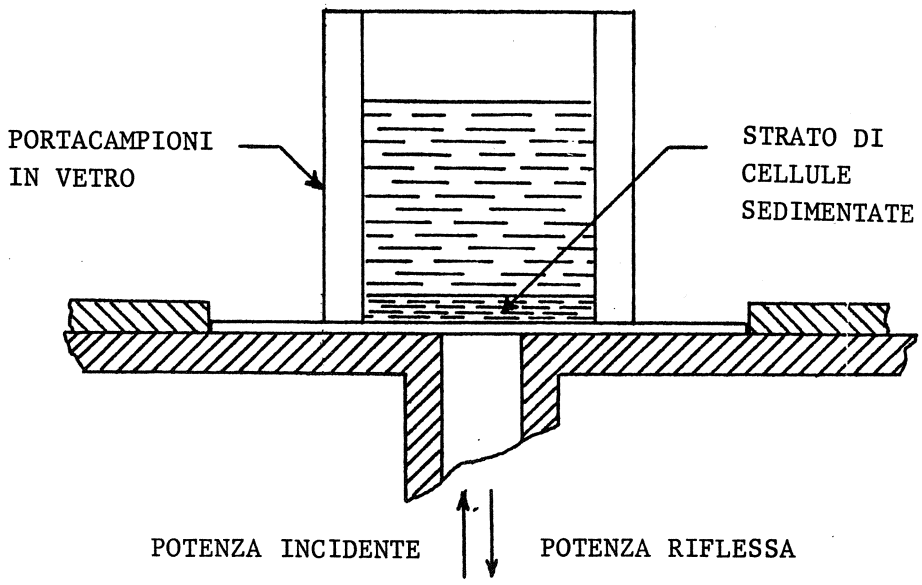


Fig. 2 - Portacampioni in vetro.

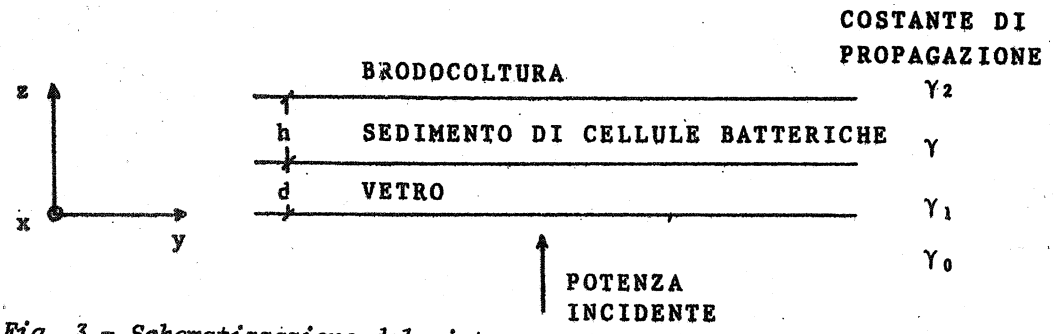


Fig. 3 - Schematizzazione del sistema portacampioni campione.

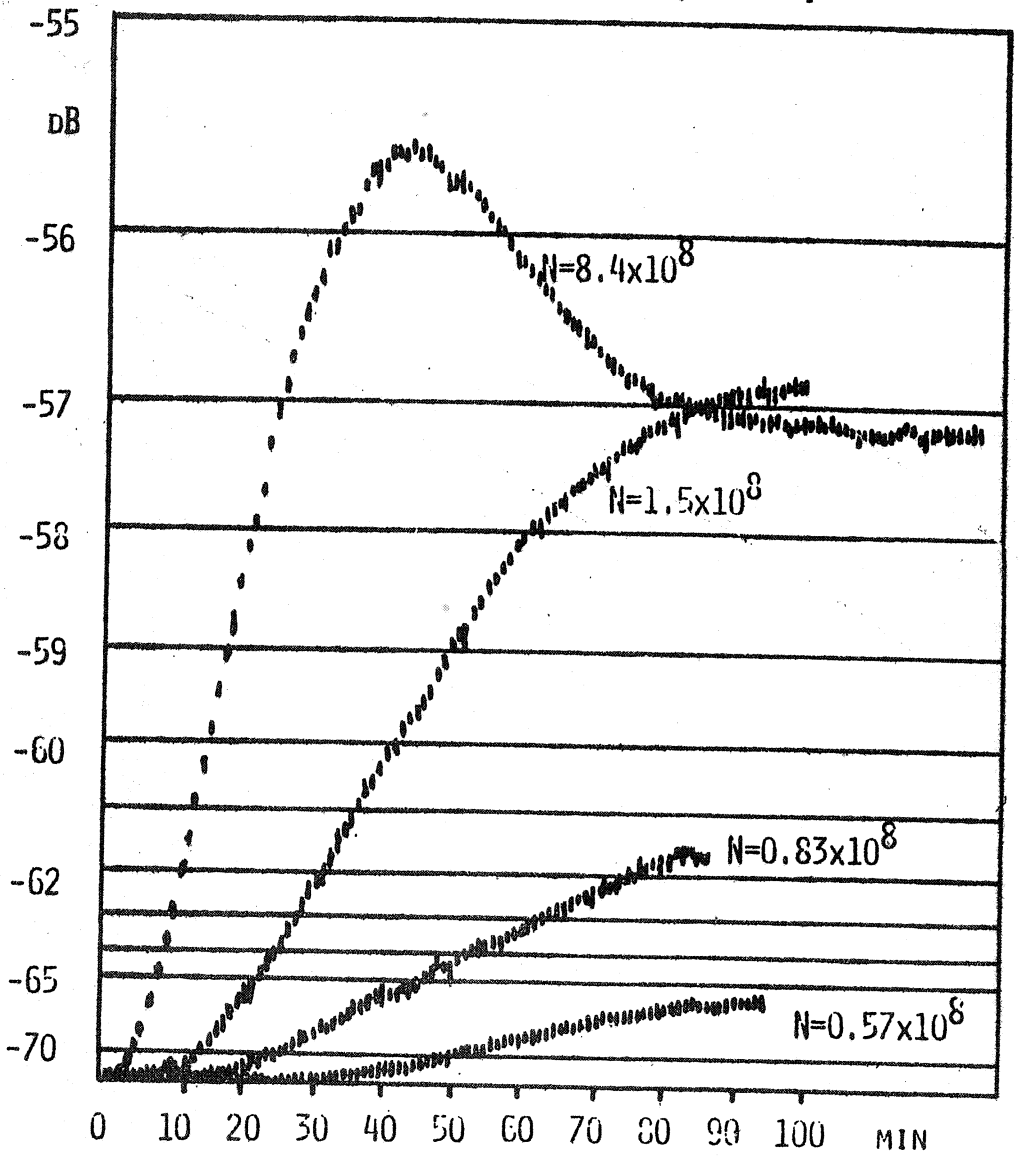


Fig. 4 - Andamento del segnale di uscita in funzione del tempo (N = numero di batteri/cm^3).

VALUTAZIONE ED IMPIEGO NORMATIVO DELLA CAMERA RIVERBERANTE DELL'ISTITUTO UNIVERSITARIO NAVALE

P. CORONA*, G. LATMIRAL*

Presso l'Istituto Universitario Navale é stata realizzata una camera riverberante elettromagnetica costituita da un ambiente con pareti conduttrici ad elevato coefficiente di riflessione. La geometria di questo ambiente e quindi le sue proprietá di risonanza vengono continuamente modificate mediante la rotazione di pannelli conduttori. Ne risulta un ambiente in cui il valor medio del campo é praticamente dipendente soltanto dalle condizioni globali di assorbimento e dalla potenza immessa: tali proprietá sono state verificate entro ampi margini.

Al sistema di rivelazione inoltre é stato connesso un misuratore dei parametri statistici del campo all'interno della camera riverberante. Sulla base di tale valutazione, e di altre esperienze, é possibile fornire un'interpretazione del comportamento della camera riverberante in termini di onde piane incorrelate.

Recentemente é stato internazionalmente adottato, in sede CISPR, l'impiego, previo taratura, della camera riverberante per la misura della potenza totale emessa da una sorgente, con principale applicazione alle sorgenti di disturbi. Un'utilizzazione duale puó immediatamente essere proposta per la valutazione dell'assorbimento globale da parte di strutture assorbenti.

1. – GENERALITA'

Sovente di una data sorgente di energia elettromagnetica non interessa conoscere il diagramma di direttivitá ma é preferibile fornire, e misurare, le caratteristiche globali di emissione, principalmente la potenza totale emessa. In tal caso le caratteristiche di direttivitá della sorgente sono di notevole intralcio e spesso é impossibile effettuare una corretta misura di potenza totale integrando quella emessa nelle varie direzioni.

Come tecnica alternativa di misura, si puó pensare di effettuare la valutazione della potenza emessa operando in un ambiente ad alta riverberazione (cioé con coefficiente di riflessione delle pareti prossimo all'unitá) e di notevoli dimensioni (ovviamente in relazione alla lunghezza d'onda), caratteristiche che dovrebbero garantire il comportamento non risonante; un utile raffronto puó essere istituito con la possibilitá, piú teorica che reale, di misurare la potenza incidente su di un corpo nero, realizzato in forma di cavitá rugosa, misurando il livello luminoso all'interno della cavitá stessa.

Seguendo l'ipotesi di lavoro qui esposta, é stata realizzata una camera riverberante a pareti di alluminio, cubica con spigolo di 2m. Nonostante le elevate dimensioni la struttura modale del campo all'interno della camera riverberante si presentava con irregolare, ma netta, alternanza di massimi e minimi: si é pensato pertanto di rendere temporalmente incoerente la geometria della cavitá, facendo ricorso ad ampie superfici conduttrici poste in rotazione all'interno della cavitá stessa e che provvedessero ad "agitare" i modi ivi presenti. Il rilievo del campo va quindi condotto con strumenti ad elevata costante di tempo, in grado di effettuare la media delle varie situazioni.

Per ottenere maggior analiticitá di informazione, alla tromba "ricevente" é stato collegato un correlatore Hewlett-Packard, in grado di campionare e memorizzare la distribuzione di probabilitá dei valori del campo.

---

* Istituto di Teoria e Tecnica delle Onde Elettromagnetiche, Istituto Universitario Navale, Napoli.

Lo schema di massima dell'apparato é riportato in fig.1, dove con A sono indicati gli agitatori, e con Tx ed Rx le trombe trasmittente e ricevente.

2. – RILEVAZIONE STATISTICA DEL CAMPO

Con l'apparato di fig.1 sono state effettuate molteplici esperienze, alcune particolarmente significative. Fra l'altro il segnale rilevato é risultato del tutto invariante rispetto al diagramma di direttivitá dell'antenna ricevente Rx: ció puó essere immediatamente giustificato se si suppone che sull'antenna incidano molteplici onde piane le cui provenienze siano equiprobabili, in tali condizioni la potenza ricevuta é

$$w_r = \frac{|E|^2}{2\eta}\frac{\lambda^2}{4\pi}g(\theta,\phi) \qquad \text{(con ovvio significato dei simboli)}$$

essa sará funzione dell'angolo di incidenza e dell'ampiezza $|E|$ del campo incidente. Passando alla media e supponendo che $p(E,\theta,\phi)$ sia la probabilitá con cui si presenta un campo incidente di ampiezza $|E|$ proveniente dalla direzione θ,ϕ; si avrá

$$\bar{w}_r = \frac{\lambda^2}{8\pi\eta}\int |E|^2 g(\theta,\phi)p(E,\theta,\phi)d(E,\theta,\phi)$$

dove l'integrale va esteso al campo di definizione di E,θ,ϕ.

Nell'ipotesi che l'ampiezza $|E|$ sia indipendente da θ e ϕ si ha

$$\bar{w}_r = \frac{\lambda^2}{8\pi\eta}\int |E|^2\, p(E)dE \int g(\theta,\phi)p(\theta,\phi)d(\theta,\phi)$$

se si suppone ancora che $p(\theta,\phi)$ sia uniforme e valga quindi $1/4\pi$

$$\int g(\theta,\phi)p(\theta,\phi)d(\theta,\phi) = \frac{1}{4\pi}\int g(\theta,\phi)d(\theta,\phi) = 1$$

Pertanto sotto le ipotesi poste la potenza media ricevuta non dipende dall'antenna. Ció é stato sperimentalmente verificato con svariate antenne di guadagno compreso fra 3 e 15dB ed anche fortemente disadattate.

Le ipotesi poste e la conferma sperimentale riferita inducono a trasferire al caso in esame alcune considerazioni statistiche generalmente applicate alla fluttuazione della sezione radar apparente di bersagli radar complessi: in particolare la potenza ricevuta soddisfa ad una distribuzione statistica di Rayleigh (in potenza) [1] se é lecito ammettere l'esistenza di piú segnali, statisticamente indipendenti, e di cui nessuno sia prevalente. La densitá di probabilitá assume la forma esponenziale

$$p(w) = \frac{1}{\bar{w}}\exp\left(-\frac{w}{\bar{w}}\right) \qquad w \geqslant 0$$

tale andamento é stato riscontrato assai soddisfacentemente all'analisi statistica del segnale ricevuto dalla tromba Rx (dopo rivelazione quadratica) come si rileva in fig.2 (tratta da una presentazione oscillografica dei dati rilevati dal correlatore); in ascisse sono riportati i livelli di potenza ricevuti ed in ordinata le relative densitá di probabilitá.

E' interessante notare come sia diverso il comportamento della camera riverberante se vengono bloccati gli agitatori e viceversa viene modulata linearmente la frequenza di eccitazione(fig.

3), in tal caso la statistica approssima quella di Rayleigh–Rice [1] [2]

$$p(w) = \frac{4w}{\overline{w}^2} \exp\left(-\frac{2w}{\overline{w}}\right)$$

indicativa della presenza di un segnale di intensitá prevalente sugli altri.

Le determinazioni qui illustrate sono state effettuate alla frequenza di 10GHz; a frequenze inferiori sono state condotte prove di uniformitá del campo all'interno della camera riverberante, esse sono riportate in [3]. I risultati di tutte le prove si sono mostrati coerenti con l'interpretazione in termini di onde piane incorrelate qui descritta.

Pare quindi ragionevole affermare che si possiede un sistema che, pur operando a banda stretta, é in grado di distruggere la coerenza del campo in esso presente, e che é quindi eccitato "in potenza" e non "in campo" come é abituale nei fenomeni di elettromagnetismo. Tale sistema permette di valutare la radiazione (o l'assorbimento) senza dover tener conto del diagramma di direttivitá, quindi in termini "globali" come é stato giá premesso.

Un approccio alternativo a quello qui indicato puó essere proposto in termini di stazionarietá (piú o meno conservata) piuttosto che in termini di onde, ció in completa anlogia a quanto si effettua per le linee di trasmissione; naturalmente, poiché si opera in campo statistico, bisogna introdurre i concetti di distanza di coerenza e coefficiente di correlazione in luogo di quelli classici di distanza nodale e rapporto d'onda stazionario. Si conta di poter quanto prima sviluppare tali concetti, e di effettuarne una valutazione sperimentale.

3. – UTILIZZAZIONE DELLA CAMERA RIVERBERANTE

La camera riverberante, oltre agli interessi di ricerca cui si é fatto cenno, soddisfa in maniera originale gli scopi normativi per cui é stata realizzata. Infatti essa si presta ad essere agevolmente tarata, immettendovi una potenza nota, e successivamente puó essere utilizzata per misurare la potenza incognita emessa da una sorgente, che puó essere allocata nella stessa camera riverberante [3].

Poiché di solito si tratta di misurare la potenza globale emessa da sorgenti di disturbi, si é nella situazione ottimale di scarso accoppiamento fra generatore e camera riverberante, il che facilita la misura. Tale tecnica é stata recentemente adottata in sede internazionale (*). Due repliche del prototipo di camera riverberante dell'Istituto Universitario Navale sono state realizzate in U.S.A. (la prima da H.C. Anderson, Litton Industries, la seconda da H.Garland. Federal Communication Commission, Washington, D.C.) e si attendono i dati di confronto. Sono viceversa non ancora sviluppate le possibili utilizzazioni della camera riverberante per la determinazione di assorbimento globale da parte di materiali: oltre agli usi classici é interessante prevedere un'utilizzazione in campo biologico, poiché in essa é possibile irradiare isotropicamente dei preparati, o addirittura degli animali da laboratorio, realizzando una situazione di irradiazione standardizzata non ottenibile con sistemi direttivi.

Anche in campo telecomunicativo possono essere ipotizzati dei settori di utilizzazione, poiché nella camera riverberante vengono realizzate delle condizioni rigorosamente controllabili di non coerenza, a frequenze per cui la coerenza é la norma; in tale prospettiva bisognerá sviluppare ed estendere al caso tridimensionale lo studio del comportamento reirradiativo di pareti mobili,

---

* Riunione CISPR di Nizza, maggio 1976, relatore Prof. E. Paolini.

studio che é giá stato oggetto di attenzione nel caso monodimensionale [4].

BIBLIOGRAFIA

[1] M.J. Skolnik: *Introduction to Radar Systems,* McGraw Hill, Inc.,New York, N.Y., 1962, Sect. 2.8.

[2] B. Levine: *Fondements de la radiotechnique statistique,* MIR, Mosca, 1973, Sect.3.2.1.

[3] P. Corona, G. Latmiral, E. Paolini, L. Piccioli: *Use of a Reverating enclosure for Measurements of Radiated Power in the Microwave Range,* IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, May 1976.

[4] S.B. Borkar and R.F.H. Yang: *Reflection of Electromagnetic Waves from Oscillating Surfaces,* IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Jan. 1975.

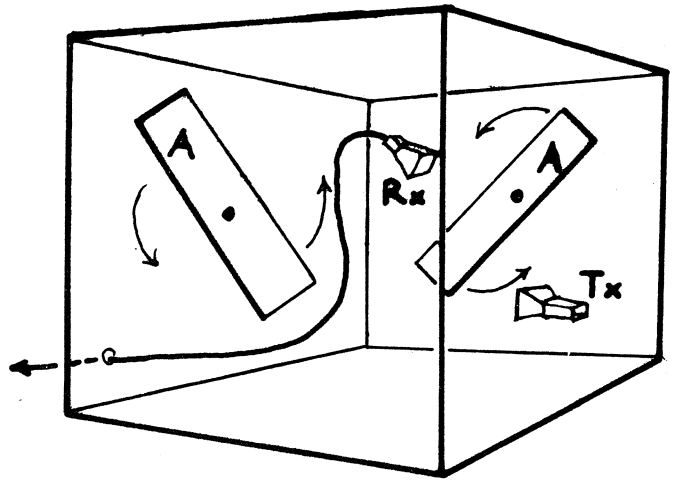


Fig. 1

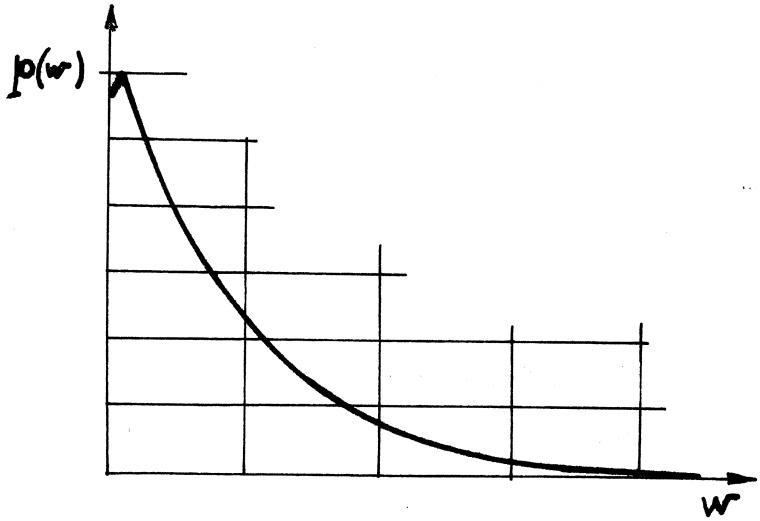


Fig. 2

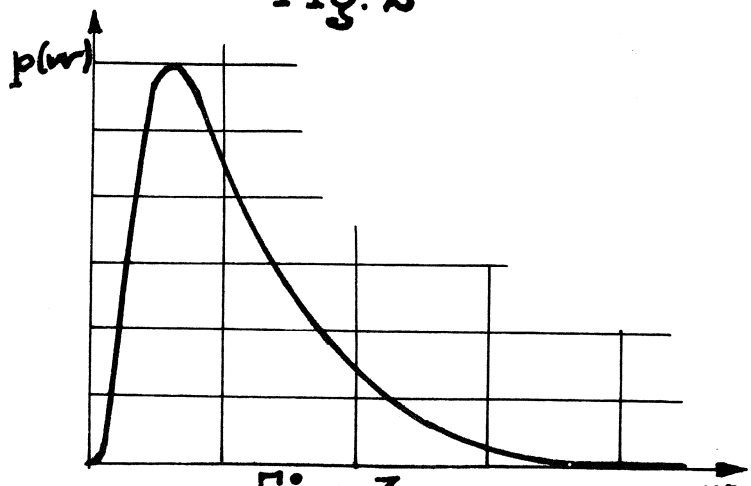


Fig. 3

INDUTTORI DI SPIN BIMODALI CON POSIZIONAMENTO NON CONVENZIONALE DEL CAMPIONE: PRESTAZIONI E PROSPETTIVE D'IMPIEGO IN SPETTROMETRI E.P.R. DI NUOVA CONCEZIONE

P. ARCIONI*, M. BRESSAN*, G. CONCIAURO*

Viene considerato un particolare tipo di induttore di spin bimodale per spettrometria E.P.R., in cui il campione paramagnetico é posizionato in maniera non convenzionale in una zona della cavitá dove il campo magnetostatico e i due campi a microonde non sono mutuamente perpendicolari. Vengono riportati i risultati di alcune valutazioni teoriche che mettono in evidenza la possibilitá di ottenere con un simile posizionamento del campione sensibilitá maggiori rispetto a quelle raggiungibili con una disposizione di tipo convenzionale. Si mettono in evidenza alcuni importanti vantaggi pratici e si discute la possibilitá di sfruttare il comportamento reciproco ottenibile in questo caso dall'induttore per realizzare uno spettrometro di originale concezione basato sul fenomeno di automodulazione di due oscillatori mutuamente accoppiati.

L'uso di cavitá bimodali nella spettrometria a risonanze paramagnetiche elettroniche (EPR) é stato proposto e sperimentato con successo da diversi ricercatori negli ultimi anni(1-7). Un esempio tipico di cavitá adatta a questo scopo é quello indicato in fig.1a. Si osserva che i due modi degeneri della cavitá sono accoppiati con una sola delle porte, sicché, in assenza di perturbazioni, queste risultano disaccoppiate fra di loro. Inserendo un campione paramagnetico nella posizione indicata in fig.1b e applicando ad esso un campo magnetostatico $\overline{H}_o$, a causa del moto di precessione degli spin, ha luogo un trasferimento energetico fra i due modi. Questo effetto risulta tanto piú intenso quanto piú la frequenza di Larmor (collegata ad $\overline{H}_o$) si avvicina alla frequenza di eccitazione della cavitá: di conseguenza, facendo variare il campo magnetostatico, si ottiene in uscita un sensibile segnale quando $\overline{H}_o$ passa intorno ad un valore di risonanza.

Dispositivi di questo genere sono stati concepiti in sostanza come l'analogo a microonde degli induttori di spin a bobine incrociate, largamente usati a bassa frequenza per la spettrometria a risonanze paramagnetiche nucleari (NMR): probabilmente per questa ragione in tutti i casi descritti nella letteratura il campione é stato posizionato in una zona della cavitá in cui i campi $\overline{H}_o$, $\overline{H}_a$ e $\overline{H}_b$ risultano mutuamente perpendicolari. Considerazioni teoriche e prove sperimentali (8,9) hanno mostrato che questa disposizione "convenzionale" del campione é del tutto inessenziale per il corretto funzionamento degli induttori bimodali e che per avere una buona sensibilitá basta che il campione sia posizionato in una zona della cavitá in cui: a) $\overline{H}_a$ ed $\overline{H}_b$ siano intensi e normali ad $\overline{H}_o$ (ma non necessariamente fra di loro); b) i campi elettrici dei due modi siano i piú piccoli possibile. Piú precisamente si mostra che, se le iridi poste sulle guide di ingresso e di uscita sono dimensionate in maniera tale da adattare le due porte, il modulo della trasmettenza S_{21} dell'induttore é dato da (9):

$$|S_{21}| = |\chi \eta_{ba}|\, Q/2 \qquad (1)$$

dove χ rappresenta la suscettivitá complessa del campione (**), Q indica il fattore di merito intrinseco dei due modi ed η_{ba} é dato da:

---

* Istituto di Elettronica, Universitá di Pavia.

** Tale quantitá, per data frequenza di eccitazione, dipende dal valore di H_o. Il rilievo dei suoi picchi di risonanza al variare di H_o é lo scopo della misura spettroscopica. Il suo modulo é normalmente dell'ordine di $10^{-9} \div 10^{-3}$.

$$\eta_{ba} = \iiint_{campione} (\bar{z} \times \bar{H}_a \cdot \bar{z} \times \bar{H}_b + j\bar{z} \cdot \bar{H}_a \times \bar{H}_b) d\tau \qquad (2)$$

avendo indicato con $\bar{H}_a$ e $\bar{H}_b$ i campi magnetici modali normalizzati (integrale del quadrato del modulo esteso a tutto il volume della cavitá = 1) e con $\bar{z}$ un versore orientato come $\bar{H}_o$.

Al fine di mettere in evidenza i vantaggi derivanti da una disposizione del campione diversa da quella convenzionale di fig.1b, é stata considerata la disposizione non convenzionale del campione indicata in fig.1c ($\bar{H}_a$ ed $\bar{H}_b$ paralleli fra loro e normali ad $\bar{H}_o$), ed é stato messo a punto un programma di calcolo per la progettazione automatica della cavitá e per la determinazione della trasmettenza normalizzata $|S_{21}/\chi| = |\eta_{ba}|\, Q/2$ che, come é evidente, costituisce un indice della sensibilitá ottenibile dall'induttore.

Poiché nella pratica sono di particolare interesse campioni acquosi (soluzioni biologiche, tessuti organici, etc.), si é considerato un campione cilindrico con $\epsilon_r = 80$ e $tg\delta = 0{,}2$. La frequenza di risonanza é stata fissata a 10 GHz, e sono stati eseguiti diversi progetti variando la dimensione "a" fra $\lambda/2$ e λ, per diversi valori del rapporto b/a e considerando una cavitá di rame. Inoltre per ciascun progetto é stato calcolato il valore della sensibilitá sopra definita al variare della sezione del campione (*).

Senza entrare nel dettaglio dei calcoli eseguiti ci limitiamo ad esporne ed a commentarne i risultati. In primo luogo é stato notato che la sensibilitá aumenta sempre al diminuire del rapporto b/a fino a diventare praticamente costante per $b/a \leqslant 0{,}2$. Tale aumento deriva essenzialmente dalla crescita di η_{ba} (collegata a sua volta all'aumento di $\bar{H}_a$ ed $\bar{H}_b$ col diminuire del volume totale della cavitá) che ha un effetto dominante rispetto a quello della diminuzione di Q. Le figg.2a,b, che si riferiscono rispettivamente alla disposizione non convenzionale del campione (DNC) ed alla disposizione convenzionale (DC) riportano in funzione del volume del campione le sensibilitá calcolate nel caso b/a = 0,2 (curve a tratto pieno). Il parametro che contrassegna le varie curve é il valore di "a" espresso in millimetri. Sia nel caso DC che nel caso DNC si osserva che, per dato "a" (e quindi per dato valore di L), all'aumentare del volume del campione la sensibilitá raggiunge un massimo e poi decresce. Questo risultato deriva dagli effetti contrastanti dell'aumento di η_{ba} e della diminuzione di Q causata dall'aumento delle perdite dielettriche. Si osserva inoltre che le sensibilitá massime ottenibili crescono al diminuire di "a". Nel caso DNC, per il quale questo effetto é particolarmente evidente, ció deriva essenzialmente dal fatto che al diminuire di "a" aumenta L sicché, a paritá del volume del campione, si ha una diminuzione delle sue dimensioni trasversali e quindi un maggiore suo avvicinamento alla parete della cavitá dove il campo elettrico tende a zero (minori perdite dielettriche). Si nota infine che per piccoli valori di "a" (a = 16 mm) la sensibilitá ottenibile nel caso DNC raggiunge un massimo pari a circa il doppio della sensibilitá massima ottenibile nel caso DC; inoltre si osserva che il massimo nel caso DNC si ottiene con un volume di campione pari a circa 1/3 di quello necessario per ottenere la massima sensibilitá nel caso DC. Ció é principalmente da attribuire al fatto che in una cavitá stretta le intensitá di $\bar{H}_a$ e $\bar{H}_b$ sulla parete sono elevate e permettono di ottenere elevati valori di η_{ba}. Nella fig.2 é anche riportato il disaccordo della cavitá provocato dall'introduzione del campione. Si osserva che sia nel caso DC che nel caso DNC tale disaccordo, in corrispondenza della condizione di massima sensibilitá, é minore di 10^{-3}, cioé, tenuto conto dei valori di Q ottenibili, dell'ordine della ampiezza di banda della cavitá.

Oltre alla possibilitá di ottenere maggiori sensibilitá con volumi ridotti di campione, la di-

* La lunghezza L', come é evidente dalla fig.1a, é pari a $\lambda_g/2$; la lunghezza L é leggermente minore di λ_g, a causa dell'effetto dei campi evanescenti presenti in uno dei tratti a sezione rettangolare.

sposizione non convenzionale di fig.1c presenta l'ulteriore importante vantaggio di consentire l'uso di magneti di minori dimensioni, in conseguenza del fatto che $\bar{H}_o$ risulta diretto secondo la dimensione di minimo ingombro della cavitá.

Gli induttori di spin bimodali con disposizione non convenzionale del campione hanno interessanti prospettive d'impiego in un tipo di spettrometrodi originale concezione attualmente in fase di studio presso l'Istituto di Elettronica dell'Universitá di Pavia. In tale apparato i due modi della cavitá bimodale sono leggermente disaccordati e accoppiati deliberatamente in maniera reciproca mediante inserzione di opportuni corpi perturbanti all'interno della cavitá (es. viti dielettriche, viti dissipative, etc.). Mediante dosaggio opportuno dei diversi tipi di perturbazione é possibile,senza modificare la distanza fra le frequenze di risonanza dei due modi, variare il modulo e la fase della transammettenza y_{12} della cavitá. I modi sono accoppiati, in corrispondenza delle porte 1 e 2 a due dispositivi a resistenza negativa (diodi tunnel, Gunn etc.), di modo che il sistema nel suo complesso equivale ad un insieme di due oscillatori accoppiati in maniera reciproca. Recenti studi teorici e sperimentali (10) hanno messo in evidenza che, sotto opportune condizioni, per valori sufficientemente piccoli di y_{12} ha luogo un fenomeno di automodulazione per il quale l'ampiezza dei due modi varia periodicamente a frequenza molto bassa (dell'ordine della distanza fra le loro frequenze di risonanza). Questo fenomeno, che sotto diversi aspetti richiama quello ben noto dei pendoli accoppiati, avviene ad una frequenza che dipende dal valore del modulo e della fase di y_{12}.

In fig.3a é rappresentata una cavitá bimodale cilindrica, risonante nei due modi "degeneri" TM_{110} accordati rispettivamente alle frequenze di 3799 e 3801 MHz. I due modi sono accoppiati mediante spire e opportuni sistemi di adattamento a due diodi tunnel e, in posizione diametralmente opposta, a due rivelatori a cristallo. Quattro delle viti visibili sulla parete piana della cavitá hanno funzione di accordo (viti poste sui piani definiti dall'asse della cavitá e dagli assi delle linee coassiali), mentre le altre servono per variare l'accoppiamento fra i modi. Queste ultime viti sono di zaffiro e due di esse sono rese dissipative mediante una sottile metallizzazione superficiale, in maniera da poter variare, dosando i loro affondamenti, il modulo e la fase di y_{12}. Realizzando un accoppiamento di tipo puramente reattivo (viti dissipative fuori dalla cavitá) e sufficientemente piccolo (per evitare il bloccaggio in fase fra i due oscillatori) all'uscita dei rivelatori si ottengono le forme d'onda mostrate in fig.3b; realizzando un accoppiamento di tipo puramente resistivo (y_{12} reale) si ottengono le forme d'onda mostrate in fig.3c. In quest'ultimo caso si osserva che la frequenza di modulazione é molto piú bassa della distanza fra le frequenze di risonanza dei due modi e che essa é estremamente sensibile alle variazioni della parte reale di y_{12}.

Disponendo un campione paramagnetico vicino alla parete cilindrica della cavitá in posizione simmetrica rispetto ai due oscillatori, e polarizzando il campione nella direzione dell'asse della cavitá si realizza una situazione analoga a quella di fig.1c precedentemente discussa. Si puó mostrare che in questo caso l'effetto della risonanza paramagnetica é quello di accoppiare in maniera reciproca i due modi, proprietá che ha luogo soltanto quando $\bar{H}_a$ ed $\bar{H}_b$ risultano paralleli (9). In questo caso pertanto, al variare di $\bar{H}_o$ intorno al valore di risonanza, si ha una piccola variazione di y_{12}, e, se questa era reale, una sensibile variazione della frequenza di modulazione collegata agli effetti dissipativi dovuti al fenomeno di risonanza paramagnetica.

La caratteristica piú attraente di uno spettrometro basato su di un simile principio di funzionamento consiste nella possibilitá di collegare direttamente l'effetto di risonanza paramagnetica alla variazione del periodo di un segnale a bassa frequenza ottenuto per semplice rivelazione dell'intenso segnale a microonde presente nella cavitá; ció puó portare alla realizzazione di spettrometri estremamente piú semplici ed economici di quelli attualmente esistenti.

BIBLIOGRAFIA

[1] D.T. Teaney, W.E.Blumberg, A.M. Portis: *Measurement of F-Centers Concentration and Relaxation Time by Microwave Faraday Rotation,* Phys. Rev., vol.119, Sept.1960, p.1851.

[2] M.E. Brodwin, T.J.Burgess: *Induction Method for Resonance Spectroscopy,* IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.12, June 1963, p.7.

[3] P.R. Moran: *Electron Spin Double Resonance Studies of F-Centers in KCL,* Phys. Rev.A., vol.135, July 1964, p.247.

[4] J.S. Hyde, J.C.W. Chien, J.H. Freed: *Electron-Electron Double Resonance of Free Radicals in Solution,* J. Chem. Phys., vol.48, Sept.1967, p.4211.

[5] C. Franconi: *Microwave Cavity Analogs of Bloch Inductors,* Rev. Sci. Instrum., vol.41, Jan.1970, p.148.

[6] C. Franconi: *Magnetic Resonances in Biological Research,* Ed. Gordon and Breach, London 1972, p.349.

[7] G. Conciauro, C. Franconi, P. Galuppi, M. Puglisi, E. Randazzo: *Bimodal Inductors for ESR Spectroscopy,* J. Mag. Res., vol.9, March 1973, p.363.

[8] G. Conciauro, E. Randazzo: *Theoretical Analysis of Bimodal Cavity Spin Inductors,* Rev. Sci. Instrum., vol.44, Aug.1973, p.1087.

[9] G. Conciauro: *Spin Induction by Bimodal Cavities with non Perpendicular Magnetic Fields,* Rev. Sci. Instrum., vol.46, Sept.1975, p.1253.

[10] P. Arcioni, G. Conciauro: *Automodulation in Mutually Coupled Microwave Oscillators,* Parts I & II, in corso di pubblicazione.

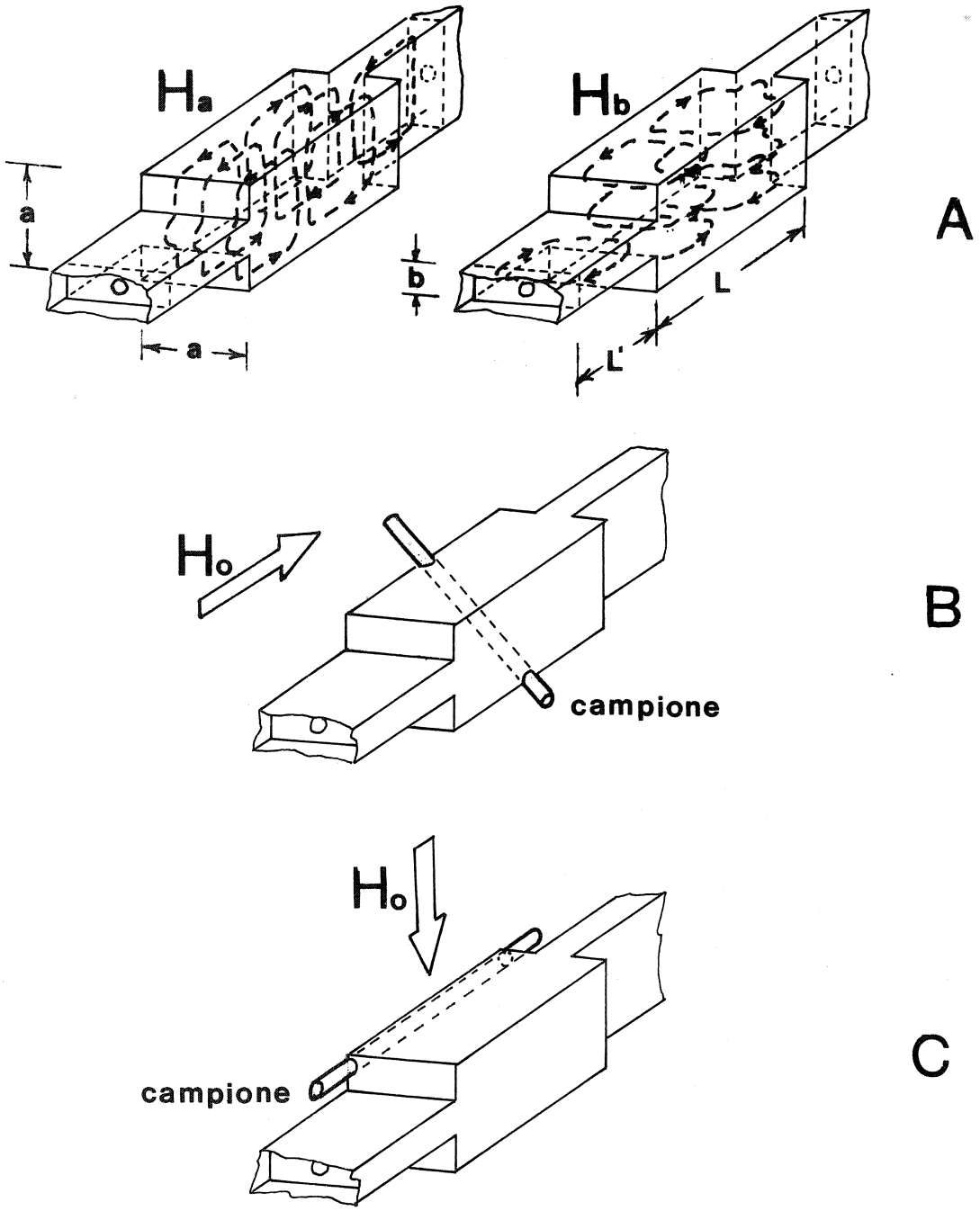


Fig 1-a) Andamento dei campi magnetici nella cavità bimodale considerata nel testo.
b) Disposizione convenzionale del campione (DC).
c) Disposizione non convenzionale del campione (DNC).

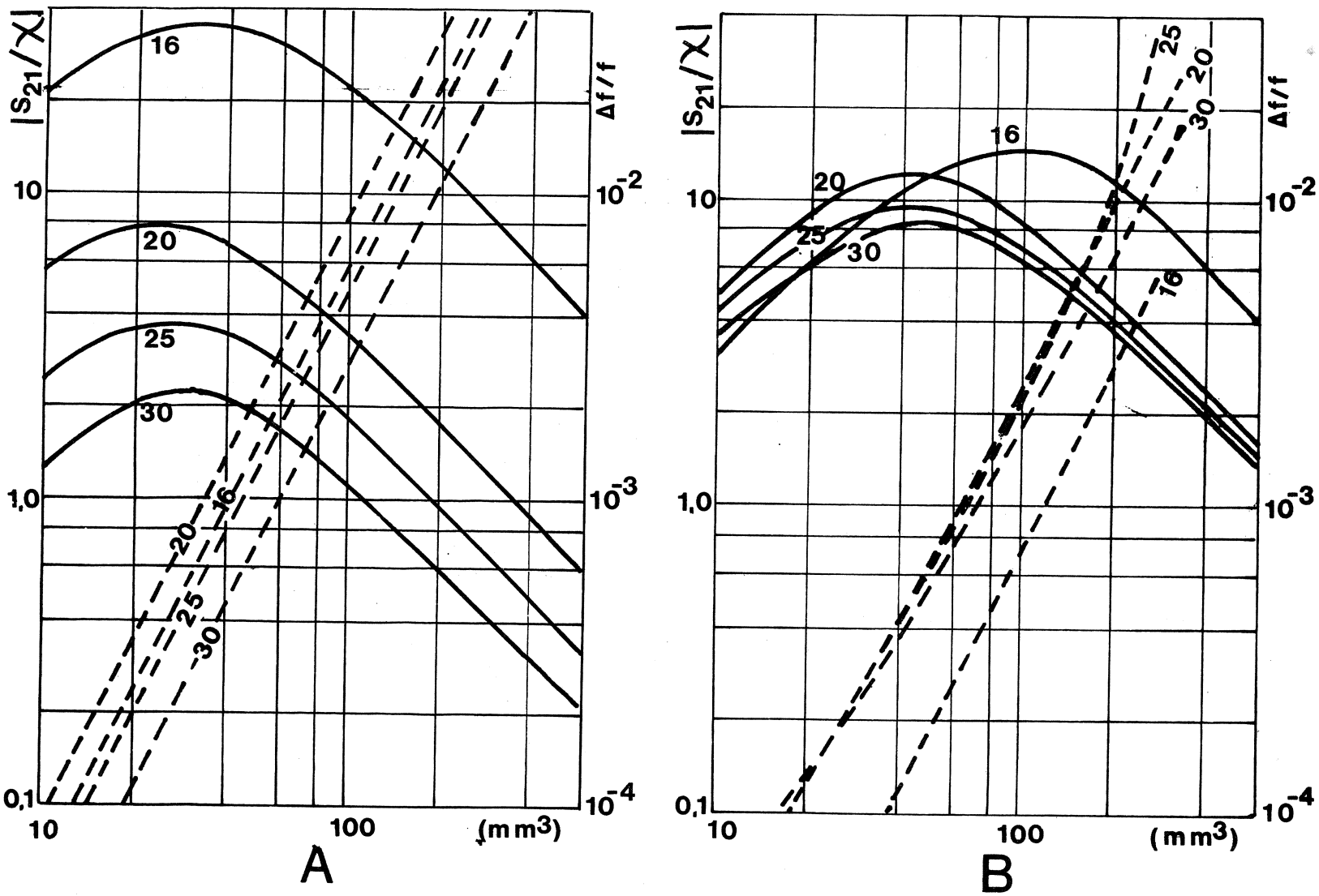


Fig. 2- Sensibilità ottenibile (curve a tratto pieno) e disaccordo della cavità (curve tratteggiate) in funzione del volume del campione, per vari valori di "a" (in mm) nel caso b/a=0,2 : a) caso DNC; b) caso DC.

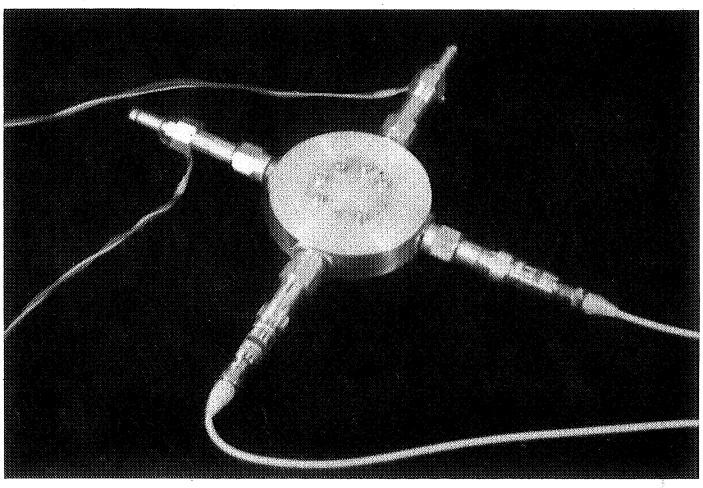
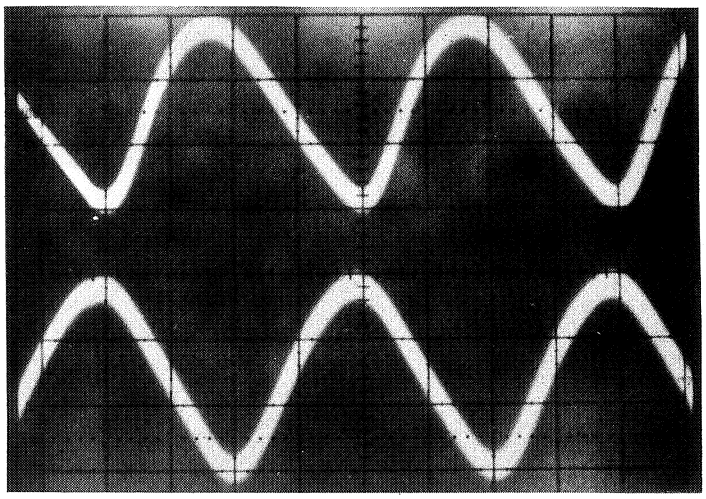


Fig. 3-a) Dispositivo ad oscillatori accoppiati.



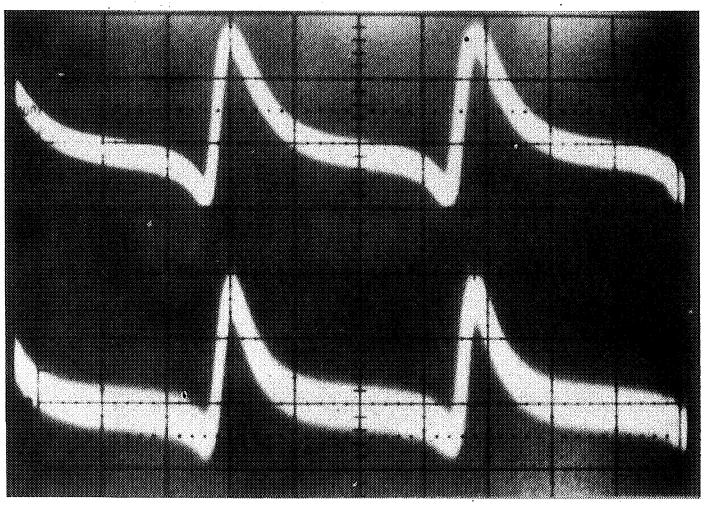


Fig. 3-b,c) Andamento della modulazione dei due modi ottenuto dai due diodi rivelatori, nel caso di un disaccordo di 2 MHz fra i due oscillatori: a) accoppiamento puramente reattivo, frequenza di automodulazione 2,5 MHz (Orizz. 0,1 µS/Div.); b) accoppiamento puramente resistivo, frequenza di automodulazione 500 KHz (Orizz. 0,5 µS/Div.).

SPETTROSCOPIA NEL DOMINIO DEL TEMPO MEDIANTE L'USO DI ANTENNE

O.M.BUCCI*, A.DE BONITATIBUS*, C.SAVARESE**

Si riferiscono gli aspetti essenziali di una tecnica di Spettroscopia nel Dominio del Tempo atta alla determinazione dello spettro di permettivitá di un mezzo materiale a partire dalla risposta transitoria di un'antenna in esso immersa.

Vengono esaminati i vantaggi che l'uso di una sonda presenta rispetto ai metodi usuali, in cui il materiale in esame é contenuto all'interno di un cavo coassiale, evidenziando le possibilitá di estensione del campo di applicazione della Spettroscopia nel Dominio del Tempo.

Gli aspetti fondamentali del metodo proposto vengono brevemente esaminati, mostrando come, una volta calcolato il coefficiente di riflessione della sonda in funzione della frequenza a partire dalla risposta sperimentale rilevata, la determinazione dello spettro della permettivitá si riconduca alla soluzione di un'equazione algebrica di quarto grado. Si riferiscono infine i principali risultati dell'analisi teorica e delle prime esperienze condotte.

In questo lavoro viene esposta nei suoi aspetti essenziali una tecnica di Spettroscopia nel Dominio del Tempo (T.D.S.) per la determinazione dello spettro della permittivitá di un mezzo materiale mediante l'uso di antenne quali sonde diagnostiche. Maggiori dettagli e alcuni risultati sperimentali preliminari sono riportati in un articolo in corso di stampa [1], mentre un lavoro conclusivo, in cui sia gli aspetti teorici che sperimentali del metodo proposto sono ampiamente discussi, é in corso di stesura. L'uso di un'antenna quale sonda atta alla determinazione delle caratteristiche elettromagnetiche del mezzo in cui é immersa, a partire dalla sua risposta ad una opportuna eccitazione, é stato piú volte proposto [2,3,4]. Adottando un'eccitazione di tipo impulsivo si é condotti naturalmente ad una tecnica di analisi nel dominio del tempo, con i vantaggi che ció comporta nel caso di spettroscopia su una larga banda di frequenza [5]. Rispetto alle normali tecniche T.D.S. in cavo coassiale [5], l'uso di una sonda presenta indubbiamente dei vantaggi. Innanzi tutto permette di effettuare una analisi "in situ", in quanto il mezzo in esame non deve essere contenuto all'interno dell'apparato di misura e ció, ovviamente, allarga le possibilitá di applicazione della T.D.S. a settori quali la prospezione geofisica, la diagnosi dei plasmi, il controllo di processi industriali, la misura delle caratteristiche elettromagnetiche di materiali biologici, ecc. Non essendovi poi la necessitá di portacampioni di elevate caratteristiche, l'apparato di misura risulta piú semplice, mentre il fatto che nel mezzo abbia luogo una propagazione di tipo tridimensionale, invece di quella unidimensionale che si ha nella T.D.S. standard, rende facilmente trascurabili gli effetti della limitatezza del campione, semplificando la procedura sperimentale. Va infine menzionata la possibilitá di massimizzare la sensibilitá e la precisione delle misure con un'opportuna scelta dei parametri dell'antenna. Affinché tale estensione delle tecniche T.D.S. sia possibile, é ovviamente necessaria la conoscenza di un'espressione analitica esplicita, valida su tutta la banda di frequenza di interesse, per l'ammettenza di ingresso dell'antenna usata come sonda, in funzione sia della geometria dell'antenna stessa, sia dei parametri elettromagnetici del mezzo. Ció é stato ottenuto con riferimento ad antenne sferoidali prolate, eccitate uniformemente lungo un piccolo "gap" equatoriale. Risulta, infatti, possibile, in tal caso, definire in modo non ambiguo una ammettenza di ingresso, che puó essere descritta in termini di un semplice circuito e-

* Istituto Elettrotecnico, Universitá di Napoli.

** Istituto di Teoria e Tecnica delle Onde Elettromagnetiche, Istituto Universitario Navale, Napoli.

quivalente [4,6]. Si consideri pertanto il sistema di fig.1), e cioé un monopolo sferoidale immerso in un mezzo indefinito, omogeneo e isotropo, eccitato attraverso un piccolo "gap" equatoriale ($s/a \ll 1$) da un'onda TEM proveniente da un cavo coassiale. Per una tale struttura, l'effetto del sistema di alimentazione puó essere esplicitamente analizzato [7]. Nell'ipotesi che le frequenze in gioco siano tali che solo il modo fondamentale possa propagarsi lungo il cavo, puó allora mostrarsi [4,7] che il circuito di fig.2) rappresenta adeguatamente l'ammettenza equivalente di ingresso del sistema, riferita alla sezione terminale del cavo di alimentazione, nella banda di frequenza:

$$|ka| \leqslant 2 \tag{1}$$

k essendo la costante (complessa) di propagazione nel mezzo.

I simboli di fig.2) hanno il seguente significato: ϵ e μ denotano rispettivamente la permettivitá equivalente e la permeabilitá del mezzo; ϵ_c la permettivitá del mezzo che riempie il cavo di alimentazione; il blocco rappresenta un giratore, la cui ammettenza di ingresso é pari ad Y_o^2 diviso l'ammettenza di carico, mentre c, g, c_o^2, c_s e c_c sono parametri adimensionali dipendenti dalla geometria del sistema. Espressioni e grafici relativi a tali parametri sono riportati in [4] e [7]. Utilizzando il circuito equivalente, l'ammettenza di carico Y del cavo puó essere facilmente calcolata. Nel caso di mezzo non magnetico ($\mu = \mu_o$) e cavo in aria ($\epsilon_c = \epsilon_o$) si ottiene:

$$y(\tilde{\omega}) = Z_o/\zeta_o\ \tilde{\omega}(c_c + 2c_s\epsilon_r + 3\pi c_o^2 \frac{\epsilon_r^2\ \tilde{\omega}^2}{1 + j\sqrt{\epsilon_r} g\ \tilde{\omega} - \epsilon_r c\ \tilde{\omega}^2}) \tag{2}$$

essendo $\zeta_o = \sqrt{\mu_o/\epsilon_o}$ e Z_o rispettivamente l'impedenza caratteristica del vuoto e del cavo di alimentazione, ϵ_r la permettivitá relativa del mezzo e

$$\tilde{\omega} = \omega a \sqrt{\epsilon_o \mu_o} \tag{3}$$

una frequenza angolare normalizzata.

Dalla (2) é immediato ottenere il coefficiente di riflessione, che descrive completamente la risposta della sonda in un mezzo assegnato. Supponiamo, viceversa, che il coefficiente di riflessione sia stato determinato sperimentalmente, rilevando la risposta ad una assegnata eccitazione impulsiva e trasformando secondo Fourier. Ottenuta dal coefficiente di riflessione l'ammettenza di ingresso, la relazione 2), che implicitamente esprime ϵ_r in funzione di $y(\tilde{\omega})$,ci fornisce allora la permettivitá del mezzo che circonda il monopolo. Ponendo:

$$f(\tilde{\omega}) = \zeta_o/2c_s Z_o \frac{y(\tilde{\omega})}{j\tilde{\omega}} - c_c/2c_s \tag{4}$$

tale relazione puó scriversi nella forma:

$$\tilde{\omega}^2 (\frac{3\pi}{2} \frac{c_o^2}{c_s} - c)\, \epsilon_r^2 + j\, \tilde{\omega} g \epsilon^{3/2} + (1 + c\, \tilde{\omega}^2 f(\tilde{\omega}))\epsilon_r - jg\, \tilde{\omega} f(\tilde{\omega}) \epsilon_r^{1/2} - f(\tilde{\omega}) = 0 \tag{5}$$

La 5) é un'equazione di quarto grado nell'indice di rifrazione $\epsilon_r^{1/2}$ che, risolta algebricamente o numericamente, permette di trovare ϵ_r per ogni valore di $\tilde{\omega}$ nell'ambito di validitá del circuito equivalente, e quindi lo spettro della permettivitá del mezzo. Partendo dalla 5) é possibile ricavare espressioni esplicite per la conduttivitá e la permettivitá a frequenza zero, direttamente in termini di quantitá nel dominio del tempo. Tali espressioni sono riportate in [1], cui si fa anche riferimento per quanto concerne l'analisi della precisione del metodo, che tenga conto sia di erro-

ri nei livelli di riferimento delle forme d'onda sia di un improprio posizionamento dell'origine dei tempi. Tale analisi mostra, tra l'altro, come in pratica un'eccitazione a gradino sia piú conveniente di una di tipo impulsivo e fornisce inoltre alcuni criteri di ottimizzazione. I risultati delle esperienze preliminari condotte confermano sostanzialmente la fattibilitá del metodo proposto ed indicano l'opportunitá di sviluppare metodi che operino direttamente nel dominio del tempo. Sulla base di tali risultanze é stato messo a punto un nuovo apparato sperimentale di elevate caratteristiche elettriche e meccaniche, col quale si stanno conducendo una serie di esperienze tese a stabilire in via definitiva la pratica applicabilitá e i limiti della tecnica proposta.

BIBLIOGRAFIA

[1] O.M.Bucci, A.De Bonitatibus, C. Savarese: *Time Domain Spectroscopy in Open Structures,* in corso di pubblicazione su Alta Frequenza.

[2] R.W. King, C.W.Harrison Jr., D.N.Denton: *The electrically short antenna as a probe for measuring free electron densities and collision frequencies in an ionized region,* J.Res. Nat. Bur. Stand., 65 D, 1961, pp.321-384.

[3] R.W. King, L.D.Scott: *The cylindrical antenna as a probe for studyng the electric properties of media,* IEEE Trans. Ant. Prop., AP-19, 1971, pp.406-416.

[4] O.M.Bucci, G.Franceschetti: *Input admittance and transient response of spheroidal antennas in dispersive media,* IEEE Trans. Ant. Prop., AP-22, 1974, pp.526-534.

[5] M.J.C. Van Gamert: *High-frequency time-domain methods in dielectric spectroscopy,* Philips Research Reports, 28, 1973, p.530.

[6] O.M.Bucci, A.De Bonitatibus, V.G.Vaccaro: *Measurements of the input admittance of thick spheroidal antennas in conductive mediums,* Proc.IEE, 120, 1973, pp.1349-1354.

[7] O.M.Bucci, A.De Bonitatibus, C.Savarese: *Transient response of coaxially driven spheroidal monopoles,* in corso di stesura.

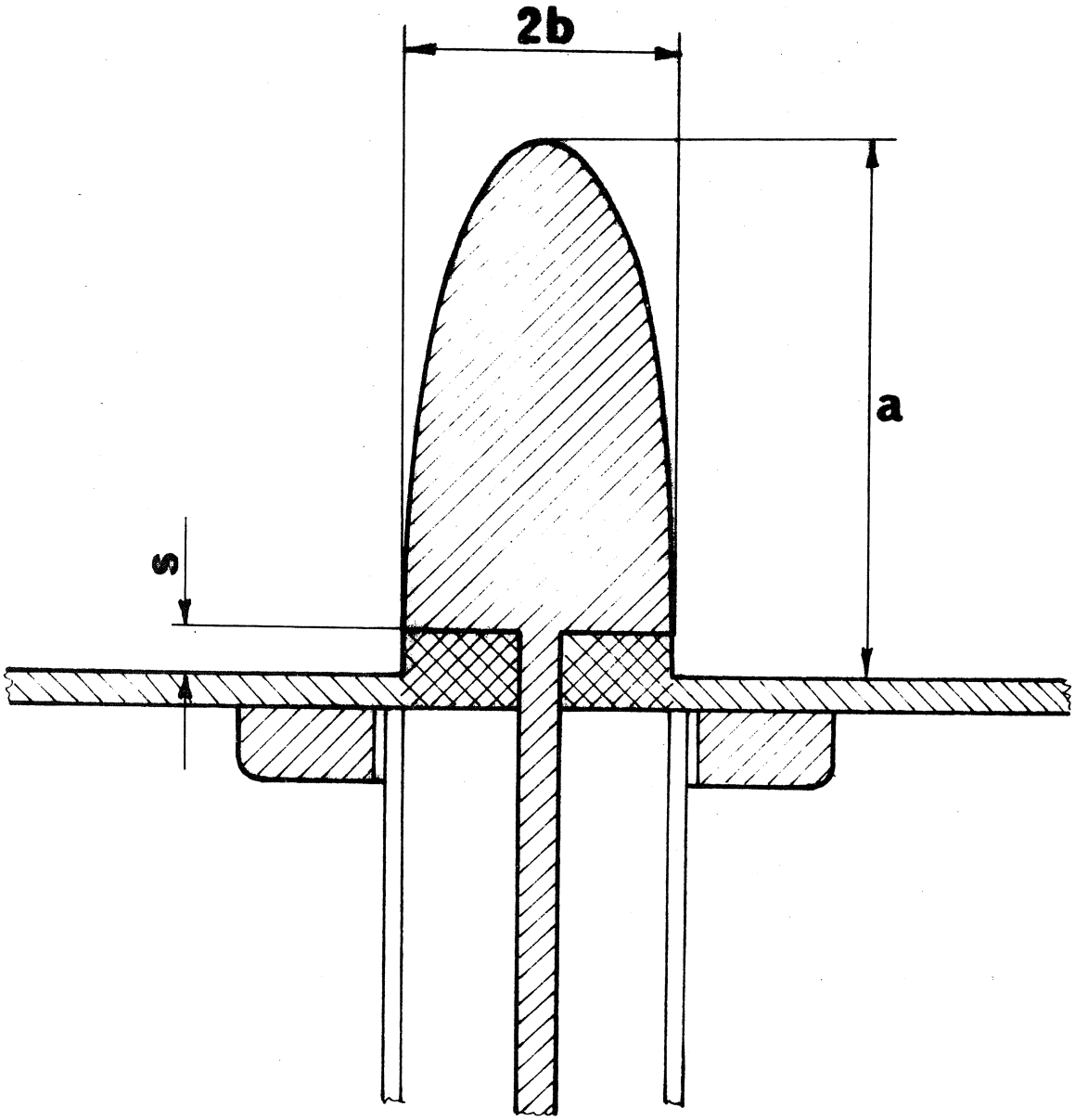


Fig. 1

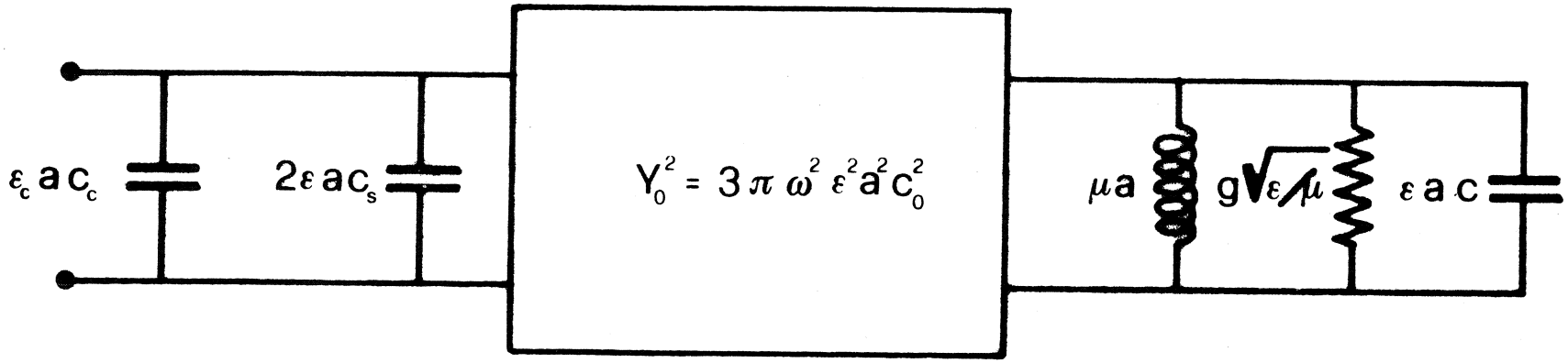

$\varepsilon_c a c_c$
$2\varepsilon a c_s$
$Y_0^2 = 3\pi\omega^2\varepsilon^2 a^2 c_0^2$
μa
$g\sqrt{\varepsilon/\mu}$
$\varepsilon a c$

Fig. 2

APPLICAZIONI METROLOGICHE DELLA DIFFUSIONE DI LUCE COERENTE

R. GRELLA*, D. PAOLETTI*

Quando un oggetto diffondente é illuminato in luce coerente il campo diffuso mostra una caratteristica distribuzione di intensitá a macchioline luminose (speckles). Il fenomeno puó essere descritto in termini statistici. D'altro canto, dal punto di vista deterministico il campo diffuso é univocamente legato al particolare oggetto diffondente usato.

Come tale esso varia a seguito di modifiche di posizione o di configurazione dell'oggetto.

Le variazioni del campo diffuso possono pertanto essere utilizzate per ricavare informazioni su spostamenti e deformazioni dell'oggetto. Ció puó farsi con i metodi dell'olografia, che permettono di registrare il campo diffuso prima e dopo la deformazione, oppure, con sensibilitá piú ridotta, con i metodi della fotografia Laser.

Per entrambe le tecniche vengono date le caratteristiche d'uso e mostrate alcune applicazioni.

Consideriamo un oggetto diffondente (statico) illuminato con luce coerente (ad es. derivante da un laser). Il campo diffuso mostra una caratteristica granulazione (speckling) dovuta all'interferenza fra le onde emesse dai singoli diffusori in cui si puó pensare decomposto l'oggetto. Tale granulazione é riscontrabile sia quando si raccoglie direttamente su uno schermo la radiazione diffusa (speckle oggettivo), sia quando si formi un'immagine dell'oggetto mediante un sistema ottico (speckle soggettivo).

L'ordine di grandezza delle dimensioni della macchiolina luminosa in quanto collegata al fenomeno interferenziale risulta proporzionale a λ L/D per speckles oggettivi e $(1+M)\lambda F$ per speckles soggettivi. (Dove D é la dimensione lineare della regione illuminata, L la distanza fra diffusore e schermo ed M é l'ingrandimento geometrico dell'immagine). Per poter predire l'esatta distribuzione del campo diffuso, occorrerebbe conoscere con esattezza la struttura della superficie diffondente dal punto di vista ottico.

Siccome questo é generalmente impossibile si puó utilizzare un modello statistico.

Per oggetti diffondenti ordinari (cioé tali che la sola rugositá introduca differenze di cammino ottico di diverse lunghezze d'onda fra i campi diffusi da punti contigui della superficie), se la regione illuminata ha dimensioni lineari grandi rispetto alla lunghezza d'onda, é facile concludere che un campo diffuso (in una descrizione scalare) puó essere rappresentato da una variabile aleatoria di tipo gaussiano (circolare). Partendo da simili considerazioni si potrebbe ricavare la statistica dell'intensitá e le funzioni di correlazione per il campo diffuso [1].

Al giorno d'oggi i risultati della teoria statistica su accennata hanno un certo grado di conferma suscettibile di miglioramento. Nel nostro laboratorio é in corso di realizzazione un apparato di misura della statistica dell'intensitá integrata (variabile aleatoria ottenuta per integrazione spaziale dell'intensitá su un'area finita). E' ovvio per altro, che per un fissato oggetto (anche se noi non ne conosciamo le caratteristiche microscopiche) il processo di diffusione é strettamente deterministico.

Il campo diffuso cambierá, di conseguenza, qualora l'oggetto subisca spostamenti o deformazioni. E' a partire dall'esame dei cambiamenti del campo diffuso che noi possiamo risalire alle deformazioni dell'oggetto. Ció puó essere fatto per via analogica (ottica) utilizzando i metodi dell'olografia.

* Istituto di Fisica Tecnica, Universitá dell'Aquila.

E' noto che tale tecnica si serve dell'introduzione di un'onda di riferimento per codificare l'informazione di ampiezza e di fase contenuta nel campo diffuso in forma di modulazione della intensitá luminosa cosí da poterla registrare con emulsioni fotografiche.

La registrazione sulla stessa emulsione dei due fronti d'onda provenienti dall'oggetto prima e dopo la deformazione dá luogo, all'atto dell'illuminazione dell'ologramma con il solo fascio di riferimento, (ricostruzione) ad un sistema di frange di interferenza che coprono l'immagine dello oggetto.

Dall'esame di tali frange é possibile risalire al campo di deformazioni subite dall'oggetto. Si riportano alcuni esempi di applicazione di tale tecnica di interferometria olografica relativi a ricerche condotte nel nostro laboratorio [2,3].

Il sistema metrologico, precedentemente tratteggiato, presenta alcuni svantaggi dal punto di vista dell'uso ingegneristico. Ad esempio, é richiesto l'uso di banchi da lavoro ammortizzati data la sensibilitá del fenomeno base (interferenza fra campo diffuso e onda di riferimento) alle vibrazioni. Inoltre la sensibilitá del metodolo olografico é, a volte, troppo elevata rispetto alle esigenze pratiche. Difatti ogni frangia rilevata sull'oggetto corrisponde ad uno spostamento di mezza lunghezza d'onda; qualora l'entitá della deformazione superi la decina di lunghezze d'onda, il rilevamento delle frange diviene problematico o addirittura impossibile.

Altro limite é la difficoltá di rilevamento di un campo di deformazione tangenziale alla superficie diffondente. Una tecnica alternativa é quella della fotografia laser [4]. In essa non si fa uso di alcun fascio di riferimento, il che elimina i problemi di stabilitá tipici dell'interferometria olografica. La radiazione diffusa dall'oggetto viene direttamente utilizzata per formare una immagine. Tale immagine risulta composta da speckles, le cui dimensioni possono essere variate agendo sull'apertura e sull'ingrandimento del sistema ottico. Se l'oggetto subisce deformazioni tali che i corrispondenti spostamenti puntuali non siano troppo grandi, si puó pensare che ogni speckle subisce nell'immagine uno spostamento uguale a quello del punto su cui era centrato.

Si ha in altri termini, una sorta di duplicazione e di simultaneo trascinamento del disegno di speckles. Supponiamo di registrare entrambi i disegni su una stessa emulsione. Se si illumina con un fascetto laser una generica areola dell'immagine a speckles cosí ottenuta, il campo diffratto mostrerá delle frange rettilinee (Young) il passo delle quali permette di risalire immediatamente allo spostamento subito da tale areola fra le due esposizioni.

Con tale tecnica si possono mettere in evidenza spostamenti minimi dell'ordine di 1/10 del diametro degli speckles (per ingrandimento unitario). Per quanto riguarda il limite superiore occorre tenere conto che all'aumentare dell'entitá degli spostamenti cambia anche la forma dei singoli speckles, il che decorrela i due disegni registrati.

Vale la pena di osservare che con la fotografia laser si evidenziano prevalentemente spostamenti che avvengano parallelamente alla superficie diffondente (spostamenti in piano). Ció é invece difficile, come giá accennato, con l'interferometria olografica. Si riportano esempi di applicazione di tale tecnica realizzati nel nostro laboratorio.

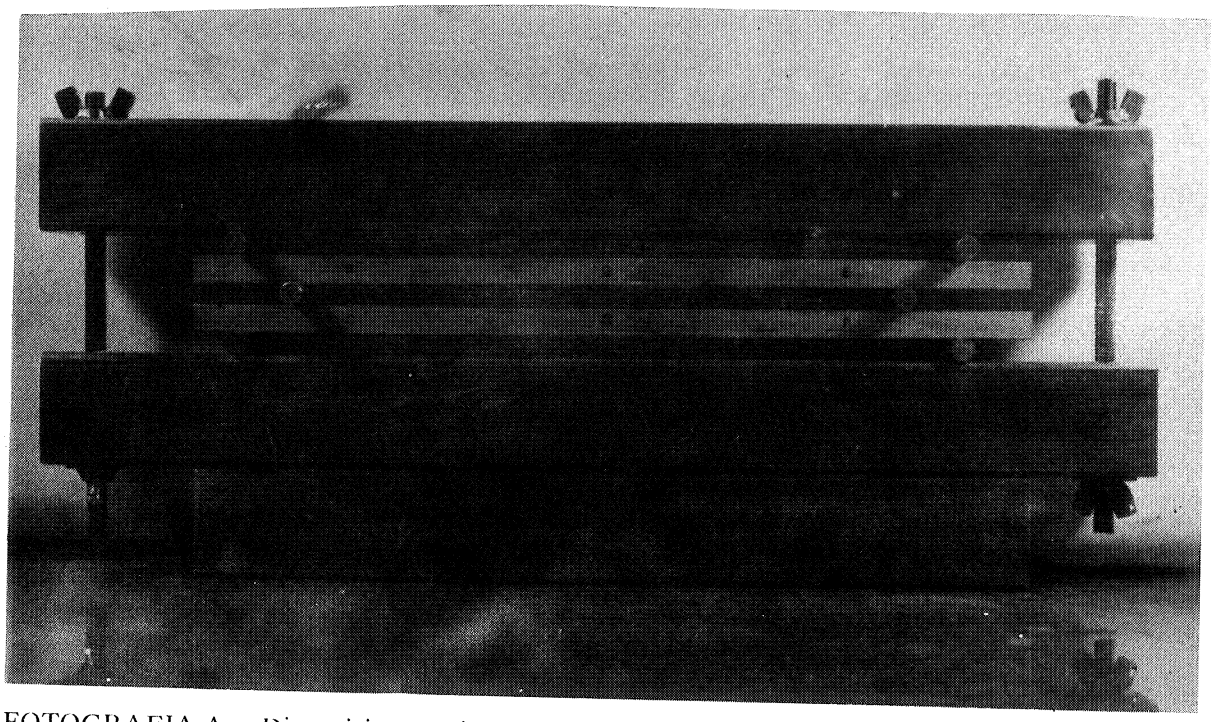
BIBLIOGRAFIA

[1] J.W.Goodman: in *Laser Speckles and Related Phenomena,* E.Dainty Editor, Springer Verlag, 1975.

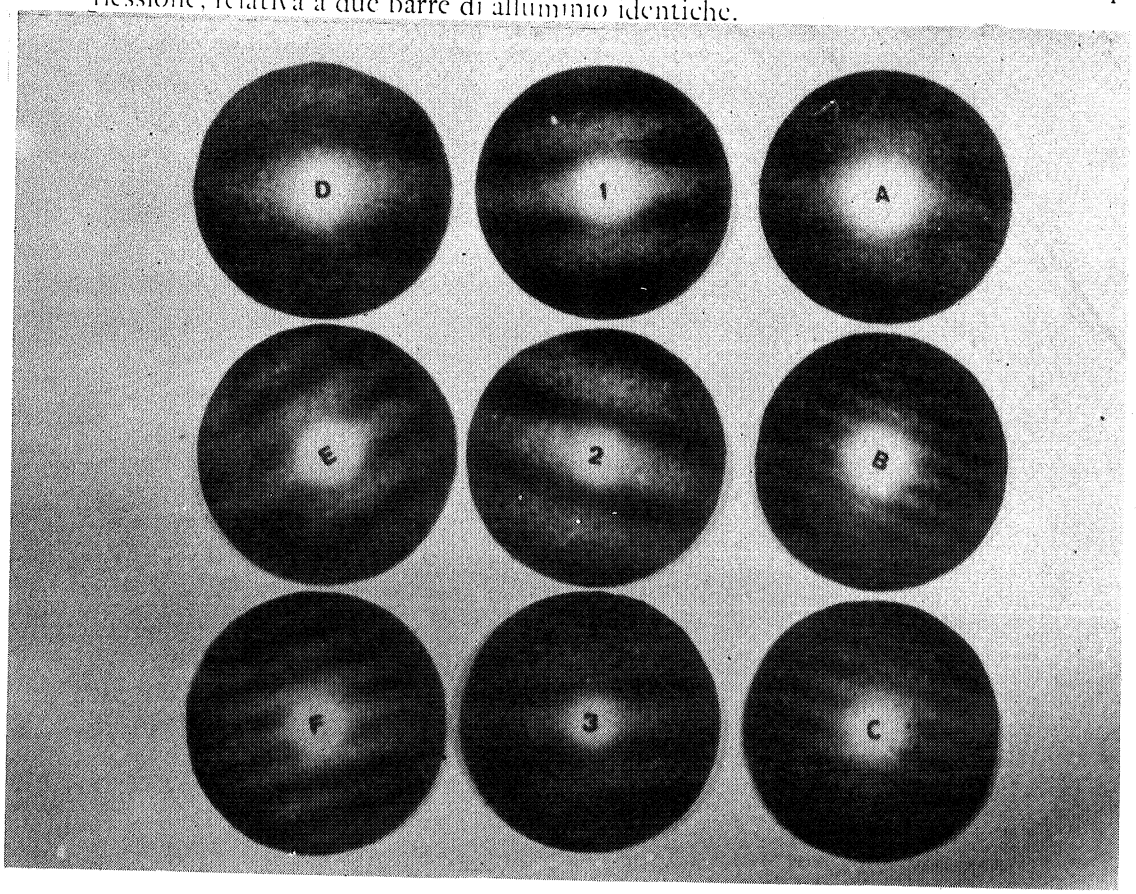
[2] S. Amadesi, F. Gori, R. Grella, P. Pasquini e G. Guattari: *Studio dello stato di conservazione di dipinti con metodi olografici in "problemi di conservazione",* Bologna 1973.

[3] S. Amadesi, F. Gori e G. Guattari: *Applied Optics,* vol.13, n.9, 1974, p.2009.

[4] A.E. Ennos: *Optical Fingerprinting with the laser for Engineering Measurements,* Symposium on Engineering Uses of Coherent Optics, Glasgow, 1975.



FOTOGRAFIA A – Dispositivo sperimentale per visualizzare lo stato di deformazione di pura flessione, relativa a due barre di alluminio identiche.



FOTOGRAFIA B – Frange di spostamento rilevate nei punti contrassegnati con la tecnica della fotografia "laser speckle".

FOTOGRAFIA C — Individuazione di distacchi su un dipinto ligneo con la tecnica dell'interferometria olografica a doppia esposizione.

IMMAGINE CORRETTA DI UN OGGETTO OLOGRAFATO A MICRO-ONDE ATTRAVERSO UN MEZZO ABERRANTE CON LA TECNICA DEL RIFERIMENTO MODULATO IN FASE

G.PAPI*, V.RUSSO CHECCACCI*, S.SOTTINI*

Viene suggerito un nuovo metodo olografico per ottenere nel visibile una immagine corretta di un oggetto a microonde registrato attraverso un mezzo aberrante variabile nel tempo. Dopo una illustrazione dei metodi adottati in ottica per lo stesso problema e una valutazione delle difficoltá nell'estendere questi a microonde e in acustica, si presenta il metodo attuale, piú semplice rispetto a quello precedentemente proposto del prodotto di due ologrammi. Esso consiste nel far passare sia l'onda diffusa dall'oggetto sia l'onda di riferimento attraverso la stessa zona di mezzo aberrante. L'onda di riferimento é modulata in fase, in sincronismo collo spostamento orizzontale dell'antenna che registra l'ologramma. In questa maniera, pur utilizzando in registrazione una sorgente di riferimento vicino all'oggetto, cioé nella posizione migliore per compensare le aberrazioni del mezzo variabile nel tempo, in ricostruzione si ottiene una immagine corretta e separata angolarmente dall'onda di riilluminazione. Prove sperimentali sono state fatte in banda X con oggetti molto semplici e con scansione unidimensionale. L'olografia a microonde attraverso mezzi aberranti puó essere utile nella diagnostica dei plasmi.

Il problema di ottenere una immagine corretta attraverso un mezzo aberrante puó essere di interesse oltre che in ottica anche a microonde e in acustica. E' stato provato che l'olografia offre dei vantaggi unici per la risoluzione di questo problema, e vari metodi sono stati studiati in ottica utilizzando in maniera diversa questa tecnica [1]. Noi abbiamo cercato di estendere questi metodi a microonde introducendo opportune modifiche soprattutto al momento della registrazione.

Ricordiamo brevemente qual'é la tecnica convenzionale per ottenere da un ologramma a microonde, l'immagine visibile di un oggetto "a microonde" (fig.1) [2]. Il segnale registrato punto per punto sull'apertura olografica, modula l'intensitá dello spot di un oscilloscopio, sincronizzato col movimento del "probe". Si ha così una distribuzione di intensitá luminosa legata alla distribuzione a R.F. sulla apertura olografica. Questo ologramma viene scalato di dimensioni e illuminato da un fascio laser. Poiché l'ologramma é la registrazione dell'intensitá del campo di interferenze dell'onda oggetto e del riferimento, l'ologramma dá luogo alla ricostruzione ottica dell'onda originale e alla sua coniugata.

Ammettiamo di avere fra l'oggetto e l'osservatore un mezzo aberrrante che introduce cioé solo variazioni di fase (fig.2). All'uscita del mezzo, l'onda oggetto risulterá, in prima approssimazione, moltiplicata per l'aberrazione. Per correggere questa onda aberrata, basta moltiplicarla per la coniugata dell'aberrazione stessa. Questa funzione compensatrice puó essere ottenuta semplicemente registrando olograficamente l'aberrazione stessa.

Un primo metodo da noi studiato a microonde, é stato quello di fare il prodotto di 2 ologrammi a microonde: uno ottenuto registrando l'onda oggetto aberrata, l'altro in cui l'oggetto é sostituito da una sorgente puntiforme. La teoria e i risultati sperimentali mostrano una buona correzione [3]. Questo metodo paragonato a quello ottico in cui sia l'onda oggetto sia l'onda di riferimento passano attraverso lo stesso mezzo aberrante, non ha limitazioni di angolo "fuori asse" e permette l'uso di un segnale di riferimento interno al rivelatore [4].

Questa tecnica é particolarmente conveniente per mezzi costanti nel tempo perché permet-

* Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR, Firenze.

te la registrazione anticipata dell'ologramma compensatore, mentre sembra piuttosto complessa per mezzi variabili nel tempo.

Qui si presenta un metodo nuovo che sembra piú facile del precedente in molti casi, anche per mezzi variabili nel tempo. Il metodo consiste nel registrare un ologramma a microonde "in asse" dell'oggetto attraverso il mezzo aberrante (fig.3). La sorgente di riferimento, posta sull'oggetto (o molto vicino) viene usata come sorgente che compensa, analogamente alla tecnica ottica. Tuttavia qui, l'angolo di fuori asse non é reale ma viene simulato con una modulazione di fase nel tempo, del fascio di riferimento in sincronismo col movimento dell'antenna che esplora l'apertura olografica. In questa maniera ambedue i fasci oggetto e riferimento passano attraverso parti altamente correlate del mezzo perturbante, e nello stesso tempo nella ricostruzione ottica si ha una immagine molto angolata e ben distinta dagli altri ordini.

Questa tecnica, usata anche quando il segnale di riferimento sia mandato direttamente nel rivelatore [4] richiede che la registrazione dell'ologramma a microonde sia fatta con un sistema di scansione. Variando la velocitá di scansione del "probe" si puó simulare angoli diversi del fascio di riferimento. Consideriamo per semplicitá un sistema di scansione x—y (fig.3). La velocitá v dell'antenna che esplora nella direzione x, é legata alla rotazione dello sfasatore sul fascio di riferimento in modo da dare il valore desiderato dell'angolo "fuori asse".

Prove preliminari sono state fatte in banda x con ologrammi unidimensionali. Gli ologrammi erano ottenuti, muovendo l'antenna su una linea mentre l'altra dimensione era introdotta artificialmente per mezzo di una escursione rapida nella direzione y dello "spot" dell'oscillografo, la cui intensitá é modulata dal segnale a R.F. del probe. Sia l'oggetto che la struttura aberrante erano scelti in modo da minimizzare l'inconveniente della scansione unidimensionale. L'oggetto era costituito da tre fessure verticali, ciascuna larga 5 cm, separate da 16 cm. Il mezzo aberrante era simulato da due sezioni longitudinali di cilindri di paraffina. Il periodo di rotazione dello sfasatore era di 1', e la velocitá del "probe" 5,3 cm/min, di conseguenza l'angolo "fuori asse" simulato era di $\sim 35°$.

I risultati sperimentali sono mostrati in fig.4a) b) c). La fig.4a mostra l'immagine ricostruita dell'oggetto in assenza del mezzo aberrante. La fig.4b mostra l'immagine dell'oggetto in presenza del mezzo aberrante, mentre il fascio di riferimento non passa attraverso il mezzo aberrante.

La fig.4c mostra l'immagine dell'oggetto in presenza dell'aberrazione, compensata con il metodo sopra descritto.

Da questi risultati preliminari, si puó osservare che questo metodo, anche se non completamente soddisfacente, puó fornire una compensazione in maniera molto semplice.

BIBLIOGRAFIA

[1] J.W.Goodman: *Introduction to Fourier Optics,* McGraw Hill San Francisco 1968, pp.261-268.

[2] G.Papi, V.Russo, S.Sottini: *Microwave Holographic Interferometry,* IEEE Trans on AP-19,6,740 (1971.)

[3] G.Papi, V.Russo, S.Sottini: *Imaging by Microwave Holography Through Aberrating Media,* IEEE Trans. A.P. Nov.1976.

[4] G.A.Deschamps: *Some Remarks on Radio-Frequency Holography,* Proc.IEEE, 570, April 1967.

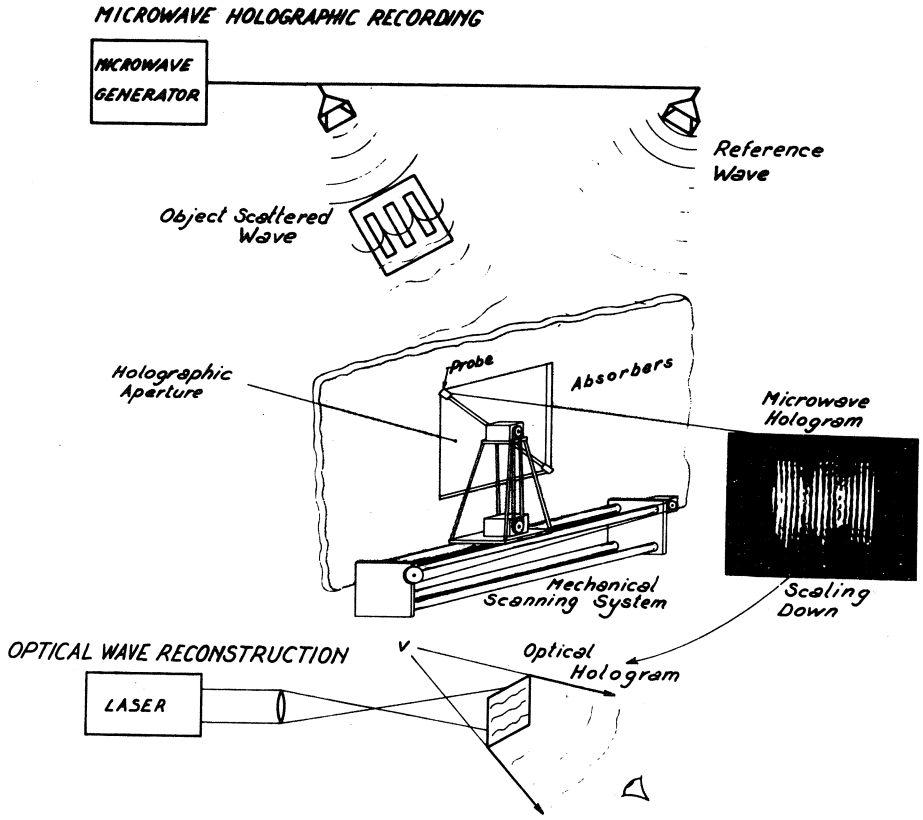


FIG.1 — Immagine ottica ricostruita da un ologramma registrato a microonde.

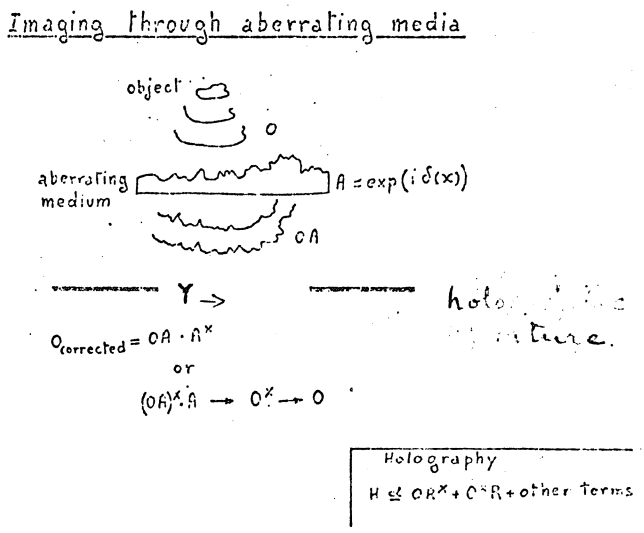


FIG.2 — Correzione di un'immagine deteriorata da un mezzo aberrante.

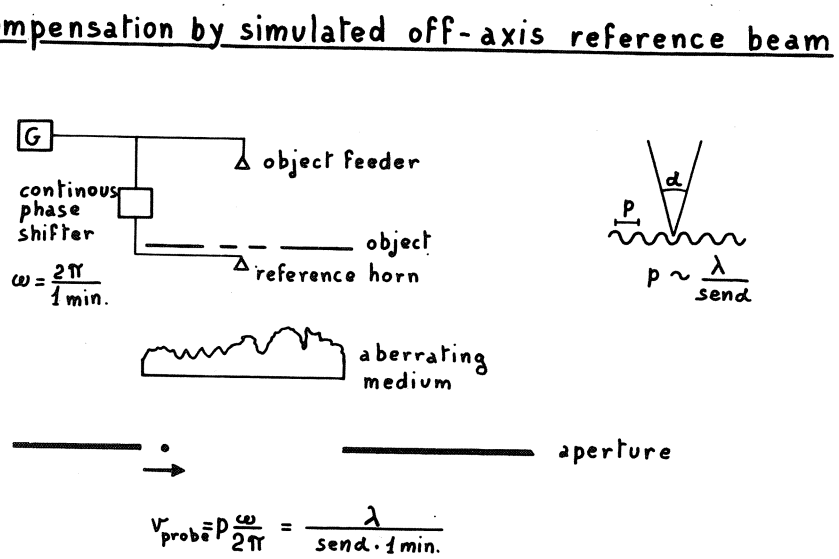


FIG. 3 — Compensazione dell'aberrazione con il metodo olografico dell'onda di riferimento simulata fuori asse.

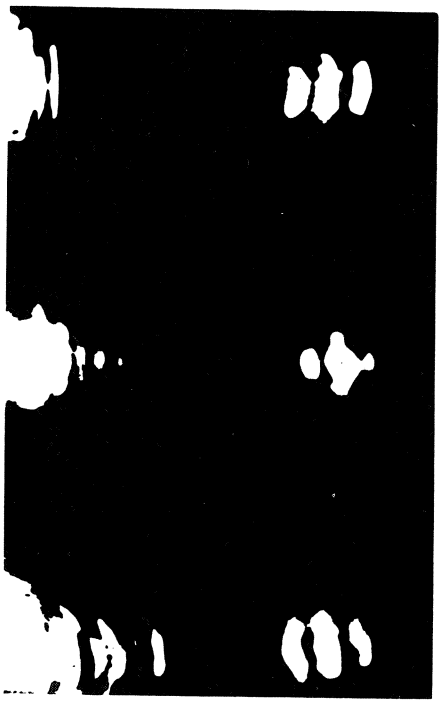


FIG. 4 — Ricostruzione ottica dell'oggetto a microonde

a) senza mezzo aberrante
b) deteriorate dal mezzo aberrante
c) compensate colla tecnica qui presentata

SESSIONE IV

MIC, FIBRE OTTICHE E OTTICA INTEGRATA

Chairman: PROF.G.P. BAVA
Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni — Politecnico di Torino

Derivazione dell'attenuazione di potenza e della distorsione dell'impulso in fibre ottiche multimodo a profilo graduale
P.Di Vita

Valutazione della dispersione in fibre multimodo con tecniche di "Ray Tracing"
P.F.Checcacci, R.Falciai, A.M.Scheggi

Accoppiamento modale nello spettro continuo per strutture guidanti ottico-integrate
V.Daniele, I.Montrosset, R.Zich

Zeri di trasmissione del doppio salto di impedenza nei circuiti integrati a microonde
G.D'Inzeo, F.Giannini, C.M.Sodi, R.Sorrentino

Spettro modale della lamina ferrimagnetica
F.Bardati, P.Lampariello

Studio di circuiti integrati a microonde (MIC) su substrato ferromagnetico
G.Cortucci, P.De Santis

Misura non distruttiva di permittivitá su substrati per MIC
G.P.Bava, C.Naldi

Misure di indice di rifrazione su film sottili per ottica integrata
C.Barbero, G.P.Bava, M.Mosca

Correlatore geodetico a strato sottile per ottica integrata
G.C.Righini, V.Russo Checcacci, S.Sottini

DERIVAZIONE DELL'ATTENUAZIONE DI POTENZA E DELLA DISTORSIONE DELL'IMPULSO IN FIBRE OTTICHE MULTIMODO A PROFILO GRADUALE

P. DI VITA*

In questo lavoro viene proposto un metodo che, mediante l'ausilio della trattazione quasi-classica delle equazioni delle onde elettromagnetiche, fornisce la forma dell'attenuazione di potenza e della distorsione dell'impulso in tratte di telecomunicazioni adoperanti fibre ottiche multimodo con qualunque profilo di indice di rifrazione. Il metodo sviluppato permette l'effettuazione di calcoli veloci e ben approssimati. Con tale analisi tutti i fenomeni di perdita (tranne la diffusione su piccoli angoli) vengono presi in considerazione compresi gli effetti dell'assorbimento del mantello e della perdita intrinseca dei raggi labili ("leaky rays"). Su questi due fenomeni si mostra particolarmente efficace l'approssimazione quasi classica che ci consente di fornire forme originali dei relativi coefficienti di perdita. Per ció che riguarda la distorsione dell'impulso, viene dimostrata una formula del tempo d'attraversamento della fibra che permette di tener conto del fenomeno di dispersione del materiale (che nelle fibre a profilo quasi-parabolico dá effetti vistosi).

1. – INTRODUZIONE

Nello studio delle caratteristiche di trasmissione di una tratta di fibra ottica con andamento graduale del profilo di indice di rifrazione, la teoria geometrica sembra il mezzo che fornisce risultati con i minori tempi di calcolo e la piú immediata interpretazione fisica. Tale teoria fornisce in genere una approssimazione molto buona per fibre ottiche con molti modi guidabili (che sono quelle piú usate per telecomunicazioni).

Vi é peró un insieme di fenomeni tipicamente ondulatori (p. es.: perdita dei raggi labili, influenza del mantello dissipativo) che la teoria strettamente geometrica non puó analizzare e che talvolta puó giocare un ruolo fondamentale nello studio del fenomeno della propagazione. Il ricorso alla teoria elettromagnetica in questo caso non conduce a risultati soddisfacenti, poiché per fibre con profilo graduale dell'indice di rifrazione le equazioni in gioco non sono in genere risolvibili analiticamente, e d'altra parte i tempi di calcolo per soluzioni numeriche sono estremamente lunghi. I migliori risultati vengono in questo caso forniti dalla teoria, quasi classica, la quale ci permette di introdurre nell'analisi geometrica quelle correzioni che tengono conto dei fenomeni ondulatori giá citati.

Nei paragrafi seguenti daremo la forma dell'attenuazione e della distorsione dell'impulso per fibre a variazione graduale di indice di rifrazione, tenendo conto dei fenomeni di assorbimento e di dispersione del materiale che costituisce la fibra.

Il fenomeno della diffusione con lobo di diffusione stretto non viene trattato poiché il formalismo é completamente diverso e piú complesso.

2. – ATTENUAZIONE DI POTENZA

Per calcolare l'attenuazione di una tratta di fibra occorre valutare la potenza residua dopo u-

* CSELT – Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni, Torino.

na generica lunghezza L. La potenza viene lanciata da una sorgente che fornisce sulla faccia d'ingresso della fibra una distribuzione di radianza $R(r, \psi, \theta, \varphi)$ (r, ψ, θ, φ sono le coordinate di posizione ed angolari di ciascun raggio mostrate in fig.1). Se T é la trasmittivitá sulla faccia d'ingresso della fibra e $\theta_M(r,\varphi)$ é l'angolo massimo di guidanza tale che [1]:

$$n(r) \cdot \operatorname{sen}\theta_M(r,\varphi) = \begin{cases} n(r), \text{ per } n(r) \cdot r \cdot |\operatorname{sen}\varphi| \geqslant a \cdot n_1 \\ \sqrt{[(n^2(r) - n_1^2)/(1 - \operatorname{sen}^2\varphi \cdot r^2/a^2)]}, \text{ per } n(r) r\, |\operatorname{sen}\varphi| \leqslant a\, n_1 \end{cases} \tag{1}$$

(n_0 ed n_1 sono rispettivamente gli indici di rifrazione al centro del nucleo e nel mantello, a é il raggio del nucleo della fibra ed n(r) il suo profilo d'indice di rifrazione), la potenza residua dopo una lunghezza L di fibra W(L) é data da:

$$W(L) = \int_0^a r dr \int_0^{2\pi} d\psi \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\theta_M(r,\varphi)} R(r,\psi,\theta,\varphi) \cdot T(r,\theta) \cdot \exp[(\gamma_0 + \gamma_1 + \gamma_s + \gamma_r + \gamma_l) \cdot L] \cdot \operatorname{sen}\theta \cos\theta \, d\theta. \tag{2}$$

γ_0 e γ_1 sono rispettivamente i coefficienti di perdita per assorbimento del nucleo e del mantello cosí legati all'attenuazione per assorbimento dei due mezzi (α_0 e α_1 rispettivamente):

$$\gamma_0 = \alpha_0 \mathcal{L}/L, \qquad \gamma_1 = p_1 \cdot \alpha_1 n_1/[n(r) \cdot \cos\theta] \tag{3}$$

ove $\mathcal{L}$ é la lunghezza effettiva del percorso di ciascun raggio e p_1 la frazione di flusso potenza nel mantello. γ_S é invece il coefficiente di perdita per diffusione con lobo di diffusione largo (tipo diffusione Rayleigh ed isotropa [2]); é noto che in questo tipo di diffusione l'effetto di perdita sovrasta quello di conversione di potenza tra i diversi raggi (specie per fibre debolmente guidanti) [2], quindi si puó tener conto di tal fenomeno mediante il coefficiente γ_S che ha la seguente forma approssimata (α_S é il coefficiente di diffusione [2]):

$$\gamma_S = \alpha_S \cdot \mathcal{L}/L. \tag{4}$$

γ_r é il coefficiente di perdita per cattiva riflessione all'interfaccia nucleo mantello; questa perdita é tipica naturalmente solo delle fibre con profilo a gradino e, detta ρ la riflettivitá dell'interfaccia e N il numero di riflessioni per unitá di lunghezza della fibra,si ha [3]:

$$\gamma_r = N \cdot |\ln\rho| = |\ln\rho| \cdot \operatorname{tg}\theta/[2a \cdot \sqrt{(1 - \operatorname{sen}^2\varphi \cdot r^2/a^2)}]. \tag{5}$$

γ_l infine é il coefficiente di perdita intrinseca dei raggi sghembi labili. Sia per ricavare questo coefficiente che γ_1 la teoria geometrica non basta. Bisogna ricorrere alla teoria quasi-classica: secondo essa ciascuna congruenza di raggi, che é caratterizzata dai due invarianti:

$$h = n(r) \cdot r \cdot \operatorname{sen}\theta \cdot \operatorname{sen}\varphi, \qquad k = n(r) \cdot \cos\theta, \tag{6}$$

possiede normalmente due caustiche nel nucleo (di raggio r_0 ed r_1); inoltre le congruenze di raggi labili posseggono una terza caustica nel mantello (di raggio r_2). Il campo elettromagnetico é formato da onde oscillanti all'interno delle due caustiche nel nucleo e da onde evanescenti all'esterno. Per congruenze di raggi guidati il campo nel mantello é ovunque evanescente; per congruenze di raggi labili torna ad esser composto da onde oscillanti oltre la terza caustica nel mantello. La teoria quasi-classica permette di ottenere delle forme ben approssimate del campo ovunque nella fibra, interpolando le soluzioni WKB tra le caustiche, con soluzioni formate da funzioni di Airy nell'intorno delle caustiche (ove le soluzioni WKB non sono piú valide) [4]. Noi abbiamo usato questa teoria per calcolare sia γ_l che la frazione p_1 nella equazione (3) di γ_1.

Circa γ_l abbiamo ottenuto la seguente forma ben approssimata e valida per qualunque profilo d'indice di rifrazione:

$$\gamma_l = e^{-S}/\left[2k \cdot \left(1 + \frac{e^{-S}}{4}\right) \cdot \int_{r_0}^{r_1} \left(n^2(r) - k^2 - \frac{h^2}{r^2}\right)^{-1/2} dr\right]; \quad S = \frac{4\pi}{\lambda} \int_{r_1}^{r_2} \left(\frac{h^2}{r^2} + k^2 - n^2(r)\right)^{1/2} dr \tag{7}$$

λ é la lunghezza d'onda nel vuoto, e i raggi delle caustiche r_0, r_1 ed r_2 sono soluzioni dell'equazione: $n^2(r) - k^2 - h^2/r^2 = 0$.

Noti tutti i coefficienti d'attenuazione si puó dedurre W(L) in (2) da cui si puó ottenere l'attenuazione totale secondo la:

$$\gamma = -(dW/dL)/W(L). \tag{8}$$

Dato che i singoli coefficienti di attenuazione non sono uguali per tutti i raggi, l'attenuazione totale γ dipende da L: é massima per $L = 0$ e tende per $L \to \infty$ ad un valore minimo pari alla somma dei valori minimi (che in genere si hanno per il raggio assiale) di $\gamma_0 (=\alpha_0)$, γ_1, γ_S, $\gamma_r (=0)$ e $\gamma_l (=0)$.

3. – DISTORSIONE DELL'IMPULSO

La distorsione sofferta da qualunque impulso nell'attraversare una data lunghezza L di fibra permette di valutare la banda trasmissibile lungo quella data tratta. Per conoscere tale distorsione é sufficiente conoscere la risposta f(t) della fibra ad un impulso a delta di Dirac $\delta(t)$; invero denotato con w(t) un generico impulso lanciato all'ingresso della fibra, attraverso f(t) é possibile ottenerne il corrispondente impulso distorto all'uscita: w'(t) secondo la:

$$w'(t) = \int f(t - t') \cdot w(t')dt'. \tag{9}$$

Per trovare la forma di f(t) occorre conoscere il ritardo t(h,k) sofferto da un generico raggio appartenente ad una certa congruenza, nell'attraversare la lunghezza L di fibra: $t(h,k) = \int dt = \int (n - \lambda\, dn/d\lambda) d\mathcal{L}/c = (k\,c)^{-1} \cdot \int_0^L (n - \lambda\, dn/d\lambda) n dz$, da cui si ha (é: $n = n(r)$):

$$t(h,k) = \frac{L}{kc} \cdot \int_{r_0}^{r_1} \left(n - \lambda \frac{dn}{d\lambda}\right) n \left(n^2 - k^2 - \frac{h^2}{r^2}\right)^{-1/2} dr \Big/ \int_{r_0}^{r_1} \left(n^2 - k^2 - \frac{h^2}{r^2}\right)^{-1/2} dr \tag{10}$$

Noto t(h,k) (= $t(r, \theta, \varphi)$ attraverso le (6)) si ha la seguente forma di f(t):

$$f(t) = \frac{1}{W(L)} \int_0^a r dr \int_0^{2\pi} d\psi \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\theta_M(r,\varphi)} R \cdot T \cdot \exp[-(\gamma_o + \gamma_1 + \gamma_S + \gamma_r + \gamma_l) \cdot L] \cdot \delta(t - t(r,\theta,\varphi)) \cdot \operatorname{sen}\theta \cdot \cos\theta \cdot d\theta \tag{11}$$

L'equazione (9) attraverso le (11) e (10) consente di ricavare la distorsione sofferta da qualunque impulso. Si noti che queste equazioni sono valide per sorgenti "quasi-monocromatiche" quali quelle usate normalmente per sistemi di telecomunicazione su fibre ottiche. Nella equazione (10) si tiene conto della dispersione di materiale attraverso il termine: $\lambda \cdot dn/d\lambda$, l 'introduzione di questo termine porta a conseguenze non piú trascurabili in fibre con profilo "quasi parabolico" [5].

4. – CONCLUSIONI

Il presente lavoro permette di valutare i parametri di trasmissione (attenuazione di potenza e distorsione dell'impulso) di un sistema di telecomunicazioni su fibre ottiche con qualunque profilo di indice di rifrazione. Nel lavoro sono presi in considerazione i fenomeni di assorbimento e di dispersione del materiale e la diffusione su larghi angoli. La reale influenza dei raggi labili é tenuta in conto mediante una forma molto ben approssimata del relativo coefficiente di estinzione.

BIBLIOGRAFIA

[1] P. Di Vita, R. Vannucci, Appl. Opt., vol.15, nov.1976, pp.2765-2772.

[2] P. Di Vita, R. Vannucci, Alta Freq. vol.43, ott.1974, pp.789-796.

[3] F. Albertin, P. Di Vita, R. Vannucci, Opto-electron. vol.6, set.1974, pp.369-386.

[4] B.G. Levich: *Theoretical Physics,* vol.3, North Holland, 1973.

[5] R. Olshansky, D.B. Keck: Appl. Opt. vol.15, feb.1976, pp.483-491.

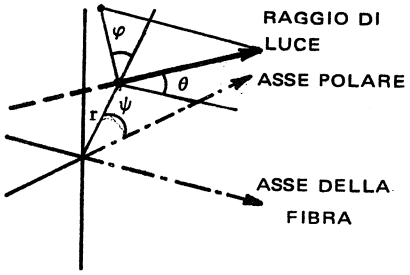


Fig. 1 - Coordinate angolari e di posizione di un raggio nella fibra.

VALUTAZIONE DELLA DISPERSIONE IN FIBRE MULTIMODO CON TECNICHE DI "RAY TRACING"

P.F. CHECCACCI*, R. FALCIAI*, A.M. SCHEGGI*

In questo lavoro si descrive un metodo che usando la tecnica del ray-tracing unita a relazioni modali permette di valutare le caratteristiche di dispersione in fibre cilindriche multimodo con distribuzione di indice variabile gradualmente. I risultati ottenuti dimostrano come sia possibile, con questo procedimento, analizzare la propagazione in fibre ottiche con qualunque distribuzione di indice e, in particolare, evidenziare, per i differenti modi, le regioni di intrappolamento, di "tunnelling" e di radiazione, nonché esaminare processi di selezione dei modi che si hanno per particolari distribuzioni di indice.

La tecnica del "ray tracing" completata da relazioni modali puó essere utilmente applicata per calcolare le caratteristiche di dispersione di fibre multimodo con distribuzione di indice di rifrazione di varia forma [1].

Argomento di questa memoria é l'applicazione di un tale metodo per lo studio della propagazione in fibre cilindriche a sezione circolare nelle quali si abbia una transizione graduale di indice di rifrazione tra il "core" e il "clad".

E' ben noto che in mezzi che variano lentamente su distanze dell'ordine della lunghezza d'onda i campi e.m. possono essere espressi in termini di onde piane locali e quindi é possibile introdurre i raggi [2]. Partendo dalla equazione eikonale si ottiene l'equazione dei raggi che in un sistema di coordinate cilindriche ρ, φ, z e per una distribuzione di indice di rifrazione dipendente solo dalla coordinata radiale si puó scrivere per componenti nella seguente forma

$$\begin{aligned} &\frac{d}{ds}\left(n\frac{dz}{ds}\right) = 0 \\ &\frac{d}{ds}\left(n\frac{d\rho}{ds}\right) - n\rho\left(\frac{d\varphi}{ds}\right)^2 = \frac{dn}{d\rho} \\ &\frac{d}{ds}\left(n\rho^2\frac{d\varphi}{ds}\right) = 0 \end{aligned} \tag{1}$$

Assumendo distribuzioni di indice di varia forma il sistema (1) é stato risolto numericamente con il metodo di Runge-Kutta-Gill al fine di ottenere la traiettoria del raggio generico. I raggi, che possono essere sia meridiani sia sghembi rispetto all'asse della fibra, sono intrappolati per una continua rifrazione e risultano tangenti ad una caustica esterna e ad una interna. Il diametro della caustica interna diminuisce per raggi che sono sempre meno sghembi rispetto all'asse fino a diventare zero per i raggi meridiani. Applicando alle traiettorie dei raggi relazioni di dispersione modale, che devono tener conto sia della condizione di risonanza radiale sia di quella azimutale, si ricavano le caratteristiche di dispersione per le varie famiglie di modi.

Un interessante risultato é che con questo metodo é possibile evidenziare l'esistenza dei cosiddetti raggi e corrispondentemente modi "leaky" o "tunnelling" [3, 4, 5] che non sono facilmente prevedibili con metodi puramente modali o puramente di ottica geometrica. In particola-

* Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR, Firenze.

re é possibile, con opportune rappresentazioni grafiche dei componenti del vettore d'onda, determinare i raggi delle caustiche che limitano le regioni di intrappolamento, di tunnelling e di radiazione per i differenti modi. Si puó inoltre esaminare il processo di selezione dei modi che si ottiene con distribuzioni di forma particolare, quali ad esempio di tipo "ring".

BIBLIOGRAFIA

[1] A.M. Scheggi, P.F. Checcacci, R. Falciai: *Dispersion Characteristics in Quasi-Step and Graded-Index Slab Waveguides by Ray-Tracing Technique* – J. Opt. Soc. Am. 65, 1975, 1022

[2] vedi p.e. L.B. Felsen, N. Marcuvitz: *Radiation and Scattering of Waves* (Prentice-Hall, Englewood Cliffs N.J. 1973), Sec. 1.7-b and 5.8.

[3] D. Marcuse: *Cut-Off Conditions of Optical Fibers,* J. Opt. Soc. Am. 63, 1973, 1369.

[4] A.W. Snyder: *Leaky-Ray Theory of Optical Waveguides of Circular Cross Section,* Applied Physics 4, 1974, 273.

[5] P.F. Checcacci, R. Falciai, A.M. Scheggi: *Ray-Tracing Tecnique for Evaluating the Dispersion Characteristics of Graded-Index Cylindrical Fibers,* Electronics Letters 11, 1975, 633.

ACCOPPIAMENTO MODALE NELLO SPETTRO CONTINUO PER STRUTTURE GUIDANTI OTTICO-INTEGRATE

V. DANIELE*, I. MONTROSSET*, R. ZICH*

In questo lavoro si propone una tecnica di calcolo che permette lo studio delle caratteristiche di propagazione in guide dielettriche per ottica integrata. Il metodo usato é quello di arrivare alle caratteristiche propagative di una struttura partendo dall'accoppiamento dei modi continui e discreti di una struttura piú semplice di cui siano note le caratteristiche modali. Come prima applicazione é stato considerato uno slab dielettrico con indice di rifrazione costante i cui risultati sono confrontabili analiticamente con la soluzione esatta. Si é potuto riscontrare un buon accordo tra la teoria esatta e la soluzione numerica approssimata. Infine sono state calcolate le curve di dispersione di uno slab con indice di rifrazione parabolico.

Il presente lavoro intende mettere a punto una tecnica di calcolo delle caratteristiche di propagazione in strutture guidanti per ottica integrata, che possa adattarsi ad una ampia classe di configurazioni e materiali. In particolare si intende valutare le curve di dispersione di tali strutture nonché la distribuzione del campo per ogni singolo modo. Il metodo utilizzato si puó definire come tecnica di perturbazione spettrale. Consiste sostanzialmente nel porre il problema della propagazione nella guida dielettrica che costituisce il supporto principale, in termini di linee accoppiate da una opportuna perturbazione.

In fig.1 sono indicate alcune configurazioni caratteristiche del tipo piú semplice; nel caso a) si puó per esempio interpretare il fenomeno propagativo in termini dell'accoppiamento dei modi dello spazio libero, spettro continuo, a causa del dielettrico con indice di rifrazione n_1. In questo caso la struttura perturbata a differenza di quella imperturbata porta anche modi discreti. Ne seguirá la possibilitá di costruire anche lo spettro discreto come accoppiamento del solo spettro continuo.

Nei casi b), c), d) ed e) il problema puó essere formulato in termini dei modi tipici di una struttura stratificata quando sia rimossa la perturbazione n_1 (in c) $n_1 = n_o$). Ne segue che intervengono sia i modi discreti dello strato che lo spettro continuo tipico delle strutture aperte. Consideriamo in dettaglio un generico caso del tipo a). L'accoppiamento é generato da una corrente elettrica equivalente

$$\underline{J}_{eq} = j\omega(n_1^2 - n_o^2)\,\epsilon_o\,\underline{E} \tag{1}$$

Pertanto se poniamo $\underline{E}_T = \sum_a V_a(z)\,\underline{e}_a^{(**)}$ ed $\underline{H}_T = \sum_a I_a(z)\,\underline{h}_a^{(**)}$ e indichiamo con β_a, z_a e y_a la costante di propagazione, l'impedenza e l'ammettenza relativa al modo imperturbato di indice α (onda piana con particolare valore della costante di propagazione trasversale), le equazioni delle line accoppiate sono

$$\begin{aligned} -\frac{dV_a}{dz} &= j\,\beta_a z_a I_a + \dot{v}_a & \qquad \dot{v}_a &= z_a^* \int_\rho \underline{J}_{eq} \cdot \hat{z}\, e_{za}^*(\underline{\rho})\, d\underline{\rho} \\ -\frac{dI_a}{dz} &= j\,\beta_a y_a V_a + i_a & \qquad i_a &= \int_\rho \underline{J}_{eq} \cdot \underline{e}_a^*(\underline{\rho})\, d\underline{\rho} \end{aligned} \tag{2}$$

---

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

** Per modi continui a é da intendersi indice continuo e la $\sum_a$ é da sostituire con $\int d\,a$

Nella (2) i generatori $\dot{v}_a$ ed i_a sono in effetti dipendenti dalle correnti I_a e dalle tensioni V_a per cui ne segue

$$
\begin{aligned}
-\frac{dV_a}{dz} &= j\beta_a z_a I_a + \sum_\beta P_{a\beta} I_\beta \\
-\frac{dI_a}{dz} &= j\beta_a y_a V_a + \sum_\beta Q_{a\beta} V_\beta
\end{aligned}
\tag{3}
$$

I coefficienti di accoppiamento $P_{a\beta}$ e $Q_{a\beta}$ sono evidentemente calcolati con un integrale in campo finito in quanto contribuisce solo l'area perturbata. Appare dalla formulazione precedente che tutto lo spettro continuo é in effetti accoppiato per la presenza della perturbazione e questo porta ad un non facile problema di tipo numerico per la corretta valutazione della costante di propagazione dei modi perturbati.

In effetti esistono alcune possibili tecniche che permettono di ottenere risultati piuttosto soddisfacenti. Una di queste é la FFT che si presta bene al problema in esame in quanto l'assunzione dei modi dello spazio libero come spettro imperturbato consiste di fatto con l'introduzione di una trasformata di Fourier. Un altro modo piuttosto interessante per discrettizare il problema é l'introduzione dei polinomi di Hermite per rappresentare l'equazione (3). Si sono condotti alcuni calcoli numerici nel caso di uno slab dielettrico che offre il duplice vantaggio di essere un problema bidimensionale, quindi con α e β indici unidimensionali e di avere una soluzione esatta che permette confronti con il metodo esposto.

In questo caso si ha l'ulteriore semplificazione dovuta ala fatto che si accoppiano solo modi TE (o TM) lungo x. Per i modi TE il problema puó essere formulato in questa forma:

$$(-\xi^2 - k_0^2 - \beta^2)\, V(\xi) = -k_0^2\, F\{P(x)V(x)\} \tag{4}$$

dove $P(x) = \epsilon_r(x) - 1$ ed é $\neq 0$ solo nella regione perturbata, $F\{\}$indica la trasformata di Fourier.

L'equazione (4) rappresentata nella base

$$\left\{\sqrt{h_m}\, \exp(-\xi^2/2)\, H_m(\xi)\right\} \tag{5}$$

diventa

$$[-A + \lambda I]\, V = -K_0^2 \Gamma V; \qquad \lambda = K_0^2 - \beta^2 \tag{6}$$

dove V é un vettore colonna di dimensioni N, numero di polinomi di Hermite assunto per la rappresentazione delle grandezze, A e Γ sono matrici NxN simmetriche.

L'equazione (6) é stata utilizzata per il calcolo delle curve di dispersione di una slab dielettrico di spessore 2a con indice di rifrazione 1.56. In fig.2a sono rappresentate in linea continua le curve teoriche mentre i punti rappresentano i risultati ottenuti come soluzione dell'equazione agli autovalori (6). Come si puó vedere esiste un buon accordo fra i risultati teorici ed i risultati approssimati. Gli autovalori della (6) sono in numero discreto; una parte coincide con gli autovalori discreti della struttura e gli altri rappresentano lo spettro continuo. In fig.2b é rappresentato lo spettro della (6) al variare di N. Come si puó facilmente vedere gli autovalori dello spettro discreto sono stabili al variare di N, mentre quelli dello spettro continuo sono instabili. Ovviamente al crescere di N la precisione con cui sono ottenuti gli autovalori dello spettro discreto aumenta. In fig.3 sono rappresentate le curve di dispersione nel caso in cui l'indice di rifrazione é parabolico.

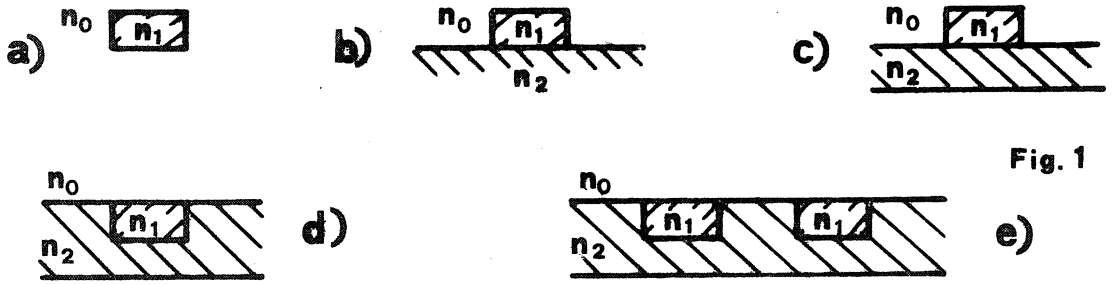


Fig. 1

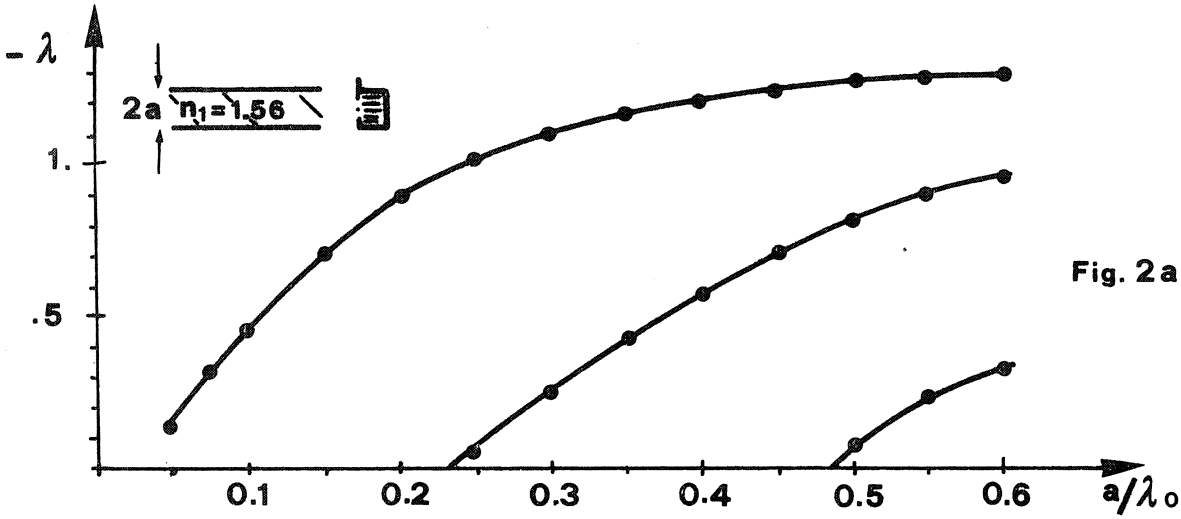


Fig. 2a

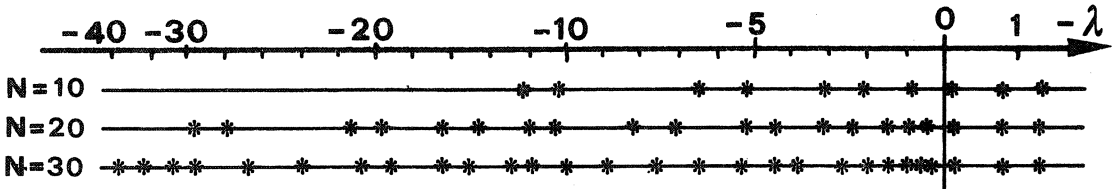


Fig. 2b

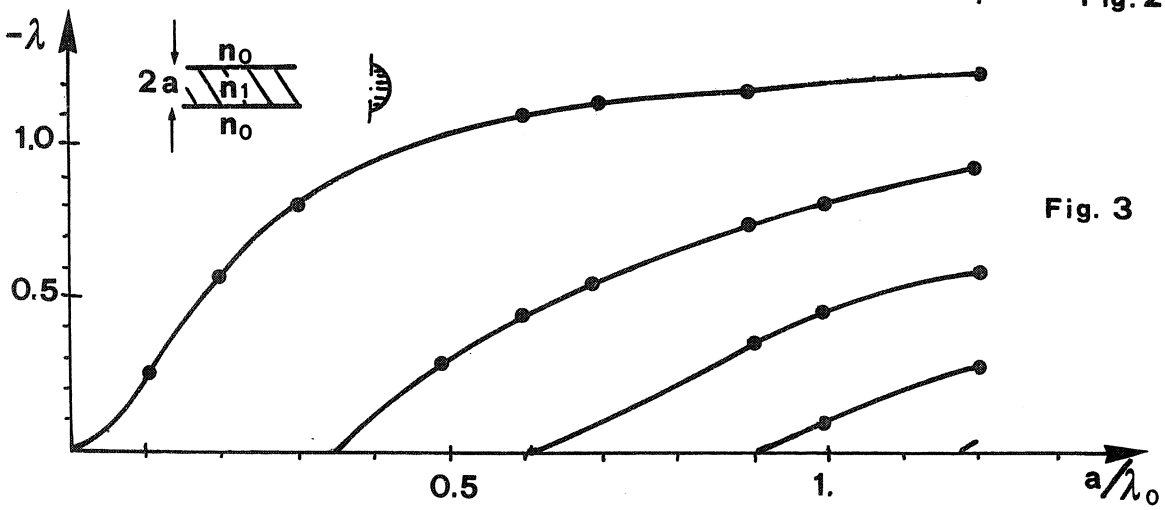


Fig. 3

ZERI DI TRASMISSIONE DEL DOPPIO SALTO DI IMPEDENZA NEI CIRCUITI INTEGRATI A MICROONDE

G. D'INZEO*, F. GIANNINI*, C.M. SODI*, R. SORRENTINO*

E' stata recentemente messa in luce l'esistenza di zeri di trasmissione in linee non uniformi a microstriscia a profilo continuo o discontinuo.

Nel caso di doppia discontinuitá a salto di impedenza, l'esistenza di zeri di trasmissione é stata, da altri autori, messa in relazione con l'eccitazione di modi di ordine superiore nel tratto di linea compreso tra le due discontinuitá.

In questo lavoro il tratto di linea non uniforme viene studiato come un risonatore bidimensionale a pareti magnetiche, accoppiato con le due linee uniformi.

Si sono cosí collegate le proprietá filtranti della struttura con le risonanze proprie del risonatore.

Viene dimostrato che gli zeri di trasmissione coincidono con particolari modi di risonanza, oppure si situano tra due modi consecutivi in frequenza e soddisfacenti particolari condizioni.

Questo ultimo tipo di zeri di trasmissione é il solo presente nel caso di doppio salto di impedenza simmetrico per il quale viene fornito un elementare criterio di esistenza degli zeri.

L'andamento teorico del modulo del parametro di diffusione S_{21} per due strutture a doppio salto di impedenza da noi realizzate é confrontato con i risultati sperimentali.

Altrettanto é fatto con i risultati sperimentali ottenuti da altri autori per un doppio salto di impedenza non simmetrico.

L'accordo tra teoria ed esperimento é risultato in tutti i casi soddisfacente.

La sempre crescente diffusione dei circuiti integrati a microonde (MIC) e la conseguente necessitá di componenti passivi, compatibili con tale tecnica, in grado di elaborare i segnali a microonde, ha notevolmente sollecitato lo studio di strutture a microstriscia non uniformi (fig.1), ovvero aventi sezione trasversale variabile [1], [2]. Tra queste, una particolare attenzione é stata rivolta alle strutture non uniformi di tipo piú semplice e di piú frequente utilizzazione nei circuiti a microstriscia, quali le discontinuitá brusche, ovvero i salti d'impedenza. Il loro comportamento filtrante, che spiccatamente si manifesta con l'esistenza di zeri di trasmissione, é stato caratterizzato ricorrendo o a circuiti equivalenti a larga banda [3], o ad una espansione del campo alla discontinuitá in termini di modi di propagazione [4].

Data la complessitá della struttura reale, entrambe le caratterizzazioni sono state fatte a partire da un modello semplificato a pareti magnetiche in cui, trascurando gli effetti del "fringing field" o tenendone conto mediante un allargamento delle dimensioni reali della struttura, si riduce l'analisi a quella di una struttura chiusa.

Nonostante questo, i risultati teorici oggi disponibili non sono del tutto soddisfacenti, in quanto non in grado di spiegare con sufficiente precisione le risposte sperimentali delle strutture esaminate.

Qui di seguito viene descritto un metodo di analisi che, pur essendo sempre basato sul modello a pareti magnetiche, mostra un notevole accordo tra teoria ed esperimenti ed é quindi piú efficace dei metodi giá citati per caratterizzare le proprietá delle microstriscie non uniformi.

La struttura di fig.2 puó essere vista come un risonatore rettangolare a pareti laterali magnetiche (zona III) connesso a due linee di trasmissione uniformi (zone I e II). Il campo elettroma-

* Istituto di Elettronica, Universitá di Roma.

gnetico all'interno di tale struttura puó pertanto essere espresso per mezzo di due diverse espansioni modali nelle tre zone: modi di risonanza nella zona III e modi di trasmissione nelle zone I e II.

Date le evidenti difficoltá matematiche di tale procedimento é inoltre opportuno introdurre un'approssimazione che semplifichi in modo essenziale la trattazione del problema. Essa consiste nel trascurare l'eccitazione di modi di ordine superiore nelle due linee di trasmissione considerando il solo modo fondamentale TEM, l'unico che si possa propagare nel campo di frequenze in esame. Per quanto riguarda poi i modi del risonatore (zona III), l'indipendenza dalla coordinata z del campo e.m. nella struttura implica l'esistenza di soli modi TM il cui indice rispetto a z é pari a zero.

Nell'ulteriore ipotesi che la struttura in esame sia priva di perdite, il campo elettromagnetico all'interno del risonatore puó dunque esprimersi [5] tramite le seguenti relazioni:

$$\underline{E}(x,y) = j\hat{z}\,\Sigma_a e_a E_a(x,y) \tag{1a}$$

$$\underline{H}(x,y) = \frac{-1}{\omega\mu}\,\Sigma_a K_a e_a \underline{H}(x,y) \tag{1b}$$

$$e_a = \frac{\omega\mu}{K_a^2 - \omega^2\mu\epsilon}\,(I_{a_1} + I_{a_2}) \tag{2}$$

$$I_{a_i} = \int_{S_i} n \times \underline{H}_{ti} \cdot \hat{z}\,E_a dS \qquad i = 1,2 \tag{3}$$

dove:

$\hat{z}\,E_a$ e K_a sono, rispettivamente, gli autovettori ortonormalizzati del risonatore ed i relativi autovalori;

$\underline{H}_{ti}$ é il valore del campo magnetico relativo al modo TEM sulla bocca S_i;

ϵ e μ sono rispettivamente la permettivitá e la permeabilitá del dielettrico che riempie il risonatore.

Tramite semplici passaggi e mediante l'introduzione di tensioni e correnti equivalenti relative alle due linee I e II si ottiene la matrice [S] di diffusione relativa alla zona III. In particolare per il modulo del parametro di diffusione S_{21} si ha

$$|S_{21}| = \frac{2X_{21}}{\sqrt{(1 + X_{21}^2 - X_{11}X_{22})^2 + (X_{11} + X_{22})^2}} = \frac{2X_{21}}{D} \tag{4}$$

dove

$$X_{ij} = \frac{\omega\mu}{\sqrt{w_i w_j}}\,\Sigma_a \frac{I_{ai} I_{aj}}{K_a^2 - \omega^2\mu\epsilon} \qquad i,j = 1,2 \tag{5}$$

L'esistenza di uno zero di trasmissione, corrispondente all'annullarsi del modulo S_{21}, si ha dunque per la frequenza $\overline{\omega}$ per cui si verifica una delle due condizioni seguenti:

a) $\lim_{\omega \to \overline{\omega}} D = \infty$ ed $X_{21}(\overline{\omega})$ limitato;

b) $X_{21}(\overline{\omega}) = 0$

Nel secondo caso, infatti, é facile verificare che é sempre $D \neq 0$.

La condizione a) é soddisfatta solo per le frequenze di risonanza ω_a tali che $I_{a_1} \neq 0$ ed $I_{a_2}=0$, o viceversa. Ció significa, da un punto di vista e.m., che il modo relativo alla frequenza ω_a viene eccitato su una bocca, ad es. $S_1 (I_{a_1} \neq 0)$, ma non cede potenza alla bocca $S_2 (I_{a_2} = 0)$; oppure, pur potendo indurre un campo e.m. sulla bocca $S_2 (I_{a_2} \neq 0)$, non viene eccitato alla bocca $S_1 (I_{a_1} = 0)$.

La condizione b) si traduce nell'equazione

$$\Sigma_a \frac{\omega}{\omega_a^2 - \bar{\omega}^2} I_{a_1} I_{a_2} = 0 \tag{6}$$

Ora, se indichiamo con pedici a,b due modi di risonanza consecutivi, si puó facilmente verificare che la relazione

$$\mathrm{sgn}[I_{a1}\, I_{a2}] = \mathrm{sgn}[I_{b1}\, I_{b2}] \tag{7}$$

implica l'esistenza di almeno una frequenza $\bar{\omega}$ tale che $\omega_a < \bar{\omega} < \omega_b$ per cui $X_{21} = 0$, il che significa che la combinazione dei campi e.m. relativi ai modi del risonatore, eccitati dalla bocca S_1 dá luogo all'annullarsi della potenza attiva transitante attraverso la bocca S_2.

In particolare, per il doppio salto d'impedenza simmetrico, fig.3, si hanno i soli zeri di trasmissione derivanti dalla condizione b); si ha infatti, per ogni modo di risonanza del tratto centrale:

$$I_{a2} = (-1)^{m_a} I_{a1} \tag{8}$$

dove m_a é il numero relativo alla risonanza del modo 'a' lungo la direzione x. In tal caso gli zeri di trasmissione sono individuati dalla condizione (7), che diviene:

$$|m_b - m_a| = 2K \qquad K = 0,1,2 \ldots\ldots \tag{9}$$

Dalla (4) inoltre si puó facilmente verificare che, per strutture di tipo simmetrico, alla frequenza di risonanza del risonatore rettangolare (zona III) si ha:

$$|S_{21}| \simeq 1 \tag{10}$$

Una conferma sperimentale della teoria é illustrata nelle figg. 4 e 5: i due grafici riportano per due diverse linee simmetriche non uniformi le risposte teoriche e sperimentali nella banda 2÷18 GHz, nonché i modi di risonanza TM_{mn0} relativi al tratto centrale. Come si nota, gli zeri di trasmissione sono tutti del tipo b), mentre in corrispondenza alle frequenze di risonanza la struttura presenta solo degli "1" di trasmissione.

Nelle figg. 6 e 7 vengono infine confrontati gli andamenti teorici relativi a due strutture non simmetriche del parametro S_{21} con i dati sperimentali presentati in [3]; in particolare nella fig.7 sono indicati i modi di risonanza della struttura: é facile constatare che i modi TM_{010} e TM_{110} danno luogo a zeri del tipo a) poiché alle corrispondenti frequenze si ha $I_{a1} \neq 0$ e $I_{a2} = 0$. Come per le precedenti figure l'accordo fra teoria ed esperimenti é piú che soddisfacente.

Teorie ed esperimenti sono anche stati sviluppati e condotti nel caso in cui la zona III sia di forma circolare. Con un procedimento del tutto analogo a quello fin qui descritto, é facile rendersi conto che, quando gli assi delle linee I e II coincidono, ovvero la microstriscia possegga una simmetria quadrantale, si applica la stessa regola (8) per determinare l'esistenza o meno di uno zero di trasmissione tra due modi consecutivi di risonanza $TM_{m_1 n_1 0}$, $TM_{m_2 n_2 0}$. Come nel doppio salto d'impedenza simmetrica, infatti, il solo tipo di zeri di trasmissione é quello individuato dal caso b) e si presenta dunque quando gli indici m_1 e m_2, che determinano la dipendenza azimu-

tale del campo, sono entrambi pari o entrambi dispari.

In conclusione, sono state esaminate teoricamente e sperimentalmente le proprietá filtranti del doppio salto d'impedenza. In particolare é stato dimostrato che gli zeri di trasmissione presentati da tali strutture, o coincidono con modi di risonanza del tratto non uniforme della struttura stessa, o si situano fra due modi consecutivi in frequenza e soddisfacenti particolari condizioni. Quest'ultimo tipo di zero é il solo presente nel caso di doppio salto d'impedenza simmetrico e per esso é stato fornito un elementare criterio d'esistenza.

BIBLIOGRAFIA

[1] M. Campanella, G. Durante: *An approximate Two-Mode Model of Bidimensional Lossless Structures,* Alta Frequenza, XLIII, 1974, pp.287-292.

[2] G. D'Inzeo, F.Giannini, R. Sorrentino: *Trigonometric Microstrip Lines: X-band Filtering Properties and Design,* Alta Frequenza.,XLV, 1976, pp.752-755.

[3] B. Bianco, M. Granara, S. Ridella: *Filtering Properties of Two-dimensional Lines' Discontinuities,* Alta Frequenza, XLII, 1973, pp.286-294.

[4] G. Kompa: *S-Matrix Computation of Microstrip Discontinuities with a Planar Waveguide Model,* AEÜ Band 30, 1976, pp.58-64.

[5] J.C.Slater: *Microwave Electronics,* D. Van Nostrand Company, Inc.

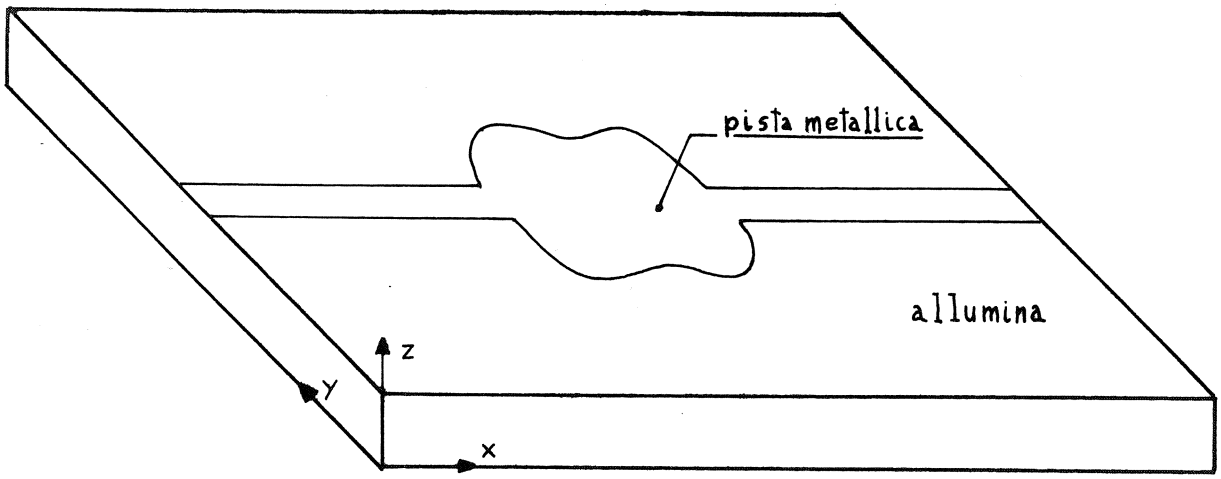


FIG.1 — Linea a microstriscia non uniforme

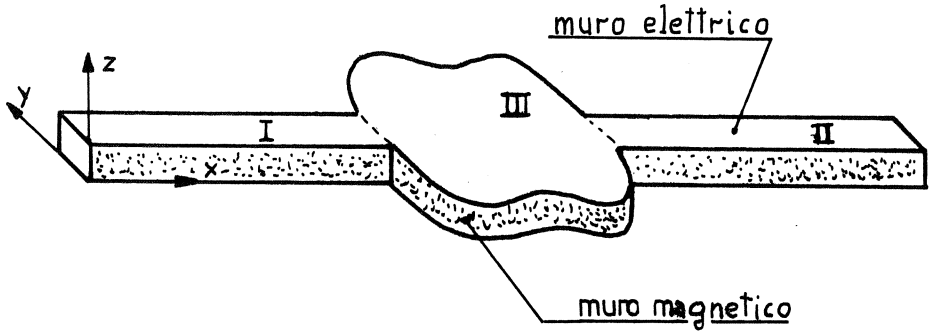


FIG.2 — Modello elettromagnetico per una microstriscia non uniforme

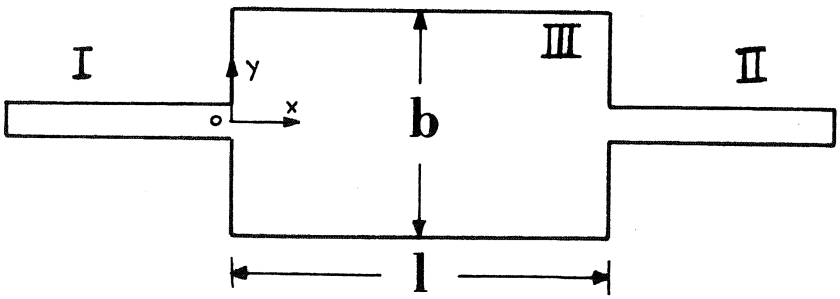


FIG.3 — Doppio salto d'impedenza simmetrico

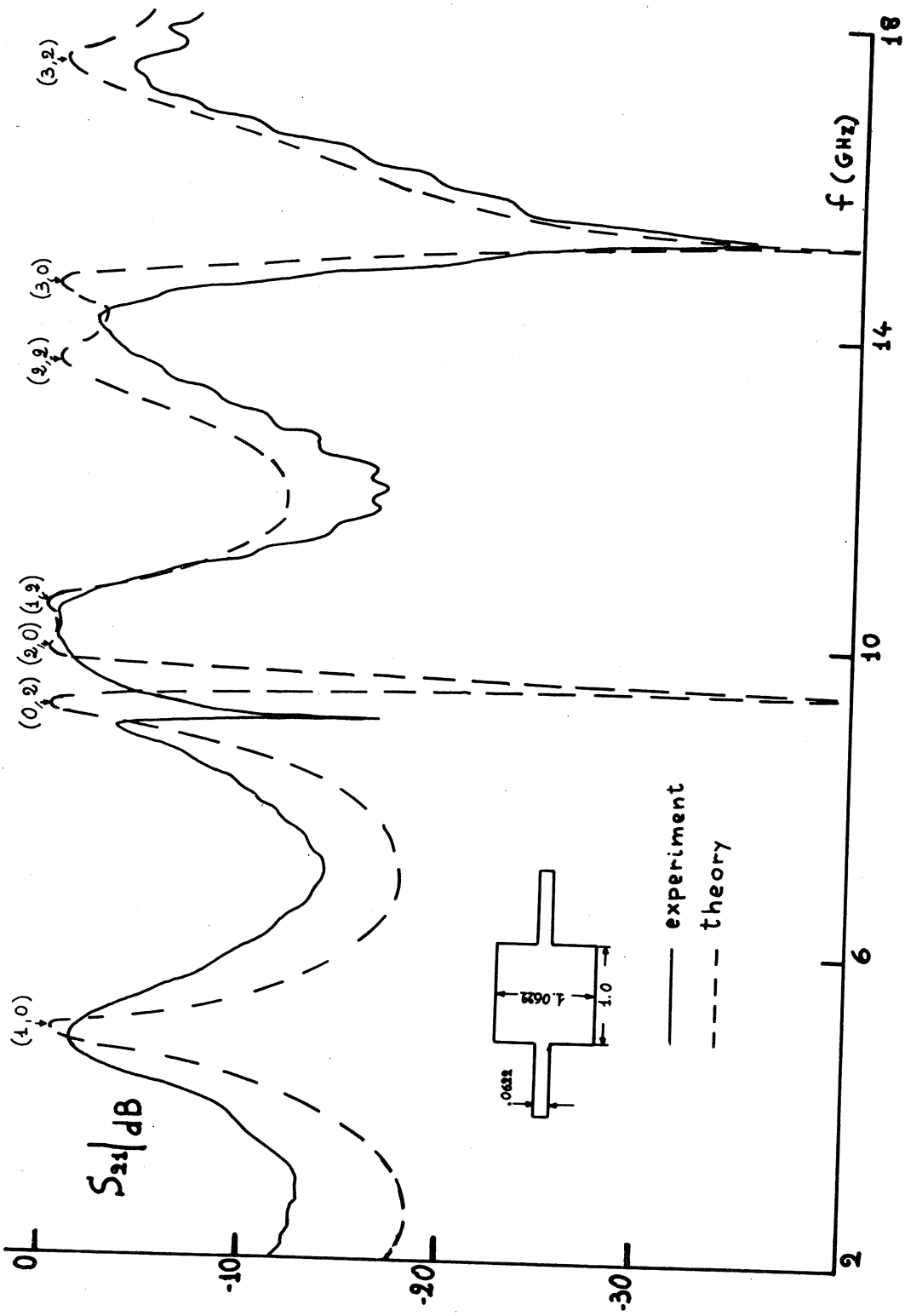


FIG.4 — Parametro di scattering $|S_{21}|$ per un doppio salto d'impedenza simmetrico.

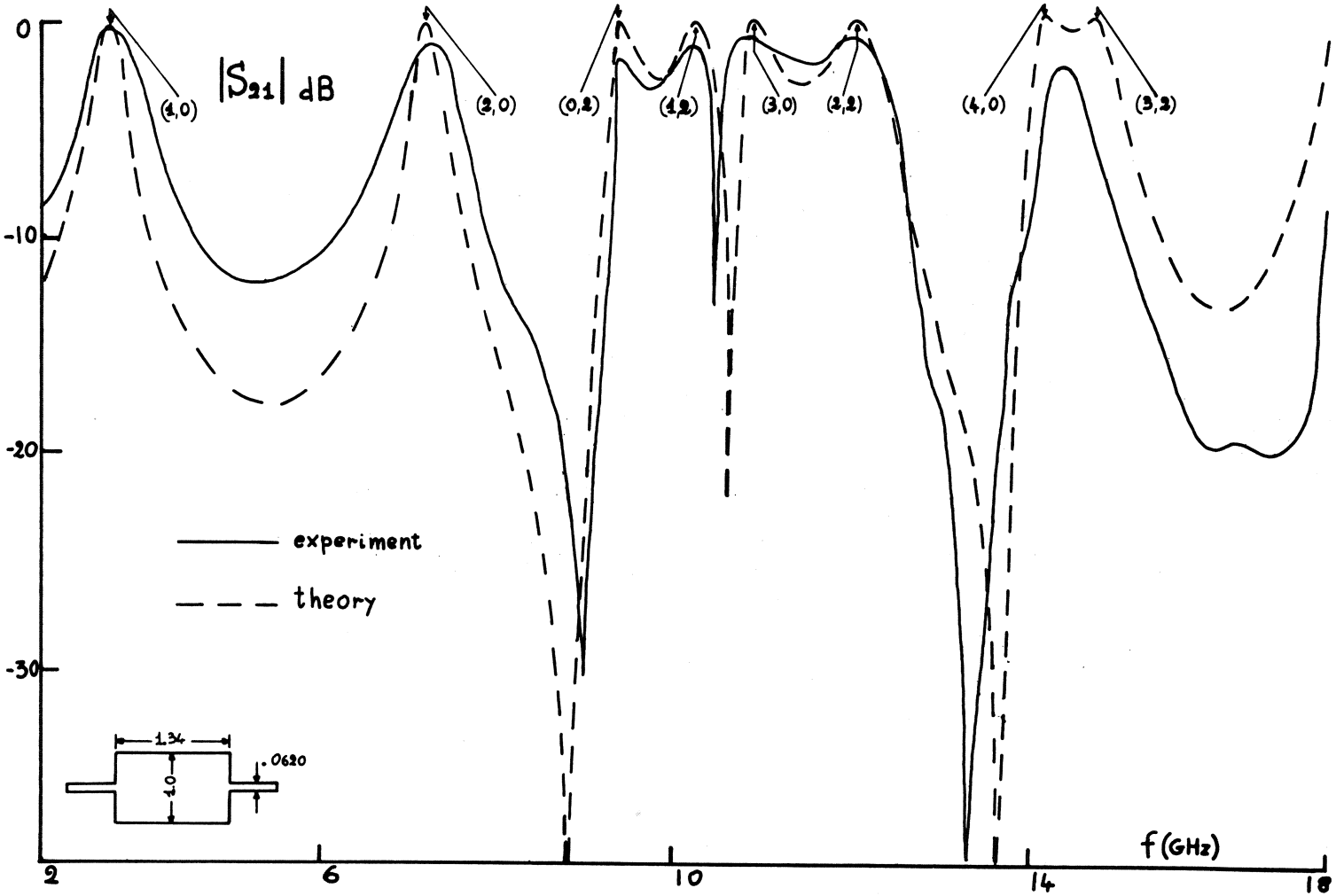


FIG. 5 — Parametri di scattering $|S_{21}|$ per un doppio salto d'impedenza simmetrico.

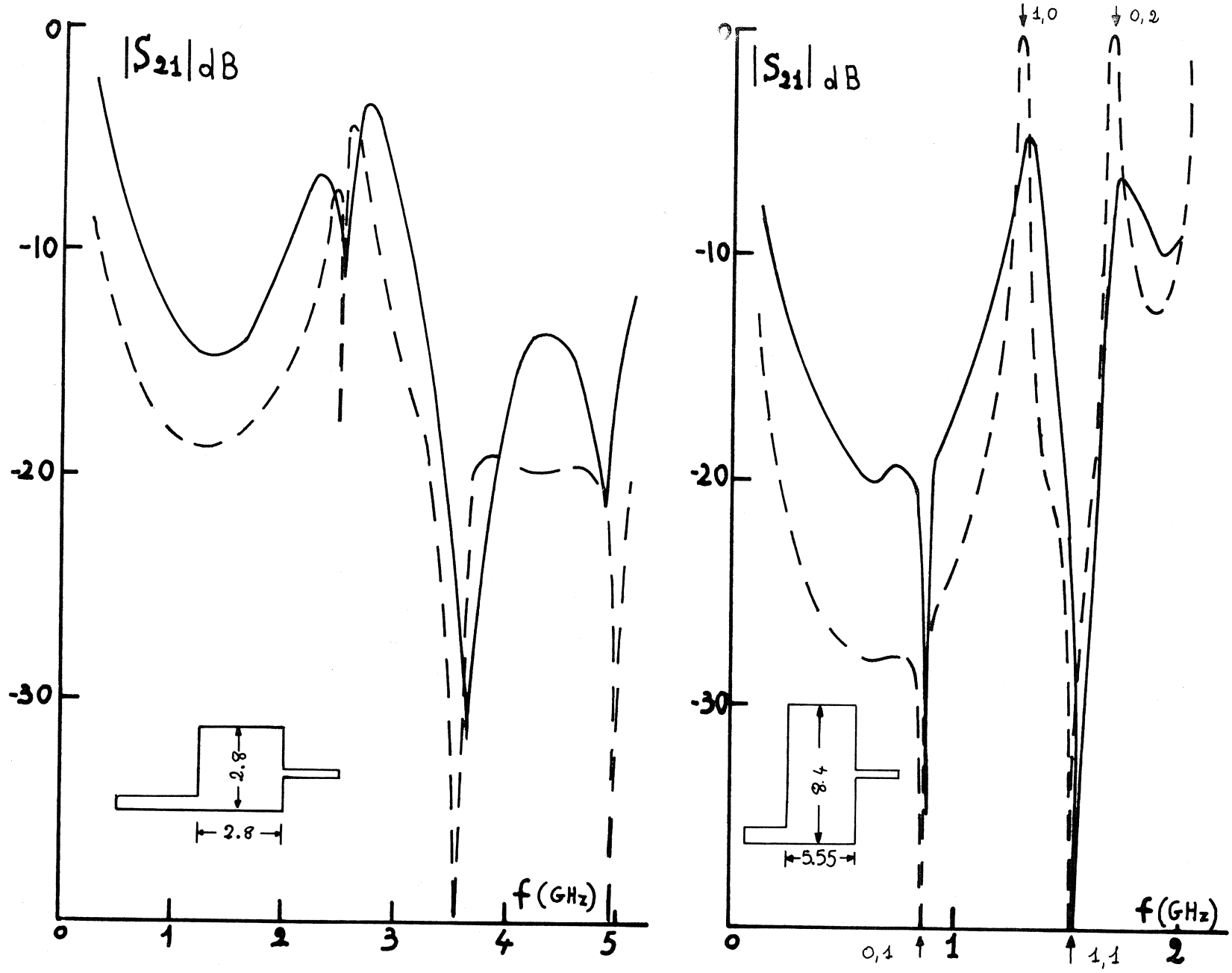


FIG.6—7 — Parametro di scattering $|S_{21}|$ per doppi salti d'impedenza non simmetrici. Le curve sperimentali [3] sono a tratto continuo.

SPETTRO MODALE DELLA LAMINA FERRIMAGNETICA

F. BARDATI*, P. LAMPARIELLO*

L'equazione caratteristica che si origina trattando di onde piane superficiali supportate da una lamina ferrimagnetica, magnetizzata a saturazione in direzione parallela alla lamina, é stata discussa da molti autori. Le soluzioni particolari note dalla letteratura possono essere ottenute, insieme ad altre, seguendo un'impostazione piú generale del problema, che consente inoltre di precisare il significato di "modo" al variare dei parametri fisici caratterizzanti la struttura considerata. Di questa impostazione piú generale fa parte anche l'introduzione delle perdite nel modello del materiale ferrimagnetico. Per questa via é possibile esplicitare la dipendenza funzionale, contenuta implicitamente nell'equazione caratteristica, tra il numero d'onda e il parametro considerato, risultando cosí definito il modo come uno degli infiniti rami a un sol valore di tale funzione.

Nella risoluzione di problemi di campo elettromagnetico in strutture laminari, risulta spesso opportuno, come é noto, sviluppare il campo in somma di soluzioni particolari, o modi, supportate dalla struttura considerata in assenza di eccitazione. Nel caso di regime stazionario e di onde piane, cioé di soluzioni del tipo $\exp[j(\boldsymbol{\kappa}\cdot\boldsymbol{r} - \omega t)]$, i modi sono individuati dai valori assunti dal vettore d'onda $\boldsymbol{\kappa}$ in generale complesso, le cui componenti sono legate tra loro e ai parametri fisici e geometrici della struttura da un opportuno sistema di equazioni (equazione caratteristica insieme alle equazioni di conservazione dei numeri d'onda). E' altresi frequente nella letteratura, per finalitá applicative o di progetto, la considerazione di curve modali, l'analisi cioé della dipendenza del vettore d'onda da un parametro reale della struttura. Se con p é indicato tale parametro e con w una variabile legata a una componente di $\boldsymbol{\kappa}$ attraverso un'opportuna trasformazione invertibile o la componente stessa, il problema puó essere risolto attraverso la determinazione del luogo delle radici, sul piano complesso, di un'equazione del tipo

$$\phi(w,p) = 0 \tag{1}$$

al variare di p in un intervallo assegnato.

Se con $\overline{w}$ si intende una soluzione della (1) per un valore $\overline{p}$ assunto dal parametro, é possibile esplicitare la dipendenza $w = w(p)$ in un certo intorno di $\overline{w}$, $\overline{p}$ purché tale soluzione non rappresenti un punto di singolaritá né uno zero di molteplicitá maggiore di uno per la funzione a primo membro della (1). Tale dipendenza funzionale definisce localmente la curva modale al variare del parametro e risulta essere continua e a un sol valore. Poiché é possibile ripetere tale procedura nell'intorno di ogni soluzione giá calcolata, si puó allora pervenire per continuazione analitica alla definizione di una curva modale su tutto l'intervallo assegnato di variazione di p, se tutti i punti del luogo soddisfano alle ipotesi appena fatte. Un'impostazione meno sistematica di quella che precede ha spesso condotto a incompletezza nell'individuazione dei modi. Tale carenza é stata riscontrata per esempio nella struttura rappresentata da una lamina di materiale ferrimagnetico immersa in un dielettrico omogeneo.

In fig.1 le regioni $z < -d$ e $z > 0$ sono riempite di uno stesso dielettrico, la regione $-d < z < 0$ é riempita di un materiale ferrimagnetico magnetizzato a saturazione da un campo magnetico statico H_0 diretto parallelamente alla lamina. Le relazioni costitutive tra i vettori magnetici alla

* Istituto di Elettronica, Universitá di Roma.

frequenza angolare ω nel ferrimagnete sono ottenute attraverso la ben nota linearizzazione della equazione magnetodinamica secondo la formulazione di Landau-Lifshitz [1] senza tener conto dell'accoppiamento di scambio e magnetoelastico né dell'anisotropia magnetica cristallografica. Il fattore di smorzamento α é legato alla larghezza di linea ΔH dalla relazione $\alpha = \gamma\Delta H/(2\omega)$ dove γ é il rapporto magneto-meccanico [2].

L'interesse di diversi autori [3-6] é stato quello di determinare le soluzioni particolari delle equazioni omogenee di Maxwell per tale struttura per le quali il campo magnetico a radiofrequenza: fosse perpendicolare a H_o, avesse la seguente dipendenza dalle coordinate $\exp[j\, k_o(k_x x - k_{zd} z)]$ per $z < -d$, $\exp[j\, k_o(k_x x + k_{zf} z)]$ per $-d < z < 0$, $\exp[j\, k_o(k_x x + k_{zd} z)]$ per $z > 0$ (con k_o fattore di normalizzazione), infine svanisse all'infinito in direzione perpendicolare alla lamina, cioé avesse, con riferimento alle dipendenze ora specificate, $\mathrm{Im}[k_{zd}] > 0$ (quest'ultima condizione individua le onde dette superficiali nella letteratura).

Per tale problema é risultato opportuno scrivere la (1) nella forma

$$\sin^2 w + \frac{1}{G^2 - 1} \frac{w^2 (w^2 - d^2 k_o^2 a)}{(w^2 - d^2 k_o^2 k_{\infty,1}^2)(w^2 - d^2 k_o^2 k_{\infty,2}^2)} = 0 \qquad (2)$$

con la trasformazione $w = d k_o k_{zf}$ [7]. Sono stati usati le seguenti definizioni e simboli: $k_o = \omega/c$,

$$a = \epsilon_f \frac{\mu_1^2 - \mu_2^2}{\mu_1} - \epsilon_d \ , \quad G = \frac{\mu_1^2 - \mu_2^2 + 1}{2\mu_1} \ , \quad k_{\infty,i}^2 = \frac{aH^2}{2} \frac{1}{1 - GH \pm \sqrt{F}} \quad (i=1,2) \ ,$$

$$H = \frac{\mu_1^2 - \mu_2^2}{\mu_1} - \frac{\mu_2^2}{\mu_1^2} \frac{\epsilon_f}{a} \ , \quad F = 1 - H(2G - H) \ , \quad \mu_1 = 1 + \frac{1}{\rho} \frac{\omega_a^2 - j\alpha\omega_o\omega}{\omega_a^2 - \omega^2 - j2\alpha\omega_o\omega} \ ,$$

$$\mu_2 = -\frac{\omega_m \omega}{\omega_a^2 - \omega^2 - j2\alpha\omega_o\omega} \ , \quad \rho = \omega_o/\omega_m \ , \quad \omega_o = \gamma H_o \ , \quad \omega_m = \gamma M_s \ ,$$

$\omega_a = (1 + \alpha^2)^{1/2} \omega_o$. Sono stati indicati con c, ϵ_d, ϵ_f, M_s la velocitá della luce nel vuoto, la permittivitá relativa del dielettrico, quella del mezzo ferrimagnetico e l'intensitá della magnetizzazione rispettivamente.

Dapprima sono state studiate le curve modali al variare dello spessore d della lamina. Per $d = 0$ le soluzioni della (2) sono $w = 0$ e le radici dell'equazione $\cot^2 w + G^2 = 0$. Quest'ultima equazione corrisponde a quella, nota nella letteratura, ricavata in base all'approssimazione magnetostatica. Di tali radici ne esistono due in ogni striscia del piano w: $u < \mathrm{Re}[w] < u + \pi$ con u reale peraltro arbitrario. Da ciascun punto soluzione della (2) per $d = 0$ ha origine una curva modale al variare di d che puó essere ottenuta in base alla procedura sopra descritta. Il numero di tali curve é evidentemente infinito. E' appena il caso di osservare che se w é soluzione della (2) lo é anche -w per cui, nell'origine, iniziano due curve modali simmetriche rispetto all'origine stessa.

Mediante semplice trasformazione questi luoghi possono essere trasferiti sul piano k_x (fig.2, per il valore della frequenza normalizzata $\Omega = \omega/\omega_m$ specificato). L'analisi numerica é stata svolta utilizzando per la ricerca degli zeri il programma di calcolo [8] in corrispondenza dei seguenti valori dei parametri: $\epsilon_d = 1$, $\epsilon_f = 14$, $\mu_o M_s = 0.3\ \mathrm{Wb/m^2}$, $\rho = 0.1124$, $\Delta H = 50 \cdot 10^3/4\pi$ Asp/m. Come mostrato in figura e giá dimostrato analiticamente [7], i luoghi per $d \to \infty$ tendono a K_o,

tranne due che tendono a K_1 e K_2. La numerazione delle curve modali é stata fatta facendo riferimento alle radici della (2) sul piano w per d = 0, secondo la progressione crescente delle loro parti reali.

Sono state quindi ottenute le curve modali al variare di Ω, con la procedura descritta, a partire dalle soluzioni della (2) note dalla precedente analisi al variare dello spessore. Alcuni dei risultati ottenuti sono riportati in fig.3 in cui sono mostrate le curve modali al variare di Ω sul piano complesso w per vari valori dello spessore e in presenza di perdite magnetiche. Le curve modali presentate sono quelle n = 0 e n = 1: esse corrispondono a quelle che vengono usualmente denominate "modo dinamico" e "modo magnetostatico" rispettivamente, nel caso di assenza di perdite (la seconda, nell'intervallo $\sqrt{\rho(1+\rho)} < \Omega < 0.5 + \rho$).

Nelle figg.4 e 5 sono riportati gli andamenti delle $Re[k_x]$ e $Im[k_x]$ in funzione di Ω per i primi modi. Dall'ispezione delle figure si puó tra l'altro osservare che $Re[k_x]$ esibisce il tipico andamento della risonanza nell'intorno di $\Omega = 0.5 + \rho$, e che tale risonanza é tanto meno marcata quanto maggiore é l'ordine del modo; inoltre che $Im[k_x]$, che esprime l'attenuazione del modo a meno del fattore di normalizzazione k_0, é tanto maggiore quanto maggiore é l'ordine del modo.

BIBLIOGRAFIA

[1] A.G. Gurevich: *Ferrites at Microwave Frequencies,* Consultants Bureau, New York, 1963.

[2] W.H. Von Aulock and C.E. Fay: *Linear Ferrite Devices for Microwave Applications,* Academic Press, New York, 1968.

[3] R.W. Damon and J.R. Eshbach: *Magnetostatic Modes of a Ferromagnet Slab,* J. Phys. Chem. Solids, 19 (1961), pp. 308-320.

[4] S.R. Seshadri: *Surface Magnetostatic Modes of a Ferrite Slab,* Proc. IEEE (Lett.), 58 (1970), pp. 506-507.

[5] P. De Santis: *Dispersion Characteristics for a Ferromagnetic Plate,* Appl. Phys.,2 (1973), pp. 197-200.

[6] T.G. Gerson and J.S. Nadan: *Surface Electromagnetic Modes of a Ferrite Slab,* IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, MTT-22 (1974), pp.757-763.

[7] F. Bardati e P. Lampariello: *Effetti delle perdite magnetiche sulla propagazione di onde elettromagnetiche guidate da una lamina ferrimagnetica,* Rapp. n.72, Istituto di Elettronica – Universitá di Roma, 1975.

[8] P. Lampariello and R. Sorrentino: *The ZEPLS Program for Solving Characteristic Equations of Electromagnetic Structures,* IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques (Computer Program Description), MTT–23 (1975), pp.457-458.

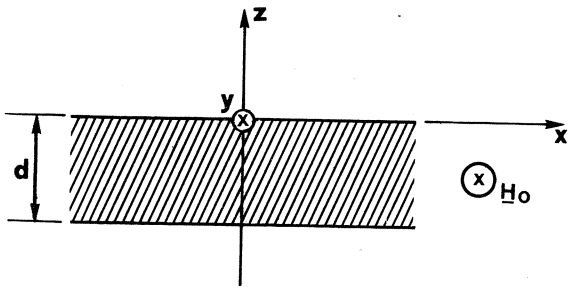


FIG.1 — Geometria della struttura considerata

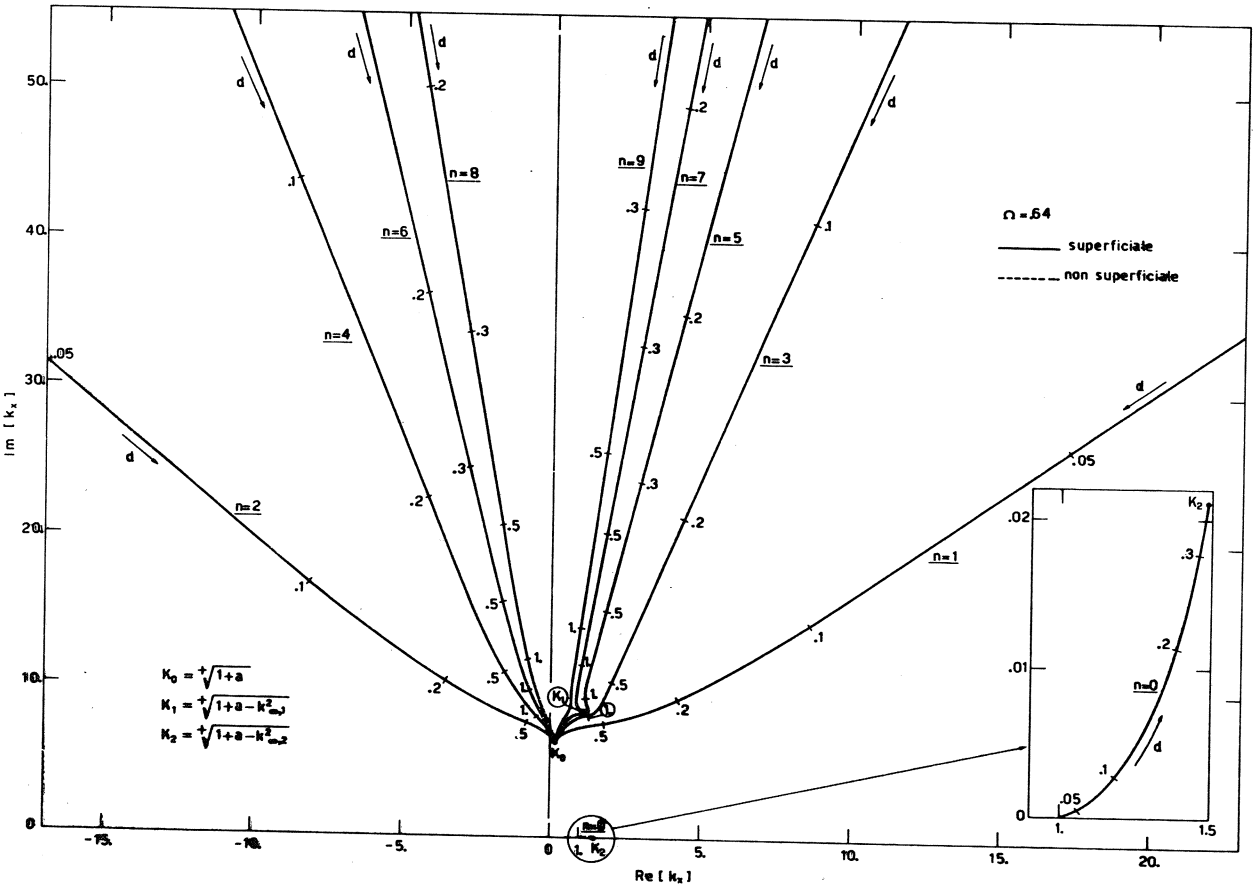


FIG.2 — Curve modali al variare dello spessore d (in cm) sul piano k_x per $\Omega = 0.64$

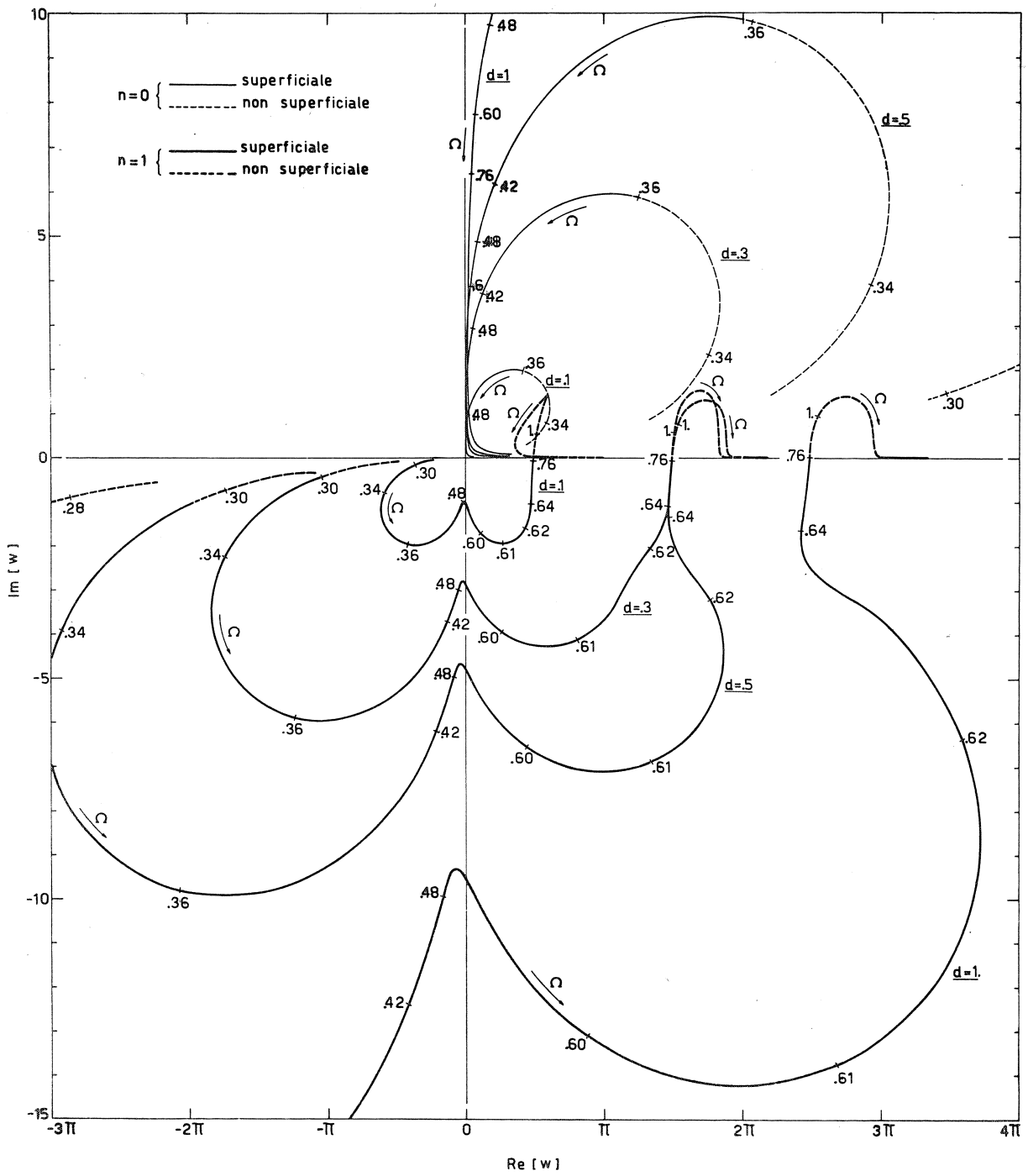


FIG. 3 — Curve modali al variare della frequenza normalizzata Ω sul piano w per i modi n = 0 e n = 1, e per i valori indicati dello spessore.

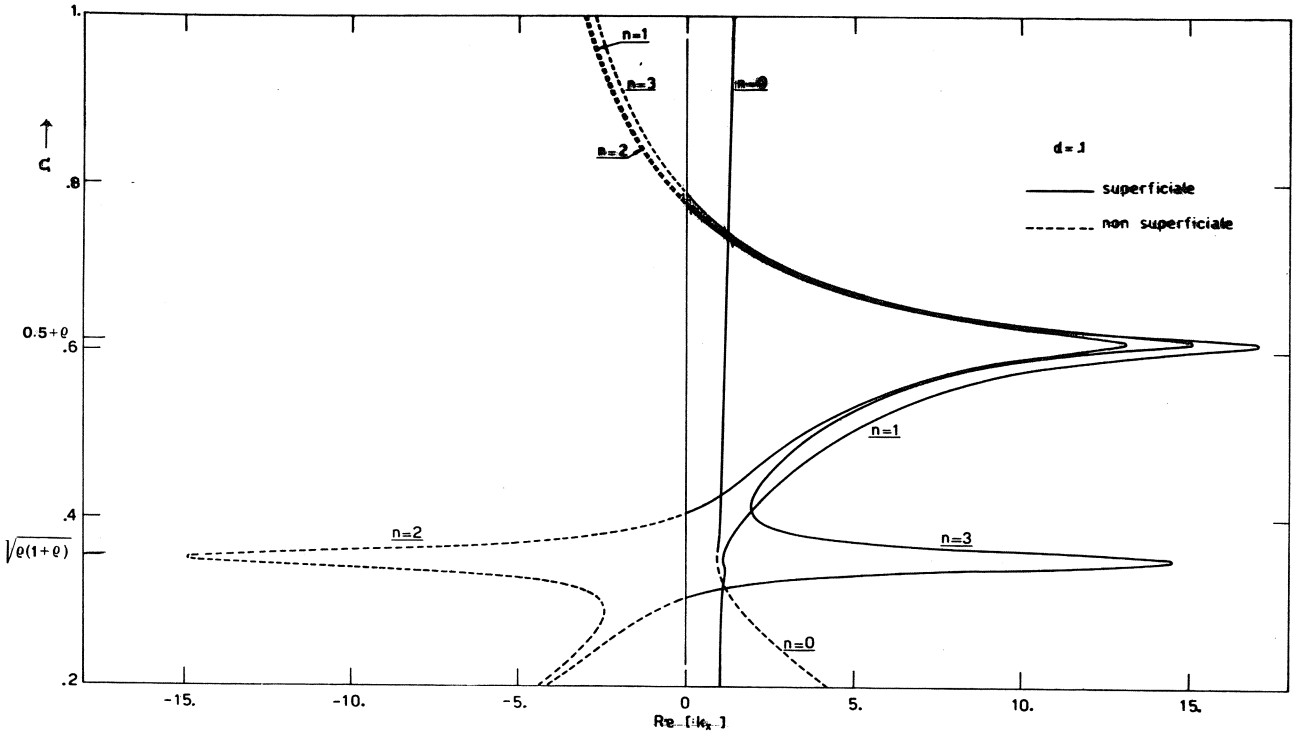


FIG.4 — Ω in funzione di $Re[k_x]$ per i modi $n = 0, 1, 3$ e di $-Re[k_x]$ per il modo $n = 2$, per lo spessore $d = 0.1$ cm.

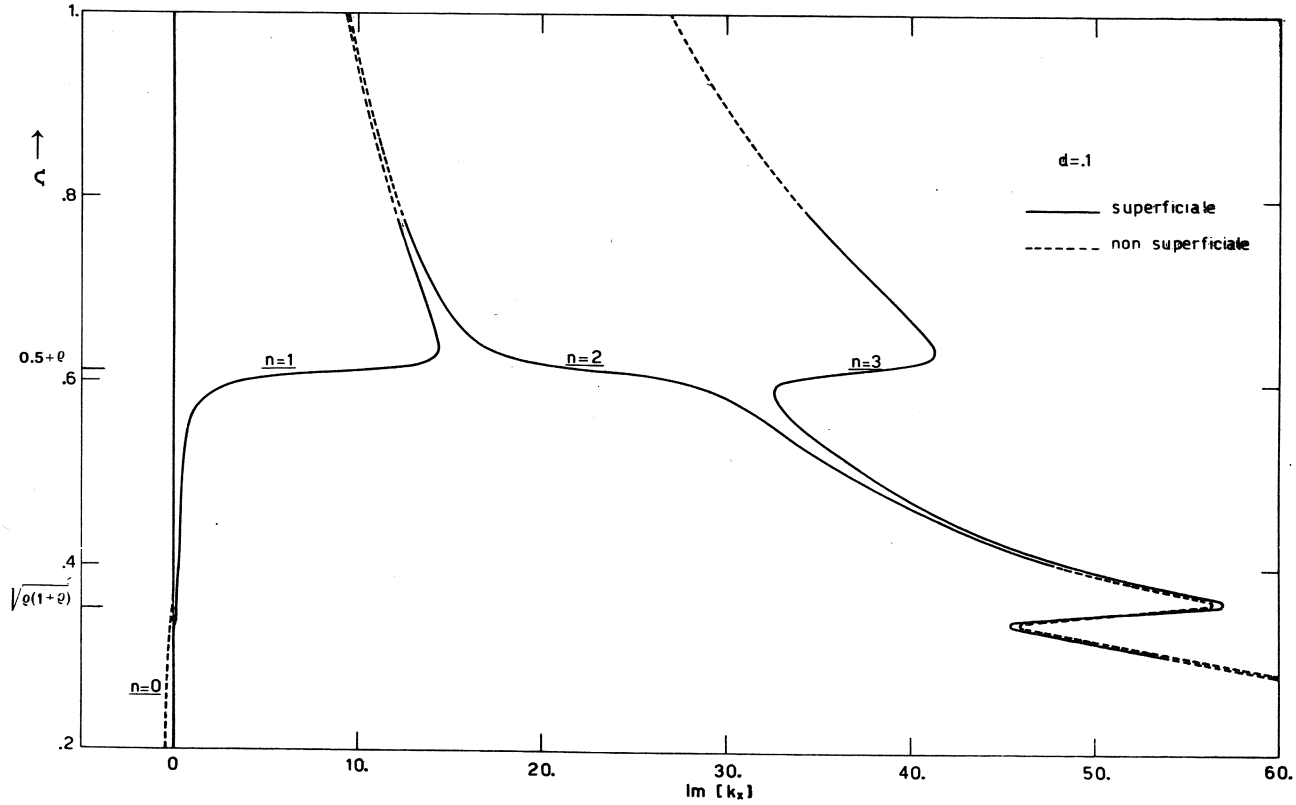


FIG.5 — Ω in funzione di $Im[k_x]$ per i modi $n = 0, 1, 2, 3$ e per lo spessore $d = 0.1$ cm.

STUDIO DI CIRCUITI INTEGRATI A MICROONDE (MIC) SU SUBSTRATO FERROMAGNETICO

G. CORTUCCI*, P. DE SANTIS**

La propagazione dei modi discreti supportati da un circuito in microstriscia su ferrite magnetizzata é drasticamente influenzata da due fenomeni: l'effetto dei campi dispersi (fringing fields) e la presenza delle perdite magnetiche associate ad una larghezza di linea (ΔH) non nulla. Prima di questo nostro studio questi due fenomeni non erano stati studiati simultaneamente, essenzialmente per motivi di complessitá analitica. Ora per la prima volta é possibile studiare congiuntamente i due fenomeni, grazie alla introduzione di un modello semi-empirico equivalente (modello di Getsinger) che permette di semplificare notevolmente l'analisi. Uno dei risultati piú importanti che si sono ottenuti é che la presenza dei campi dispersi riduce l'attenuazione specifica di un "modo di spigolo" cioé un modo in cui l'energia a r.f. é concentrata allo spigolo di una microstiscia depositata su substrato di ferrite magnetizzata perpendicolarmente al piano di massa.

SINTESI DEL LAVORO

Il modello equivalente di Getsinger per un modo di spigolo é mostrato in fig.1.
Il parametro empirico é b/b'. Per molti casi di interesse, b/b' ≅ 0.5.

A) In assenza di perdite:

$$x>0 \quad E_{zf} = A \exp(-k_{xf}x) \exp(-j k_y y) \tag{1}$$

$$k_y^2 - k_{xf}^2 = k_o^2 \epsilon_f \mu_{eff} \tag{2}$$

$$x<0 \quad E_{za} = B \exp(k_{xa}x)\exp(-j k_y y) \tag{3}$$

$$k_y^2 - k_{xa}^2 = k_o^2 \tag{4}$$

L'equazione caratteristica ottenuta imponendo la risonanza trasversale al punto $x = 0$, $\overleftarrow{Y}_a + \overrightarrow{Y}_f = 0$ é:

$$\frac{\int_0^1 \int_0^{b'} \underline{E}_{za} \times \underline{H}^*_{ya} \cdot (-\underline{i}_x) dy\, dz}{|E_{za}|^2 (b')^2} = \frac{\int_0^1 \int_0^{b} \underline{E}_{zf} \times \underline{H}_{yf} \cdot \underline{i}_x dy\, dz}{|E_{zf}|^2 b^2} \tag{5}$$

dove le H_y si ottengono dalle equazioni di Maxwell. Dalla (5) si ha:

$$k_{xf} - \frac{\mu_2}{\mu_1} k_y + \mu_{eff} \frac{b}{b'} k_{xa} = 0 \tag{6}$$

B) In presenza di perdite $\mu_{eff}=\mu'_{eff}-j\mu''_{eff}(\mu'_{eff},\mu''_{eff} > 0)$ tutti i numeri d'onda diventano quantitá complesse, cioé:

* Istituto di Teoria e Tecnica delle Onde Elettromagnetiche, Istituto Universitario Navale, Napoli.

** Istituto Elettrotecnico, Universitá di Napoli e Selenia S.p.A., Roma.

$$k_y = \beta_y - j\alpha_y \qquad (\beta_y, \alpha_y \text{ same sign}) \tag{7}$$

$$k_{xa} = \alpha_{xa} + j\beta_{xa} \qquad (\beta_{xa}, \alpha_{xa} > 0) \tag{8}$$

$$k_{xf} = \alpha_{xf} + j\beta_{xf} \qquad (\beta_{xf}, \alpha_{xf} > 0) \tag{9}$$

e quindi le (2), (4) e (5) danno luogo al seguente sistema omogeneo di sei equazioni omogenee in sei incognite.

$$\beta_y^2 - \alpha_y^2 - \alpha_{xa}^2 + \beta_{xa}^2 = k_o^2 \tag{10}$$

$$\alpha_y\beta_y + \alpha_{xa}\beta_{xa} = 0 \tag{11}$$

$$\beta_y^2 - \alpha_y^2 - \alpha_{xf}^2 + \beta_{xf}^2 = k_o^2\epsilon_f\mu'_{eff} \tag{12}$$

$$\alpha_y\beta_y + \alpha_{xf}\beta_{xf} = \frac{k_o^2}{2}\epsilon_f\mu''_{eff} \tag{13}$$

$$\alpha_{xf} - \rho'\beta_y + \rho''\alpha_y + \frac{b}{b'}(\mu'_{eff}\alpha_{xa} + \mu''_{eff}\beta_{xa}) = 0 \tag{14}$$

$$\beta_{xf} + \rho'\alpha_y + \rho''\beta_y + \frac{b}{b'}(\mu'_{eff}\beta_{xa} - \mu''_{eff}\alpha_{xa}) = 0 \tag{15}$$

avendo posto:

$$\frac{\mu_2}{\mu_1} = \rho' - j\rho'' \qquad (\rho', \rho'' > 0)$$

Notare come le (11) e (13) possano riscriversi:

$$\underline{\alpha}_a \cdot \underline{\beta}_a = 0 \quad \text{con } \underline{\alpha}_a \equiv (\alpha_{xa}, \alpha_y),\ \underline{\beta}_a \equiv (\beta_{xa}, \beta_y)$$

$$\underline{\alpha}_f \cdot \underline{\beta}_f = \frac{k_o^2}{2}\epsilon_f\mu''_{eff} > 0 \quad \text{con } \underline{\alpha}_f \equiv (\alpha_{xf}, \alpha_y),\ \underline{\beta}_f \equiv (\beta_{xf}, \beta_y)$$

per cui la struttura dei campi é, nell'ipotesi di lavoro $\beta_{xf} > \beta_{xa}$, $\alpha_{xf} > \alpha_{xa}$, indicata in fig.2 e 3.

Il sistema (10)-(15) puó risolversi a calcolatore per alcuni casi numerici di interesse. In fig. 4 e 5 sono mostrati i casi b/b' = 0,0.1 quando $\Delta H = 35$ Oe, $H_o = 2780$ Oe, $4\pi M_S = 1780$ Oe, $\epsilon_f = 16$.

BIBLIOGRAFIA

[1] B.Lax, K.J.Button: *Microwave ferrites and ferromagnetics,* Mc Graw Hill, capp.7-9-12, 1962.

[2] B.A.Auld: *The synthesis of symmetrical waveguide circulators,* IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-7, 1959.

[3] D.Masse: *Un circulateur a ferrite a grande puissance dans la bande S,* L'Onde Electrique, n.395, Fevrier 1960.

[4] F.M.Aitken, R. McLean: *Some properties of the Waveguide Y-circulators,* Proc.IEEE, Vol.110, n.2, Feb.1963.

[5] U.Milano, J.H. Saunders, L. Davis Jr.: *A Y-junction strip-line circulator,* IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-18, 1960.

[6] H. Bosma: *On the principle of stripline circulation,* Proc. IEEE, vol.109, pt.13, suppl.21, Jan.1962, pp.137-146.

[7] C.E. Fay, R.L. Comstock: *Operation of the ferrite junction circulator,* IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques Vil.MTT-13, 1965, pp.15-27.

[8] S.Sensiper: *Resonance loss properties of ferrites in 9 KMC region,* Proc.IRE, oct.1956.

[9] E.Schlömann, J.J. Green, J.H.Saunders: *Ultimate performance limitation of high power ferrite circulators and phase shifters,* IEEE Trans. on Magnetics, Sept.1965.

[10] R.A.Waldron: *Ferrites: an introduction for microwave engineers,* Van Nostrand, London 1961.

[11] R. Roveda, C. Borghese, G.Cattarin: *Dissipative parameters in ferrites and insertion losses in waveguide Y-circulators below resonance,* IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-20, n.2, Feb.1972, pp.89-96.

[12] E. Schlomann: *Behaviour of ferrites in the microwave frequency range,* International Conference of Magnetism, Grenoble, Sept.1970.

[13] R.R. Jones, C.R.Whicher: *New-Ferrite microstrip devices,* Microwaves, Jan.1969.

[14] G.R. Harrison, G.H. Robinson, B.R. Savage, D.R.Taft: *Ferromagnetic parts for microwave integrated circuits,* IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-19, n.7, July 1971.

[15] M. Lemke: *Microwave integrated devices and subsystems on ferrite substrates,* European Microwave Conference, London 1969, Proceedings of the Conference, pp.53-56.

[16] D.D. Grieg, H.F.Engelmann: *Microstrip. A new transmission technique for the kilomegacycle range,* IRE Proc., vol. 40, Dec.1952, pp.1644-1650.

[17] M.V. Schneider: *Microstrip lines for microwave integrated circuits,* Bell. Syst. Journ., Vol.48, May 1969, pp.1421-1444.

[18] H.A. Wheeler: *Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet,* IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-13, 1965, pp.172-183.

[19] S.B. Cohn: *Slot line, an alternative transmission medium for integrated circuits,* 1968 IEEE G-MTT Int. Microwave Symposium Dig., pp.104-109.

[20] G.H. Robinson, J.L.Allen: *Slot line application to miniature ferrite devices,* IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-17, Dec.1969, pp.1097-1101.

[21] E.A.Mariani, C.P. Heinzman, J.P. Agrios, S.B. Cohn: *Slot line characteristics,* IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-17, n.12. Dec.1969, pp.1091-1096.

[22] A.F. Hinte, G.V. Kopcsay, J.J. Taub: *Choosing a transmission line,* Microwaves, Dec.1971, pp. 46-50.

[23] C.P. Wen: *Coplanar waveguide: a surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications,* IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-17, n.12, Dec.1969, pp.1087-1090.

[24] J.C. Minor, D.M. Bolle: *Modes in the shielded microstrip on a ferrite substrate transversally magnetized in the plane of the substrate,* IEEE Trans. MTT-19, July 1971.

[25] P. De Santis, R. Roveda: *Magnetodynamic boundary waves,* Proc.1971 European Microwave Conference, vol.2, pp.C 5/2:1 - C 5/2:4.

[26] P. de Santis, F. Pucci: *The physical characteristics of magnetodynamic boundary waves,* Unpublished Report, Selenia S.p.a., Roma.

[27] G.Barzilai, G.Gerosa: *Modes in rectangular guides filled with magnetized ferrite,* Il Nuovo Cimento, vol.7, 1958, 685.

[28] M.E. Hines: *Reciprocal and nonreciprocal modes of propagation in ferrite stripline and miscrostrip devices,* IEEE Trans., vol.MTT-19, n.5, May 1971, pp.442-451.

[29] M. Blanc, L. Dusson, J. Guidevaux: *Etudes de dispositif non reciproque a ferrite a tres large bande premieres realisation,* Revue Technique Thomson, C.S.F., vol.4, n.1, Mars 1972.

[30] C.G. Aumiller, D.H. Harris, M.C. Willson, Y.S. Mu, F.J. Rosembaum, D.L. Lacombe: *Ferrite-dielectric composite integrated microwave circuit development,* IEEE G-MTT 1971 International Microwave Symposium Washington (D.C.) Digest of Papers, pp.66-69.

[31] B.Lax, K. Button: *Microwave ferrites and ferromagnetics,* Mc Graw-Hill, 1962, p.194.

[32] R.F. Soohoo: *Theory and application of ferrites,* 1960 Englewood Cliffs, New Jersey.

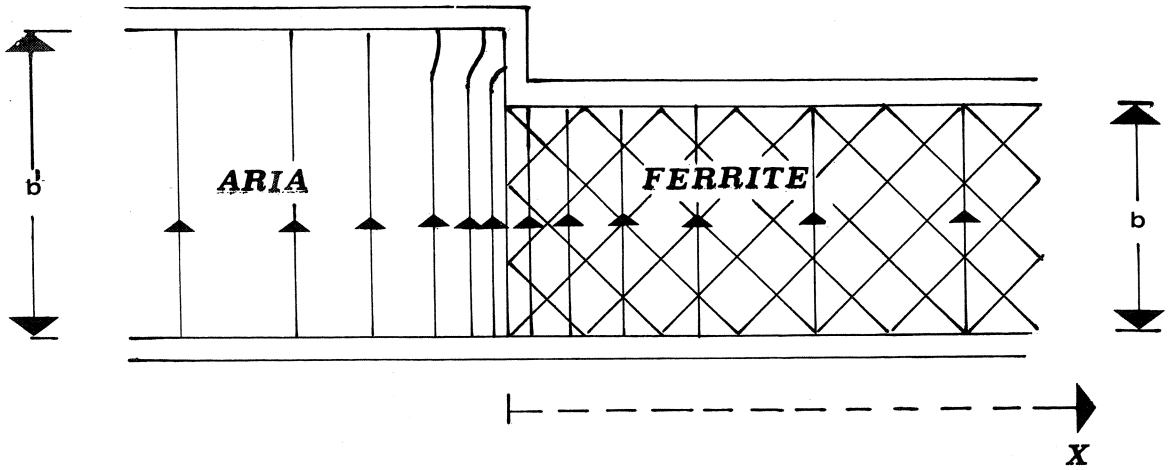


Fig 1

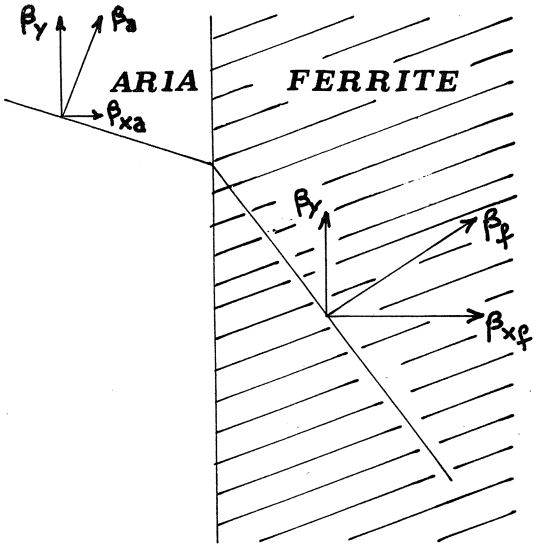


Fig 2 Sup. equifase

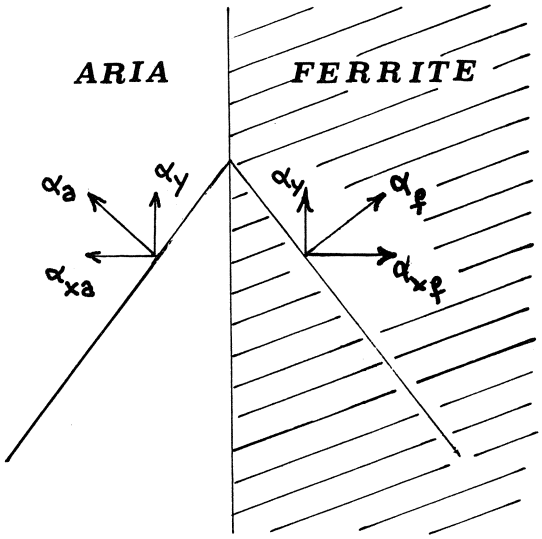


Fig 3 Sup. equiampiezza

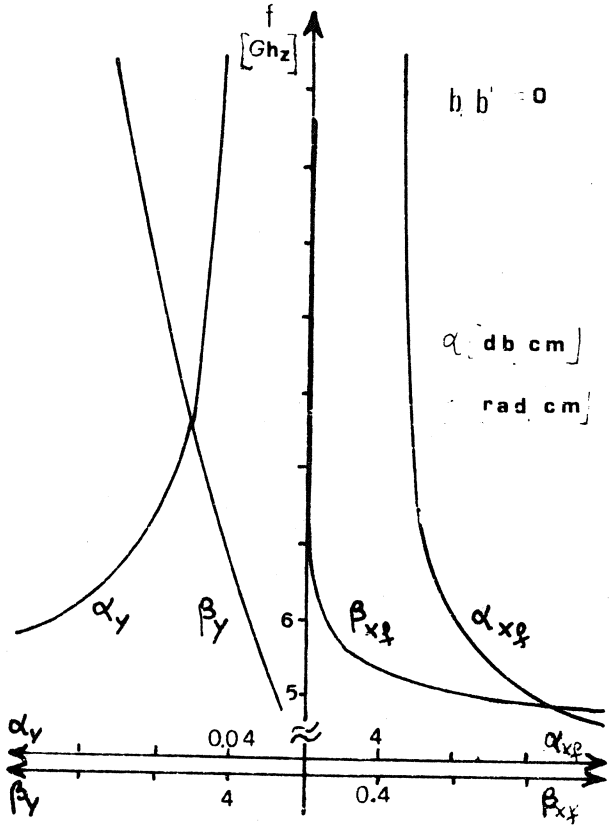

f
[Ghz]
b, b' = 0
α [db cm]
rad cm]
α_y
β_y
β_{xf}
α_{xf}
6
5
0.04
4
0.4

Fig 4

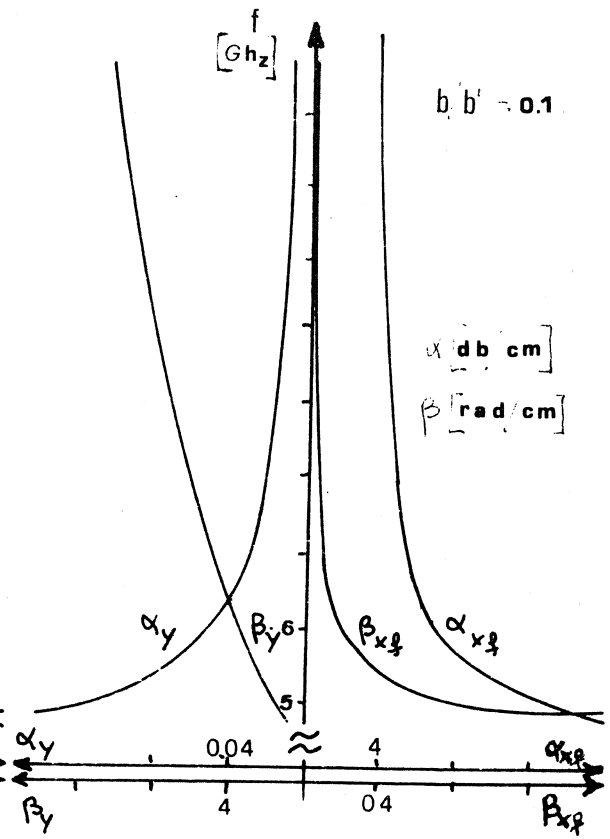

f
[Ghz]
b, b' = 0.1
α [db cm]
β [rad/cm]
α_y
β_y
β_{xf}
α_{xf}
6
5
0.04
4
04

Fig 5

MISURA NON DISTRUTTIVA DI PERMITTIVITA' SU SUBSTRATI PER MIC

G.P.BAVA*, C.NALDI*

La determinazione della costante dielettrica relativa su substrati per MIC spesso deve essere effettuata sul campione che verrá impiegato per la realizzazione dei circuiti. Ció é soprattutto vero nel caso di materiali, come l'allumina (Al_2O_3), il cui valore di permittivitá presenta notevoli variazioni tra un esemplare e l'altro. La non perfetta conoscenza di ϵ_r si ripercuote sui valori di impedenza caratteristica Z_0 e di velocitá di fase V_p delle linee realizzate in microstriscia.

In questo lavoro viene descritto un metodo per la determinazione di ϵ_r, in cui si fa uso di una cavitá in guida rettangolare.

Un'analisi degli errori consente di valutare l'incertezza risultante sul valore di ϵ_r: in particolare una delle maggiori fonti di errore puó essere la non perfetta conoscenza del lato maggiore della sezione trasversale della guida.

La determinazione della costante dielettrica relativa su substrati per MIC spesso deve essere effettuata sul campione che verrá impiegato per la realizzazione dei circuiti. Ció é soprattutto vero nel caso di materiali, come l'allumina (Al_2O_3), il cui valore di permittivitá presenta notevoli variazioni tra un esemplare e l'altro. La non perfetta conoscenza di ϵ_r si ripercuote sui valori di impedenza caratteristica Z_0 e di velocitá di fase V_p delle linee realizzate in microstriscia. In tabella 1 sono riportati, ad esempio, i valori di Z_0 e V_p in funzione di ϵ_r per tipici valori del rapporto larghezza della striscia/spessore del dielettrico.

In questo lavoro viene descritto un metodo per la determinazione di ϵ_r, in cui si fa uso di una cavitá in guida rettangolare. Il substrato, in forma di sottile lastra di dielettrico (tipicamente dell'ordine 0,5 mm), viene disposto perpendicolarmente all'asse della guida in un'apposita flangia (fig.1) al centro della cavitá. Poiché le dimensioni trasversali delle piastre standard di substrato sono 1" x 1" o 1" x 2" o 2" x 2", per effettuare una misura non distruttiva con le guide usuali (ad es. in banda X), il dielettrico uscirá dalla sezione trasversale della cavitá. La flangia metallica svolge sostanzialmente lo scopo di proteggere meccanicamente il materiale dielettrico durante il montaggio della cavitá.

La struttura così descritta non introduce sensibili variazioni sulle frequenze di risonanza rispetto a quelle della cavitá con sezione uniforme pur di considerare solo quei modi che presentano al centro un minimo di campo magnetico trasversale (minime correnti longitudinali sulle pareti) e quindi un massimo di campo elettrico. In queste condizioni la perturbazione introdotta dal dielettrico é notevole e quindi la sensibilitá della misura ne risulta avvantaggiata. Per questa ragione non si possono impiegare metodi di calcolo perturbativi, ma, per risalire, dai risultati sperimentali, al valore di ϵ_r é necessario ricorrere ad un'elaborazione numerica della relazione esprimente la condizione di risonanza. In tale espressione compaiono, oltre le dimensioni geometriche della cavitá, la frequenza di risonanza ed i parametri della matrice di diffusione dell'iride di accoppiamento. Realizzando una cavitá con Q sufficientemente elevato, l'unico parametro significativo dell'iride é la fase ϕ. Essa é stata rilevata in due modi, o mediante analizzatore di reti o mediante misure su cavitá uniforme di dimensioni note.

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

In tabella 2 é riportato un insieme di risultati sperimentali; f_d e f_a sono le frequenze di risonanza della cavitá con e senza substrato.

Un'analisi degli errori consente di valutare l'incertezza risultante sul valore di ϵ_r: in particolare una delle maggiori fonti di errore puó essere la non perfetta conoscenza del lato maggiore della sezione trasversale della guida.

	$\varepsilon_r = 9.35$		$\varepsilon_r = 9.45$		$\varepsilon_r = 9.55$	
w/h	v_p 10^8m/s	Z_0 Ω	v_p 10^8m/s	Z_0 Ω	v_p 10^8m/s	Z_0 Ω
3.	1.1086	25.02	1.1029	24.90	1.0975	24.62
1.	1.1958	50.60	1.1899	50.35	1.1840	50.10
.4	1.2302	74.12	1.2241	73.75	1.2182	73.39
.2	1.2468	92.55	1.2407	92.09	1.2347	91.65
.1	1.2558	111.30	1.2523	110.76	1.2462	110.22

TAB.1

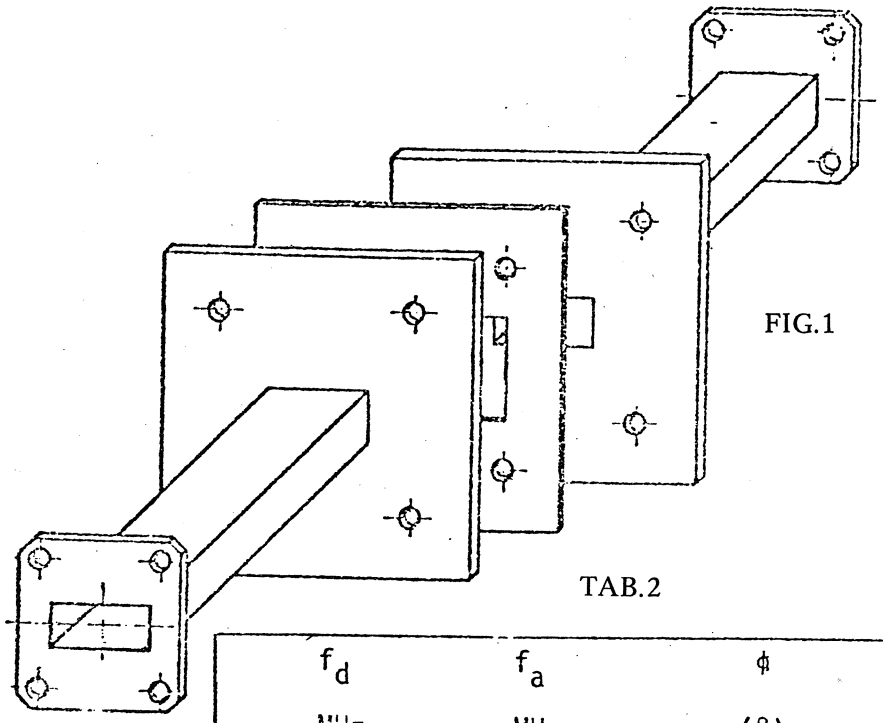


FIG.1

TAB.2

f_d MHz	f_a MHz	ϕ (°)	ε_r
8214	8330	-174.65	9.30
8814	8937	-173.91	9.17
9464	9597	-172.95	9.26
10158	10298	-171.96	9.25
10884	11035	-170.81	9.41
11640	11800	-169.81	9.45

MISURE DI INDICE DI RIFRAZIONE SU FILM SOTTILI PER OTTICA INTEGRATA

C. BARBERO*, G.P. BAVA**, M. MOSCA*

Si presenta una tecnica per misurare l'indice di rifrazione di film sottili che sfrutta, con alcuni cambiamenti, il metodo di Abélès. Le varianti introdotte, che consistono principalmente nell'usare un fascio incidente di diametro ridotto, vengono giustificate. Le apparecchiature e la loro disposizione sono descritte assieme alla successione delle operazioni. Si riportano alcuni risultati sperimentali effettuati su film di KPR. Si approfondiscono le limitazioni di questo metodo e le cause di errore, con particolare attenzione alla non corretta polarizzazione della luce, alla divergenza del fascio e alle imperfezioni del mezzo in esame.

Si é messo a punto un sistema di misura dell'indice di rifrazione di film sottili per ottica integrata, utilizzando il metodo di Abélès [1]. Questo si basa sul seguente principio: per un angolo di incidenza pari all'angolo di Brewster ϑ_B relativo all'interfaccia aria-film, un fascio di luce polarizzato opportunamente non subisce riflessioni dal film e quindi il segnale riflesso é uguale a quello che si otterrebbe dal solo substrato. La misura si effettua confrontando, agli effetti del coefficiente di riflessione Γ, il comportamento del solo substrato con quello del film deposto su di esso. Abélès suggerisce di utilizzare una piastrina di substrato ricoperta a metá e di illuminarla con un fascio collimato di diametro sufficientemente grande da investire contemporaneamente le due zone in esame. L'angolo di Brewster del film viene determinato dall'uguaglianza dell'intensitá della luce riflessa dalle due parti.

Nella nostra realizzazione di questo metodo, si é fatto uso di un fascio di luce laser del diametro di alcuni mm., quindi si sono effettuati rilievi separati sul solo substrato e sul medesimo ricoperto da film. I motivi per cui si é operata questa scelta sono:

a) eliminazione dell'influenza della faccia posteriore del substrato. Analogo risultato si sarebbe ottenuto, incontrando altri problemi, rivestendo tale faccia con uno strato assorbente, oppure aumentando sufficientemente lo spessore del substrato.

b) eliminazione degli effetti della zona di transizione ove il gradino formato dal film provochi effetti di diffrazione che si sovrappongono alla distribuzione di campo ideale. Questi effetti potrebbero essere ridotti aumentando adeguatamente la larghezza del fascio; con ció si ricade nell'inconveniente precedente.

c) difficoltá di posizionare correttamente lo strumento di lettura a causa della gaussianitá del fascio e della presenza dei fenomeni di diffrazione citati.

Le misure sono state effettuate utilizzando come sorgente un laser He-Ne(λ = 6328Å, 5mW potenza nominale), un sistema di specchi orientabili e un polarimetro per polarizzare nel piano di incidenza il fascio di luce. Si é usato un campione costituito da un film di fotoresist KPR (trattato per ridurne le perdite) depositato per spinnering su vetro, montato su una piattaforma con 4 gradi di libertá su cui gli angoli di rotazione possono essere letti con la precisione di un primo. Il rilievo del raggio riflesso é stato effettuato con un microfotometro UDT 11B.

L'andamento tipico del $|\Gamma|^2$ ricavato sperimentalmente é riportato nelle curve A della figura allegata: quella continua si riferisce al Γ del substrato, quella a tratto e punti al Γ del film de-

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

** Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino e Centro Studi Propagazione Antenne del CNR, Torino.

positato. Si puó valutare un angolo ϑ_B del vetro pari a 56,5° e un ϑ_B del KPR di 58,33°; ne conseguono per gli indici di rifrazione i valori: $n_v = 1.511$; $n_{KPR} = 1.621$.

Le principali cause di errore associate alla misura descritta sono: errori di lettura, di allineamento, di polarizzazione, irregolaritá superficiale, divergenza del fascio, non uniformitá del materiale. Per indici di rifrazione non superiori a 2 l'angolo ϑ_B del vetro puó essere valutato con una precisione di 0,1° il che comporta un errore circa $\Delta n_v = 0{,}008$, per quanto riguarda il film si puó ritenere $\Delta n_f = 0{,}002$.

Particolare cura deve essere posta nell'allineare il sistema, tenendo anche conto che é necessario effettuare lo spostamento del campione per rivelare il Γ delle due regioni interessate; non disponendo di un banco ottico stabilizzato occorre limitare al massimo le vibrazioni meccaniche del sistema.

L'errata polarizzazione del fascio di luce provoca un errore di misura notevole; le curve B della figura sono state ottenute spostando volutamente di circa 3° il piano di polarizzazione rispetto alla posizione ottima.

L'andamento di $|\Gamma|^2$ nell'intorno del minimo é affetto da imprecisioni dovute a rugositá superficiale e non perfetta planaritá della faccia.

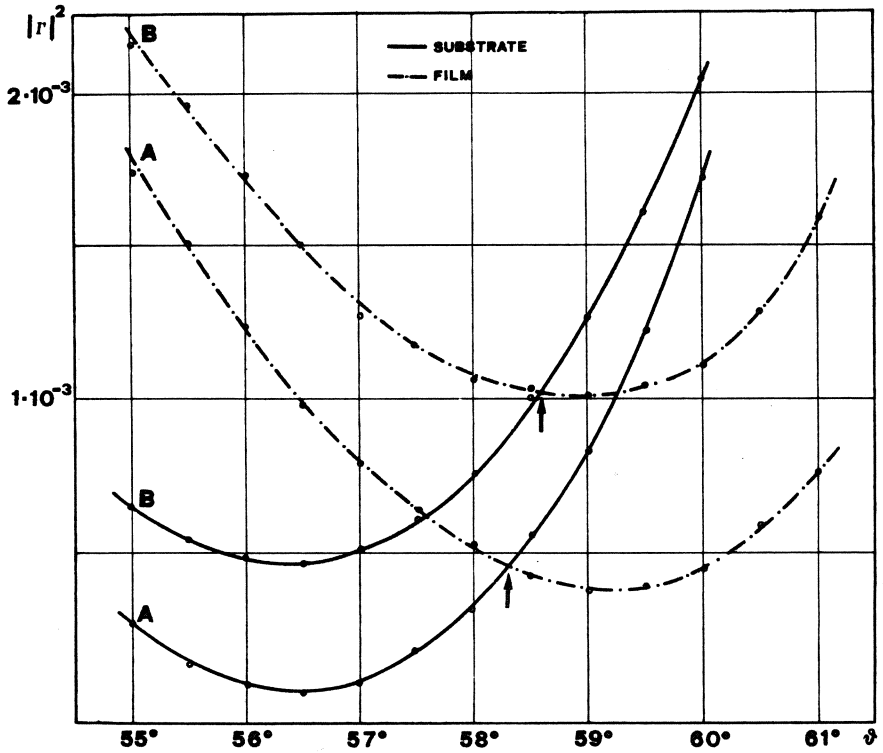
Utilizzando un fascio gaussiano incidente, anche all'angolo di Brewster vi é luce riflessa la cui distribuzione differisce da quella incidente a causa della sua divergenza. Questo fenomeno, se non é mascherato dalle altre cause di errore, determina imprecisioni del valore di $|\Gamma|^2$ che crescono con la divergenza. Come conseguenza non si puó ridurre eccessivamente il diametro del fascio e quindi non sono utilizzabili vetri troppo sottili.

La ripetitivitá della misura dipende anche dalla eventuale non uniformitá sia in spessore che in composizione del film in esame.

BIBLIOGRAFIA

[1] F.Abélès: *Sur la determination des indices e des épaisseurs des couches minces,* Comptes Rendus, Acad. Sci. Paris 1949, pp.228, 553.

Andamento di $|r|^2$ al variare dell'angolo di incidenza ϑ.



CORRELATORE GEODETICO A STRATO SOTTILE PER OTTICA INTEGRATA

G.C.RIGHINI*, V.RUSSO CHECCACCI*, S.SOTTINI*

Il gruppo si é occupato nel passato di alcuni componenti per ottica integrata: le lenti geodetiche a strato sottile, in cui il fuocheggiamento é ottenuto facendo percorrere ai raggi cammini diversi sopra una superficie curva, e reticoli di alto passo e buona efficienza registrati olograficamente su photoresists per accoppiare un fascio laser in una guida piana attraverso le onde evanescenti diffratte da essi.

Una conseguenza degli studi sulle lenti geodetiche é il progetto di un correlatore a strato sottile costituito da due lenti geodetiche opportunamente combinate.

Come nell'ottica tridimensionale, in un correlatore ottico a strato sottile le lenti che lo compongono devono essere prive di aberrazioni e il luogo della Trasformata di Fourier deve giacere in un piano perpendicolare all'asse ottico del sistema. Nelle lenti finora studiate per l'ottica guidata queste due condizioni non sono mai soddisfatte contemporaneamente. Una soluzione a questo problema é data dalla combinazione di due quarti di superficie sferica, ciascuno dei quali é una lente a strato sottile perfetta. I due quarti di superficie sferica uniti per un meridiano formano un sistema ottico perfetto. La previsione che su questo meridiano di congiunzione (che giace su un piano perpendicolare al sistema ottico) si formi la Trasformata di Fourier della distribuzione di ampiezza che si trova sul meridiano di ingresso della prima lente, é stata verificata teoricamente. Sono riportati i valori dell'apertura e dell'angolo di campo entro i quali questo sistema ottico puó essere usato come correlatore. Un filtro spaziale posto sul meridiano di congiunzione puó elaborare un segnale posto sul meridiano di ingresso della prima lente. Sul meridiano di uscita della seconda lente si ha la risposta elaborata.

E' stato costruito un modello di correlatore geodetico, usando un substrato di vetro sopra il quale é stato deposto un film di resina epossidica.

Il campo dell'ottica integrata é in uno stadio di rapida espansione. Dopo aver costruito componenti passivi ed attivi con vari materiali e usando tecniche molto diverse fra di loro, si comincia anche a progettare dispositivi piú complicati.

Nel 1968 J.Harris [1] aveva suggerito lo studio di un correlatore ottico a strato sottile per l'elaborazione di un segnale unidimensionale (fig.1), che era l'analogo del ben noto sistema (tridimensionale) a doppia diffrazione. Qui verrá descritto il progetto di un nuovo processatore ottico a strato sottile, basato sulla opportuna combinazione di due semplici lenti geodetiche.

Nei processatori ottici, le lenti sono i componenti piú importanti per la loro inerente capacitá di operare la trasformata di Fourier. I requisiti richiesti sono: 1) che le lenti siano prive di aberrazioni per larghi angoli di campo e grandi aperture, 2) che i luoghi delle trasformate di Fourier giacciano in un piano perpendicolare all'asse ottico del sistema a doppia diffrazione, ovvero che il piano focale posteriore della prima lente coincida con quello anteriore della seconda.

Nei processatori ottici "bulk" tali requisiti sono ottenuti contemporaneamente usando sistemi ottici corretti costituiti da doppietti, tripletti, etc. Piú difficile é il caso dei correlatori ottici a strato sottile perché le lenti, prodotte per mezzo di una variazione di indice di rifrazione effettivo dello strato che guida (1,2), sono affette da aberrazioni e presentano problemi di conversione di modi alle discontinuitá. D'altra parte le lenti geodetiche [3,4,5], la lente di Luneburg [6], che sono prive di aberrazioni, hanno simmetria circolare e il luogo della trasformata di Fourier é un cerchio che giace nel piano che guida. Questa caratteristica rende difficile, se non impos-

* Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR, Firenze.

sibile, combinare due di queste lenti così da costituire un correlatore.

Tra le lenti geodetiche tuttavia, la piú semplice cioé la superficie semisferica [3] presenta l'interessante caratteristica di immaginare senza aberrazioni (fig.2) e le sue proprietá di simmetria fanno prevedere un luogo delle trasformate di Fourier opportuno. Questo particolare sistema puó essere paragonato al sistema "bulk" tradizionale (fig.3a e b).

Nell'ottica "bulk" coerente, immaginare perfettamente é una condizione sufficiente per produrre la trasformata di Fourier su un piano intermedio. Noi abbiamo verificato che tale proprietá esiste anche nel caso di un sistema ottico non convenzionale come la superficie semisferica. Per ragioni di simmetria e in accordo con le proprietá di fuocheggiamento del quarto di superficie sferica il luogo della trasformata di Fourier dovrebbe trovarsi sul meridiano che divide in 2 parti uguali la superficie semisferica (fig.3a).

Per valutare le aberrazioni del sistema ottico riguardo alla trasformata di Fourier, abbiamo considerato dapprima la perdita di parallelismo sulla linea della trasformata di Fourier, dei fasci diffratti dai punti sorgente S_1, S_2, sulla linea di ingresso. La perdita di parallelismo, o aberrazione angolare δ del fascio uscente da S_1, con apertura α e angolo di campo Ω, (fig.3a) risulta

$$\delta = -\frac{1}{2}\Omega\alpha^2$$

Analogamente l'aberrazione d'onda W risulta

$$W = \frac{1}{2}\Omega\alpha^3$$

Questa corrisponde al "coma" nell'ottica tridimensionale mentre non ci sono aberrazioni assiali.

I valori numerici delle aberrazioni in funzione di Ω e α sono riportati in fig.4. Con una aberrazione d'onda $\leqslant \lambda/4$ questo correlatore puó essere usato con un angolo di campo di $\sim 9°$ e un'apertura di $\sim 10°$. E' da notare tuttavia che queste aberrazioni sono completamente corrette dalla seconda parte del correlatore.

Un modello di correlatore geodetico é stato costruito usando come substrato il vetro e come film guidante una resina epossidica drogata con Rodamina B (fig.5). Per poter facilmente alimentare con un fascio piano il correlatore, la superficie sferica é stata posta sopra un cilindro connesso ad una guida piana tramite un raccordo toroidale.

Il sistema ottico sopra proposto puó essere utilizzato come un processatore ottico con limitati valori di apertura e di angolo di campo. D'altra parte oggi non sembra facile costruire in strutture planari, sistemi ottici corretti per larghi valori di angoli. Vantaggi del correlatore geodetico sono la forma semplice del substrato, la mancanza di problemi di mascheratura durante la deposizione e nessuna discontinuitá nello spessore del film che potrebbe causare conversione di modi.

BIBLIOGRAFIA

[1] R.Shubert, J.H.Harris: Josa, 61,2,154, 1971.

[2] R.Ulrich, R.J.Martin: Appl.Opt. 10,9, 2077, 1971.

[3] G.C. Righini, V.Russo, S.Sottini, G.Toraldo di Francia: Appl.Opt., 11, 6, 1442, 1972.

[4] G.C.Righini, V.Russo, S.Sottini, G.Toraldo di Francia: Appl. Opt. 12, 7, 1477, 1972.

[5] J.S.Harper, E.Spiller: *Topical Meeting on Integrated Optics,* New Orleans, 21-24 Jan.1974 – Digest of Tech. Papers WB11.

[6] F.Zernike: Optics Comunications 12, 4, 379, 1974.

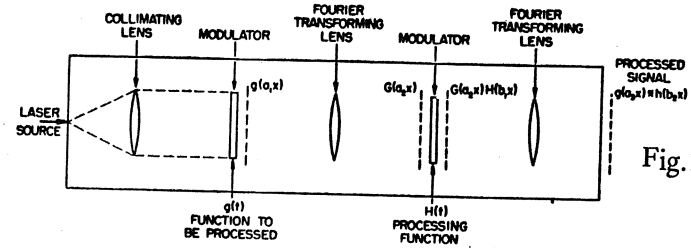


Fig.1 – Schematizzazione di un correlatore ottico integrato ([1])

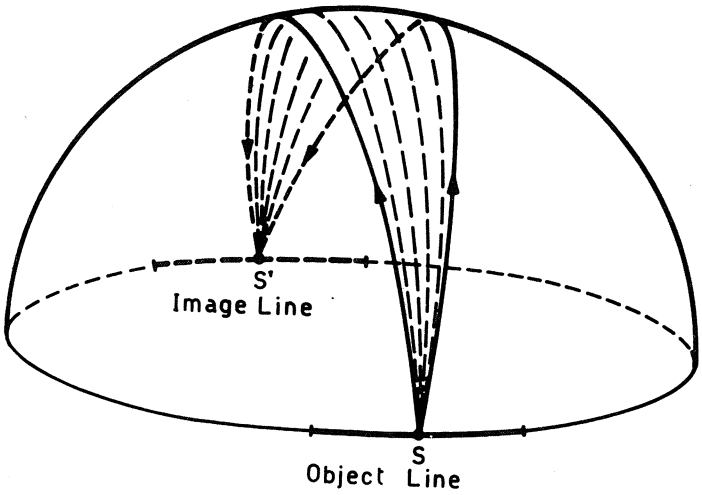
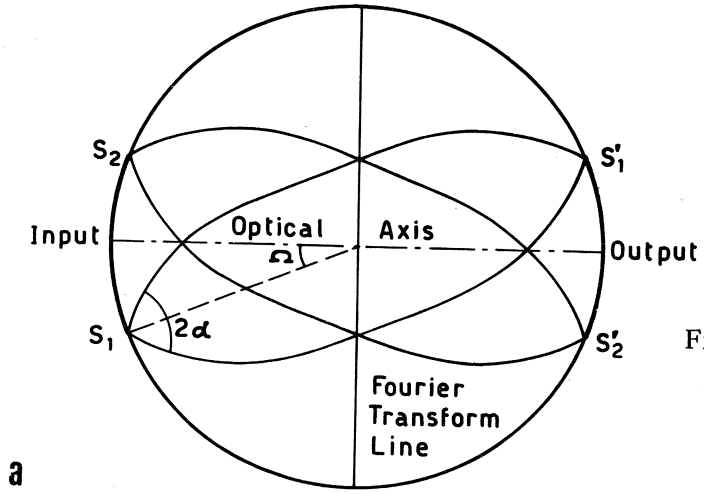


Fig.2 – La superficie semisferica forma immagini perfette di segnali ottici unidimensionali.



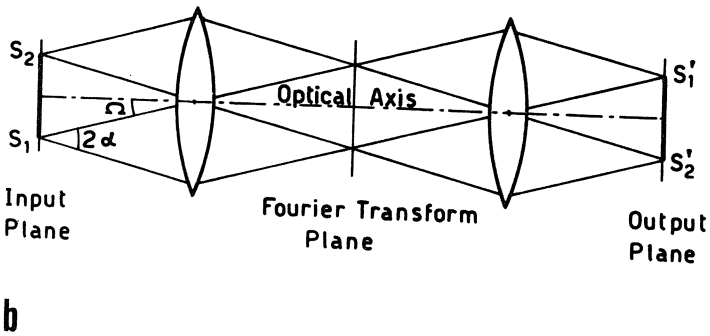


Fig.3a,b – Confronto tra due sistemi di elaborazione ottica: a) sistema a strato sottile per elaborazione di segnali 1-D; b) sistema "bulk" per segnali 2-D.

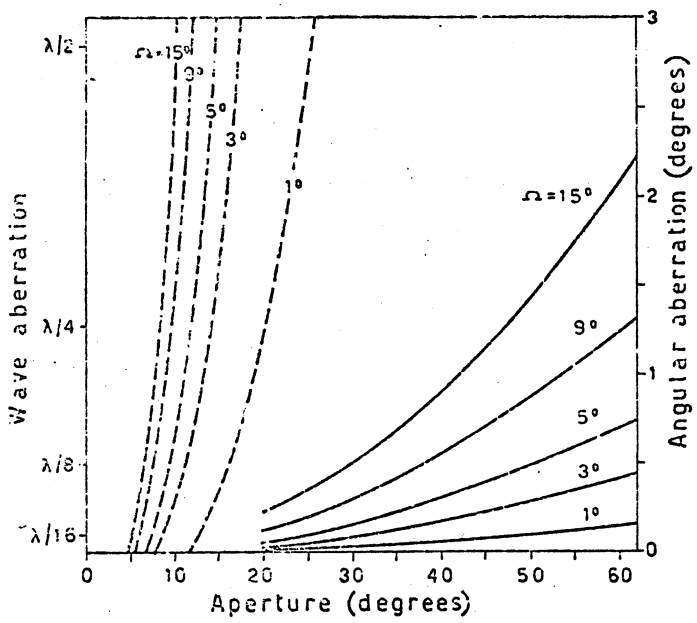


Fig. 4 — Aberrazione angolare e aberrazione d'onda calcolate sulla linea di trasformata di Fourier in funzione dell'angolo di campo Ω e dell'apertura α.

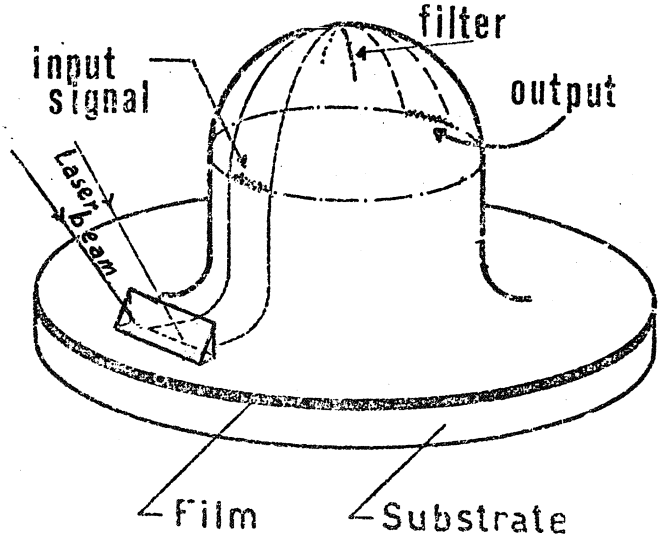


Fig. 5 — Modello del correlatore costruito depositando un film di resina epossidica (perdite ~ 1 dB/cm) su un substrato di vetro.

SESSIONE V

ELETTROMAGNETISMO E AMBIENTE

Chairman: PROF.G. D'AURIA
Istituto di Elettronica – Universitá di Roma

Caratterizzazione di mezzi spazialmente varianti per mezzo di funzioni di trasferimento
P.F.Checcacci, A.M.Scheggi

Statistiche di mappe radar di precipitazioni
G.Drufuca, A.Pawlina

Sondaggio acustico e acustico-elettromagnetico della turbolenza atmosferica a bassa quota
G.E.Perona, R.U.Pisani

Misure di fase e di ampiezza su segnali Loran–C
G.E.Perona, S.Leschiutta

Caratterizzazione della bassa atmosfera mediante rilevamenti radiometrici nell'infrarosso
D.Solimini, P.Basili

Compatibilitá elettromagnetica: sviluppi recenti e prospettive future di una nuova disciplina
B.Audone, L.Bolla

Misura delle componenti di bassa frequenza del campo elettromagnetico atmosferico in prossimitá del suolo
M.Carlevaro, F.Bardati

CARATTERIZZAZIONE DI MEZZI SPAZIALMENTE VARIANTI PER MEZZO DI FUNZIONI DI TRASFERIMENTO

P.F. CHECCACCI*, A.M. SCHEGGI*

Un grosso problema ingegneristico relativo ad un collegamento radio attraverso un mezzo spazialmente variante quale l'atmosfera o la ionosfera é quello di caratterizzare tale mezzo in modo da poter predire con sufficiente precisione le caratteristiche del collegamento stesso.

Sono ben noti i lavori che permettono la caratterizzazione di un canale di comunicazione variabile nel tempo, per mezzo di funzioni di trasferimento opportune quali quelle definite da Zadeh e Bello [1,2]. Lo stesso tipo di formalismo puó essere impiegato, come é stato fatto nel presente lavoro, per caratterizzare un mezzo spazialmente variante. Il risultato é un insieme di funzioni di trasferimento spaziali con le quali é possibile calcolare il campo alla uscita del mezzo per una data funzione d'ingresso espressa in termini di onde piane o sferiche. Tali funzioni permettono quindi di predire il comportamento spaziale del mezzo per differenti tipi di sorgenti e aperture riceventi.

Una caratterizzazione di questo genere é tuttavia utilizzabile solo per mezzi statici (sistemi ottici finiti, aberranti, strutture radome ecc.) ma per essere utilizzata in mezzi che si evolvono nel tempo deve essere formulata secondo una via statistica.

Nel presente lavoro vengono anche schematizzati i metodi per la misura di tali funzioni e il loro impiego per predire le caratteristiche di antenne riceventi.

BIBLIOGRAFIA

[1] L. A. Zadeh: *Frequency Analysis of Variable Networks*, Proc. IRE 38, 1950, 291.

[2] P. A. Bello: *Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels*, IEEE Trans. on Comm. Systems CS-11, 1963, 360.

* Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR, Firenze.

STATISTICHE DI MAPPE RADAR DI PRECIPITAZIONI

G. DRUFUCA*, A. PAWLINA*

Questo lavoro presenta alcune statistiche sulle mappe di precipitazioni ottenute dalle osservazioni del McGill Weather Radar nell'estate 1971. Le statistiche finora elaborate riguardano:

- *distribuzione dell'intensitá di pioggia per un punto e per coppie di punti variamente separati;*
- *distribuzione di alcuni parametri delle precipitazioni quali l'intensitá media, massima, e quadratica media*
- *distribuzione delle dimensioni delle celle per vari livelli di intensitá ed in funzione del valor medio e massimo;*
- *descrizione della struttura cellulare.*

L'elaborazioni attualmente in corso riguardano le autocorrelazioni spaziali delle precipitazioni.

Questi dati forniscono interessanti informazioni quantitative sulla struttura delle mappe di precipitazione ed interessano applicazioni alla propagazione di onde millimetriche, all'idrologia, alla previsione quantitativa delle precipitazioni (short term forecast), ed infine alla metodologia della radar meteorologia.

1. – INTRODUZIONE

Il radar della McGill University nel 1971 aveva le seguenti caratteristiche. Frequenza 2.880 GHz, Ampiezza a 3 dB del fascio d'antenna 0.85° (paraboloide di 30 piedi). Durata dell'impulso 0.3μs. Potenza di picco 2MW(Klystron). Il modo di operazione era tale da avere ogni 5 minuti 30 scansioni su 360° di azimuth per elevazioni crescenti tra 0.5° e 33° tra 25 e 200 km. I dati di riflettivitá venivano registrati su film in intervalli di 5 dB.

Allo scopo di studiare il comportamento statistico dell'attenuazione da pioggia su collegamenti terrestri, i dati radar corrispondenti alla elevazione piú bassa per ogni ciclo corrispondenti a situazioni di precipitazioni intense sono stati letti e trazferiti su calcolatore [1]. In questo modo si é costruito un notevole campione di dati di riflettivitá corrispondenti ai vari tipi di precipitazioni intense presenti in un clima continentale temperato. Infatti uno dei risultati piú interessanti di questo lavoro é la conferma dell'ipotesi, dovuta a J.S. Marshall, che poche ore di osservazione radar su una grande area contengano in modo rappresentativo i vari tipi di precipitazioni convettive che possono presentarsi in un lungo arco di tempo in una localitá. Questa brillante intuizione di poter scambiare campioni spaziali con campioni temporali, una specie di principio di ergodicitá del tempo meteorologico, apre notevoli possibilitá per quei problemi dove é richiesta una descrizione di eventi estremi e quindi rari, come spesso avviene in climatologia.

Il presente lavoro consiste nell'analisi statistica di quei dati e precisamente nella determinazione di una descrizione della struttura spaziale delle mappe di precipitazioni. Il lavoro non é completo in quanto é attualmente in corso il calcolo delle funzioni di autocorrelazione spaziale delle mappe e le relative analisi. Una raccolta piú estensiva dei risultati finora ottenuti é disponibile in [2] e [3].

* Centro Studi per le Telecomunicazioni Spaziali del CNR, e Istituto di Elettrotecnica ed Elettronica, Politecnico di Milano.

2. – INTENSITA' DI PIOGGIA

I dati di riflettivitá vengono convertiti in intensitá di pioggia R (mm/hr) mediante la relazione

$$Z = 200\ R^{1.6}$$

e la loro distribuzione confrontata con quella ottenuta da 10 anni di osservazioni di un pluviometro a Montreal (fig.1). L'ottimo accordo tra le due curve conferma l'ipotesi di ergodicitá ed inoltre conferma la calibrazione del radar fatta per gli studi sull'attenuazione. E' questo un risultato di rilievo nella tecnica della radar meteorologia dove il problema della calibrazione acquista un'importanza vitale [4].

La fig.2 mostra, in modo sintetico, la probabilitá congiunta che una certa intensitá di pioggia venga superata contemporaneamente in due punti in funzione della distanza. Questi risultati si confrontano bene con quelli analoghi ottenuti da dati pluviometrici nella stessa regione [5].

Le figg. 3,4 e 5 mostrano come siano distribuite alcune delle grandezze significative delle mappe di precipitazione quali l'intensitá massima, media e quadratica media, essendo la conoscenza delle distribuzioni di queste grandezze di notevole importanza nei problemi di idrometeorologia applicata.

3. – STRUTTURA CELLULARE

Come é ben noto le precipitazioni hanno una struttura cellulare il cui spettro varia da dimensioni minime di qualche centinaio di metri (scala convettiva) fino a qualche centinaio di chilometri (scala sinottica) [6]. Si é tentato in questo lavoro di descrivere questa struttura e di mettere in evidenza le relazioni con parametri significativi delle mappe. Il lavoro é a questo riguardo incompleto mancando le analisi delle funzioni di autocorrelazione. La fig.6 mostra l'istogramma del numero di celle osservate in funzione del valore di intensitá superata.

La fig.7 mostra invece, per valori della soglia di intensitá superata, la distribuzione relativa delle aree. E' interessante osservare come queste distribuzioni siano circa esponenziali nella radice dell'area cioé nella dimensione lineare delle celle, dato questo confermato dalle analisi pluviometriche [5].

Un risultato assai interessante é mostrato nelle figg.8 e 9 dove,per celle superiori a 10 mm/hr come esempio, le distribuzioni relative delle aree vengono riportate essendo state classificate secondo il valor massimo ed il valor medio del temporale. Il fatto che a pari soglia si abbiano piú frequentemente celle grandi per pioggie piú intense ovvero si abbiano celle piú grandi é di notevole interesse. Infatti l'intuizione comunemente seguita da chi si occupa degli effetti della pioggia sui sistemi di comunicazione é esattamente contraria e cioé che piogge intense siano piccole di estensione. Questo é vero in media e se si ragiona sulla soglia (fig.6) ma non se si ragiona sul temporale. La spiegazione, ben nota agli studiosi di fisica delle nuvole, sta nel fatto che intense precipitazioni corrispondono ad intense velocitá ascensionali le quali per poter durare un tempo sufficiente a generare intense precipitazioni devono avere notevoli estensioni.

Infine le figg.10 e 11 danno qualche informazione sulla struttura interna delle celle. Anche questo aspetto dell'analisi é largamente incompleto ed é in fase di approfondimento.

4. – CONCLUSIONI

Un grande campione di dati radar viene usato per determinare proprietá statistiche delle mappe di precipitazioni convettive in clima temperato. Le stesse mappe sono state usate per simulare attenuazione su collegamenti radio terrestri a frequenze di 11, 12 e 18 GHz ed inoltre per studiare il problema dell'autointerferenza da pioggia su collegamenti terrestri.

BIBLIOGRAFIA

[1] G. Drufuca: *Rain attenuation statistics for frequencies above 10 GHz from radar observations,* J. de R. Atm. vol.8(1-2), 1974, pp.413-420.

[2] G. Drufuca, A. Pawlina: *Statistics of radar precipitation patterns,* Lab. di Comunicazioni Elettriche, Politecnico di Milano, Part I, Rel. Interna 76-2, Febbraio 1976.

[3] G. Drufuca, A. Pawlina: *Statistics of radar precipitation patterns,* da pubblicarsi su Journal of Applied Meteorology, 1976.

[4] G. Drufuca, A. Paraboni: *Quantitative analysis of precipitations through radar techniques,* in "Modern topics in Microwave Propagation and Air-Sea Interaction" D. Reidel Publ. Co.(editor A. Zancla), 1973, pp.343-356.

[5] G. Drufuca, I. Zawadzki: *Statistics of Raingauges Data,* J. of A. M., vol.14(8), 1975, pp.1419-1429.

[6] T.W. Harrold, P.M. Austin: *The structure of precipitation systems, A review,* J. de R. Atm., vol. 8(1-2), 1974, pp.41-57.

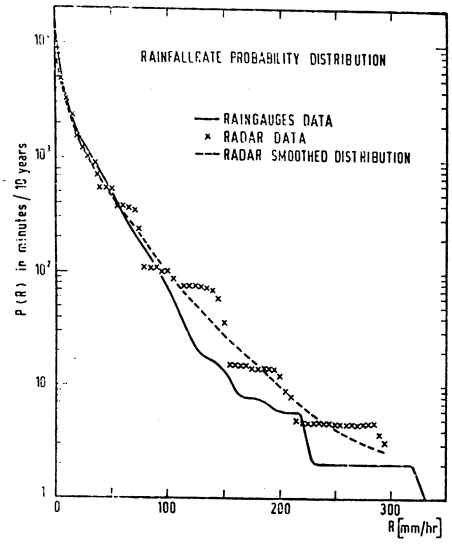


Fig.1. Distribuzione di probabilità di R calcolata dai dati radar e da 10 anni di dati pluviometrici.

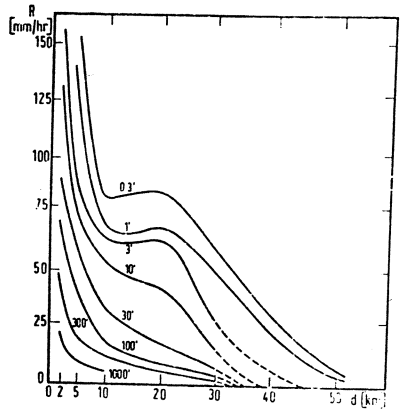


Fig. 2. Intensità di pioggia superata [illegible] neamente su due punti in funzione della separa[illegible] zione per vari livelli di probabilità [illegible] 10 anni).

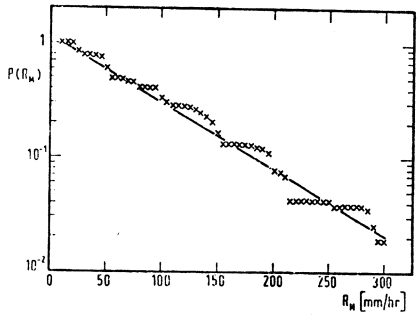


Fig. 3. Distribuzione dell' intensità massima di un temporale

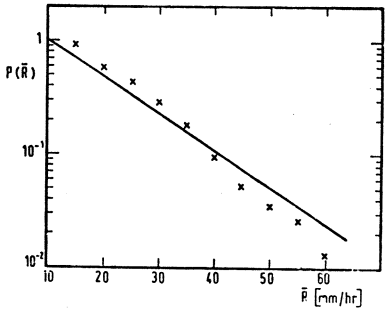


Fig. 4. Distribuzione dell' intensità media di un temporale.

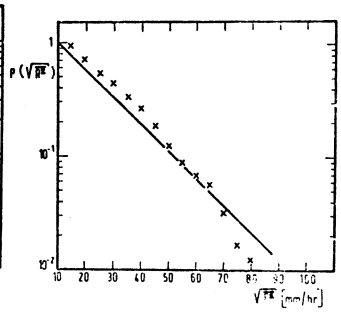


Fig. 5. Distribuzione del valore quadratico medio dell' intensità di un temporale.

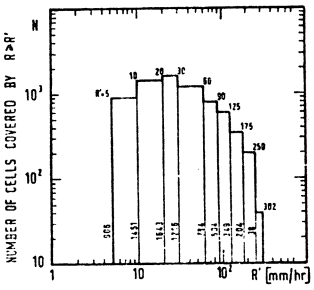


Fig. 6. Numero di celle per cui l'intensità supera una data soglia ovunque nella cella

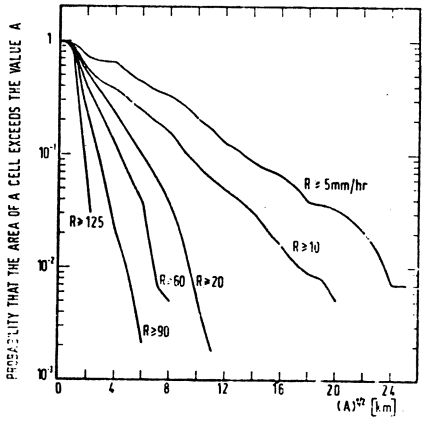


Fig. 7. Probabilità che una cella ricoperta da [illegible] maggiore di una soglia fissata superi una data area.

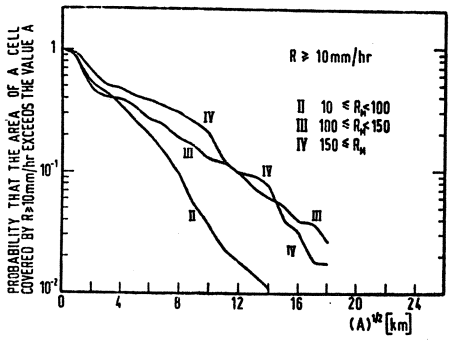


Fig. 8. Probabilità che celle di almeno 10mm/hr superino una data area, con classificazione secondo il valore massimo del temporale.

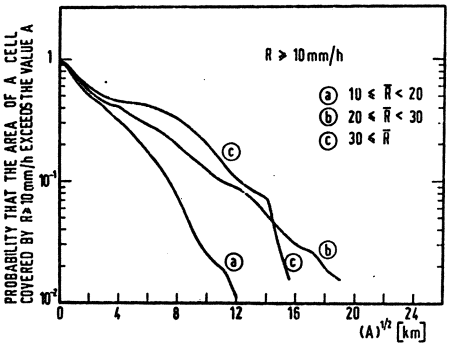


Fig. 9. Probabilità che celle di almeno 10mm/hr superino una data area, con classificazione secondo il valor medio del temporale.

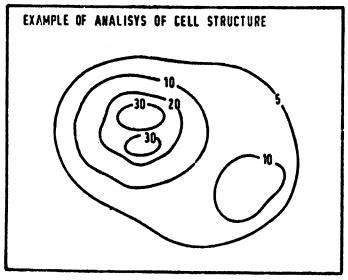


Fig.10. Illustrazione della struttura "cella dentro cella" di precipitazioni temporalesche. Nell' esempio la cella con soglia 5 contiene 2 celle di soglia superiore, la cella di soglia 20 contiene 2 celle di soglia superiore.

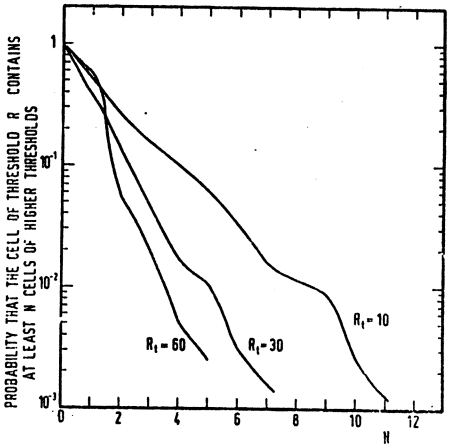


Fig.11. Probabilità che una cella di soglia R_t contenga almeno N celle di soglia superiore.

SONDAGGIO ACUSTICO E ACUSTICO-ELETTROMAGNETICO DELLA TURBOLENZA ATMOSFERICA A BASSA QUOTA

G.E.PERONA*, R.U.PISANI**

Si descrive un sistema acustico (SODAR) (giá realizzato) ed un sistema acustico-elettromagnetico (RASS) (in corso di realizzazione) per lo studio della turbolenza atmosferica da circa 30 m a circa 1500 m di altezza sul livello del terreno. Questa turbolenza, generata da gradienti di temperatura e variazioni di vento, dipende da condizioni meteorologiche e orografiche. E' ben noto che i fadings osservati nei canali di comunicazione dei ponti radio, sono legati alle turbolenze atmosferiche, che finora sono sempre state rilevate con estrema difficoltá. L'impiego dei SODAR potrebbe permettere di mettere in relazione i fadings sui ponti radio con le caratteristiche atmosferiche della tratta in esame, non piú da un punto di vista puramente statistico bensì correlandoli esplicitamente con l'evento meteorologico che li ha prodotti. Inoltre il sistema consente lo studio preventivo delle caratteristiche della zona in cui realizzare nuove tratte.

La sonda acustica (SODAR) [1,2,3] non é altro che un "radar" acustico, e consiste di una antenna trasmittente e ricevente, ed un sistema elettronico di formazione dei pacchetti acustici trasmessi e di ricezione degli echi. Tali echi possono essere dovuti a riflessioni da ostacoli al suolo vicini all'antenna (equivalenti al "ground clutter" dei radar tradizionali) e da riflessioni dovute alla turbolenza atmosferica. Queste sono riflessioni parziali, pertanto il segnale ricevuto è sempre molto debole. D'altro canto, la rumorositá dell'ambiente é sempre alta (sia in zone urbane che rurali). Pertanto, occorrono non solo potenze acustiche notevoli in trasmissione ma sono anche necessari opportuni accorgimenti per la riduzione del rumore nell'intorno dell'antenna. Da un punto di vista schematico, il sistema é costituito da un oscillatore per la generazione di pacchetti di 50 msec di durata, a frequenza di 1000 Hz, che si ripetono con cadenza funzione della quota massima che si vuole raggiungere. I pacchetti vengono inviati, attraverso un amplificatore di potenza, ad una tromba acustica posta nel fuoco del paraboloide (fig. 1). Nel nostro caso l'amplificatore fornisce una potenza elettrica di 1000 W alla tromba che é alimentata da 6 drivers. In ricezione, gli stessi drivers commutati in serie funzionano da microfono collegato ad un circuito di ricezione costituito da un amplificatore a guadagno variabile e da un filtro passa banda. L'uscita puó essere registrata su un nastro magnetico per ulteriore elaborazione su calcolatore, oppure su un registratore facsimile per una prima e grossolana rappresentazione. Poiché le potenze trasmesse sono elevate ed il rumore di fondo é generalmente elevato, non é sufficiente il solo guadagno dell'antenna per assicurare un buon rapporto segnale-disturbo in ricezione e per ridurre il disturbo arreccato ad altri. Per questo motivo occorre costruire uno schermo acustico opportunamente dimensionato, attorno all'antenna. Nel nostro caso lo schermo, in cemento armato prefabbricato ed alto 3,50 m consente una attenuazione di circa 16 dB nella banda d'ottava centrata sui 1000 Hz. Il segnale ricevuto con l'antenna viene opportunamente elaborato e puó essere sinteticamente rappresentato in un diagramma con in ascissa il tempo, in ordinata la quota. L'intensitá dell'eco é rappresentata mediante caratteri diversi scelti in modo da aver annerimento maggiore quanto maggiore é l'intensitá stessa (fig. 2). Il sistema descritto, opportunamente modificato, puó essere impiegato per misurare diversi parametri atmosferici. Un sistema monostatico, cioé

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

** Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris, Torino.

antenna unica orientata verso l'alto, sia in trasmissione che in ricezione, consente di misurare l'altezza a cui si trovano le turbolenze e vederne l'evoluzione nel tempo. Abbinando 2 altre antenne riceventi ad una certa distanza dall'antenna trasmittente, é possibile misurare le componenti della velocitá del vento alle varie quote sfruttando l'effetto Doppler sul segnale ricevuto. D'altra parte, utilizzando il pacchetto acustico come "target" per un radar elettromagnetico si possono effettuare misure di temperatura in funzione dell'altezza anche qui utilizzando l'effetto Doppler sulla onda elettromagnetica.

BIBLIOGRAFIA

[1] C.G.Little: *Acoustic methods for the rémote probing of the lower atmosphere,* Proc. IEEE, vol.57, April 1969, pp.571-578.

[2] E.H. Brown: *Some recent NOAA theoretical work on echo sounding in the Atmosphere,* J.Geophys. Res., vol.79, December 1974, pp.5567-5571.

[3] M.Aubry: *Les soundages acoustiques de l'atmosphère,* Note technique CRPE/7, Centre National D'Etudes Des Telecommunications, 1975.

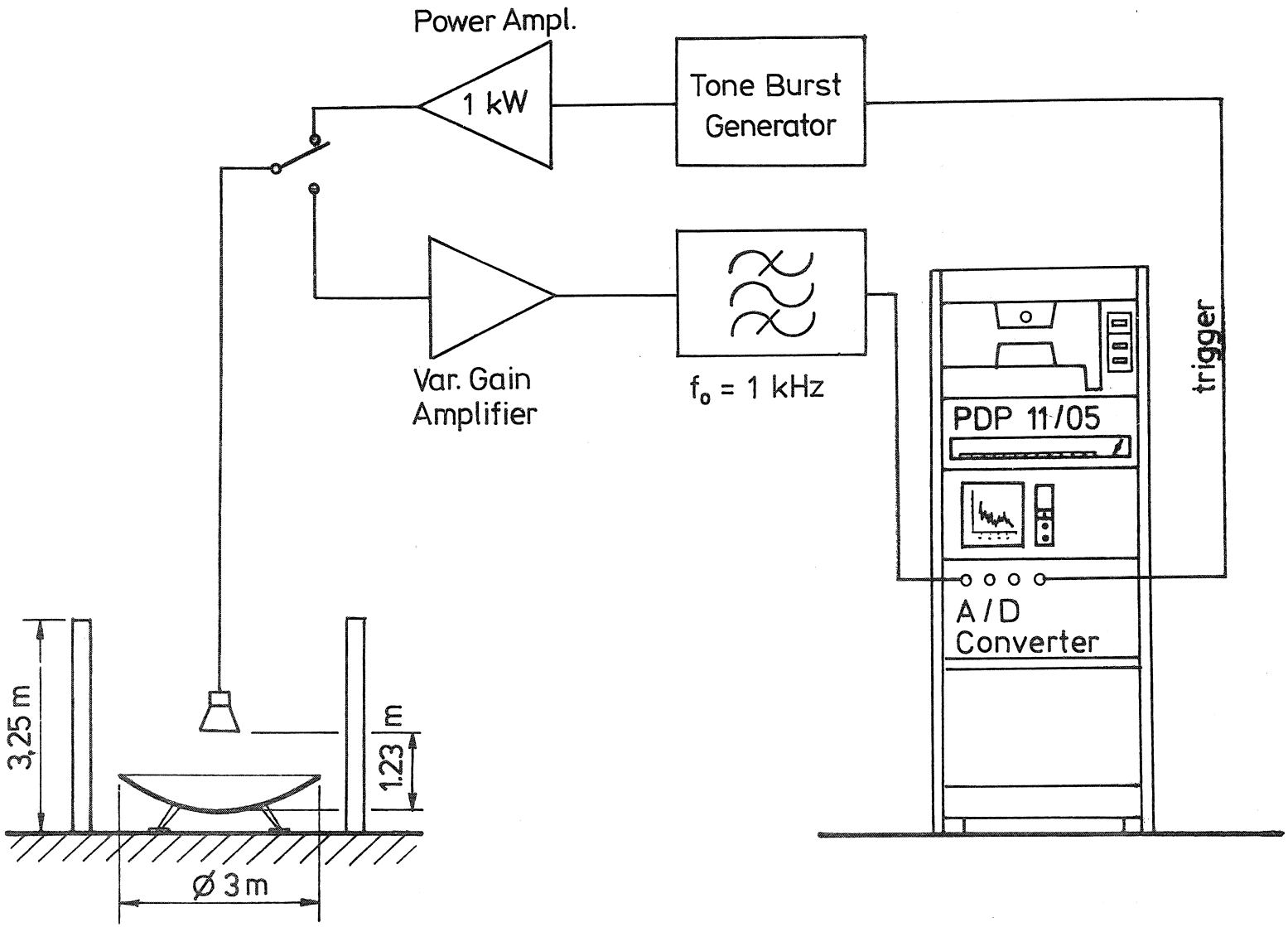


fig.1 - Schema a blocchi del sistema.

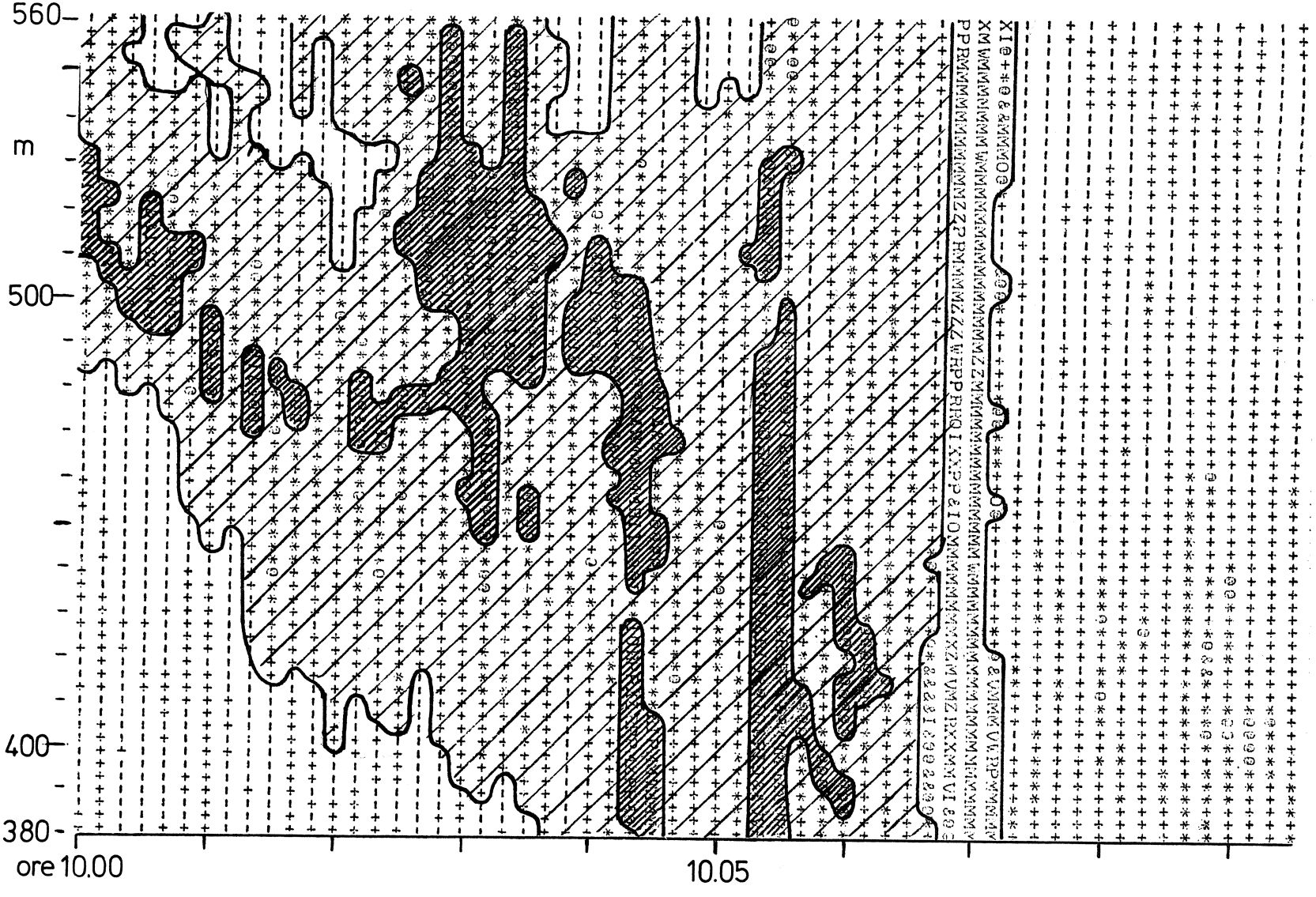


fig. 2 - Esempio di sondaggio acustico.

MISURE DI FASE E DI AMPIEZZA SU SEGNALI LORAN–C

G.E.PERONA*, S.LESCHIUTTA**

Si é iniziato un programma di rilevazione continua di segnali di fase e ampiezza di varie stazioni Loran-C, appartenenti sia alla catena del Mediterraneo sia alla catena del Mare del Nord. Questi dati vengono immagazzinati in forma digitale per essere poi analizzati numericamente. Lo scopo della ricerca é duplice:

a) paragonare la stabilitá dell'onda di terra con l'onda di spazio;
b) determinare l'influenza di fattori meteorologici sulla propagazione.

A causa della grande mole di dati presenti, si é cercato di ottenere una loro compatta rappresentazione sotto forma di "mappe" facilmente interpretabili.

E' evidente che per dedurre da queste misure dei risultati quantitativi, occorre poter esaminare almeno un anno di dati in modo da poter avere una idea generale del comportamento dei segnali durante le diverse stagioni e in differenti condizioni meteorologiche.

Si é iniziato un programma di rilevazione continua di segnali di fase e ampiezza di varie stazioni Loran-C, appartenenti sia alla catena del Mediterraneo sia alla catena del Mare del Nord. Questi dati vengono immagazzinati in forma digitale per essere poi analizzati numericamente. Lo scopo della ricerca é duplice:

a) paragonare la stabilitá dell'onda di terra con l'onda di spazio;
b) determinare l'influenza di fattori meteorologici sulla propagazione.

In particolare, sono giá stati evidenziati effetti meteorologici sia sull'onda di terra proveniente da Estartit (Spagna), che su quella proveniente da Simeri–Crichi.

L'onda di terra di alcune stazioni Loran–C della catena del Mediterraneo (Estartit e Simeri–Crichi) e della catena del Mare del Nord (Sylt) sono regolarmente ricevute ed analizzate presso l'IEN (G.F.) di Torino, Reparto tempo e frequenza – Prof. S.Leschiutta.

I dati vengono immagazzinati su nastro di carta per una successiva analisi numerica. A causa della grande mole di dati presenti, si é cercato di ottenere una loro compatta rappresentazione sotto forma di "mappe" facilmente interpretabili. In questo modo dovrebbe essere possibile un rapido confronto, sia qualitativo che eventualmente quantitativo, tra segnali provenienti da diverse stazioni. Il sistema di conversione A/D, immagazzinamento su nastro di carta e successiva elaborazione é entrato da poco in funzione e sono quindi a tutt'oggi disponibili solo alcuni dati preliminari. Tuttavia, sono giá state fatte alcune interessanti osservazioni sugli effetti meteorologici che influenzano la propagazione dei segnali Loran–C, esaminando registrazioni analogiche relative al 1975.

In particolare si é visto che il segnale di Estartit presenta una notevolissima stabilitá della fase durante le ore diurne con una variazione inferiore a 0,05 usec. Invece, il segnale da Simeri–Crichi, pure esso molto stabile, presenta varianze da 2 a 4 volte maggiori. La situazione si inverte durante la notte. Questo fenomeno sembra essere imputabile alla diversa natura del percorso dell'onda di terra proveniente da Simeri–Crichi (che si propaga lungo la costa) rispetto all'onda di terra proveniente da Estartit (percorso in gran parte sul mare).

---

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.
**Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris, Torino.

Sono state anche fatte delle correlazioni tra il comportamento della fase del segnale proveniente da Estartit e l'arrivo di fronti freddi e caldi sull'area del Mediterraneo. In alcuni casi, si possono osservare ben visibili variazioni di fase in corrispondenza del passaggio di questi fronti.

E' evidente che per dedurre da queste misure dei risultati quantitativi, occorre poter esaminare almeno un anno di dati in modo da poter avere una idea generale del comportamento dei segnali durante le diverse stagioni e in differenti condizioni meteorologiche.

CARATTERIZZAZIONE DELLA BASSA ATMOSFERA MEDIANTE RILEVAMENTI RADIOMETRICI NELL'INFRAROSSO

D. SOLIMINI*, P.BASILI*

Il rilevamento della radianza in diverse bande dell'infrarosso puó fornire informazioni su vari parametri atti a caratterizzare la bassa atmosfera. Il profilo verticale di temperatura puó essere ricostruito a partire dalle radianze misurate per vari angoli di elevazione, come pure i profili di densitá dei costituenti atmosferici possono essere ottenuti da misure in bande appropriate. Inoltre, le caratteristiche spettrali del segnale di uscita del radiometro e la sua distribuzione di probabilitá consentono di risalire direttamente allo stato di stabilitá della bassa atmosfera.

In questo lavoro vengono illustrati alcuni risultati ottenuti da una campagna di misure condotta dal febbraio al luglio del 1975. I dati raccolti confermano le notevoli potenzialitá della tecnica radiometrica nel rilevamento di parametri significativi dello stato della bassa atmosfera.

Nel corso degli ultimi anni ha ricevuto un impulso notevole lo studio dell'atmosfera, allo scopo sia di poter meglio comprendere e prevedere le sue influenze e limitazioni sull'uso dello spettro elettromagnetico, sia in generale di poterne conoscere gli effetti sulla comunitá organizzata e impostare conseguentemente un'idonea gestione dell'ambiente. In questo ambito assume un'importanza particolare la misura di parametri atti a caratterizzare lo stato della bassa atmosfera. La elevata densitá spazio-temporale delle misurazioni che viene richiesta a questo scopo rende in molti casi anti-economico e talvolta impossibile l'uso dei sensori convenzionali [1]. Tecniche di telemisura basate sull'interazione di onde elettromagnetiche o acustiche con il mezzo sotto esame appaiono d'altro canto generalmente adeguate, grazie alle possibilitá che offrono di rilevamenti continui, di scansioni in piú dimensioni e di ottenimento di valori integrati, spesso particolarmente significativi per una caratterizzazione globale del mezzo [2]. Di tali tecniche, la radiometria é in particolare ricca di potenzialitá nel fornire informazioni e dati su vari parametri che caratterizzano l'atmosfera [3,5]. Il rilevamento della radianza al variare dell'angolo di elevazione permette di determinare il profilo verticale di temperatura, come pure i profili di densitá dei costituenti atmosferici possono essere ottenuti da misure analoghe in bande di frequenza appropriate. Inoltre, l'entitá delle fluttuazioni del segnale di uscita del radiometro dá informazioni sull'intensitá della turbolenza atmosferica, mentre le sue caratteristiche spettrali e la sua distribuzione di probabilitá consentono di risalire direttamente allo stato di stabilitá della bassa atmosfera.

Una campagna di misura della radianza atmosferica nell'infrarosso é stata condotta dal 1° febbraio al 31 luglio del 1975 presso la Facoltá di Ingegneria, nel centro di Roma. I dati che si stanno ottenendo tramite l'elaborazione delle misure confermano le notevoli potenzialitá della tecnica radiometrica nella caratterizzazione della bassa atmosfera.

La densitá di potenza di un'onda elettromagnetica quasi monocromatica che si propaga nell'atmosfera secondo la direzione $\underline{r}_o$ dal punto di ascissa r_1 al punto di ascissa r varia per effetto dell'assorbimento, dell'emissione termica associata e della diffusione nel mezzo attraversato, secondo l'equazione:

$$I_\lambda(r,\underline{r}_o) = I_\lambda(r_1,\underline{r}_o)\, e^{-\int_{r_1}^{r}(\alpha_\lambda+\sigma_\lambda)\,dr'} + \int_{r_1}^{r}(\alpha_\lambda B_\lambda + \sigma_\lambda C_\lambda)\, e^{-\int_{r'}^{r}(\alpha_\lambda+\sigma_\lambda)\,dr''}\,dr' \qquad (1)$$

dove α_λ é il coefficiente di assorbimento, σ_λ é il coefficiente di scattering, B_λ é la funzione di

* Istituto di Elettronica, Universitá di Roma.

Planck:

$$B_\lambda = \frac{2\pi h c^2}{\lambda^5 [\exp(hc/\lambda kT) - 1]}, \tag{2}$$

e C_λ é il contributo alla densitá di potenza che si ha per diffusione nella direzione $\underline{r}_o$ di onde viaggianti in direzione $\underline{r}'_o$ comprese nell'angolo solido Ω':

$$C_\lambda = \frac{1}{4\pi} \int_{\Omega'} p_\lambda(\underline{r}'_o, \underline{r}_o)\, I_\lambda(\underline{r}'_o)\, d\Omega' \tag{3}$$

Si consideri un radiometro al suolo, posto nel punto r=0, puntato verso l'atmosfera (fig.1). Se si assume trascurabile la densitá di potenza nella direzione $\underline{r}_o$ proveniente da punti al di fuori della atmosfera e se il mezzo puó essere considerato in equilibrio termodinamico locale, il segnale di uscita del radiometro, assunto proporzionale alla potenza captata, é dato da:

$$V_r = K'_r P_r \simeq K_r \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} F(\lambda) \int_0^\infty B(\lambda, r') e^{-\int_r^0 \alpha(\lambda, r'')\, dr''} dr'\, d\lambda, \tag{4}$$

dove K_r é una costante caratteristica dello strumento e $F(\lambda)$ la sua risposta spettrale. Moltiplicando quest'ultima per il coefficiente di attenuazione si ottiene la funzione peso $W(\lambda,r)$, e la (4) si puó scrivere in modo piú compatto:

$$V_r \simeq K_r \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \int_0^\infty W(\lambda, r)\, B[T(r), \lambda]\, dr\, d\lambda \tag{5}$$

Il segnale di uscita del radiometro V_r é dunque funzione della distribuzione di temperatura nell'atmosfera, per fissate caratteristiche di quest'ultima.

Come esempio, in fig.2 si riporta il segnale misurato nell'arco di ventiquattro ore, assieme alla temperatura rilevato all'osservatorio meteorologico dell'Ufficio Centrale di Ecologia Agraria a Torre Calandrelli, situato a circa 1.5 Km di distanza dalla Facoltá di Ingegneria in cui é situato il radiometro. Quest'ultimo, del tipo R8 T1A Barnes, con rilevatore bolometrico, puó operare sia su una larga banda dell'infrarosso (tra circa 3 e circa 20 μm), sia su bande opportune selezionate da adatti filtri a interferenza.

Le grandezze caratteristiche dell'atmosfera fluttuano nello spazio e nel tempo, per cui nella (5) sia la funzione peso $W(\lambda,r)$ - che dipende essenzialmente dalla distribuzione di densitá dei componenti che assorbono nella banda considerata - sia la funzione di Planck $B[T(r),\lambda]$ sono funzioni aleatorie e possono essere scisse in una componente media e in una componente fluttuante a media nulla:

$$\begin{aligned} W(r,t) &= \overline{W}(r) + W'(r,t) \\ B(r,t) &= \overline{B}(r,t) + B'(r,t), \end{aligned} \tag{6}$$

con

$$\overline{W}(r) = \langle W(r,t) \rangle$$

e

$$\overline{B}(r) = \langle B(r,t) \rangle. \tag{7}$$

Se si assumono processi ergodici, le medie di insieme nelle (7) possono essere sostituite da medie in intervalli di tempo sufficienti a definire le statistiche dei processi in esame. Se si sostitui-

scono le (6) nella (5) e si fa l'ipotesi di scostamenti piccoli rispetto ai valori medi, la parte media e la componente fluttuante del segnale di uscita del radiometro,

$$V_r(t) = \overline{V}_r + V_r' , \tag{8}$$

assumono le forme seguenti:

$$\overline{V}_r \simeq K_r \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \int_0^{\infty} \overline{W}(\lambda,r)\,\overline{B}(\lambda,r)\,dr\,d\lambda \tag{9}$$

$$V_r'(t) \simeq K_r \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \int_0^{\infty} [W'(\lambda,r,t)\,\overline{B}(\lambda,r) + \overline{W}(\lambda,r)B'(\lambda,r,t)]\,dr\,d\lambda \tag{10}$$

Le (9) e (10) corrispondono a due modi d'impiego del radiometro. Il primo permette di ottenere il profilo di temperatura e quello dei componenti assorbenti dell'atmosfera a partire dai valori medi del segnale di uscita del radiometro ottenuti al variare di un opportuno parametro, mediante risoluzione dell'equazione integrale (9) rispetto a una delle due funzioni integrande. Il secondo si basa sull'analisi della funzione aleatoria $V_r'(t)$. La sua varianza puó essere messa in relazione diretta con la varianza della temperatura atmosferica e con la varianza della densitá dei componenti atmosferici che assorbono nella banda considerata e di conseguenza, nell'ipotesi di variabili additive passive [6], con l'intensitá della turbolenza atmosferica. Inoltre, l'analisi dello spettro del segnale $V_r'(t)$ fornisce informazioni sugli spettri spazio-temporali delle variabili atmosferiche e puó costituire un indice significativo dello stato di stabilitá della bassa atmosfera.

Sulla base di quanto esposto, la campagna di misure condotta presso l'Istituto di Elettronica della Facoltá di Ingegneria nel 1975 ha avuto il duplice scopo di determinare i parametri medi e di analizzare la dinamica della parte bassa dell'atmosfera sovrastante la zona centrale di Roma. Operando nel primo modo il radiometro effettuava scansioni orizzontali di 20° a pettine per diversi angoli di elevazione (fig.3) a partire da $\Theta = 5°$ sull'orizzonte fino a un'elevazione massima di 23°. In fig. 4 é riportato un esempio del segnale di uscita in funzione dell'angolo di elevazione. La soluzione dell'equazione integrale (9), che in questo caso si scrive:

$$V_r(\theta) \simeq K_r \cdot \operatorname{cosec}\theta \cdot \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \int_0^{h} \overline{W}(\lambda,\theta,z)\,\overline{B}[T(z),\lambda]\,dz\,d\lambda \tag{11}$$

fornisce il profilo di temperatura T(z). In fig. 5 é riportato un esempio di profilo ottenuto. La buona concordanza con il profilo misurato con radiosonda a Fiumicino é indicativo della notevole potenzialitá di questa tecnica. Nel secondo modo di operazione, il puntamento del radiometro rimaneva fisso (fig.6). Esempi dei segnali di uscita in diverse bande sono riportati in fig.7. La analisi statistica di tali segnali, come si é detto, fornisce, tra l'altro, informazioni sullo stato di stabilitá della bassa atmosfera. Come esempio, in fig.8 si riportano gli spettri del segnale relativi a due misure effettuate a dodici ore di intervallo (alle ore 23.15 del 17/7 e alle 11.25 del 18/7) con condizioni di marcata stabilitá e di instabilitá, rispettivamente. Si noti la netta diversitá della densitá spettrale nelle due situazioni.

In conclusione, l'elevata quantitá di informazioni e di dati relativi all'atmosfera ottenibili da misure radiometriche quali quelle illustrate in questo lavoro, indicano questo tipo di telemisura come una delle piú valide alternative alle tecniche facenti uso dei sensori convenzionali. A differenza di questi ultimi, il radiometro permette, anche in territorio urbano, il rilevamento continuo di parametri significativi dello stato della bassa atmosfera ed appare quindi di particolare utilitá nei casi in cui sia richiesta la descrizione accurata e tempestiva della sua evoluzione, quali ad e-

sempio la determinazione dell'instaurarsi e del cessare di condizioni favorevoli all'accumulo di componenti inquinanti.

BIBLIOGRAFIA

[1] C.G.Little: *Status of remote sensing of the troposphere,* in Remote Sensing of the Troposphere, V.E. Derr Editor, University of Colorado, 1972.

[2] W.H. Hooke: *Atmospheric dynamics,* ibid.

[3] E.R. Westwater, J.B. Snider, A.V. Carlson: *Experimental determination of temperature profiles by ground-based microwave radiometry,* Journal of Applied Meteorology, vol.14, Giugno 1975, pp. 524-539.

[4] J.Y. Wang, C.R. Claysmith, M. Griggs: *Measurements of lower atmospheric temperature profiles from ground-based infrared observations,* Journal of Applied Meteorology, Aprile 1975, vol. 14, pp. 308-318.

[5] J.Y. Wang: *On the estimation of low altitude water vapor profiles from ground-based infrared measurements,* Journal of the Atmospheric Sciences, Marzo 1974, vol.31, pp.513-521.

[6] V.I. Tatarskii: *The Effects of the Turbulent Atmosphere on Wave Propagation,* Israel Program for Scientific Translations, Jerusalem 1971.

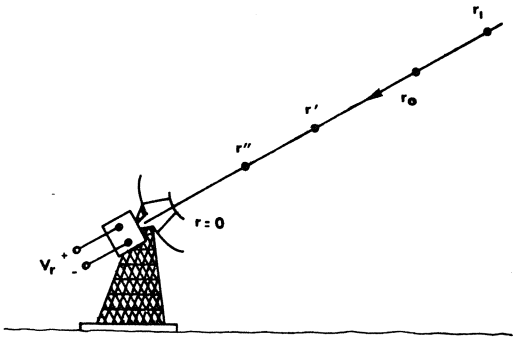


FIG.1 — Puntamento del radiometro e coordinate.

Fig. 1

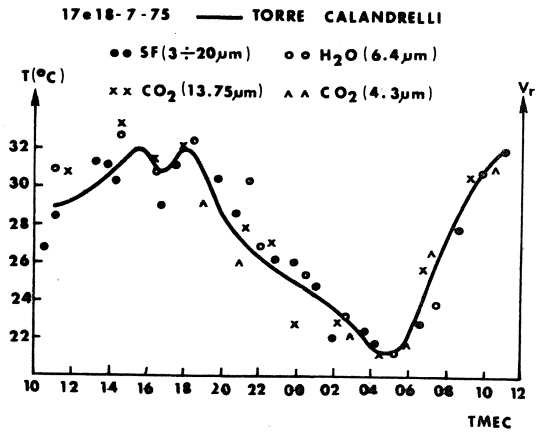


FIG.2 — Temperatura rilevata a Torre Calandrelli (curva a tratto continuo) e tensioni di uscita del radiometro per diverse bande di frequenza

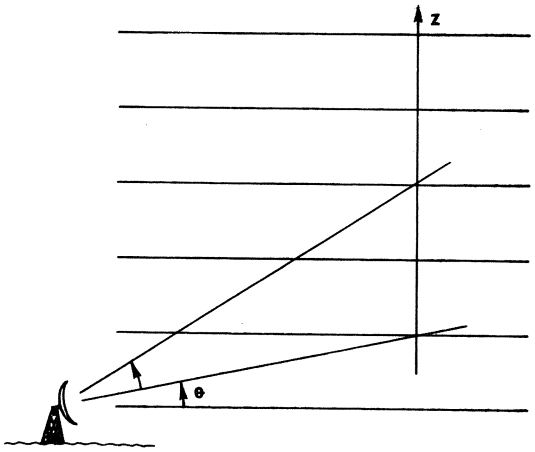


FIG.3 — Scansione in elevazione

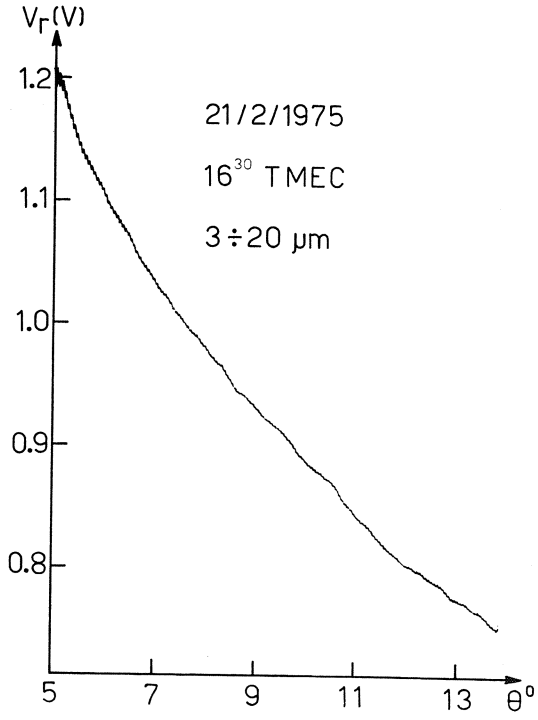


FIG.4 — Tensione di uscita del radiometro in funzione dell'angolo di elevazione.

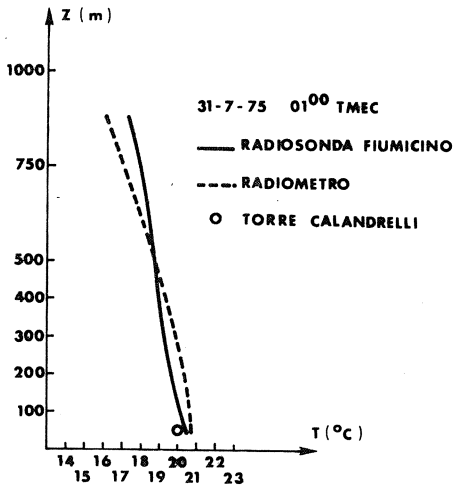


FIG.5 — Profilo ottenuto da misure radiometriche (curva a tratti) e profilo misurato dalla radiosonda a Fiumicino (curva a tratto continuo).

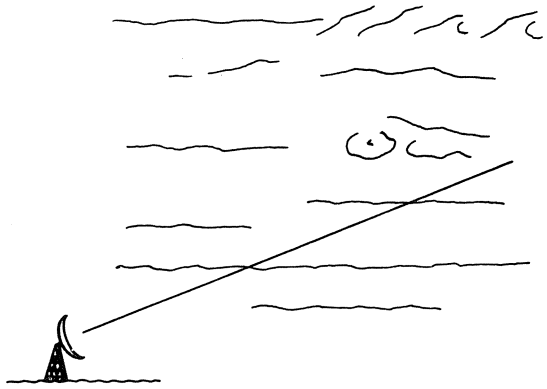


FIG.6 — Puntamento fisso per l'analisi delle fluttuazioni

Fig. 6

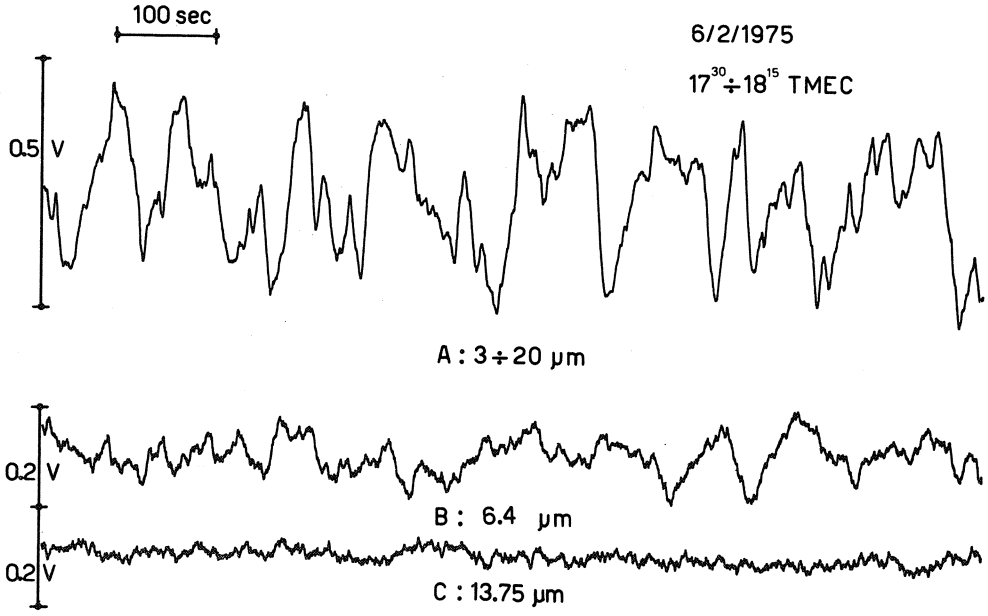


FIG.7 — Tensioni di uscita del radiometro a puntamento fisso in diverse bande di frequenza.

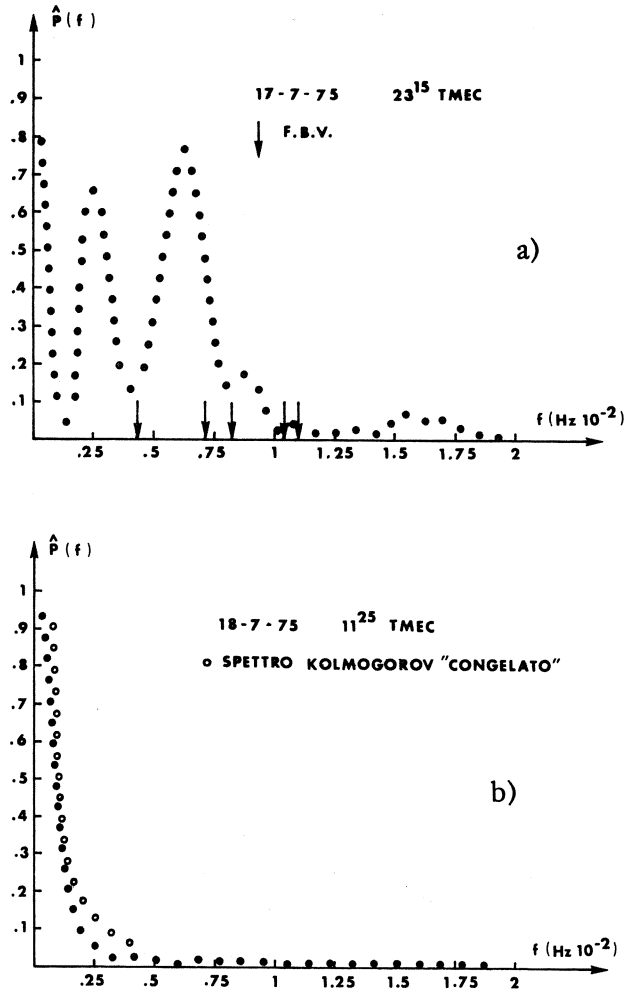


FIG. 8 — Spettri del segnale di uscita del radiometro in due diverse situazioni meteorologiche: a) condizioni di stabilitá; b) condizioni di instabilitá. Le frecce indicano la posizione delle frequenze di Brunt—Váisàlà dedotte dal sondaggio delle 01°° TMEC a Fiumicino.

COMPATIBILITA' ELETTROMAGNETICA: SVILUPPI RECENTI E PROSPETTIVE FUTURE DI UNA NUOVA DISCIPLINA

B. AUDONE*, L. BOLLA*

La compatibilitá Elettromagnetica pur avendo origini lontane nel tempo solo negli ultimi anni ha raggiunto una consistenza tale da configurarla come una disciplina. Il presente lavoro ha lo scopo di illustrarne gli aspetti principali e piú salienti.

Sono date le principali definizioni per chiarire che cosa si intende per sistema compatibile; i principali metodi di misura sono brevemente descritti.

Alcuni lavori di ricerca nell'ambito della Compatibilitá Elettromagnetica portati avanti dal Settore Avionica dell'Aeritalia sono illustrati.

1. – INTRODUZIONE

Con il termine Compatibilitá Elettromagnetica (EMC) si intende la possibilitá di un sistema di operare correttamente (o entro i limiti di funzionamento accettabili) nel proprio ambiente elettromagnetico. Questa definizione richiama due termini:

– sistema
– ambiente elettromagnetico

Il sistema puó essere un componente, un apparato elettronico una entitá complessa, cosí come un velivolo, un missile, una nave o addirittura l'uomo.

L'ambiente elettromagnetico comprende l'insieme dei segnali generati intenzionalmente o non intenzionalmente nell'ambito operativo del sistema in esame.

L'influenza dell'ambiente sul sistema vista come il complesso dei segnali elettromagnetici condotti o irradiati che interagiscono con le prestazioni del sistema stesso prende il nome di suscettibilitá.

L'emissione irradiata o condotta di segnali elettromagnetici verso l'ambiente capaci di creare problemi di suscettibilitá ad altri sistemi prende il nome di emissione.

Queste definizioni danno la misura di quanto vasto sia il campo di applicazioni che hanno stretta relazione con la compatibilitá elettromagnetica e che includono interessi orientati verso la conservazione e la lotta all'inquinamento di una risorsa naturale estremamente preziosa quale é lo spettro di frequenza.

In campo aeronautico (soprattutto militare) e spaziale il problema assume proporzioni di ampie dimensioni. Basti pensare ai numerosi apparati elettronici diversi per funzioni, caratteristiche e prestazioni installati a bordo di moderni velivoli e satelliti con requisiti di affidabilitá molto severi o comunque tali da salvaguardare il successo delle missioni. Si richiedono pertanto misure di interferenza e di suscettibilitá mediante l'uso di tecniche e di apparecchiature sofisticate.

Nell'ambito della Compatibilitá Elettromagnetica fra i vari lavori di ricerca in cui il Settore Avionica dell'Aeritalia é impegnato i seguenti temi rivestono particolare importanza:

– definizione e sperimentazione di nuovi metodi e sistemi di misure
– prove di suscettibilitá su elementi pirotecnici

* Aeritalia, Settore Avionica, Torino.

— prove EMC di integrazione su velivoli a terra
— interazione ambiente-uomo.

2. – TEMI DI RICERCA NEL CAMPO DELLA COMPATIBILITA' ELETTROMAGNETICA

2.1 — Metodi di misura

I sistemi di misura attualmente in uso in campo aeronautico derivano per la maggior parte da norme militari americane.

Essi comprendono le seguenti categorie di prove:

— Emissione condotta (20 Hz — 100 MHz)
— Suscettibilitá condotta (20 Hz — 400 MHz)
— Emissione irradiata (14 KHz — 10 GHz)
— Suscettibilitá irradiata (14 KHz — 10 GHz)
— Transitori

La definizione dei metodi di misura é purtroppo ancora lontana dal permettere misure corrette e ripetibili soprattutto per le prove irradiate. Per quanto riguarda la scuscettibilitá irradiata si sta lavorando presso il nostro laboratorio alla messa a punto di un banco di prova il quale permetta di eseguire automaticamente misure di suscettibilitá nel campo di frequenza 2 — 18 GHz con potenza irradiata dell'ordine di 20 W.

In fig.1 é indicato lo schema di massima del sistema. Un calcolatore comanda un generatore programmabile collegato ad amplificatori TWT. Il segnale amplificato viene inviato alle antenne trasmittenti che irradiano l'unitá in prova. La potenza in ingresso alle antenne é monitorizzata. Opportuni sensori comunicano i livelli di campo EM irradiati ad una unitá di misura collegata al calcolatore. I parametri significativi dell'unitá in prova sono anch'essi trasmessi all'unitá di misura mediante collegamenti in fibra ottica al fine di evitare accoppiamenti spuri.

Il calcolatore inizia la spazzolata in frequenza mantenendo il campo EM a livelli prefissati. Quando l'unitá in prova rivela qualche suscettibilitá il calcolatore diminuisce l'ampiezza del segnale irradiato sino a determinare la soglia di suscettibilitá.

Si pensa di estendere il campo di frequenza da 14 KHz a 2 GHz con potenza irradiata di 100 W.

2.2 — Prove di suscettibilitá su elementi pirotecnici

Gli elementi pirotecnici (squib) sono capsule esplosive che servono a produrre azioni impulsive a bordo di velivoli o satelliti al fine di sganciare carichi esterni o di produrre variazioni di assetto. Lo "squib" é costituito da una resistenza (1 ohm) (bridgewire) immersa in una carica esplosiva primaria la quale una volta iniziata per effetto Joule produce l'accensione delle cariche secondarie che realizzano la funzione desiderata.

Ovviamente é necessario evitare che interferenze producano l'accensione accidentale dell'elemento pirotecnico; occorre verificare quindi che in condizioni operative degli apparati di bordo di un velivolo o di un satellite i segnali spuri accoppiati siano molto inferiori (20 dB) ai livelli di "firing".

Queste misure richiedono la strumentazione degli "squib" mediante l'uso di opportuni sensori (termocoppie o termistori) che permettano di rilevare l'aumento di temperatura delle resistenze di innesco.

Le principali fonti di suscettibilitá sono dovute ai trasmettitori di bordo: per i velivoli in particolare i trasmettitori HF (potenza di 400 W). La definizione dei metodi di misura per gli elementi pirotecnici é un compito arduo tenuto conto che si richiede di verificare la sicurezza di questi sistemi in campi di frequenza estremamente ampi (DC—18 GHz) in presenza di segnali continui ed impulsivi e con margini di sicurezza molto severi.

2.3 — Prove di integrazione

Quando il velivolo é nella sua configurazione definitiva occorre eseguire le prove EMC di integrazione allo scopo di verificare che in condizioni operative degli apparati di bordo i sistemi piú critici per quanto riguarda la sicurezza del volo non siano suscettibili.

Le prove consistono nel mettere in funzione tutti gli apparati e nel verificare che i disturbi generati siano 6 dB sotto il livello di suscettibilitá per i sistemi in esame (20 dB per gli elementi pirotecnici).

Nel caso di funzionamento dei trasmettitori di bordo le misure sono purtroppo affette da riflessioni del terreno che alterano le condizioni di prova rispetto a quelle che si hanno quanto il velivolo é in volo.

Trasmettitori e ricevitori devono essere fatti funzionare a quelle frequenze critiche identificate durante studi di analisi di sistema e prove di laboratorio.

Per la predizione di aree da indagare con maggior cura é stato messo a punto un programma a calcolatore il quale determina l'attenuazione di propagazione fra coppie di antenne montate su una superficie curva conduttiva (cilindro, cono, sfera).

Il programma é applicabile alle antenne montate sulla fusoliera di un velivolo dove la superficie fra le antenne si possa assimilare ad una delle forme predette.

2.4 — Interazione ambiente uomo

Il problema della interazione ambiente elettromagnetico-uomo sta assumendo in questi ultimi tempi sempre maggiore importanza. I trasmettitori dei velivoli ed i trasmettitori di terra operano a livelli di potenza tali da poter creare danni all'organismo umano. Esiste attualmente una notevole divergenza fra studiosi americani e sovietici. Secondo questi ultimi livelli di segnali pari a 10 uW/cm^2, sono giá pericolosi; mentre negli USA il limite é di 10 mW/cm^2 per frequenza superiore a 300 MHz, poiché solo l'effetto termico é considerato dannoso. Inoltre solo per i sovietici anche i segnali a frequenza inferiore a 300 MHz e con campi superiori a 20 V/m e 5A/m sono da ritenersi pericolosi.

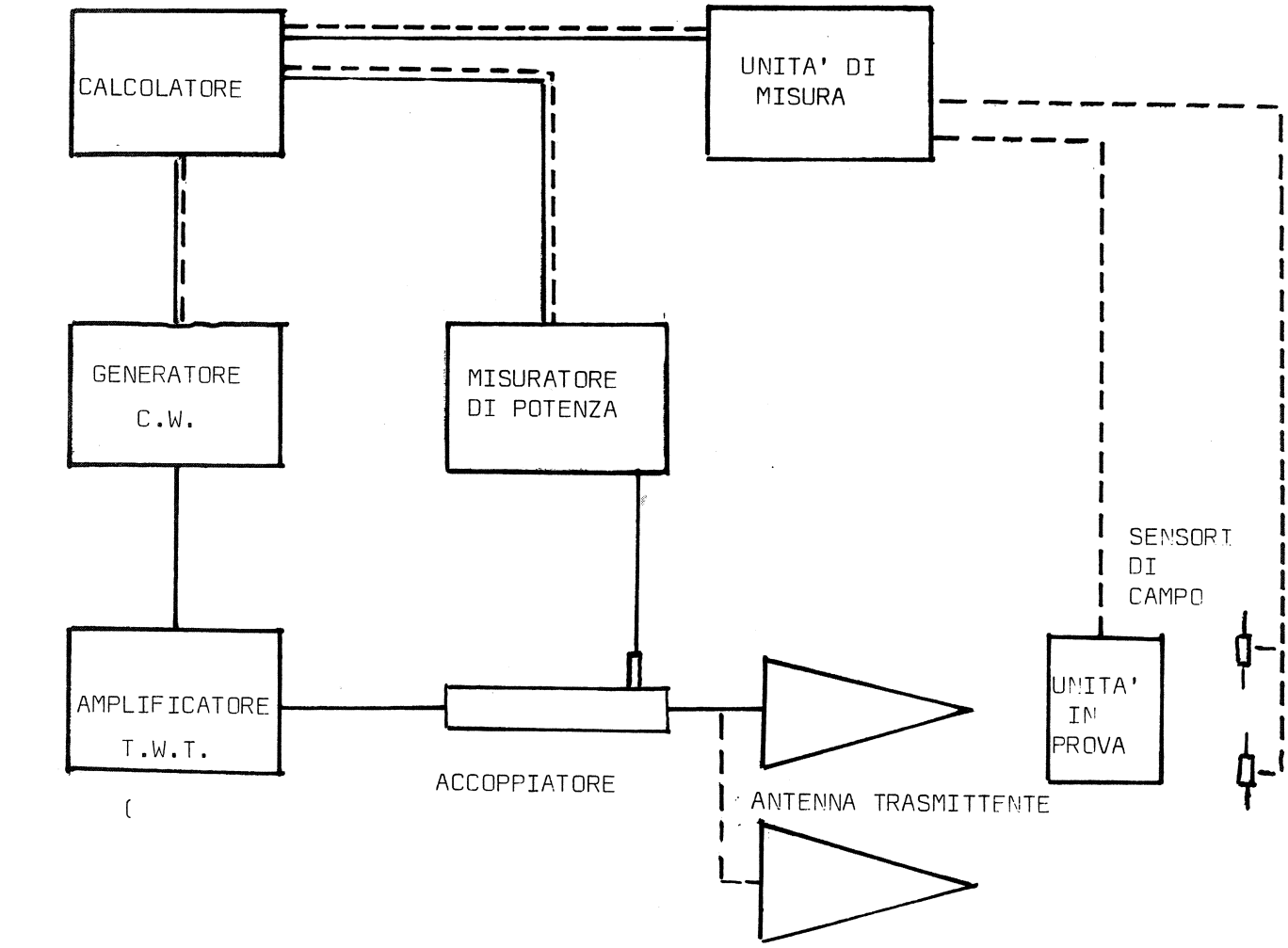
Presso i nostri laboratori sono in corso studi avanzati per mettere a punto un misuratore di campo elettrico e magnetico per frequenze inferiori a 300 MHz capace di misurare i livelli di segnali previsti dalle norme russe.

Esso permette di misurare livelli di campo elettrico da 1 a 1000 V/m nel campo di frequenza 100 KHz — 500 MHz; e di campo magnetico da 1 a 100 A/m nel campo di frequenza 100 KHz — 30 MHz.

Inoltre sono in corso indagini per verificare l'azione dei campi EM sul sangue considerato come il vettore del segnale EM a tutti gli organi del corpo ed in particolare al sistema nervoso. Questi studi per ora solo teorici basati sull'applicazione delle equazioni magnetoidrodinamiche portano a calcolare la variazione dei parametri del sangue cosí come velocitá, densitá, pressione e temperatura in seguito ad esposizione ad onde EM.

3. – CONCLUSIONI

I precedenti argomenti tendono a dimostrare quanto ampia sia la panoramica della Compatibilitá Elettromagnetica e quanti sforzi debbano essere ancora fatti per raggiungere un livello scientifico adeguato alle esigenze dei moderni sistemi elettronici. Il problema della compatibilitá uomo-ambiente propone temi di ricerca estremamente interessanti con risvolti non ancora esplorati e sicuramente densi di avvincenti prospettive scientifiche.



CAVO A.R.F.

SEGNALE DIGITALE

FIBRA OTTICA

FIG. 1 - BANCO DI PROVA PER MISURE DI SUSCETTIBILITA'

MISURA DELLE COMPONENTI DI BASSA FREQUENZA DEL CAMPO ELETTROMAGNETICO ATMOSFERICO IN PROSSIMITA' DEL SUOLO

M. CARLEVARO*, F. BARDATI*

Lo studio dei fenomeni elettroatmosferici in prossimitá del suolo terrestre mediante la teoria elettromagnetica presenta alcune particolaritá che richiedono lo sviluppo di metodi di indagine abbastanza diversi da quelli abitualmente impiegati. Il mezzo sede dei campi é infatti un miscuglio di gas, contenente impuritá in misura variabile e debolmente ionizzato; la composizione ionica non é uniforme, ma dipende dalle condizioni ambientali e climatiche: le velocitá assunte dagli ioni sotto l'azione dei campi sono modeste rispetto alle velocitá dei moti convettivi e advettivi del gas. Una analisi finalizzata allo studio di applicazioni (correlazioni dei fenomeni elettroatmosferici con fattori ambientali, biologici, climatici; estrazione di energia, ecc.) deve essere impostata in modo da tener conto mediante modelli statistici della natura aleatoria dei parametri che definiscono il mezzo. Si rende necessario acquisire localmente i dati statistici; ció é particolarmente vero per un sito, come l'Aquila, di caratteristiche orografiche non comuni. Di qui la necessitá di sviluppare, nella prima fase della ricerca, i metodi di misura e di elaborazione dei dati registrati.

Si stanno attualmente sperimentando due antenne di caratteristiche complementari.

Gli studi fin qui condotti sui fenomeni elettroatmosferici in prossimitá del suolo sembrano permettere l'elaborazione di un modello fenomenologico che include sia una componente unidirezionale aria-terra del campo, pressoché uniforme su tutto il globo, soggetta a variazioni lente quasi periodiche e di ampiezza relativamente modesta, sia componenti locali che possono presentare escursioni anche rilevanti su una banda relativamente estesa di frequenza. Queste ultime componenti sono in genere correlabili con fattori locali climatici, geologici e ambientali.

L'analisi della banda adiacente allo zero dello spettro del campo elettromagnetico in prossimitá del suolo presenta pertanto aspetti molto interessanti anche per la possibilitá di evidenziare le correlazioni giá ricordate con i fattori locali.

Le osservazioni disponibili, ancorché numerose [1], non consentono tuttavia soddisfacenti elaborazioni per la determinazione dello spettro. Ció é dovuto innanzitutto alla impostazione tradizionale che ha separato nettamente lo studio dei fenomeni elettroatmosferici del bel tempo da quello dei periodi perturbati; i tentativi di sintesi hanno condotto a risultati discordi e solo grossolanamente approssimati [2]. Inoltre i rilievi e le elaborazioni sono eseguiti con strumentazioni e metodi diversi, e quindi i risultati dei vari autori sono difficilmente comparabili.

La determinazione dello spettro nella banda interessata puó effettuarsi unicamente con metodi statistici, basati sull'analisi di lunghe serie temporali di rilievi delle variabili relative al campo ed ai parametri del mezzo. E' evidente la necessitá di disporre di rilievi coprenti molti cicli delle variazioni quasi periodiche e numerosi casi di perturbazioni significative; inoltre di adattare i metodi di analisi alle caratteristiche della banda che si intende studiare.

Il campo elettromagnetico in prossimitá del suolo viene spesso definito mediante la sola componente verticale del campo elettrico; ció non risulta sufficiente nella banda che si intende considerare perché la conducibilitá σ del mezzo non é trascurabile rispetto ad $\omega\epsilon_0$ (**); la conducibilitá é inoltre tempo-variante e, in presenza di perturbazioni, é nonlineare. Ne deriva la necessitá di rilevare simultaneamente tre grandezze: intensitá del campo elettrico, densitá di corrente

* Istituto di Elettrotecnica, Universitá dell'Aquila.

** Non é fuor di luogo osservare che, essendo $\sigma \simeq 10^{-14}\ \Omega^{-1}\ m^{-1}$, nella banda tra la continua e qualche hertz si verifica la transizione dalla condizione $\sigma > \omega\epsilon_0$ alla $\sigma < \omega\epsilon_0$.

e conducibilitá del mezzo. Ai fini di una piú completa correlazione con i fattori ambientali locali, sarebbe anzi desiderabile il rilievo delle densitá volumetriche dei diversi tipi di ioni presenti nell'aria.

La misura del campo elettrico e della densitá di corrente presuppone l'identificazione di modelli matematici dei dispositivi di misura adottati, ed in particolare la determinazione delle funzioni di trasferimento delle antenne impiegate.

Con riferimento ad una banda relativamente stretta intorno alla continua, e quindi in condizioni quasi stazionarie, un approccio elementare é possibile per una antenna costituita da un elettrodo, puntiforme, lineare o piano, disposto parallelamente al suolo ad una piccola altezza su di esso. Il sistema elettrodo terra puó essere rappresentato da una capacitá concentrata, in parallelo alla conduttanza di dispersione nell'aria interposta tra l'elettrodo e il suolo ed alla conduttanza di dispersione dei supporti meccanici dell'elettrodo.

L'ammettenza di ingresso del dispositivo di misura risulta inserita in parallelo alla rete cosí delineata, e ne costituisce il carico.

L'alimentazione che simula l'eccitazione dell'antenna da parte delle diverse componenti del campo totale puó essere utilmente rappresentata con generatori distinti, connessi in parallelo alla rete. Precisamente:

— un generatore ideale di corrente, erogante una intensitá pari al prodotto della superficie equivalente nel piano orizzontale dell'antenna per la densitá di corrente sia di conduzione che di spostamento che si avrebbe su questo piano, in assenza dell'antenna stessa, per effetto della componente verticale del campo a variazione lenta;

— un secondo generatore ideale di corrente, erogante una intensitá equivalente alla corrente impressa dalle cosiddette sorgenti locali. Queste includono, tra l'altro, il trasporto di cariche da parte di moti convettivi intorno all'antenna, le correnti indotte da scariche elettriche naturali od artificiali nella regione di spazio prossima, ecc.

Entrambe queste sorgenti producono correnti di natura aleatoria; le distribuzioni statistiche di intensitá e di frequenza sono da determinare sperimentalmente sito per sito.

L'impiego di metodi numerici di elaborazione dei dati sperimentali puó essere agevolato ricorrendo all'artificio di rendere la rete lineare e invariante nel tempo, con la soppressione del ramo rappresentante la conduttanza dell'aria e l'introduzione di un terzo generatore ideale di corrente, erogante una intensitá ricavabile con i metodi di compensazione.

Il modello proposto consente di determinare le caratteristiche e di calcolare le risposte di una data antenna ad eccitazioni assegnate; consente altresì di definire le caratteristiche delle antenne e dei dispositivi di misura piú idonei al rilievo sperimentale delle grandezze da rilevare.

Si puó allora riconoscere l'opportunitá di ricorrere per la misura del campo elettrico ad antenne di piccola capacitá, connesse a dispositivi voltmetrici ad elevatissima impedenza di ingresso. Ci si puó attendere una banda estesa dallo zero ad alcuni Hertz. Le piccole dimensioni di tali antenne, realizzabili in forma simmetrica di due conduttori cilindrici paralleli, consentono di ottenere ottimi isolamenti, ed inoltre di effettuare la calibrazione mediante campi noti, di facile realizzazione in laboratorio.

Per la misura della densitá di corrente appare invece opportuno impiegare antenne a sviluppo piano, di relativamente alta capacitá, connesse a dispositivi a bassa impedenza di ingresso che forniscano la misura diretta della corrente antenna-terra, o del suo integrale. La banda di tale sistema risulta praticamente insensibile alla conduttanza dei supporti, e puó essere controllata abbastanza facilmente agendo sulla impedenza di ingresso del dispositivo di misura. Per contro, risulta difficile la calibrazione del sistema.

Due prototipi, rispondenti ai principi innanzi delineati, sono stati realizzati presso il nostro Istituto e sottoposti a prove preliminari. Si attende il completamento della strumentazione per l'inizio di una attivitá sistematica di rilievo e di elaborazione dei dati, inizio previsto per il prossimo autunno.

BIBLIOGRAFIA

[1] Riferimenti bibliografici, comprendenti qualche migliaio di titoli possono ricavarsi da: J.A. Chalmers: *Atmospheric Electricity 2nd Edition,* Pergamon Press, 1967.

aggiornamenti abbastanza completi in:

H. Dolezalek: *Discussion of the fundamental problem of atmoshperic electricity,* Pure and Applied Geophysics, vol. 100, 1972, pp.8-43.

M.A. Uman, G.A. Dawson, W.A.Hoppel: *Progress in Atmosheric Electricity,* Reviews of Geophysics and Space Physics; vol.13, n.3, 1975, pp.760-765 e 849-853.

Tra i contributi recenti, non citati da quest'ultima fonte, sono da segnalare, tra gli altri, quelli del gruppo di ricercatori dell'Universitá di Uppsala e quelli dell'Osservatorio Geofisico di Macerata, diretto dal Prof. A. Murri; v. tra i piú recenti:

S. Israelsson, C.Oluwafemi: *Power and cross-power spectral studies of electric and meteorological parameters under fair-weather conditions in the atmospheric surface layer,* Boundary-Layer Meteorology; vol.9, 1975, pp.461-477.

A. Murri, R. Fusari, C. Scuterini: *Andamento di alcuni parametri meteorologici durante l'eclisse parziale di sole del 30 giugno 1973,* Camera di C.I.A.A. di Macerata, 1973.

F. Censi, R. Fusari, A. Murri, C. Scuterini: *Correlazioni tra parametri elettroatmosferici ed alcuni fenomeni biologici,* Medicina termale e climatologia; n. 26, 1975, pp.139-145.

id. id. *Variations in the electro-atmospheric parameters during local earthquakes,* Centro Provinciale di Ecologia e di Climatologia di Macerata, 1976.

[2] J.A.Chalmers: op.cit. Cap.11, p.300 e tabella p.304.

SESSIONE VI

RADIOPROPAGAZIONE: SUA INFLUENZA SUI SISTEMI DI COMUNICAZIONE E RIVELAZIONE

Chairman: PROF.P.F.CHECCACCI
Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR — Firenze

Prestazioni di sistemi radio a 11 GHz tandem e route diversity
G.Drufuca, E.Torlaschi

Ricerche teoriche in corso presso il centro di studi per le telecomunicazioni spaziali del CNR, nell'ambito del progetto Sirio–Propagazione SHF
C.Capsoni, M.Mauri

Attivitá sperimentale presso il centro di studio per le telecomunicazioni spaziali del CNR nell'ambito del progetto Sirio–Propagazione SHF
A.Attisani, A.Paraboni

Applicazioni alla caratterizzazione del canale di propagazione e ad alcuni problemi di geofisica dei risultati di una campagna di ricezione di segnali da satelliti svolta presso la base San Marco
F.Bertini, M.T.De Giorgio, P.F.Pellegrini, P.Bruscaglioni

Apparato per misure ionosferiche con satelliti
P.F.Checcacci, E.Capannini, P.Spalla

Quota dell'equisegnale per angoli radenti
P.Lombardini, B.Fiscella

Modello numerico per la determinazione dei campi ricevuti da antenne radar in diversitá spaziale in presenza di scattering da superfici rugose
D.Giuli, A.Resti, R.Tiberio

PRESTAZIONI DI SISTEMI RADIO A 11 GHz TANDEM E ROUTE DIVERSITY

G. DRUFUCA*, E. TORLASCHI*

Le prestazioni di sistemi a ponte radio a frequenze superiori a 10 GHz sono limitate, tra gli altri fattori, dalle attenuazioni dovute a pioggia. Questo lavoro vuole indicare le relazioni esistenti tra i parametri del sistema, lunghezza delle tratte e loro margine e le prestazioni, cioé la percentuale del tempo che il sistema subisce un outage avendo assegnate alcune proprietá statistiche delle precipitazioni e per le due configurazioni topologiche del sistema piú comuni e significative, cioé per una configurazione a tandem ed una semplice configurazione di route diversity.

Lo studio viene eseguito a 11.2 GHz assumendo le proprietá statistiche della pioggia della regione di Montreal, Canda, osservate mediante radar e pluviometri.

Di notevole interesse é che anche una struttura non ottima come il route diversity considerato permette notevolissimi risparmi rispetto al piú convenzionale sistema a tandem.

Inoltre l'analisi fatta indica che occorrono migliori conoscenze delle proprietá statistiche delle precipitazioni.

1. – INTRODUZIONE

Sistemi radio a grande distanza operanti a frequenze superiori a 10 GHz sono influenzati da molti fattori propagativi tra cui predomina l'attenuazione da pioggia. Gli effetti limitativi della pioggia possono essere contenuti entro i limiti desiderati seguendo alcune strategie riguardanti la lunghezza delle tratte che compongono il collegamento, la qualitá dei ripetitori e la capacitá del sistema di comunicazioni. Le scelte sui vari parametri sono quindi principalmente influenzate dalle proprietá statistiche dell'attenuazione da pioggia caratteristiche della regione interessata al sistema. Poiché le precipitazioni intense hanno una struttura spaziale marcatamente cellulare, si é spesso sostenuto che un sistema radio con possibilitá di route diversity potrebbe trarre vantaggio da questo fatto rispetto ai tradizionali sistemi a tandem (fig.1).

La domanda a cui questo lavoro cerca di rispondere é la seguente: sulla base dei dati climatologici disponibili per una regione, quali legami devono intercorrere tra i vari parametri del sistema affinché siano ottenute certe prestazioni? I calcoli relativi vengono eseguiti a 11 GHz per due tipi di sistemi, il tradizionale tandem ed un semplicissimo sistema a route diversity. Come dati climatologici vengono presi quelli della regione di Montreal, Canada ottenuti da uno studio condotto da G. Drufuca [1,2].

Appare da questa analisi come il sistema route diversity sia largamente superiore al sistema tandem ed anche come sia necessaria una conoscenza piú approfondita delle proprietá delle precipitazioni.

2. – SISTEMI TANDEM

Per un sistema tandem come quello in fig.1 la probabilitá di outage, intesa come percentuale del tempo che il sistema é interrotto, puó essere espressa nel caso di tratte di lunghezza uguale

* Centro Studi per le Telecomunicazioni Spaziali del CNR e Istituto di Elettrotecnica ed Elettronica, Politecnico di Milano.

e di ripetitori con le stese caratteristiche da:

$$P_T = N P_o \qquad (1)$$

dove P_o é la probabilitá di outage della singola tratta [3]. P_o é una grandezza che dipende dalla lunghezza della tratta e dal margine di attenuazione. Questo parametro tiene conto globalmente della potenza del sistema, dei guadagni delle antenne, delle caratteristiche di rumore e della capacitá del sistema. E' consuetudine fare riferimento al margine per tratte di lunghezza 1 km[4].

Le proprietá climatologiche di P_o sono ben note per la regione compresa tra Montreal e Winnipeg in Canada [2] ed il loro comportamento in funzione della lunghezza di tratta e della attenuazione é mostrato in fig.2. Una discussione sulle proprietá statistiche delle code delle distribuzioni in figura é riportata in [3],

Sulla base di queste funzioni é stato possibile calcolare P_T per sistemi tandem di varia lunghezza e valori di margine. La fig.4 mostra appunto per un sistema tandem lungo 1000 km la probabilitá di outage in funzione della lunghezza di tratta per valori comuni di margine riferito ad 1 km. E' da notare come questi siano valori medi su un grande numero di anni. Se si vuole tener conto della variabilitá da anno ad anno occorre tener conto delle proprietá climatologiche delle P_o [1]. Dalla fig.4 e dalle analoghe é possibile ricavare il legame tra margine e lunghezza di tratta affinché determinate prestazioni siano ottenute. La fig.5 mostra questo legame per un sistema di 2500 km. Per altre lunghezze il legame é lo stesso avendo scalato la probabilitá del fattore L/2500.

3. – SISTEMI ROUTE DIVERSITY

I sistemi tandem visti superano l'attenuazione da pioggia mediante forza bruta cioé aumentando il margine o diminuendo la lunghezza di tratta. I sistemi route diversity si propongono di trarre vantaggio della struttura cellulare delle precipitazioni intense. Vedi ad esempio il lavoro di G. Drufuca e A. Pawlina [5]. Le soluzioni sono molte, da quelle assai semplici come in fig.1, a quelle assai complesse offerte da una rete connessa dove una configurazione ottima di sistema puó essere trovata di volta in volta in funzione delle attuali precipitazioni. Con i dati e le tecniche di calcolo attualmente disponibili ci si deve limitare alle strutture piú semplici sebbene queste siano le meno efficienti. Ad esempio per il sistema route diversity in fig.1 la probabilitá di outage puó essere espressa da:

$$P_T = \sum_{1}^{N}{}_j \sum_{1}^{N}{}_j P_{jk} \qquad (2)$$

dove P_{jk} é la probabilitá congiunta di outage della tratta j-esima su uno dei cammini e della tratta k-esima sull'altro cammino [3].

Secondo alcune ipotesi discusse in [3] le P_{jk} possono essere stimate dalle probabilitá congiunte di tratte parallele di pari lunghezza. Per la regione di Montreal queste sono state calcolate da dati radar [2], ed un esempio é mostrato in fig.3. Da questa figura appare la principale difficoltá incontrata in questo studio e cioé il fatto che le probabilitá congiunte sono state determinate fino a valori di probabilitá non sufficientemente piccoli. Da questo fatto ne consegue la necessitá di estrapolazioni con conseguente diminuzione dell'accuratezza dei risultati ed inoltre la considerazione che ben difficilmente é possibile determinare queste importanti proprietá statistiche mediante metodi di osservazione come quello usato qui.

Il problema é di notevole importanza pratica ed é stato discusso da Rogers [6] e Drufuca [7].

Ai fini di questo lavoro é stato scelto di usare un modello delle P_{jk} rappresentato dalle linee tratteggiate in fig.3 secondo cui le probabilitá congiunte diminuiscono esponenzialmente fino ad un certo valore di separazione e poi si mantengono costanti per separazioni maggiori.

Questo modello é cautelativo ed i suo meriti sono discussi in [3]. Mediante l'uso di questo modello é possibile valutare la (2) non ottenendo miglioramenti per separazioni superiori a 30 km, valore che é stato usato in tutte le analisi seguenti. Ad esempio le figg.6 e 7 mostrano le prestazioni di un semplice sistema route diversity di 1000 km.

Un ulteriore vantaggio puó essere ottenuto da sistemi route diversity "cellulari" (fig.1), i quali rendono possibile un maggior numero di cammini non dipendenti. Per questi sistemi la probabilitá di outage puó esssere espressa da:

$$P_T = \sum_{1}^{N} {}_jP_j \qquad (3)$$

dove P_j é la probabilitá di outage della j-esima cella che puó essere valutata mediante la (2).

La fig.10 mostra appunto le prestazioni di questi sistemi.

4. – CONFRONTI E CONCLUSIONI

La fig.8 mostra le prestazioni di sistemi tandem e route diversity di 1000 km rispetto al numero totale di ripetitori per vari valori di margine. I risparmi che un sistema route diversity presenta rispetto ad un sistema tandem sono illustrati in fig.9 dove in funzione del margine si ha il rapporto tra il numero dei ripetitori per i due sistemi in funzione della lunghezza totale, assumendo prestazioni CCIR compatibili. E' da notare che i sistemi route diversity sono calcolati secondo ipotesi pesantemente cautelative e la loro struttura, per ragioni di semplicitá, é lontana da quella ottima. Le incertezze associate a queste ipotesi potranno essere eliminate mediante una migliore conoscenza delle proprietá strutturali delle precipitazioni.

BIBLIOGRAFIA

[1] G. Drufuca: *Rain attenuation statistics for frequencies above 10 GHz from raingauges observations,* J. de R. Atm., vol.8(1-2), pp.399-411.

[2] G. Drufuca: *Rain attenuation statistic for frequencies above 10 GHz from radar observations,* J. de R. Atm., vol.8(1-2), 1974, pp.413-420.

[3] G. Drufuca, E. Torlaschi: *Rain outage performances of tandem and route diversity systems at 11 GHz,* da pubblicarsi su Radio Science, 1976.

[4] T.L. Osborne: *Rain outage performances of tandem and path diversity 18 GHz short hop radio systems,* The Bell System Technical Journal, vol.50(1), 1971, pp.59-79.

[5] G. Drufuca, A. Pawlina: *Statistiche di mappe radar di precipitazioni,* Compendio presentato a questa riunione.

[6] R. Rogers: *Models – Their theoretical and physical foundations –,* presented at XVIIIth General Assembly of URSI, Lima, Perú, August 11-19, 1975.

[7] G. Drufuca: *Practical models of rain attenuation for engineering applications,* presentato alla XVIIIth General Assembly of URSI, Lima, Perú, August 11-19, 1975.

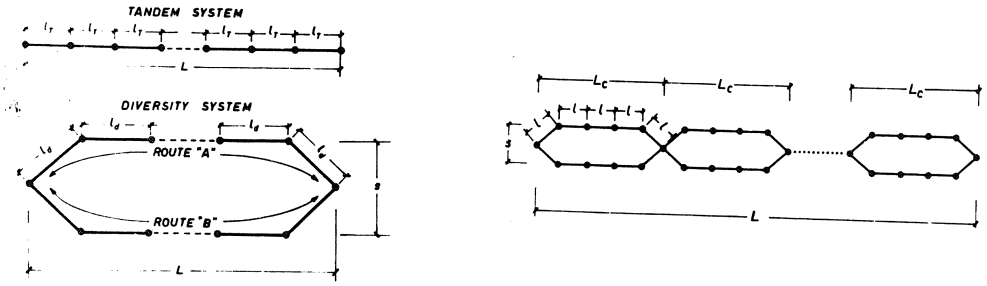


Fig. 1. Topologie dei sistemi considerati.

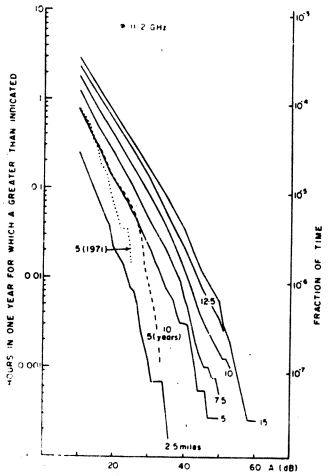


Fig. 2. Probabilità di attenuazione a 11.2 GHz.
- linea continua - da radar
- linea tratteggiata - da pluviometri
- linea punteggiata - da osservazioni

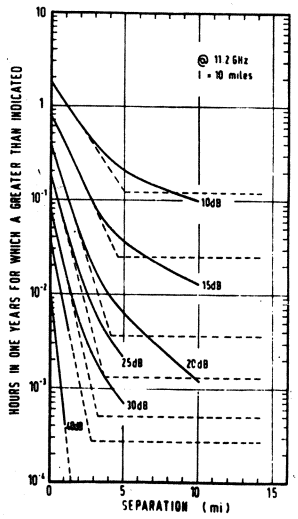


Fig. 3. Probabilità congiunte di tratte parallele.
- linee continue - da radar
- linee tratteggiate - modello sogliato

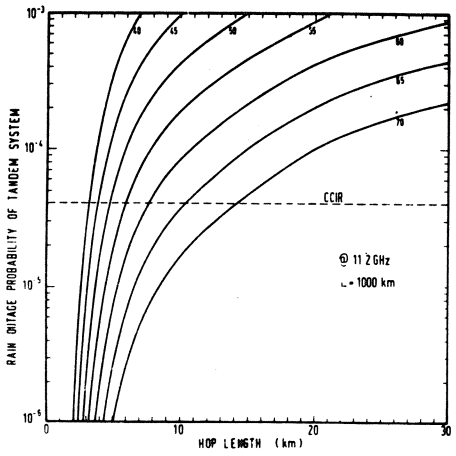


Fig. 4. Prestazioni di un sistema tandem lungo 1000 km. Per lunghezze differenti scalare le probabilità di L/1000.

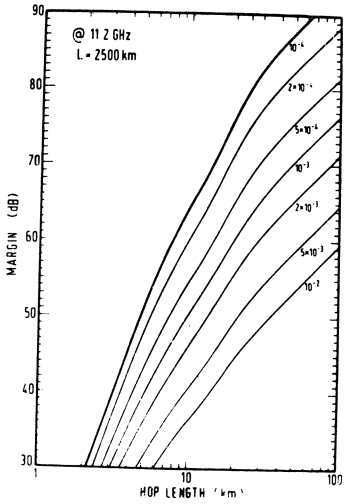


Fig. 5. Relazione tra margine riferito ad 1 km e lunghezza di tratta per sistemi tandem. L' outage è riferito a 2500 km e può essere riferito ad altre lunghezze moltiplicandolo per L/2500.

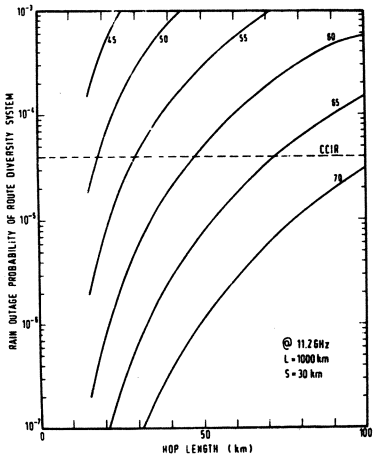


Fig. 6. Prestazione di un sistema route diversity di 1000 km.

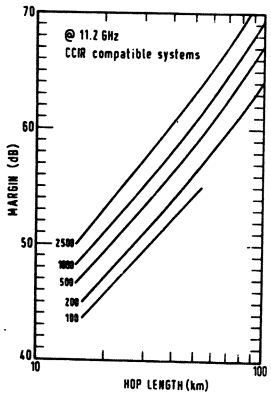


Fig. 7. Relazione tra margine riferito ad 1 km e lunghezza di tratta per sistemi route diversity compatibili CCIR. (Probabilità di outage= $L/2500 \times 10^{-4}$.

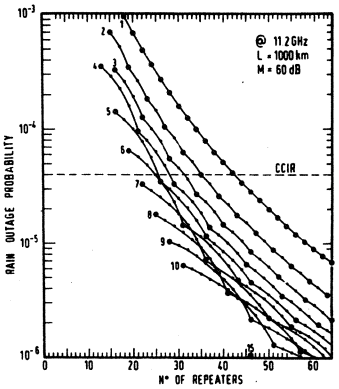


Fig. 8. Prestazione di un sistema route diversity cellulare di 1000 km con margine riferito ad 1 km di 60 dB. Le celle hanno la stessa lunghezza ma il numero di ripetitori può essere differente da una cella all' altra. I punti marcati corrispondono a celle identiche.

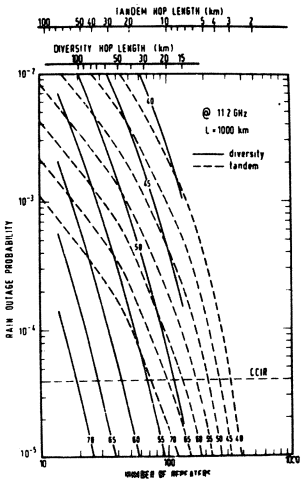


Fig. 9. Confronto tra le prestazioni di un sistema di 1000 km tandem e route diversity. Sono indicati il numero dei ripetitori e le lunghezze di tratta.

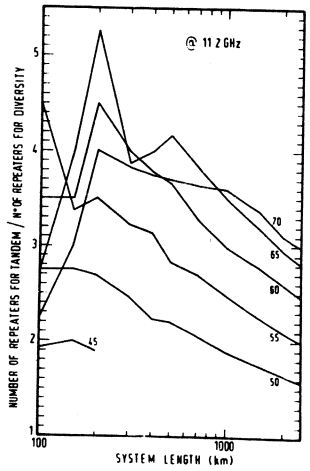


Fig. 10. Rapporto del numero dei ripetitori per sistemi tandem e route diversity per vari margini e in funzione della lunghezza del sistema (sistemi compatibili CCIR).

RICERCHE TEORICHE IN CORSO PRESSO IL CENTRO DI STUDI PER LE TELECOMUNICAZIONI SPAZIALI DEL CNR, NELL'AMBITO DEL PROGETTO SIRIO–PROPAGAZIONE SHF

C. CAPSONI*, M. MAURI*

Parte dell'attivitá teorica sviluppata presso il Centro di Studi per le Telecomunicazioni Spaziali del CNR é volta ad approfondire la natura dei fenomeni fisici derivanti dall'interazione tra onde elettromagnetiche di frequenza superiore ai 10 GHz e intense precipitazioni.

Questa problematica involve molteplici aspetti di rilevante interesse sia dal punto di vista elettromagnetico che per quanto riguarda la sua applicazione nelle telecomunicazioni.

In particolare sono stati affrontati i temi della depolarizzazione dovuta all'anisotropia del mezzo e dello scattering singolo e multiplo a cui sono in parte da imputare le fluttuazioni di segnale ricevuto all'antenna e fenomeni di coerenza parziale dell'onda incidente.

Questi studi hanno lo scopo di fornire delle basi per l'impiego dei dati propagativi e pluviometrici che verranno raccolti durante l'esperimento SIRIO, come pure contribuire alla realizzazione di una efficace modellistica.

La sempre crescente necessitá di espandere la rete delle comunicazioni e la conseguente congestione delle gamme di frequenza tradizionalmente usate hanno imposto lo studio circa la possibilitá di utilizzare gamme di frequenza superiore ai 10 GHz. A tali frequenze i disturbi causati dalle precipitazioni sulla propagazione delle onde elettromagnetiche assumono particolare rilevanza Presso il Centro di Studi per le Telecomunicazioni Spaziali (CSTS) giá da alcuni anni sono in corso ricerche in questo campo; in particolare sono stati sviluppati studi riguardanti i problemi della depolarizzazione, dell'accoppiamento fra antenne dovuto alla diffusione della pioggia e dell'effetto della radiazione incoerente su un collegamento radio.

Il fenomeno della depolarizzazione di un'onda elettromagnetica che attraversa una regione interessata da precipitazioni é stato considerato come dovuto essenzialmente all'effetto della non sfericitá delle idrometeore. Infatti a causa della non isotropia del mezzo un'onda trasmessa con prefissata polarizzazione dará luogo in ricezione anche ad una componente con polarizzazione ortogonale.

Il fattore di depolarizzazione dipende dall'inclinazione delle idrometeore e dalla costante di propagazione differenziale del mezzo trasmissivo, lungo i due piani ortogonali. Sono stati presi in considerazione diversi modelli; in particolare si é giunti ad una soluzione analitica del problema nel caso semplice di gocce equiorientate e nei due seguenti casi di dispersioni di idrometeore con orientamento qualunque:

a) regioni di pioggia in cui sia verificata la condizione di omogeneitá longitudinale in senso statistico [1];

b) regioni in cui le precipitazioni possono considerarsi debolmente depolarizzanti [2].

Per caratterizzare un canale da un punto di vista della depolarizzazione sono necessarie tre misure complesse. Mediante l'adozione di modelli di pioggia che forniscono dei legami fra le grandezze in gioco é possibile ridurre il numero di tali misure. Anche se teoricamente la scelta tra le polarizzazioni da usare per la misura é solo una questione di convenienza é stato mostrato

* Centro Studi per le Telecomunicazioni Spaziali del CNR e Istituto di Elettrotecnica ed Elettronica, Politecnico di Milano.

come l'uso della polarizzazione circolare destra e sinistra permetta di identificare i parametri descrittivi del mezzo con una maggiore precisione [3].

Per quanto riguarda il "frequency-reuse" per diversitá di polarizzazione la cui attuazione in presenza di precipitazioni presenta delle difficoltá a causa del relativamente elvato accoppiamento tra i due canali ortogonali sono stati studiati dei sistemi in grado di ridurre la diafonia introdotta dalla pioggia. In particolare sono stati eseguiti due approcci; il primo sfrutta la trasmissione su ciascun canale di una opportuna linea spettrale a lato del segnale a scopo di riferimento. Tali riferimenti, debitamente filtrati ed elaborati in ricezione, forniscono informazioni sulla funzione di trasferimento del mezzo e permettono la "correzione" del segnale in arrivo [4]. L'altro metodo fornisce i medesimi dati utilizzando una procedura di cross-correlazione tra i segnali stessi evitando così la trasmissione di appositi riferimenti [5].

Per quanto concerne l'accoppiamento tra antenne dovuto a diffusione da pioggia, é stato implementato un algoritmo in grado di valutare questo effetto sotto condizioni molto generali tra cui la dismogeneitá della pioggia, il modo di operazione (trasmissione continua o impulsiva) e gli effetti del campo vicino [6] [7].

Ultimamente sono stati avviati studi inerenti i disturbi causati dalle precipitazioni che si presentano in un collegamento radio a onde millimetriche sotto forma di fluttuazioni del segnale ricevuto. Tali fluttuazioni sono dovute allo scattering singolo e multiplo delle idrometeore che, muovendosi, inducono al ricevitore contributi con fase ed ampiezza causale.

Applicando la teoria del trasporto si é tenuta una prima valutazione numerica del fenomeno nel caso di gocce sferiche, polarizzazione circolare e Rayleigh scattering, al variare della frequenza, dell'intensitá di pioggia, della profonditá dello strato piovoso e del guadagno dell'antenna. E' stato così valutato il totale flusso di potenza incoerente e il rapporto tra la potenza coerente e incoerente ai morsetti dell'antenna ricevente [8] [9].

Data la rilevanza dei valori ottenuti, in questo periodo si é messo a punto un programma in grado di utilizzare una piú sofisticata descrizione dello scattering delle gocce (Mie scattering) e si sta proseguendo nello studio per caratterizzare completamente il canale trasmissivo, mettere in luce le proprietá statistiche del disturbo e valutare le situazioni limite alle alte frequenze.

BIBLIOGRAFIA

[1] C. Capsoni, A. Paraboni: *Depolarization of an electromagnetic wave traveling through a stratified aerosol of non-spherical scatterers,* AGARD Conference on Telec. Aspects on Freq. between 10 and 100 GHz Gausdal, Norway 18-21 Sept. 1972.

[2] A. Attisani, C. Capsoni, A. Paraboni: *Effects of non-spherical hydrometeors on E.M. Propagation through atmospheric precipitation,* Journal de Recherches Atmospheriques, vol. VIII, gennaio-giugno 1974.

[3] A. Attisani, M. Mauri: *Identification of Physical properties concerning non-spherical scatterers dispersion, with respect to depolarization caused on centimetric and millimetric waves,* Alta Frequenza, n.1, vol. XLIII, 1974.

[4] A. Attisani, C. Capsoni, M. Mauri: *Rigenerazione di ortogonalitá in sistemi operanti in frequency reuse per diversitá di polarizzazione,* Alta Frequenza, n.12, vol.XLII, 1973.

[5] A. Paraboni, F. Rocca: *Measurements of depolarization of modulated waves in frequency re-use,* Alta

Frequenza, n.12, vol.XLIII, 1974.

[6] A. Attisani, A. Paraboni: *Evaluation of E.M. coupling by rain scattering between near antennas at millimeter waves,* Alta Frequenza, n.2, vol.XLIV, 1975.

[7] A.Attisani, A.Paraboni: *Accoppiamento fra antenne a onde millimetriche causate da pioggia,* Simposio "Satelliti e Telecomunicazioni", Trieste, giugno 1975.

[8] C. Capsoni, M. Mauri, A. Paraboni: *Scintillation due to rain on satellite-to-earth radio links,* 5^ European Microwave Conference, Amburgo, sett. 1975.

[9] C. Capsoni, M. Mauri, A. Paraboni: *Self interference by rain scattering in satellite radio links,* Electronics Letters, vol.12, n.1. gennaio 1976.

ATTIVITA' SPERIMENTALE PRESSO IL CENTRO DI STUDIO PER LE TELECOMUNICAZIONI SPAZIALI DEL CNR NELL'AMBITO DEL PROGETTO SIRIO–PROPAGAZIONE SHF

A. ATTISANI*, A. PARABONI*

La partecipazione del C.S.T.S. al progetto SIRIO avviene a due diversi livelli: il CSTS come coordinatore e responsabile dell'aspetto scientifico cura principalmente l'analisi dei dati propagativi provenienti dalle tre stazioni italiane; come partecipante in prima persona all'esperimento gestisce una delle tre stazioni riceventi posta in località Spino d'Adda (CR), ove trovasi pure un Radar meteorologico da impiegarsi per rilievi pluviometrici a supporto delle misure.

Vengono descritte le principali caratteristiche dell'intero sistema nei suoi due aspetti realizzativo e di trattamento delle informazioni raccolte.

La partecipazione del CSTS al Programma SIRIO avviene a due livelli: come coordinatore e responsabile dell'aspetto scientifico del Programma il CSTS si fa carico della raccolta ed elaborazione di tutti i dati raccolti nelle tre stazioni italiane, col supporto del CNUCE (centro Nazionale Universitario per il Calcolo Elettronico); come sperimentatore allestisce e gestisce, col supporto Telespazio, una delle tre stazioni riceventi poste in localitá Spino d'Adda unitamente a una strumentazione di carattere meteorologico, il cui principale sistema é costituito da un radar meteorologico. Questo ha lo scopo di "fotografare" mappe pluviometriche quasi istantanee atte a fornire informazioni sul fenomeno meteorologico che interagisce colla propagazione delle onde centimetriche e millimetriche.

Riguardo alla raccolta ed elaborazione dei dati SIRIO si individuano due fasi: la "ripulitura, controllo e selezione" dei dati registrati in stazione e la loro "elaborazione scientifica".

Le caratteristiche fondamentali della "storia" dei dati sono riassunte in fig.1. Nella tabella 1 sono riassunte le principali caratteristiche delle stazioni Italiane con il relativo ruolo sperimentale nell'ambito del programma. Nella tabella 2 sono indicate, a grandi linee, le elaborazioni scientifiche fino ad ora previste nel programma. Per quanto riguarda gli apparati riceventi di Spino, di struttura assai piú semplice di quelli di Fucino e Lario, essi sono in corso di acquisto unitamente alle apparecchiature di registrazione e preelaborazione real-time dei dati. Le caratteristiche del ricevitore e del sistema di acquisizione dati sono riportate in tabella 3,4. Per quanto riguarda il sistema radar meteorologico esso pure lavora unitamente a un proprio sistema di acquisizione dati. In tabella 5 vengono riportate le caratteristiche tecniche del radar.

In fig. 2 invece viene mostrato uno schema a blocchi di tutte le apparecchiature per l'acquisizione dei dati facenti capo ad un minicalcolatore; tali apparecchiature, realizzate presso il CSTS, oltre che per interfacciare il radar con il calcolatore, servono anche per alcune preelaborazioni standard, atte a ridurre la varianza dell'incertezza nella stima di riflettivitá, riducendo cosí anche la mole dei dati da acquisire.

Il segnale ricevuto infatti, viene campionato alla frequenza di 2 MHz, e convertito in forma digitale; ogni campione rappresenta pertanto una "cella radar". La sequenza di tali campioni si ripresenta, con notevole variazione, alla cadenza di ripetizione degli impulsi, dato il carattere fluttuante del bersaglio (la pioggia). E' quindi significativo non tanto il singolo campione, quanto la

* Centro Studi per le Telecomunicazioni Spaziali del CNR e Istituto di Elettrotecnica ed Elettronica, Politecnico di Milano.

media su un certo numero di campioni: questa operazione viene effettuata dall'integratrice temporale; essa effettua la somma, per tutte le celle, di un dato numero prefissato di campioni relativi alla stessa cella che quindi, mediati, possono venire acquisiti dal calcolatore stesso.

Un'altra possibilitá é quella di poter eseguire, mediante l'integratrice in distanza radiale la media spaziale sui dati uscenti dall'integratrice temporale; data la divergenza del fascio radar infatti le celle hanno profonditá radiale costante e una larghezza crescente con la distanza: l'integratrice in distanza esegue la somma dei dati di celle adiacenti, secondo una legge determinata in modo da ottenere dati riferiti ad aree pressoché quadrate. Per una accurata taratura dell'intero sistema o controllo dello stesso é previsto un misuratore di energia dell'impulso trasmesso. I dati relativi ad azimut ed elevazione dell'antenna, che insieme al tempo servono a etichettare i dati acquisiti, vengono ottenuti mediante dei convertitori sincro-digitali. Tutti questi dati vengono poi dal calcolatore trasferiti su nastro magnetico.

Un altro complesso di apparecchiature é stato realizzato per il controllo del moto di antenna (fig.3); un generatore di traiettorie fornisce infatti delle prefissate sequenze digitali che mediante decodificatori digitali-sincro pilotano l'anello di regolazione d'antenna.

I dati radar vengono poi analogamente a quelli SIRIO, controllati, selezionati e compattati in modo da rendere piú agevole la successiva elaborazione scientifica off-line. Sono previsti due modi di operazione del radar: una scansione regolare tridimensionale dello spazio in tutte le direzioni oppure una scansione che privilegia la regione adiacente la tratta SIRIO. I modi operativi e le procedure di gestione di queste due possibilitá verranno decise durante il periodo precedente il lancio SIRIO.

E' previsto il collaudo delle apparecchiature in opera per l'estate avanzata del 1976.

TABELLA 1 — Stazioni Sirio: Esperimento Propagazione

	FUCINO	LARIO	SPINO D'ADDA
Atten.Assoluta 11,6 GHz	X	X	X
Atten.Diff. 11,6 GHz	X	X	
Atten.Assoluta 17,4 GHz	X	X	
Atten.Diff. 17,4 GHz		X	
Fase Diff. 11,6 GHz	X	X	
Rumore cielo	X	X	X
Diversitá di spazio	X		
Osservaz.Radar-Meteor			X

TABELLA 2 — Elaborazioni scientifiche dati Sirio

- Distribuzioni probabilistiche a breve periodo
- " " su base oraria
- " " su base giornaliera
- " " su base mensile
- " " cumulative
- Correlazioni a breve e medio periodo tra coppie di grandezze
- Analisi di regressione tra coppie di grandezze
- Correlazioni con dati meteorologici

- Analisi di durate di interruzione del collegamento
- Analisi strutturale sui singoli eventi temporaleschi
- Classificazione di temporali
- Analisi di efficacia di diversitá spaziale

TABELLA 3 — Ricevitore della stazione Sirio-SHF di Spino D'Adda (11,6 GHz) (Solo ricevente)

Guadagno d'antenna	47.8 dB
Preamplifier mixer	
Temperatura di rumore	$\simeq 1500°K$
Prima Conversione	11.6 → .75 GHz
Seconda conversione segnale	750 → 10 MHz
Seconda conversione rumore cielo	750 → 70 MHz
Demodulazione coerente	
Margine di attenuazione misurabile	20 dB
Cadenza di acquisizione dati	.5 Hz

TABELLA 4 — Apparecchiature di registrazione ed elaborazione dati Sirio

Unitá base:
- memoria 16 K estendibili a 32 K
- ciclo memoria 900 n sec
- canale DMA a 1 Megaparola/sec

Unitá nastro:
- IBM compatibile
- 9 tracce
- 800 bit/inch
- 75 inch/sec

Interfaccia I0 a velocitá di DMA
Console a teletype

probabilmente

Uscita grafica: display e/o plotter

TABELLA 5 — Radar

— Frequenza	2.7 GHz
— Potenza di picco	500 KW
— Potenza media	120 W
— Durata impulso	.5÷1.5 μsec
— Frequenza di ripetizione	240÷480 pulse/sec
— Amplificazione: lineare e logaritmica	
— Dinamica logaritmica:	80 dB
— Fattore di rumore	6 dB
— Sensibilitá:	circa 1 mm/h a 100 km
— Possibilitá di demodulazione	coerente
— Antenna a disco	D = 3.6 m
— Larghezza fascio di radiazione (a 3 dB)	2°

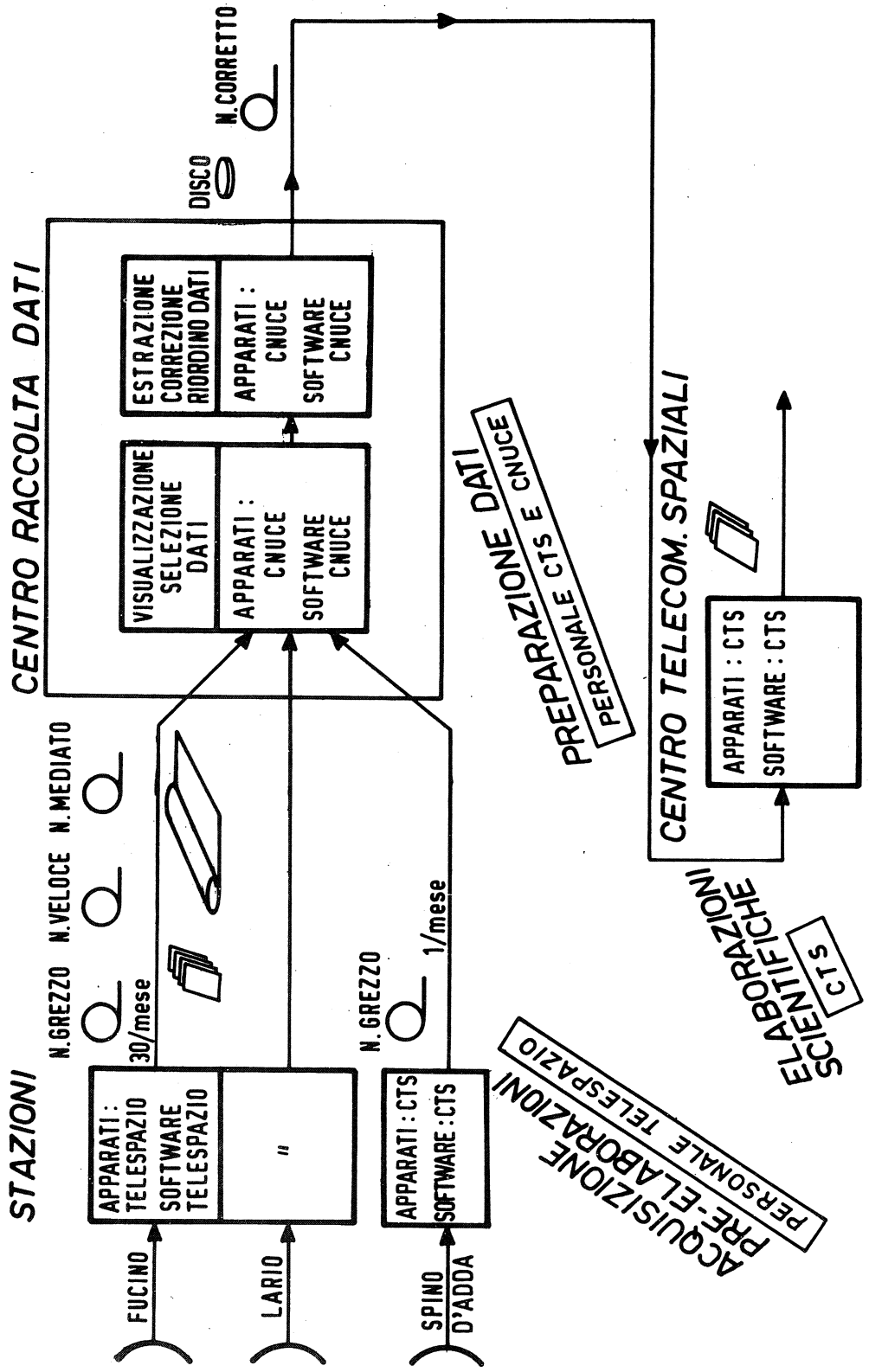

STAZIONI
FUCINO
LARIO
SPINO D'ADDA
APPARATI : TELESPAZIO
SOFTWARE TELESPAZIO
"
APPARATI : CTS
SOFTWARE : CTS
N.GREZZO
N.VELOCE
N.MEDIATO
30/mese
N.GREZZO
1/mese
CENTRO RACCOLTA DATI
VISUALIZZAZIONE SELEZIONE DATI
APPARATI : CNUCE
SOFTWARE CNUCE
ESTRAZIONE CORREZIONE RIORDINO DATI
APPARATI : CNUCE
SOFTWARE CNUCE
DISCO
N.CORRETTO
PREPARAZIONE DATI
PERSONALE CTS E CNUCE
ACQUISIZIONE PRE-ELABORAZIONI
PERSONALE TELESPAZIO
CENTRO TELECOM. SPAZIALI
APPARATI : CTS
SOFTWARE : CTS
ELABORAZIONI SCIENTIFICHE
CTS

FIG.1

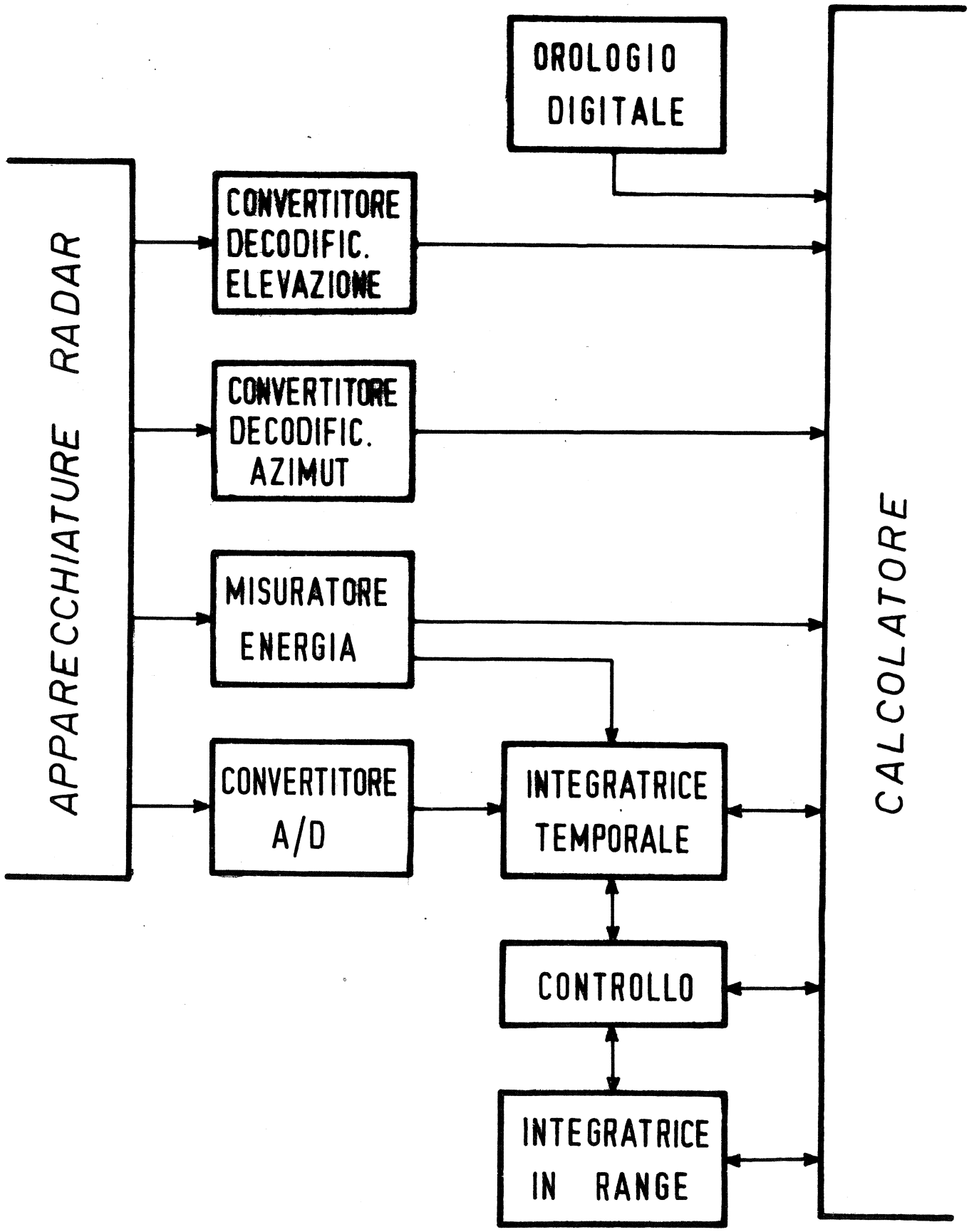

APPARECCHIATURE RADAR
CONVERTITORE DECODIFIC. ELEVAZIONE
CONVERTITORE DECODIFIC. AZIMUT
MISURATORE ENERGIA
CONVERTITORE A/D
OROLOGIO DIGITALE
INTEGRATRICE TEMPORALE
CONTROLLO
INTEGRATRICE IN RANGE
CALCOLATORE

FIG.2

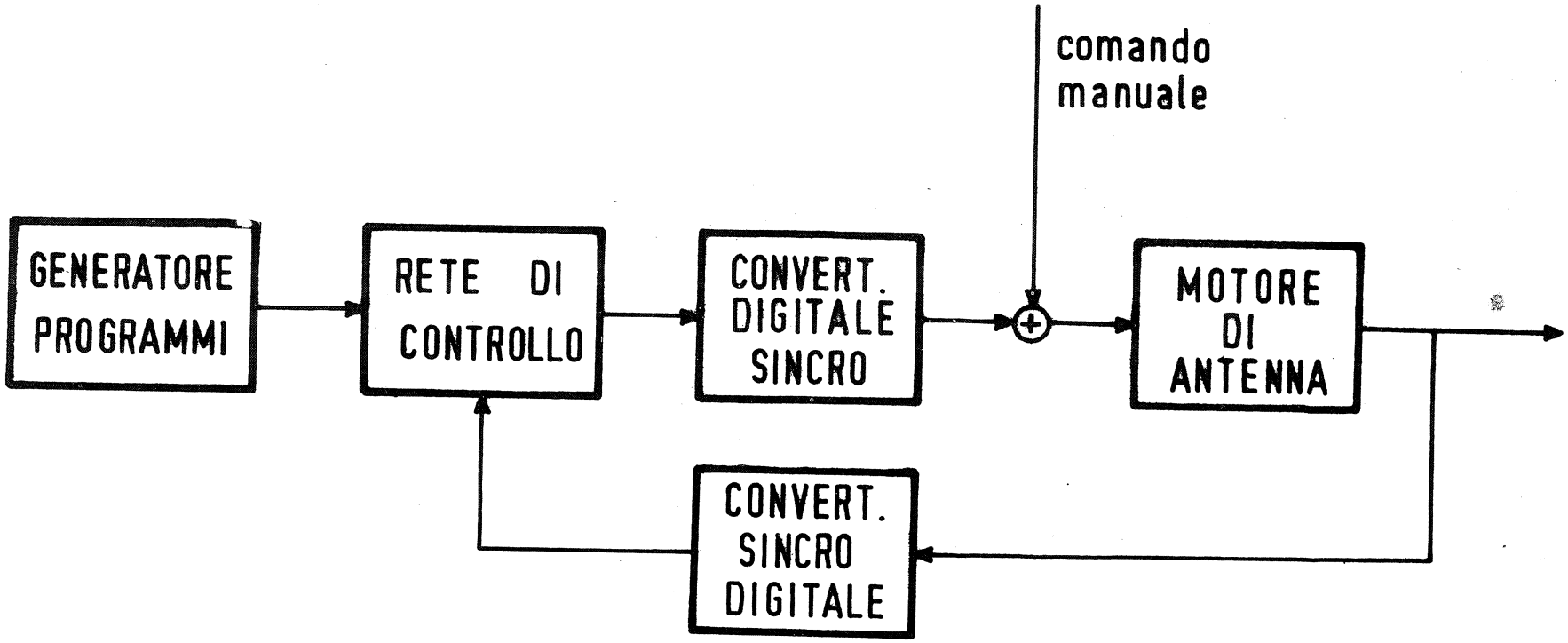

comando
manuale
GENERATORE
PROGRAMMI
RETE DI
CONTROLLO
CONVERT.
DIGITALE
SINCRO
MOTORE
DI
ANTENNA
CONVERT.
SINCRO
DIGITALE

FIG.3

APPLICAZIONI ALLA CARATTERIZZAZIONE DEL CANALE DI PROPAGAZIONE E AD ALCUNI PROBLEMI DI GEOFISICA DEI RISULTATI DI UNA CAMPAGNA DI RICEZIONE DI SEGNALI DA SATELLITI SVOLTA PRESSO LA BASE SAN MARCO

F.BERTINI*, M.T.DE GIORGIO*, P.F. PELLEGRINI*, P.BRUSCAGLIONI**

Viene descritta la stazione progettata presso l'I.R.O.E. per la ricezione a piú frequenze di segnali da satelliti. La stazione ha operato presso la base San Marco (Kenia) e ha registrato segnali dai satelliti Intasat, Intercosmos, ATS-6. I risultati delle misure vengono elaborati per lo studio, sia del canale di propagazione tramite la determinazione della funzione di scattering, sia per lo studio della struttura delle zone di irregolaritá di ionizzazione nella ionosfera, responsabili della scintillazione dei segnali ricevuti.

Per mezzo di una stazione appositamente predisposta presso l'I.R.O.E., sono stati registrati alla base San Marco (40°11', 4E, 2°, 59', 6S) nei periodi dicembre 74-gennaio 75, luglio 75-settembre 75, i segnali provenienti da emissioni dei satelliti Intercosmos, Intasat, ATS-6.

La stazione, di cui si presenta lo schema nella fig.1, é in grado di ricevere simultaneamente su due canali, ed é totalmente comandata da un calcolatore (HP 2100A). Tutta la parte a RF é completamente sintetizzata.

Durante la ricezione dei segnali dal satellite geostazionario ATS-6 (13 frequenze emesse nelle 3 bande 40, 140, 360 MHz), un canale di ricezione é stato utilizzato in permanenza per le frequenze piú basse, mentre il calcolatore comandava le successive ricezioni delle altre 12 frequenze, ciascuna per un intervallo di 60 secondi ogni ciclo di scansione.

Per i satelliti orbitanti i due canali ricevevano l'emissione a 40 e 41 MHz. Un tracking di frequenza a intervalli regolari era operante tramite comando ai ricevitori fornito dal calcolatore.

Il segnale ricevuto dopo conversione a bassa frequenza é stato registrato in forma campionata con frequenza di campionamento di 1000 Hz per il satellite geostazionario, e di qualche migliaio di Hz per i satelliti orbitanti.

L'analisi dei segnali ricevuti é da poco iniziata. Per prima cosa, tramite moltiplicazione dei campioni per il seno e il coseno di una frequenza di riferimento, scelta in base a valutazione della frequenza portante convertita a bassa frequenza, seguita da filtraggio numerico passa banda, si ottiene la parte reale e la parte immaginaria del fattore di inviluppo complesso, cui seguono la determinazione della fase e dell'ampiezza di questo.

L'analisi ha interesse dal punto di vista geofisico, poiché l'esame della scintillazione del segnale puó dare informazioni sulla struttura della irregolaritá di ionizzazione nelle regioni ionosferiche attraversate dal segnale [1]. Lo schema piú semplice, che consente di stabilire una relazione tra lo spettro di frequenza delle fluttuazioni del segnale ricevuto e lo spettro spaziale delle irregolaritá della densitá elettronica nella ionosfera, responsabili della scintillazione, é quello che tiene conto di una diffusione singola della radiazione nelle regioni di irregolaritá, escludendo processi di diffusione multipla. Poiché questo schema é valido solo in caso di moderata scintillazione ($S_4^2 < 0{,}25$, valore quadratico medio della fluttuazione della fase molto minore di 1 rad), le prime analisi sono dirette verso quelle parti della registrazione che presentano questi aspetti. Si

* Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR, Firenze,

** Istituto di Onde Elettromagnetiche, Universitá di Firenze.

intendono ottenere da questi casi statistiche sui tipi di spettri spaziali delle irregolaritá in quota, sulla posizione e estensione delle zone di irregolaritá, e, in particolari casi, sulla loro velocitá di movimento di deriva.

Riguardo alla caratterizzazione del canale di propagazione, la ricezione a molte frequenze dal satellite ATS-6 consente di studiare la funzione di trasferimento e la funzione di scattering del canale stesso. Nell'ipotesi che le modifiche introdotte dal mezzo siano quasi stazionarie, la trasformata di Fourier bidimensionale della funzione di autocorrelazione doppia tempo-frequenza dell'inviluppo complesso del segnale ricevuto rappresenta la densitá di potenza nel dominio del tempo e della frequenza, cioé la funzione di scattering [2]. Questa fornisce una descrizione realistica del canale di propagazione.

La figura 2 mostra un esempio di registrazione da satellite orbitante (nella figura ogni punto riportato in grafico é la media quadratica di ~ 1000 valori della registrazione).

La fig.3 mostra un primo esempio di spettri di Fourier della fluttuazione della fase (con riferimento al segnale di fig.2).

BIBLIOGRAFIA

[1] A.W.Wernik et al.: *A Theoretical Study of Scintillation of Transionospheric Radio Signals,* Final Report. Goddard Space Flight Center NGR 14-005-189, June 1973.

[2] P.A. Bello: *Characterization of Ramdomly Time-Variant Linear Channels,* - IEEE Trans. on Communication System CS-11, 360, 1963.

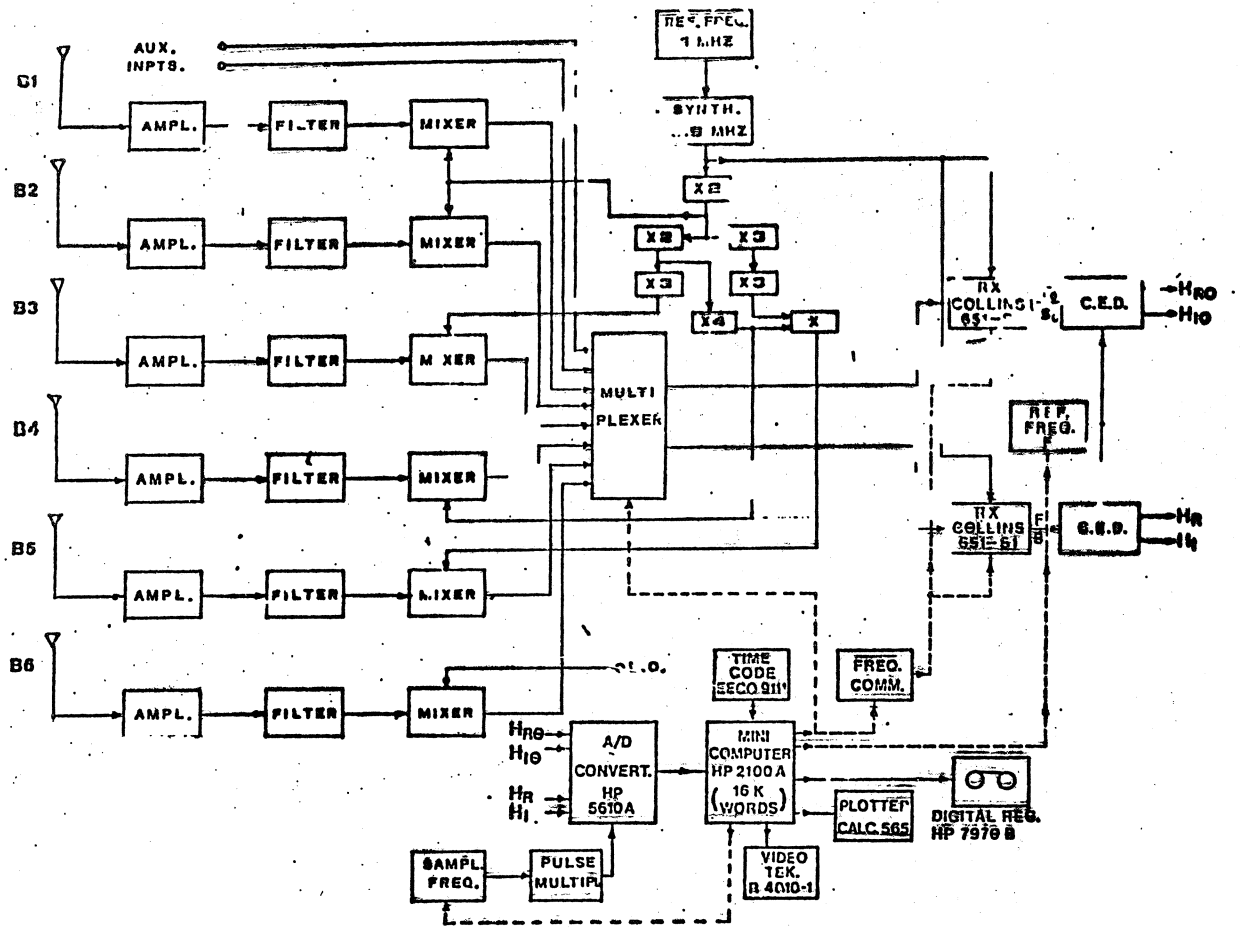
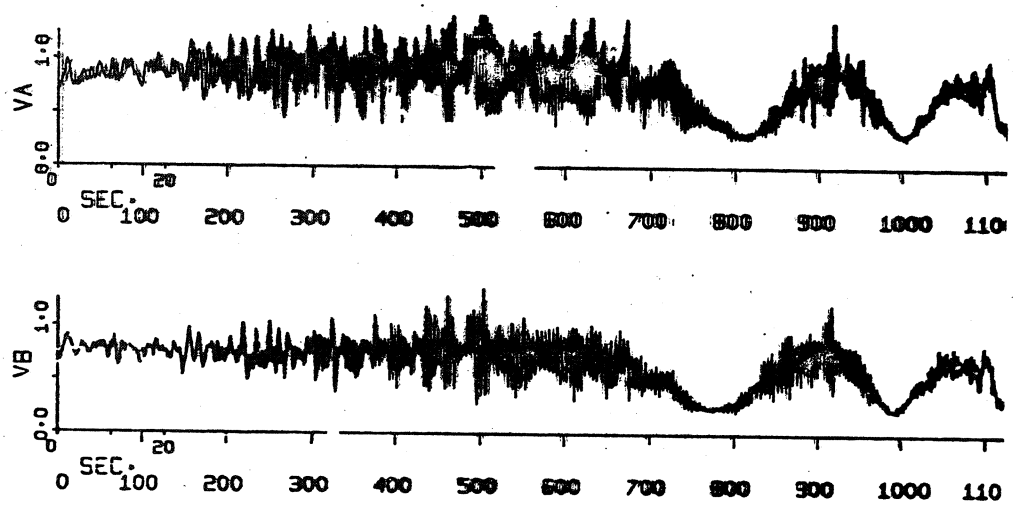


FIG.1 – Block diagram of the receiving station



NGOMENY-KENYA
INTASAT-INTERKOSMOS
27/1/1975

NUMERO DEL NASTO)	29
NUMERO DI CANALI	2
CAMPIONI PER RECORD	2048
NUMERO DI RECORDS	5200
FREQUENZA DI CAMPIONAMENTO(HZ.)	6500.0
FREQUENZA DEL PACER(HZ.)	13000.0

FIG.2 — Satellite Orbitante — Ampiezza del segnale

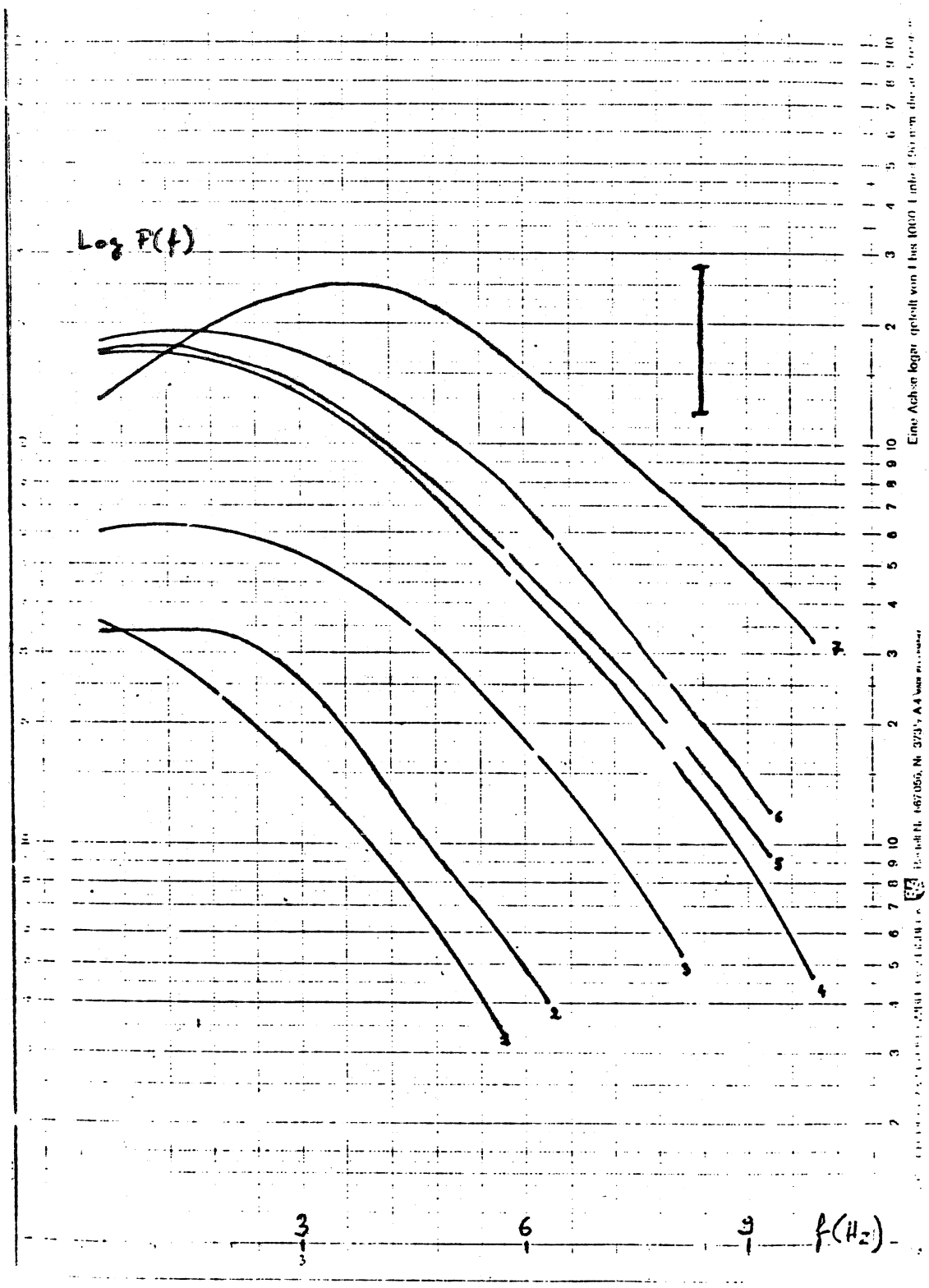


FIG. 3 — Spettri di potenza (fase)

APPARATO PER MISURE IONOSFERICHE CON SATELLITI

P.F.CHECCACCI*, E.CAPANNINI*, P.SPALLA*

Viene descritta in dettaglio una apparecchiatura sviluppata all'I.R.O.E. per misure ionosferiche per mezzo di satelliti artificiali.

L'apparecchiatura, giá parzialmente descritta durante il suo sviluppo, consta di un insieme di canali riceventi coerenti che permettono l'analisi di un'onda in arrivo dal satellite in termini di ampiezze e fasi relative, polarizzazione, angolo di arrivo.

Il concetto di costruzione modulare applicato largamente conferisce al sistema una grande flessibilitá di impiego sia per quanto concerne i differenti tipi di misure da effettuare, sia per quanto riguarda le caratteristiche del segnale in arrivo. Per la mobilitá dell'apparato é stato scelto il concetto di laboratorio mobile autosufficiente realizzato entro containers standard da merci di facile trasporto.

Il problema della grande massa di dati da raccogliere é stato risolto con l'uso di un minicomputer in linea. Quest'ultimo ha permesso di risolvere i problemi relativi al funzionamento completamente automatico dell'apparecchiatura anche per quello che riguarda le operazioni di ripristino dopo interruzioni di energia. Questi ultimi due punti, mobilitá ed automaticitá, sono di interesse generale anche al di fuori di questo campo per la realizzazione di stazioni automatiche di misura di parametri ambientali.

L'apparecchiatura é stata impiegata negli ultimi otto mesi per eseguire misure di rotazione Faraday, Doppler, differenziale, fluttuazioni di angolo di arrivo e di ampiezza, sui segnali del satellite geostazionario ATS–6.

La presente memoria descrive una apparecchiatura recentemente ultimata ed utilizzata per il programma ionosferico del satellite geostazionario ATS–6.

L'apparecchiatura é stata progettata per l'uso generale in ricerche di propagazione ionosferica e pertanto permette una grande flessibilitá d'impiego.

Partendo dal concetto che le grandezze fondamentali da misurare in questo tipo di ricerche sono essenzialmente ampiezze e fasi relative di segnali, abbiamo realizzato una apparecchiatura il cui schema di principio é mostrato in Fig.1. Essa é costituita da due canali riceventi coerenti (tali cioé da mantenere fasi relative inalterate) alla cui uscita possono essere misurate ampiezza e fase o la funzione di cross correlazione. A seconda del tipo di connessione o antenna usate possono essere effettuate misure di polarizzazione a) angolo di arrivo b) cross correlazione o Doppler differenziale c).

L'apparecchiatura costruita é ora utilizzata per effettuare misure nel quadro del programma ionosferico del satellite geostazionario ATS–6. La National Oceanographic Atmospheric Administration (USA) ha posto a bordo di tale satellite un beacon per misure ionosferiche. Il beacon trasmette varie onde portanti derivate da un unico campione perció coerenti (φ costante) le cui frequenze sono in rapporto m fra loro. La nostra apparecchiatura utilizza tali emissioni per effettuare la misura della rotazione Faraday a 40 e 41 MHz (ció per risolvere l'ambiguitá di π nelle misure), misure di Doppler Differenziale fra 40-41 e 140 MHz (si intende DD la differenza fra i Doppler a una frequenza f e quello a frequenza mf, che a causa della dispersione del mezzo ionosferico dá un risultato non nullo dipendente dalla ionizzazione totale), misure della distribuzione della probabilitá di ampiezza a 40 MHz e dell'angolo di arrivo a 40 MHz.

La fig.2 mostra lo schema a blocchi di un canale ricevente dell'apparecchiatura. Si tratta di

* Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR, Firenze.

un ricevitore a doppia conversione con rivelazione a phase-lock per ottenere un sufficiente rapporto segnale rumore anche nel caso di segnali estremamente deboli quali quelli in arrivo. La coerenza di fase é assicurata usando come oscillatori locali dei sintetizzatori, comuni a tutti i canali e pilotati da un unico campione di frequenza. Una particolaritá costruttiva dell'apparato che ne aumenta la flessibilitá d'impiego é l'uso di blocchi funzionali interconnessi a mezzo cavetti, cosicché la configurazione puó essere variata abbastanza velocemente. I blocchi funzionali sono, sia costruiti espressamente (IF, RF amplificatori, preamplificatori), sia apparati commerciali esistenti (es. PL, sintetizzatori, correlatori, divisori di potenza). I canali del tipo descritto possono essere configurati a seconda della misura da eseguire per ottenere ad esempio un polarimetro (fig.3). L'antenna in questo caso é una Crossed Yagi a 6 elementi. A mezzo di un ibrido si ricavano le polarizzazioni circolari ordinaria e straordinaria che si immettono in due dei canali precedentemente descritti, e se ne misura la differenza di fase con un Time Interval Meter. Una analoga coppia di canali puó essere impiegata per misure di statistica di fluttuazioni, connettendo alle uscite un correlatore in tempo reale (fig.4). Un pó piú complessa é la misura di Doppler differenziale (fig.5). Si hanno ancora due canali sintonizzati questa volta sulle frequenze f e mf. Un frequenzimetro misura le frequenze in uscita dalle quali, (poiché gli oscillatori locali sono coerenti e di frequenza nota) é possibile conoscere con notevole precisione la frequenza in arrivo sui due canali e computarne la differenza dovuta alla ionosfera. Infine l'interferometro per la misura dell'angolo di arrivo (fig.6) utilizza tre canali in modo da effettuare misure su due basi ortogonali. Le differenze di fase sono misurate mediante rivelatori di fase aventi per fase di riferimento l'uscita del Phase Lock del canale connesso all'antenna centrale.

Una caratteristica di questo tipo di ricerche, come del resto di tutte le ricerche a carattere geofisico, é l'enorme mole di dati che devono essere misurati ed elaborati. Ció impone l'uso di un sistema di registrazione capace di immagazzinare i dati in una forma direttamente utilizzabile da un computer. Questo ci ha fatto decidere per l'uso di un piccolo computer in linea che appare negli schemi illustrati, il cui compito é la gestione automatica dell'apparecchiatura e l'immagazzinamento dei dati su nastro magnetico digitale.

Nella realizzazione partica si hanno solo sei canali del tipo descritto essendo alcune delle funzioni illustrate svolte a comune dallo stesso canale. L'unitá centrale del computer utilizza per la registrazione un nastro digitale e fornisce alcune informazioni scritte a mezzo della TTY. Tutta l'apparecchiatura é alimentata tramite uno stabilizzatore di corrente alternata.

Nel programma di automatizzazione del funzionamento dell'apparato ha grande importanza il problema delle interruzioni di alimentazione. Per ovviare a ció batterie di emergenza assicurano la continuitá di funzionamento degli orologi, mentre il computer é stato equipaggiato di opportune interfacce che, in caso di interruzione, provvedono al ritorno dell'energia al reset del nastro, alla registrazione della interruzione in TTY e al riavvio della registrazione dei dati.

Allo scopo di avere una certa mobilitá dell'apparecchiatura per studiare la ionosfera in regioni geograficamente diverse, l'apparecchiatura e tutto il materiale necessario per il suo funzionamento sono installati in due containers merci. Nel primo, di tipo isotermico é montata l'apparecchiatura stessa, il secondo del tipo dry, contiene le antenne e gli accessori.

La fig.7 mostra la stazione nella localitá di impiego. Il container di destra, che, come si é detto, é del tipo con isolamento termico, é stato corredato di una parete interna, rack per gli apparati e del sistema di condizionamento. Nel secondo, quello sulla sinistra, sono alloggiati per il trasporto, le antenne e il veicolo di servizio munito di gru elettrica per il montaggio delle antenne stesse. Vi é inoltre nell'interno un banco da lavoro per piccoli interventi meccanici.

Le antenne Yagi a 40 MHz sono di dimensioni piuttosto rilevanti (circa 12 m di lunghezza).

Nella fig.8 sono mostrati i rack degli strumenti nell'interno del container isotermico. Si no-

tano in primo piano il complesso frequenze e tempo, piú a sinistra i canali riceventi e nel fondo il computer.

Attualmente, dall'inizio di ottobre, la stazione é operativa in modo automatico nella zona di Piombino. L'intervento manuale avviene una volta alla settimana per il cambio del nastro di registrazione. Il nastro contiene circa 10700 record cioé un periodo di tempo alla cadenza di misura, di circa 7 giorni. Con i nastri giá registrati si sta mettendo a punto un programma per un computer (1130 IBM) che effettui l'elaborazione dei dati in forma finale.

L'apparecchiatura descritta é ora impiegata, come giá detto, per le misure sui segnali del satellite ATS—6 nel quadro di un programma internazionale di ricerca promosso dal Beacon Satellite Experiment Group del COSPAR.

L'ATS—6, secondo gli attuali programmi, rimarrá nella posizione attuale fino all'Ottobre 1976, dopodiché esso sará riportato sul continente americano e quindi non piú visibile dalla nostra stazione.

E' necessario a questo punto spendere qualche parola sugli scopi finali di questa ricerca. La ricerca ha due indirizzi; il primo é essenzialmente geofisico: esso riguarda l'approfondimento delle conoscenze sulla morfologia temporale e spaziale del contenuto elettronico totale. Esso fornisce dati complementari agli altri tipi di misure (ionosonde, misure in loco) permettendo una conoscenza globale dell'andamento della produzione e del trasporto della ionizzazione sia in condizioni regolari sia in condizioni disturbate. Lo stesso puó dirsi per la morfologia della scintillazione dovuta a irregolaritá permettendo una migliore rappresentazione del suo comportamento. L'altro indirizzo é invece ingegneristico; esso tende, attraverso la conoscenza del comportamento della struttura ionosferica, alla caratterizzazione del canale transionosferico in modo da fornire agli ingegneri dati di progetto per sistemi di comunicazione e radio navigazione facenti uso di satelliti, e alla previsione dei possibili errori introdotti dal mezzo.

Questa attivitá é stata in parte finanziata con fondi SAS.CNR

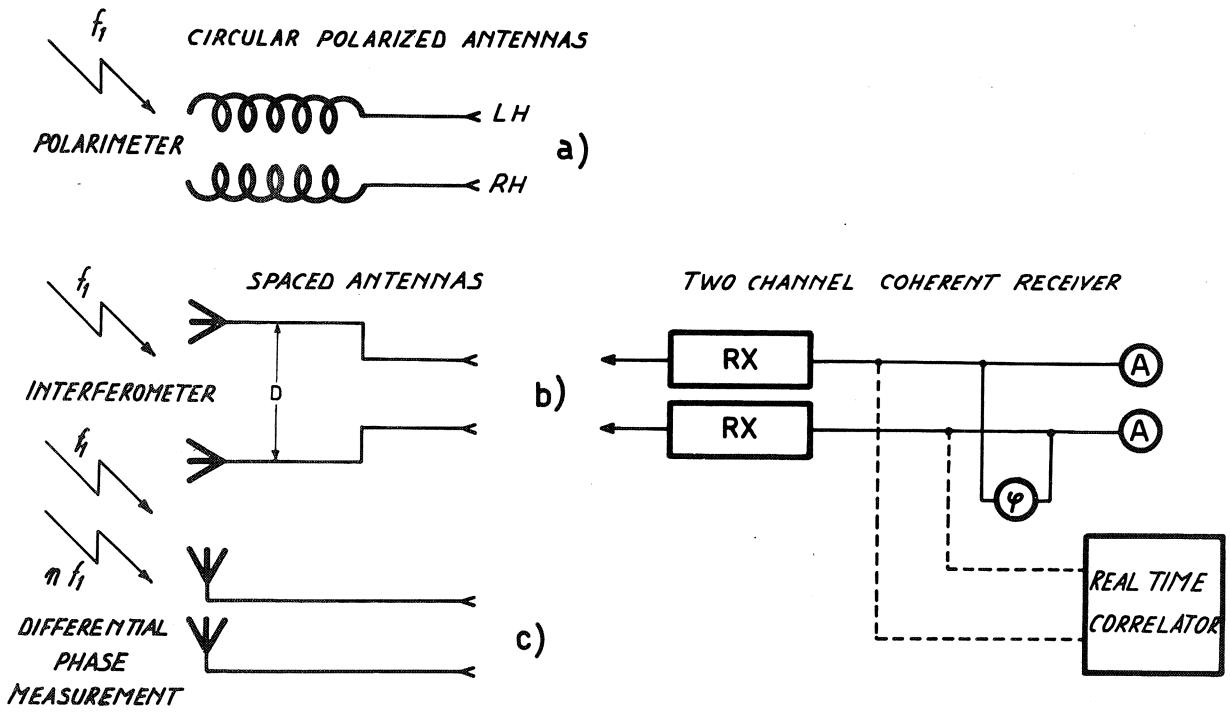


FIG.1

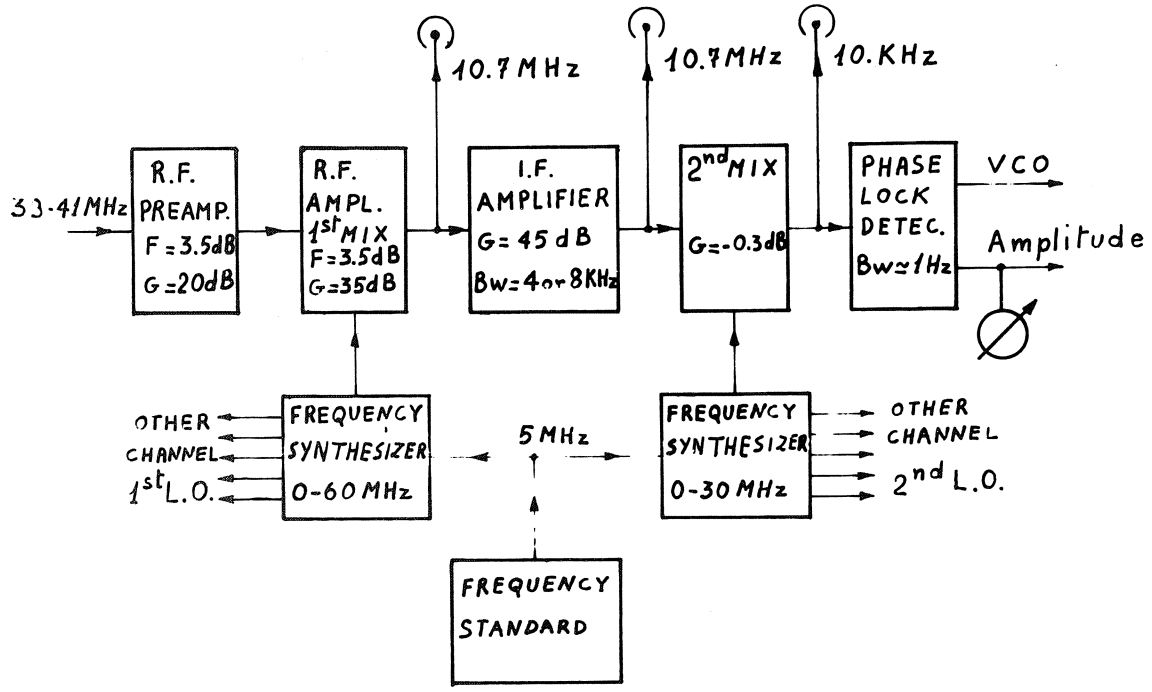


FIG.2 — Receiving Channel Block Diagram

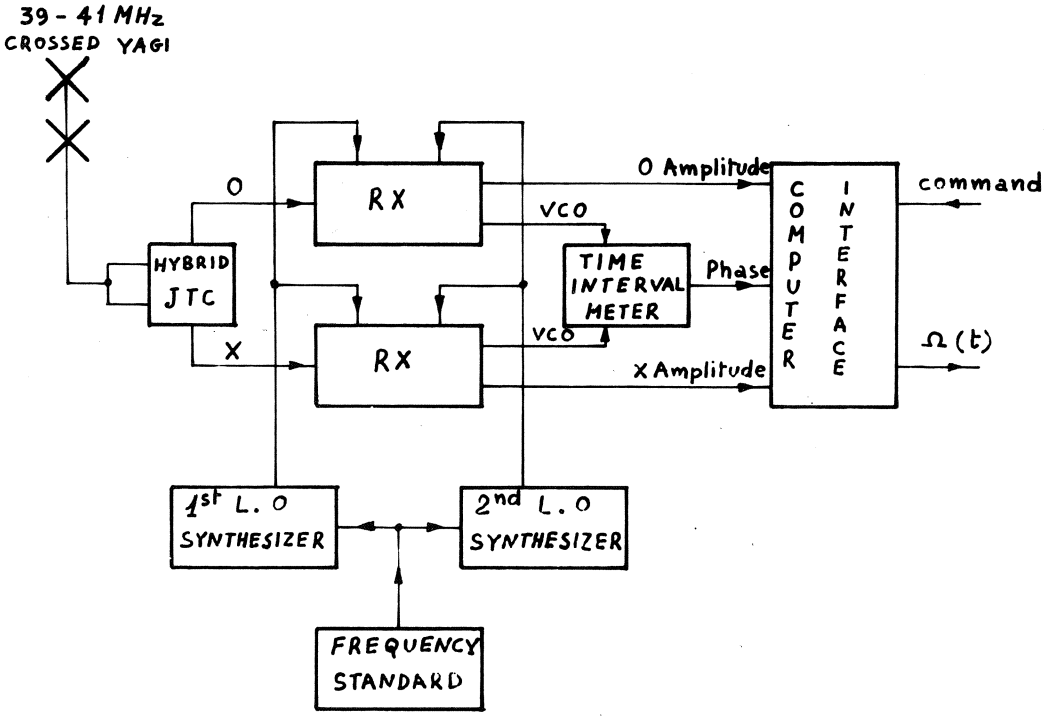


FIG.3 — Block diagram of the Polarimeter

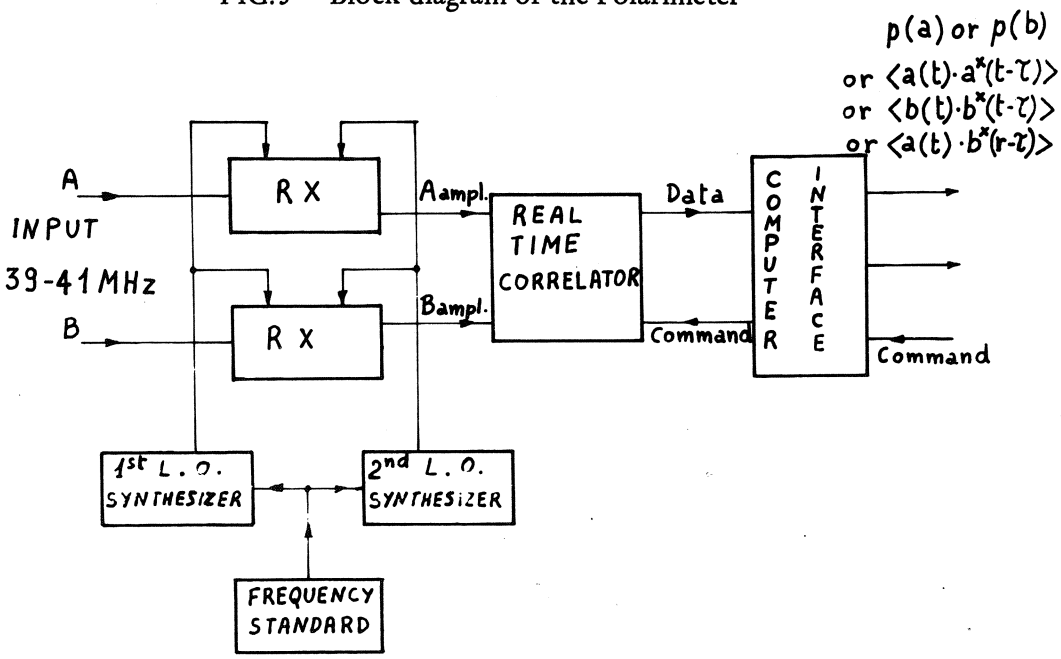


FIG.4 — Block diagram for Amplitude distribution, autocorrelation and correlation

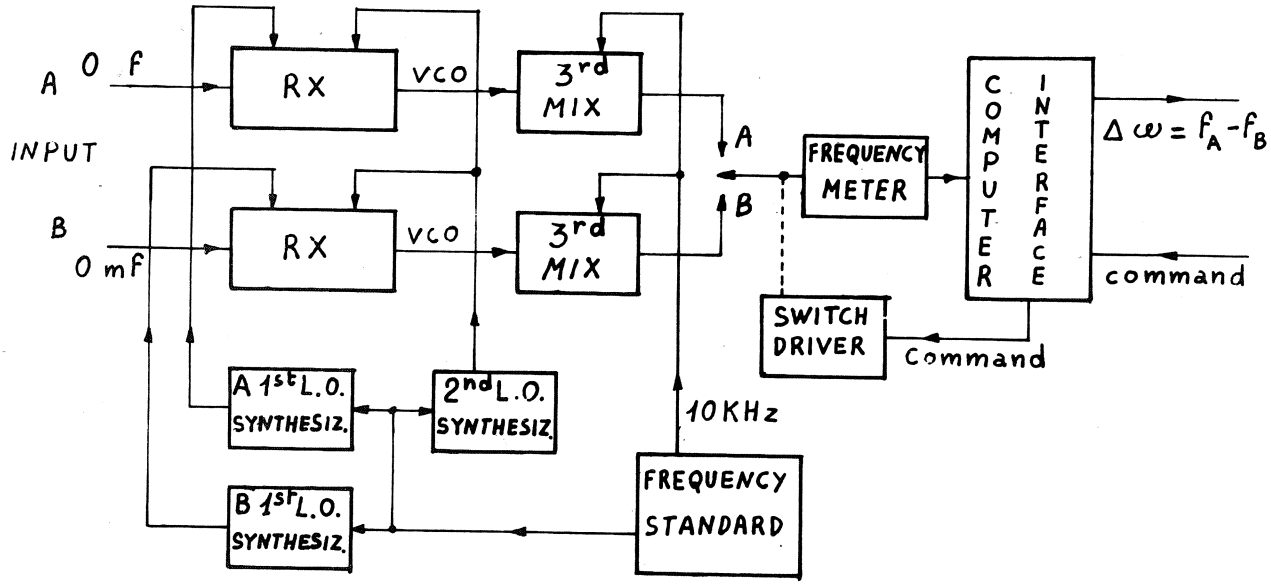


FIG.5 — Block diagram for Differential Doppler

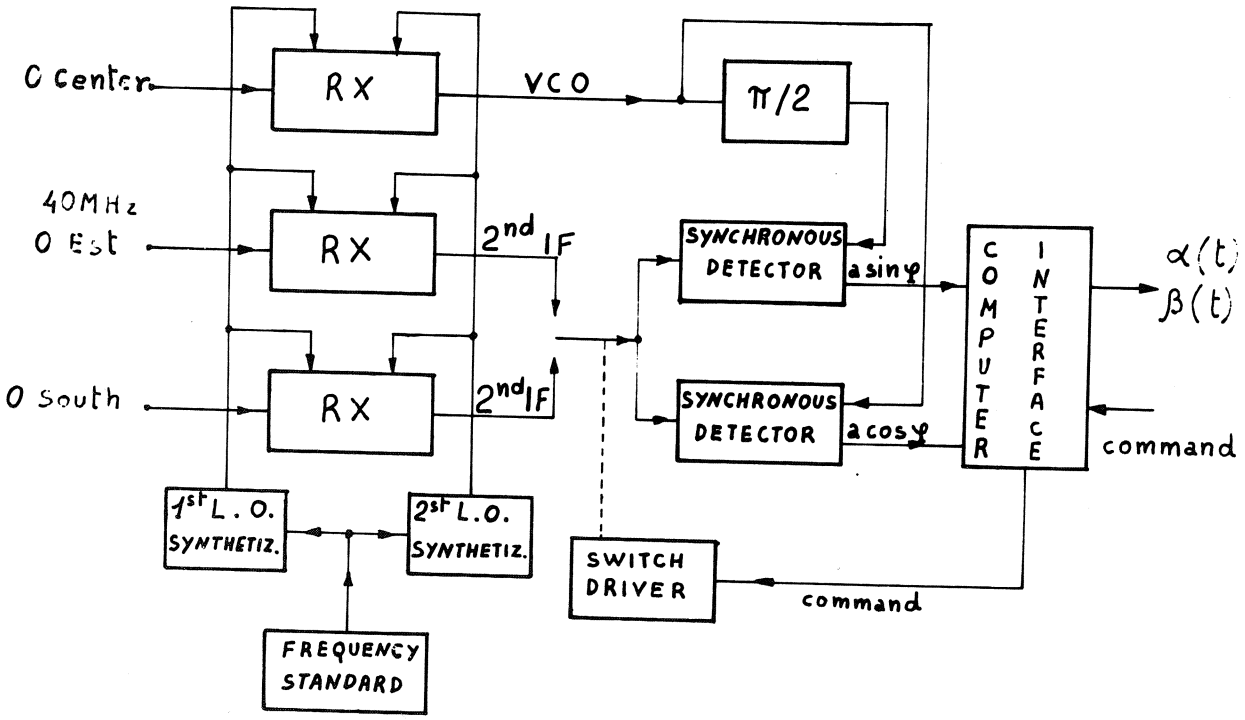


FIG.6 — Block diagram of the Interferometer

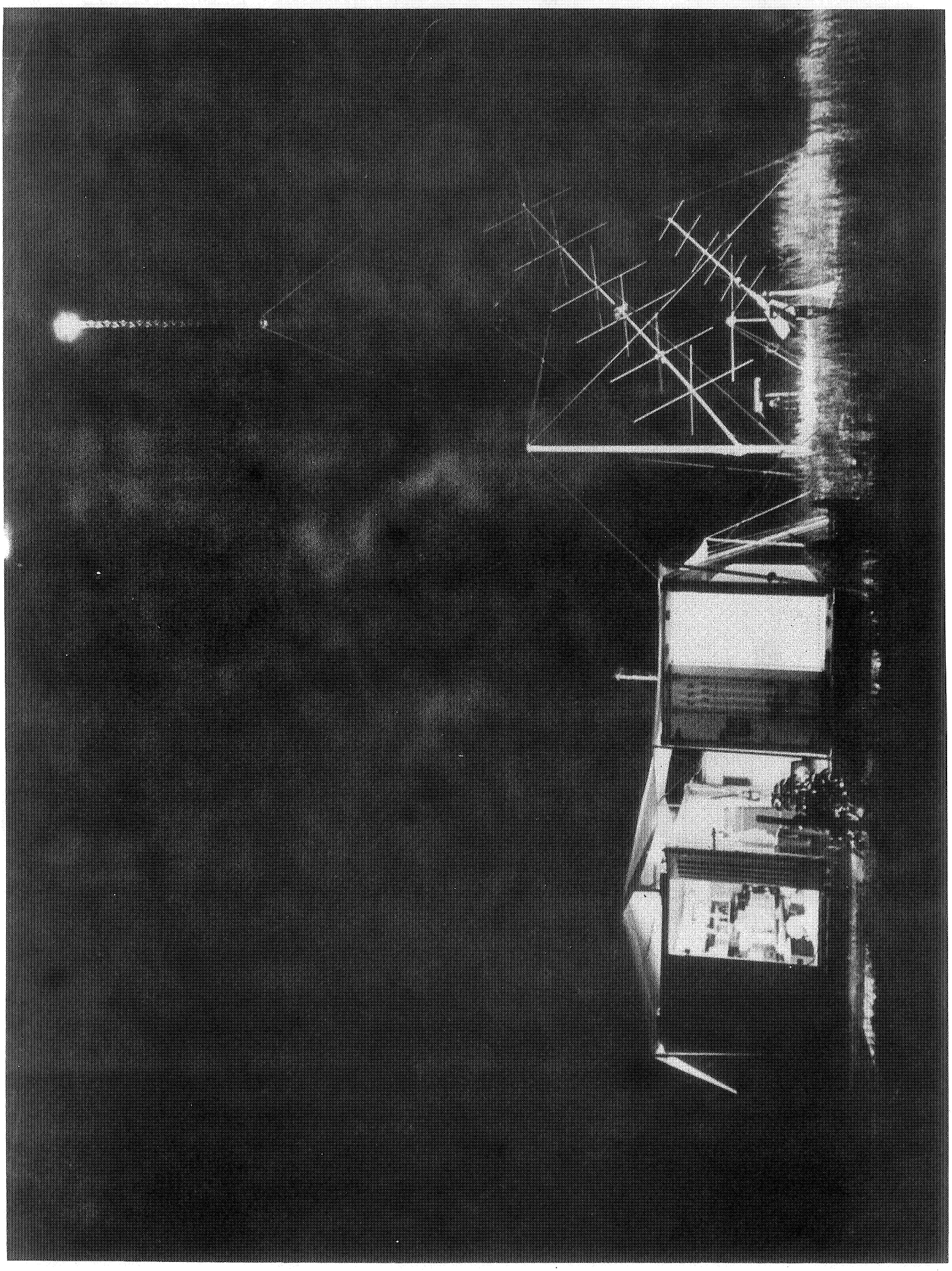


FIG. 7

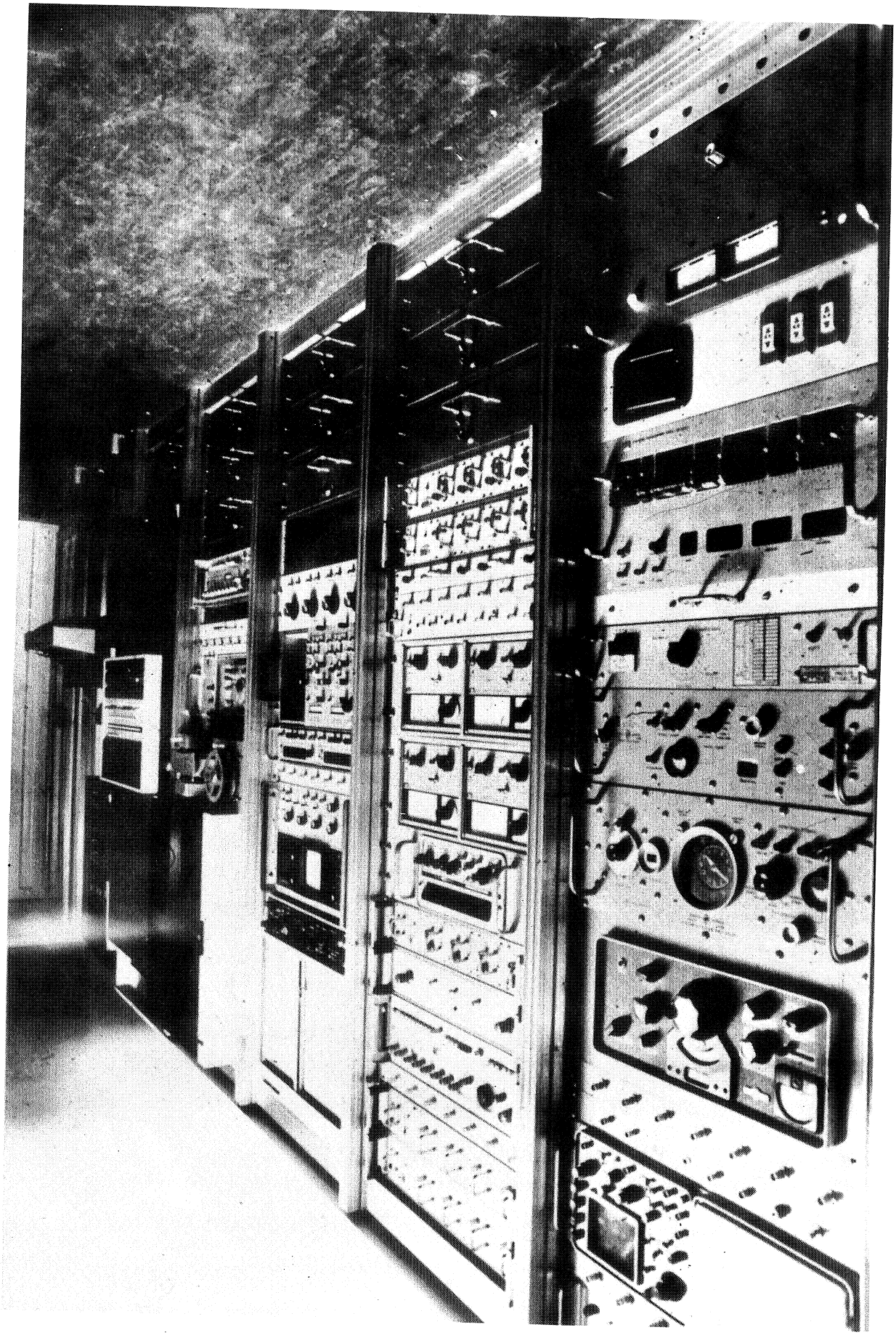


FIG.8

QUOTA DELL'EQUISEGNALE PER ANGOLI RADENTI

P. LOMBARDINI*, B. FISCELLA**

Il problema di come varia l'equisegnale tra due fasci sguardati in funzione del puntamento verticale del sistema radiante per piccoli angoli sull'orizzonte é stato studiato al computer per confronto tra le distribuzioni verticali del campo di due antenne identiche emittenti egual potenza ad elevazioni leggermente diverse, per varie distanze entro l'orizzonte di una terra sferica a caoticitá gaussiana. E' risultato che in ogni caso é possibile stabilire univocamente una quota di equisegnale.

Questa quota concorda approssimativamente con quella determinata dall'alzo della bisettrice delle due antenne, e l'approssimazione migliora con la distanza. Generalmente peró la legge che lega la quota dell'equisegnale a quella dell'alzo é discontinua: piú precisamente l'equisegnale tende a saltare di quota nell'intorno dei minimi del sistema intereferenziale antenna-immagine. Esaminando questo fenomeno a varie quote e per varie riflettivitá del suolo si é constatato che quando la riflettivitá é sufficientemente ridotta (nella nostra scelta di parametri $\Gamma^2 = 0.1$) *la discontinuitá scompare e la corrispondenza tra alzo e quota di equisegnale diventa univoca.*

In questo studio abbiamo calcolato la distribuzione verticale del campo emesso da una sorgente elettromagnetica avente diagramma direttivo gaussiano, posta ad una quota fissa sopra una Terra sferica a riflettivitá caotica. Piú precisamente abbiamo messo a confronto le emissioni relative a due puntamenti verticali leggermente sguardati, con l'intento di stabilire la fattibilitá di una condizione di equisegnale controllata. Abbiamo eseguito questi calcoli facendo uso del metodo esposto in bibl.1, scegliendo come parametri: lunghezza d'onda 6 mm, quota trasmettitore 1 m.

Abbiamo proceduto per passi successivi:

1. In un primo calcolo abbiamo valutato il campo nel caso in cui i due lobi (apertura tra punti a 3 dB pari a 10 mrad; angolo di divergenza pari a 7 mrad) hanno bisettrice parallela al terreno, scegliendo varie distanze (500, 1000, 1500, 2000, 2500, 3000 m) entro l'orizzonte del trasmettitore, per quattro diverse riflettivitá del suolo ($\Gamma^2 = 1; 0.8; 0.6; 0.4$). Abbiamo verificato in ogni caso che é possibile stabilire una condizione di equisegnale. Questa si presenta ad una quota che al crescere della distanza si approssima sempre meglio alla quota teorica relativa all'alzo prescelto (fig.1).

2. In un secondo calcolo abbiamo valutato a distanza fissa (1000 m) il campo della coppia dei lobi per vari alzi della loro bisettrice, fino a 6 mrad circa sopra l'orizzonte. In questi calcoli abbiamo considerato tre diverse aperture del lobo (10; 7.5; 5 mrad, con angoli di divergenza rispettivamente di 7; 5.25; 3.5 mrad), e due ipotesi di riflettivitá ($\Gamma^2 = 1; 0.4$). Da questi calcoli é risultato che la quota dell'equisegnale segue la quota dell'alzo con considerevole fedeltá, ma tende a "saltare", cioé la relazione diventa discontinua, nelle zone di minimo dei sublobi interferenziali del sistema antenna-immagine (fig.2). Si é anche constatato che la relazione equisegnale-alzo rimane la stessa indipendentemente dall'apertura del lobo.

3. Nel terzo calcolo abbiamo analizzato la relazione equisegnale-alzo, sempre a 1000 m, nelle zone dei primi nove minimi a partire dal suolo fino ad un alzo di circa 28 mrad sull'orizzonte per cinque diverse ipotesi di riflettivitá del terreno ($\Gamma^2 = 0.4; 0.3; 0.2; 0.1; 0.01$). E' risultato che il "salto" di quota dell'equisegnale decresce al crescere dell'ordine del sublobo, e al decrescere della riflettivitá. Per riflettivitá eguale o inferiore a 0.1 la relazione tra quota di equisegnale e quota

* Laboratorio di Cosmogeofisica, Torino.
** Istituto di Fisica Generale, Universitá di Torino.

di alzo cessa di essere discontinua, e queste due quantitá sono legate tra loro in modo univoco (fig.3).

Questa ricerca ha messo in evidenza l'origine fisica di quei ben noti fenomeni di scintillazione e di perdita di contatto che si osservano nei radar di inseguimento per bersagli a bassa quota. Il metodo impiegato si presta ad essere direttamente applicato ad una grande varietá di situazioni e di parametri. La portata pratica della presente ricerca puó inoltre essere estesa, se si considerano le implicazioni insite nel concetto di riflettivitá caotica. Il coefficiente di riflessione di una superficie con riflettivitá gaussiana é definito dalla formula (bibl.2):

$$\Gamma = \exp(-(4\pi\Delta h(h_1 + h_2)/\lambda D)^2) \qquad (1)$$

dove h_1, h_2, D sono rispettivamente la quota di trasmissione, quella di ricezione e la distanza, e Δh é la deviazione standard della quota di riflessione. In caso di superficie liscia ad ogni punto di riflessione corrisponde, ad una data distanza, una sola quota di ricezione h_2. Nel caso di scarto Δh nella quota di riflessione, la quota h_2 ne rimane influenzata entro un intervallo

$$\Delta h(h_1 + h_2)/h_1$$

Ora uno scarto di quota analogo puó essere ottenuto impiegando un trasmettitore modulato caoticamente in frequenza. Lo scarto percentuale di lunghezza di onda necessario per ottenere uno scarto equivalente Δh risulta:

$$\Delta\lambda/\lambda = \Delta h\, 2(h_1 + h_2)/D\lambda \qquad (2)$$

Introducendo la (2) nella (1) si puó osservare che la condizione precedentemente trovata per la continuitá nella relazione equisegnale-alzo, e cioé $\Gamma^2 = 0.1$, cui corrisponde $\Delta h = 0.5$ m, richiede una modulazione caotica di lunghezza d'onda di profonditá:

$$\Delta\lambda/\lambda = 0.17.$$

BIBLIOGRAFIA

[1] P.P. Lombardini, B. Fiscella: *Radiation from a microwave source in the intermediate zone,* Radio Science, vol.9, 1974, pp.431-437.

[2] P. Beckmann, A. Spizzichino: *The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces,* Pergamon Press, 1963, p.503.

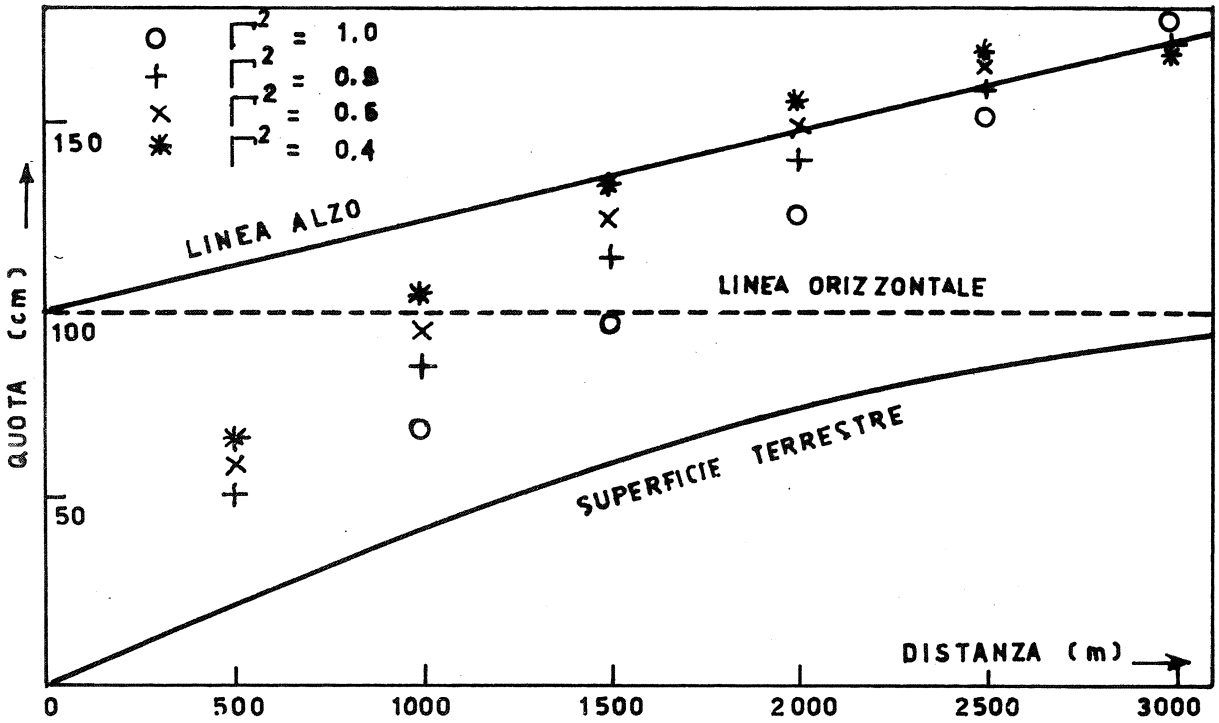


Fig. 1 _ LUOGO DEI PUNTI EQUISEGNALE, PER VARIE RIFLETTIVITA'

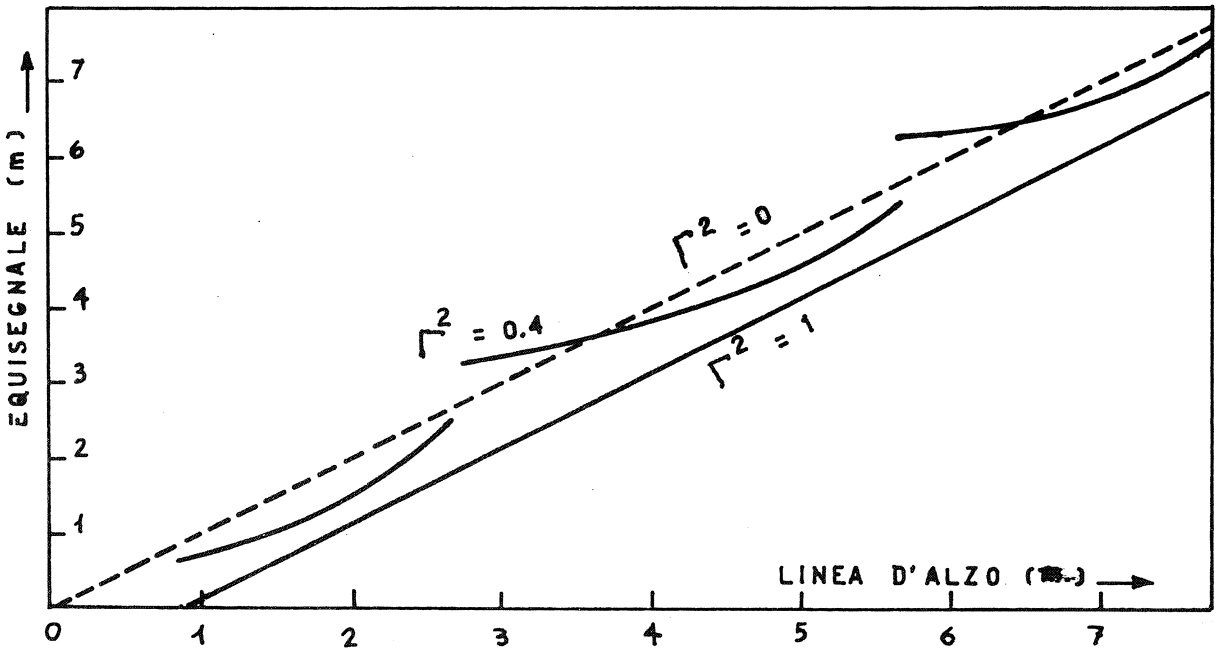


Fig. 2 _ QUOTA DELL'EQUISEGNALE IN FUNZIONE DELLA QUOTA DELLA LINEA D'ALZO A 1000 m.

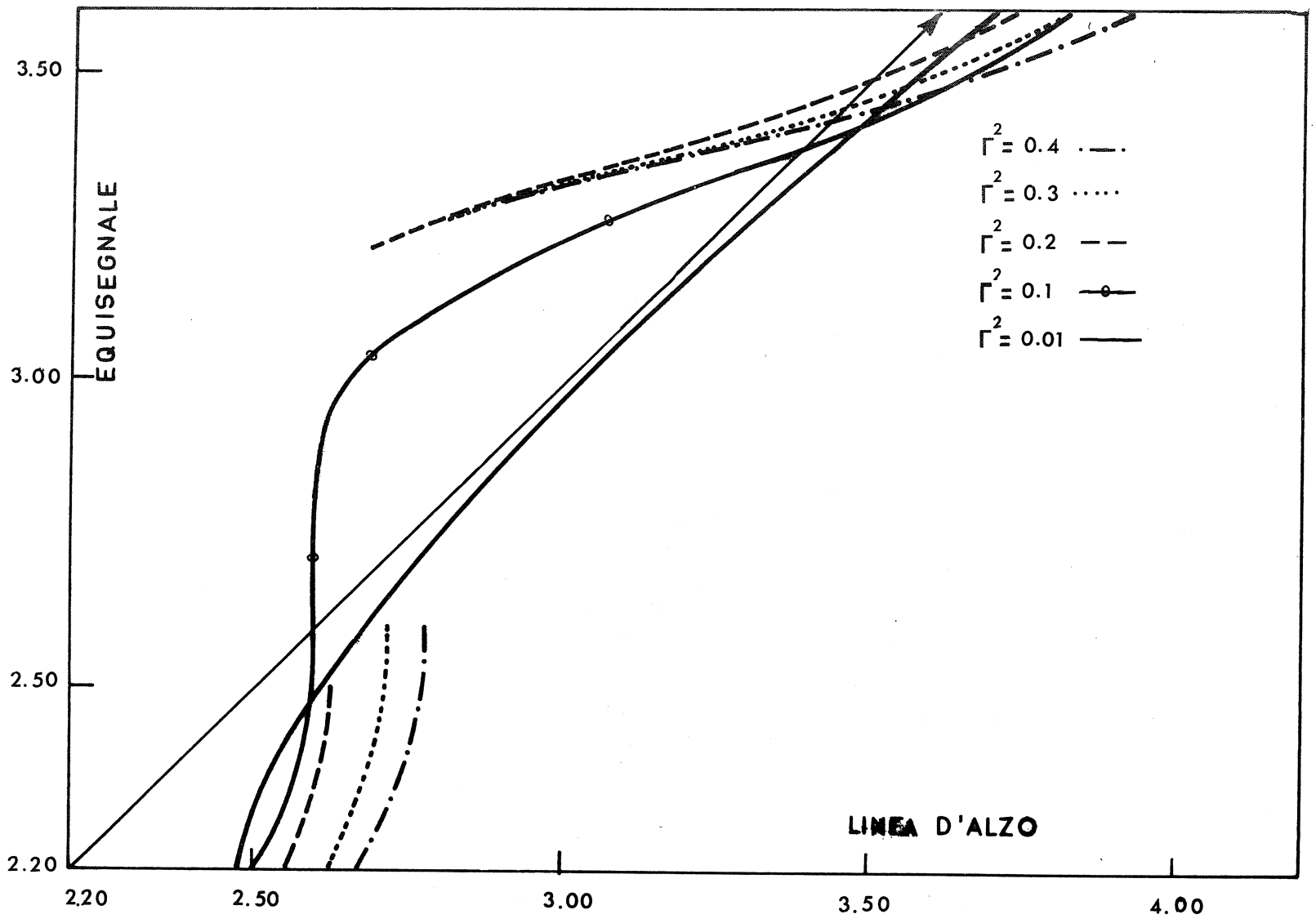


Fig. 3.- Relazione alzo-equisegnale intorno al 1° minimo.

MODELLO NUMERICO PER LA DETERMINAZIONE DEI CAMPI RICEVUTI DA ANTENNE RADAR IN DIVERSITA' SPAZIALE IN PRESENZA DI SCATTERING DA SUPERFICI RUGOSE

D. GIULI*, A. RESTI*, R. TIBERIO*

In questo lavoro viene proposto un modello numerico che consente di valutare gli effetti dello scattering superficiale in sistemi impieganti due antenne in diversitá d'altezza.

La "glistening surface", generata da un fenomeno aleatorio, viene suddivisa in striscie che reirradiano singolarmente campi statisticamente indipendenti tra loro. I campi, separati in componenti speculari e diffuse, vengono reirradiati secondo diagrammi di reirradiazione definibili statisticamente mediante il valor medio e la varianza del coefficiente di riflessione bistatico della striscia. Tenendo conto della geometria del collegamento, le componenti diffuseç reirradiate da una singola striscia e ricevute dalle due antenne, vengono generate secondo una procedura del tipo aleatorio basata sulla ipotesi della loro completa correlazione statistica. Vengono presentati alcuni risultati di una simulazione numerica, ottenuta utilizzando detto modello, che mostrano l'efficacia dei sistemi in diversitá di altezza di antenna anche nel caso di superfici rugose.

Per una corretta valutazione delle prestazioni dei sistemi radar di inseguimento nel caso di bersagli a bassa quota, che risultano condizionate sensibilmente dalla presenza del campo e.m. reirradiato dal terreno [1,2], é essenziale disporre di un modello affidabile del fenomeno dello scattering da superficie rugose.

Il problema della caratterizzazione dello scattering da superfici rugose é stato ampliamente discusso nella letteratura, per cui sono disponibili vari metodi che consentono di determinare i parametri statistici dei campi e.m. ricevuti da una sola antenna [2,3]. Non risulta, peraltro, che siano stati proposti modelli che tengono conto in modo specifico della correlazione statistica dei campi e.m. ricevuti simultaneamente da piú antenne in diversitá spaziale.

In questo lavoro viene proposto un modello numerico che consente di valutare gli effetti dello scattering superficiale in sistemi radar per l'inseguimento di bersagli a bassa quota impieganti due antenne in diversitá di altezza [4,5]. In tali sistemi radar una diversitá di altezza di antenna limitata realizza una diversificazione in fase, tra i campi riflessi specularmente dalla superficie e ricevuti dalle due antenne, che consente di eliminare le suddette componenti mediante somma dei segnali ricevuti dalle due antenne. Poiché tale risultato si consegue nel caso di superficie piana e liscia, mentre viceversa la superficie é in genere da ritenersi rugosa, é necessario valutare l'effetto della diversitá di altezza di antenna anche sulle componenti diffuse, tenendo conto che queste non possono essere considerate statisticamente indipendenti nelle due antenne.

Il modello numerico qui proposto, che é basato sull'approccio statistico di Spizzichino [3], é una estensione di quello discusso da Barton [2]. La "glistening surface" viene suddivisa in striscie di dimensioni grandi rispetto al periodo di correlazione delle rugositá superficiali, in modo da poter ritenere i campi reirradiati dalle singole striscie statisticamente indipendenti fra loro, e, d'altra parte, sufficientemente piccole da poter ritenere piana l'onda incidente. Tenendo conto che le dimensioni trasversali della "glistening surface" sono piccole rispetto al periodo di correlazione delle asperitá, si é assunto un modello di rugositá bidimensionale. La distribuzione statistica delle rugositá é supposta gaussiana.

Ai fini del calcolo del campo ricevuto dalle due antenne si sono fatte le seguenti assunzioni.

---

* Istituto di Elettronica, Universitá di Firenze.

— Ciascuna striscia, eccitata da un campo e.m. dipendente solo dalle caratteristiche e dalla posizione del bersaglio, reirradia un campo e.m. aleatorio i cui parametri statistici sono noti in base allo stato della superficie ed alla geometria del collegamento. Ogni striscia é caratterizzata da un diagramma di reirradiazione istantaneo che é scomponibile nella somma di due diagrammi associati rispettivamente alla componente speculare e alla componente diffusa. Si suppone che il diagramma di reirradiazione di tipo speculare sia associato al valore medio statistico del coefficiente di riflessione bistatico della striscia. Si assume, inoltre, che il diagramma di reirradiazione di tipo diffuso sia caratterizzato statisticamente, in termini di potenza media, in base all'andamento delle varianze della parte reale e immaginaria del suddetto coefficiente. I parametri statistici del coefficiente di riflessione bistatico sono determinati secondo le procedure indicate in [2,3]; in particolare é stato introdotto il fattore di rugositá definito in [2]. Tale fattore tiene conto dell'effetto dell'orizzonte, dovuto alla sfericitá della terra, e del mascheramento provocato dalle irregolaritá della superficie per piccoli angoli di incidenza o di reirradiazione.

— Dato che i diagrammi di reirradiazione istantanei di tipo diffuso sono scarsamente direttivi e che, per la limitata diversitá di altezza che si richiede alle antenne [4], la differenza angolare fra le due direzioni di reirradiazione é molto piccola, si suppone che il campo diffuso reirradiato da una striscia nei confronti di una antenna sia completamente correlato con quello reirradiato nei confronti dell'altra. L'ipotesi di completa correlazione si traduce nel fatto che il campo reirradiato verso un'antenna é derivato dall'altro mediante un fattore moltiplicativo complesso, determinato in base al rapporto dei valori quadratici medi delle parti reali e di quelle immaginarie del coefficiente di riflessione bistatico. I campi ricevuti dalle due antenne sono ottenuti dai precedenti tenendo conto dello sfasamento dovuto alla differenza dei percorsi striscia-antenna.

In base ai criteri sopra esposti é stato messo a punto un programma di simulazione numerica che consente di generare, con un procedimento di tipo aleatorio, il campo ricevuto da due antenne poste ad altezza diversa in presenza di scattering da superfici rugose. Tale programma é stato impiegato per ricavare i grafici di figg.1,2 ove sono riportati gli andamenti del valore medio statistico del modulo della somma dei campi reirradiati dalla superficie del mare e ricevuti da due antenne isotrope al variare della diversitá di altezza. In dette figure sono riportati gli andamenti relativi sia alla somma delle sole componenti speculari (linea tratteggiata), sia alla somma dei campi globalmente scatterati (linea continua), normalizzati all'intensitá del campo che ciascuna antenna riceve nel collegamento diretto col bersaglio. I grafici di figg. 1,2 che si riferiscono rispettivamente al caso di superficie molto rugosa e poco rugosa, sono ottenuti in corrispondenza agli stessi valori dei parametri che determinano la geometria del collegamento antenna-bersaglio.

Dalle figure risulta che anche nel caso di superfici rugose, per effetto della correlazione statistica delle componenti diffuse, la diversitá di altezza di antenna puó essere utilmente impiegata per ridurre le componenti dei segnali dovute allo scattering superficiale.

BIBLIOGRAFIA

[1] M. Calamia, G. Franceschetti, D. Giuli, R.Tiberio: *Radar Tracking of Low-Altitude Targets,* IEEE Trans. on AES, vol.10, July 1974.

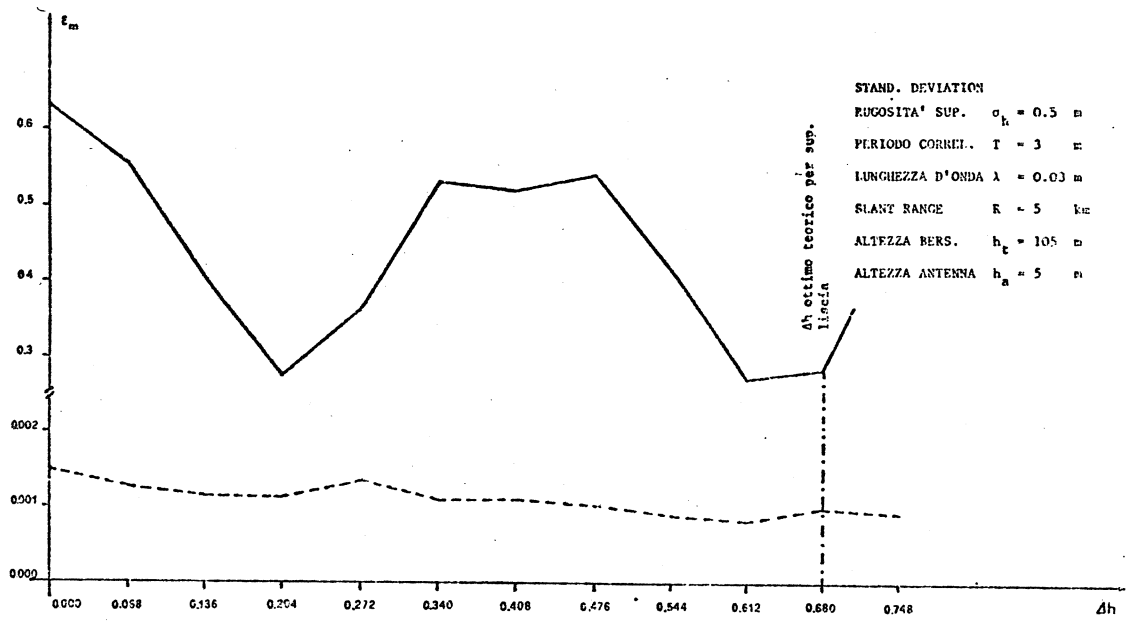
[2] D.K. Barton: *Low-Angle Radar Tracking,* Proc. IEEE, vol.62, June 1974.

[3] P. Breckmann, A. Spizzichino: *The Scattering of Electromagnetic Wave from Rough Surface,* Perga-

mon-Press, 1963.

[4] D. Giuli, R. Tiberio: *A Modified Monopulse Technique for Radar Tracking with Low-Angle Multipath,* IEEE Trans. on AES, vol.11, Sept. 1975.

[5] D. Giuli, R. Tiberio: *Antenna-Height Diversity for Improving Low-Atitude Target Tracking in Conical Scanning Radar,* Alta Frequenza, vol.XLV, Aprile 1976.



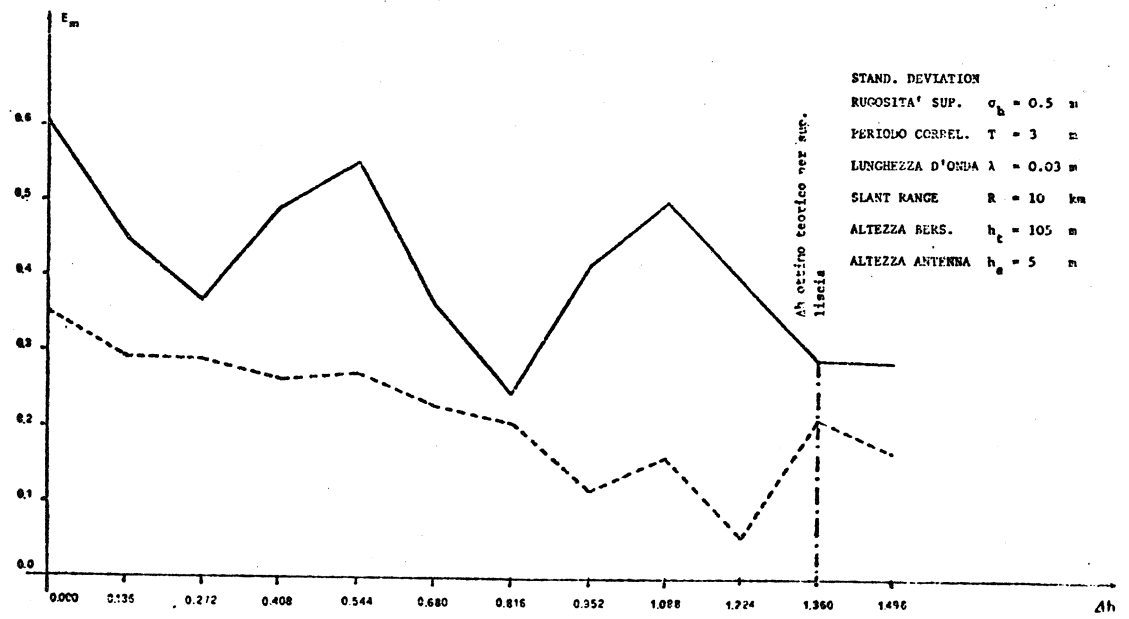
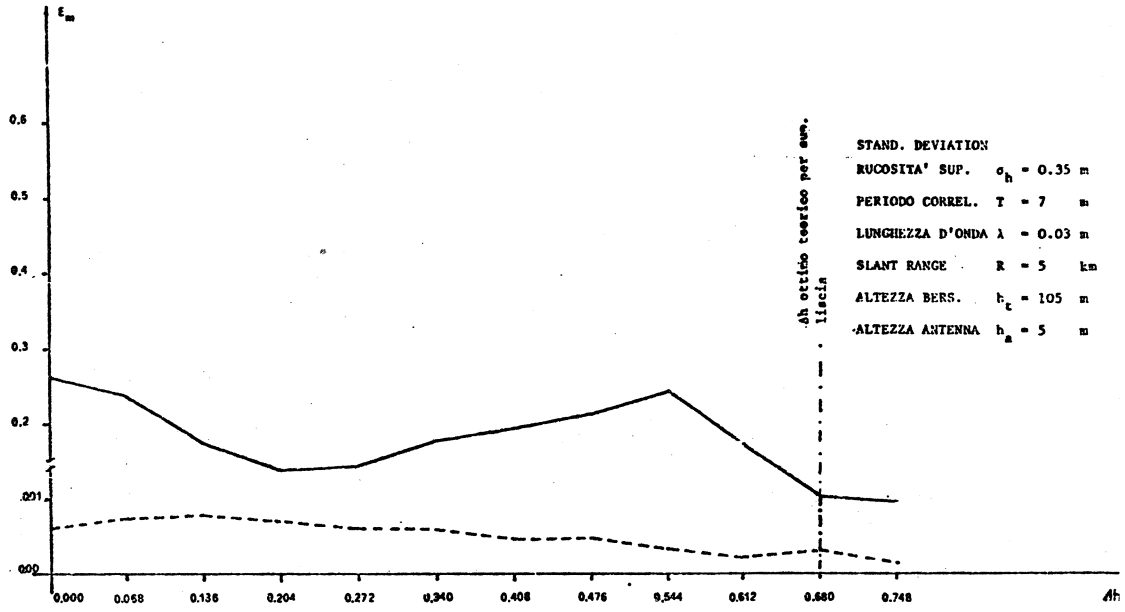


Fig. 1 - Valore medio del modulo della somma dei campi ricevuti da due antenne in diversità d'altezza Δh, al variare di Δh. Superficie molto rugosa.



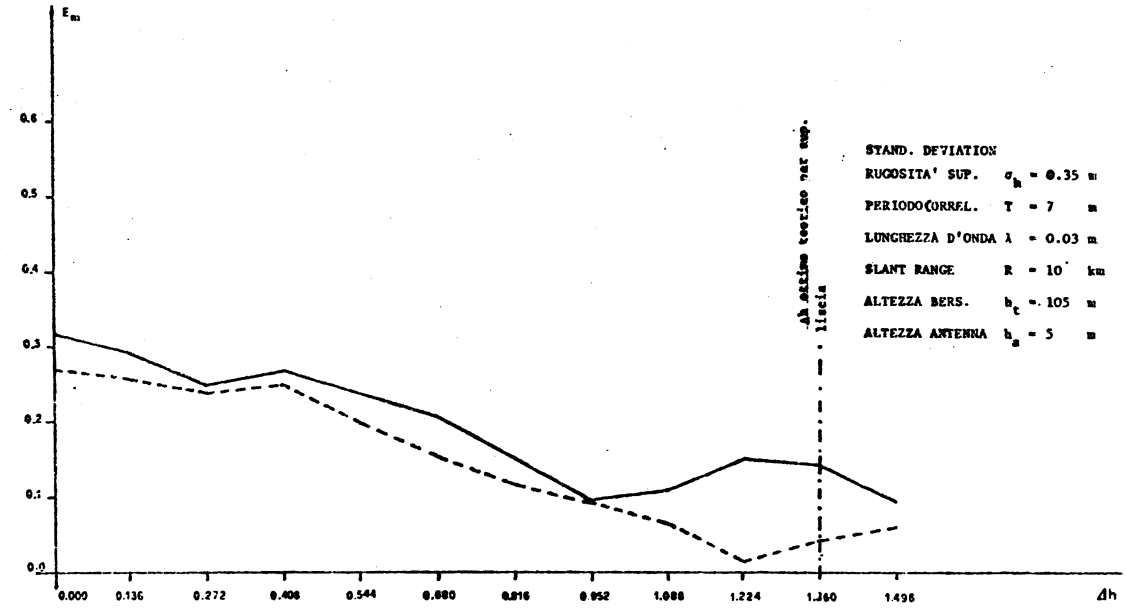


Fig. 2 – Valore medio del modulo della somma dei campi ricevuti da due antenne in diversità d'altezza Δh, al variare di Δh. Superficie poco rugosa.

TAVOLA ROTONDA

sul tema

STATO E PROGRESSO DELLA RICERCA IN ELETTROMAGNETISMO IN ITALIA

P.Bernardi

O.M. Bucci

P.F. Checcacci

G. d'Auria

G. Gerosa

R. Zich

Coordinatore: F. Bardati

Hanno partecipato G. Barzilai e M. Puglisi

Sono intervenuti nella discussione: G.Brautti, F.Calamia, G.Falciasecca e G.C.Someda.

Coordinatore Questa prima riunione scientifica dei ricercatori italiani di elettromagnetismo applicato viene ora conclusa da una tavola rotonda su "stato e progresso della ricerca in elettromagnetismo in Italia". Spero che la discussione riesca di notevole interesse e attualitá per quanti lavorano in questo settore sia nell'universitá che negli enti di ricerca e nell'industria.

Pongo allora ai partecipanti la seguente domanda: quale é a vostro avviso, sulla base dei lavori presentati nella sessione di cui siete stati chairman e di altri elementi di vostra conoscenza, lo stato della ricerca elettromagnetica in Italia e le sue prospettive future?

Bernardi La caratteristica comune dei lavori presentati nella mia sessione é costituita dall'introduzione e dall'utilizzazione di metodologie di misura di tipo elettromagnetico. Tali metodologie sono state impiegate in vari campi quali, ad esempio, lo studio dei parametri elettrici dei materiali, l'analisi degli effetti biologici prodotti dalle radiazioni elettromagnetiche, il rilievo dello stato di deformazione dei materiali, l'olografia a microonde. Un primo aspetto emerso dalla presentazione di tali lavori é rappresentato dall'interesse di numerosi ricercatori per applicazioni al di fuori dell'area classica di studio degli elettromagnetici e cioé quella delle telecomunicazioni. Un secondo aspetto é costituito dalla introduzione di nuove tecniche di misura rese possibili dai recenti progressi avutisi nel campo dei dispositivi, dei circuiti e della strumentazione elettronica.

Io penso che proprio da una crescente utilizzazione di nuove metodologie di misura possano derivare futuri sviluppi dell'elettromagnetismo, specie se si dará luogo a ricerche coordinate fra varie unitá di ricercatori. Tali ricerche potranno consentire da un lato l'utilizzazione comune di talune apparecchiature sofisticate e costose e dall'altro un raffronto critico tra risultati ottenuti seguendo metodi d'indagine differenti.

Zich Vorrei incominciare con una premessa: la riunione che si é appena conclusa ha avuto indubbiamente un certo successo sia per le presenze sia per il tipo di lavori presentati. Tuttavia a mio avviso si devono fare due osservazioni:

1) Non si é esaurito tutto il quadro dell'elettromagnetismo applicato; ci sono alcune importanti assenze ad esempio nel settore dei circuiti a microonde e delle onde millimetriche.

2) La presenza da parte delle Industrie é stata al di sotto di quanto si poteva pensare.

Venendo al quesito specifico sullo stato della ricerca elettromagnetica in Italia, penso si debbano distinguere aspetti diversi, cui corrispondono situazioni diverse. Se parliamo di *ricerca teorica*, é possibile una valutazione sostanzialmente positiva per quanto riguarda la qualitá ma si deve osservare che é limitata ad alcuni pochi settori specifici. Discorso analogo per la

numerizzazione dei problemi, che, partita in Italia con un certo ritardo,ha tuttavia delle buone prospettive,sempre con le limitazioni di prima, in quanto segue e si appoggia alla ricerca teorica, risultando quindi confinata negli stessi settori in cui questa é viva. Il discorso diventa piú grave quando si parla di ricerca applicata con i suoi contenuti tecnologici, sperimentali, realizzativi, misuristici, ecc. Nel settore specifico dell'ottica integrata e fibre ottiche, la ricerca sui *materiali* e sulle *tecnologie* é praticamente assente. Attivitá di qualche rilievo sono invece presenti nello studio di *dispositivi*, che per altro risente delle forti carenze tecnologiche. Per quanto riguarda le *misure* esiste invece nell'intero settore dell'elettromagnetismo una discreta disponibilitá di competenze e di attrezzature, distribuita anche abbastanza bene geograficamente ed in grado di operare in quasi tutto lo spettro seppur con qualche grossa eccezione.
Esiste oggi nella ricerca in generale, e quindi anche in quella elettromagnetica, una situazione di disagio, che aumenta progressivamente man mano che si allontana dall'aspetto teorico, quasi accademico, per avvicinarsi ai problemi applicativi. Questo é indubbiamente legato ad una situazione di committenza carente. Non so se avremo tempo di trattare ora questo aspetto. Il punto é che la committenza industriale é praticamente assente ed inoltre mancano quei grossi centri promozionali e di coordinamento come la National Science Foundation,la NASA, la Air Force Cambridge Res.Lab., la NOAA e così via, che possono essere considerati come veri e propri "imprenditori" di ricerca. Cosa che non puó essere assolutamente detta del CNR di oggi.
Prospettive future: sono ovviamente pesantemente condizionate dalla situazione attuale per cui sarebbe necessario avviare un discorso di radicale cambiamento. Non ci si puó limitare a coordinare in qualche modo iniziative che nascono isolate e difficilmente interfacciabili; é chiaro che questo é il meno che possiamo fare ma non risolve il problema di far crescere una ricerca applicata qualificata. Se c'é qualche speranza, questa deriva dal fatto che la presa di coscienza di questi problemi si sta diffondendo assieme alla richiesta di una maggior chiarezza, organizzativa e programmatica, nel mondo della ricerca.

d'Auria Penso che i filoni di ricerca che sono stati individuati in questa riunione siano abbastanza significativi dello stato attuale della ricerca elettromagnetica in Italia. Certamente alcuni dei problemi che sono stati presentati sono forse ancora in uno stato di lievitazione, ma comunque sono quelli che attualmente hanno notevole importanza.
Per quanto riguarda le prospettive future, va considerato che la ricerca di solito é mossa da certe esigenze, prime fra tutte quelle industriali. Peró anche l'interesse per problemi creati dalla sensibilizzazione dell'opinione pubblica, puó avere notevole importanza per indirizzare la ricerca su certi binari. Mi riferisco, per esempio, a ció che abbiamo sentito questa mattina sulle applicazioni dell'elettromagnetismo alla scienza ambientale.
Qui effettivamente c'é quasi una esplosione di possibilitá di applicazioni dell'elettromagnetismo. E' vero che molte delle impostazioni di studio dei problemi ambientali non sono ancora orientate in senso elettromagnetico,ma spetta proprio a noi riportarle in questa direzione. La spinta che puó dare l'opinione pubblica allo studio dei problemi é notevole. Basti pensare alle posizioni assunte da molti enti locali, comuni, provincie, regioni, contrari alle installazioni di centrali termiche dell'Enel o altri stabilimenti inquinanti, per capire l'importanza di mantere sotto controllo alcuni parametri ambientali. Tra l'altro una non giusta impostazione del problema puó portare ad una spesa di elevata entitá, vedi carburanti piú costosi imposti all'Enel, installazioni di rilevatori ambientali di scarsa efficacia su vaste zone ecc. Si é formato recentemente un consorzio nella regione Emilia Romagna da parte delle

provincie di Modena e Reggio E., per l'installazione di una quindicina di centraline, per mantenere sotto controllo l'ambiente. Il costo si aggira su circa 35 milioni di lire l'una. Ebbene, un controllo di tipo elettromagnetico risulterebbe in molti casi piú efficace e forse meno costoso. Ripeto, spetta a noi essere presenti, come elettromagnetici, a queste possibili applicazioni.

Checcacci Sono rimasto piacevolmente sorpreso nel constatare la vasta partecipazione (si deve sempre ricordare che questo é un convegno nazionale e ogni paragone con convegni internazionali é fuori luogo).
C'erano molte comunicazioni e per contro non c'erano negli argomenti trattati sovrapposizioni.
La cosa che mi sembra sia un pó mancata é una partecipazione dell'industria.
L'elettromagnetismo in questo momento é una scienza applicata, si cercano nuove applicazioni delle onde elettromagnetiche.
Pertanto si richiede una stretta cooperazione con l'industria sia per il trasferimento delle soluzioni ai problemi, trovate nell'ambito della ricerca, sia per la richiesta di nuovi problemi da risolvere. In Italia fra ricerca pura e industria c'é tradizionalmente un vuoto che non consente il trasferimento rapido ed efficiente dei risultati.
Riferendomi ai soggetti posso citare alcuni di essi che non sono stati trattati: la parte strumentale della radioastronomia che forse peró afferisce in generale ai convegni di astronomia e la parte della radiometria attiva e passiva che costituisce un grosso campo della ricerca elettromagnetica attuale per le sue applicazioni al "remote sensing".

Bucci Ritengo che per quanto concerne l'analisi e le prospettive sia stato giá detto tutto. Io tenteró un po' di puntualizzare lo stato della ricerca dal punto di vista degli argomenti e dei contenuti, evidenziando in particolare quelle che a me sembrano le vie degne di sviluppo. Per quello che riguarda lo stato attuale della ricerca, credo che possano essere individuati tre o quattro settori. Il primo riguarda essenzialmente la ricerca sulle antenne. In questo settore la ricerca attualmente sviluppata in Italia riguarda la teoria delle antenne in generale, il comportamento delle antenne al transitorio, il progetto delle antenne,in particolare studio e realizzazione di antenne di prestazioni o caratteristiche speciali,ed infine lo sviluppo e la messa a punto di metodi di misura per la verifica di tali prestazioni. Poi c'é tutto il settore dello studio della propagazione e della diffusione delle onde elettromagnetiche, settore che é abbastanza ampio, sia come interessi sia come argomenti che sono stati presentati in questa riunione, o in generale nelle nostre riunioni, e quindi presenti in Italia.
Per quanto attiene alla propagazione guidata a microonde sono d'accordo con Checcacci che é stata poco rappresentata, ma sappiamo bene che nelle nostre riunioni é molto piú ampiamente rappresentata e quindi non ritengo determinante questa assenza. In generale piuttosto che di problemi nuovi, si tratta di elaborazione di tecniche numeriche per la risoluzione di problemi giá noti. Riguardo allo studio della diffusione, si é accennato in questa riunione al problema del calcolo di strutture elementari che possono servire come problemi canonici per le applicazioni poi di calcolo usando la teoria geometrica della diffrazione. Poi c'é tutta la grossa parte riguardante la propagazione ottica guidata e l'elaborazione ottica dei segnali che in parte é stata qui presentata, e Checcacci ci faceva notare che il problema é piú ampio di quanto non sia risultato trattato in questa riunione. Poi, e questo é emerso bene qui, tutti i problemi della propagazione sia nella bassa troposfera e nell'atmosfera, sia in generale in mezzi non

omogenei o varianti nel tempo, in modo random oppure no. Un altro settore che é emerso,mi sembra sia quello dell'interazione di onde elettromagnetiche con vari tipi di mezzi, dai fasci elettronici da una parte, sia in acceleratori sia in generatori, ai tessuti e materiali biologici, e all'ambiente, sia dal punto di vista di diagnostica ambientale sia da quello della compatibilitá elettromagnetica. Questi mi sembra siano essenzialmente i grossi temi fondamentali della ricerca elettromagnetica in Italia. Per quanto sia chiaro che qui l'elemento personale é molto piú forte tenteró ora di delineare quelle che sono a mio giudizio le linee di sviluppo, sempre rimanendo a livello di temi di ricerca. Un tipo di settore che mi sembra suscettibile di sviluppo é quello della problematica relativa ai campi elettromagnetici transitori, argomento che, per lo meno guardando a quello che succede in giro,sembra sia di notevole interesse. Ció sia dal punto dello studio delle antenne in transitorio, sia da quello dei collegamenti in mezzi dispersivi,per comunicazioni a larga banda ovvero per diagnosi ambientale, e anche, seppur qui la ragione originale é essenzialmente di carattere militare, propagazione in mezzi di caratteristiche variabili nel corso del tempo. Collegato a mio avviso dal punto di vista metodologico a questo problema di studio del transitorio, proprio perché anche esso richiede uno studio su larga banda, é un settore che mi sembra emergente, cioé quello dello studio di problemi non lineari, sia nella propagazione, e questo é un fatto classico, per lo meno a livello di propagazione di segnali ottici di elevata intensitá, sia nella diffusione da parte di elementi che presentano non linearitá: antenne caricate con elementi non lineari od elementi diffusori non lineari. E' poi emersa in questa riunione una linea riguardante il problema della generazione non convenzionale delle onde elettromagnetiche ed in particolare il problema della saldatura fra le onde millimetriche e il lontano infrarosso: anche questo é un campo di ricerche che nel futuro dovrá certamente evolversi. Vi é quindi quello che é stato l'argomento principale di questa riunione, cioé l'elettromagnetismo che abbiamo chiamato *ambientale* e/o *biologico*, sul cui significato credo ormai tutti ci intendiamo, ed infine il settore della propagazione ottica e in particolare dell'ottica integrata. Mi sembra peró che in quest'ultimo settore quelli che effettivamente emergono sono problemi di carattere realizzativo e tecnologico, piú che problemi di studio di elettromagnetismo in senso stretto.
Queste mi sembrano essere, dal punto di vista di contenuto e allo stato attuale, le linee di sviluppo dell'immediato futuro.

Gerosa Dopo quanto é stato giá detto, poc'altro mi resta da aggiungere. Ad esempio il confronto quantitativo tra la ricerca sviluppata nell'elettromagnetismo vent'anni fa e oggi. E' aumentato grandemente il numero di ricercatori. A quell'epoca la ricerca era pura, non applicata. Prima del famoso decreto del '60 non c'erano neanche discipline elettromagnetiche nel curriculum di studi della facoltá di ingegneria. Adesso si pensa forse di levarle di nuovo, ma questo é un altro discorso. Oggi, nella situazione attuale, l'elettromagnetismo é entrato nelle facoltá di ingegneria, in un gran numero di discipline; questo per ció che riguarda la didattica.
Per ció che riguarda la ricerca, c'é uno sviluppo della ricerca elettromagnetica applicata. Io trovo (forse non sono molto d'accordo con Zich) che oggi c'é un orientamento della ricerca elettromagnetica verso l'applicazione. E da questo punto di vista c'é anche da notare un ampliamento di obiettivi. La ricerca elettromagnetica applicata in Italia, e non solo in Italia, é sorta e si é sviluppata al servizio prevalentemente delle telecomunicazioni; oggi questo obiettivo si é ampliato. Oggi, cioé, il settore delle telecomunicazioni é solo uno degli interessi applicativi dell'elettromagnetismo e ci sono molti altri settori applicativi in cui l'elettromagnetismo é entrato a svolgere una parte dominante. Sono stati giá enumerati questi settori: il settore delle

interazioni biologiche, il settore ambientale, il settore della diagnostica dei materiali e tutti gli altri che sono stati sviluppati nel corso di questo convegno.
Questo confronto tra la situazione del passato e la situazione odierna, favorevole alla situazione odierna, ci induce poi a ben sperare per quello che potrá essere, nello stesso senso, uno sviluppo nel futuro.

Coordinatore Rivolgo ora ai partecipanti la seconda domanda: la ricerca, sviluppata in Italia nel campo dell'elettromagnetismo applicato, vi sembra rispondere a esigenze oggettive o essere invece motivata da istanze culturali dei singoli gruppi di ricerca?
In altri termini, come si inseriscono queste ricerche nello sviluppo tecnico, economico del paese? Vi sembra che la ricerca sia in taluni settori carente ed in altri ridondante?

d'Auria Veramente nella risposta al quesito precedente c'é giá in parte la risposta a questo secondo. Gli sviluppi futuri della ricerca sono per lo piú vincolati alle esigenze del paese.
Allo stato attuale non trovo molta discordanza tra lo stato della ricerca e le presenti esigenze sentite dal paese.
Certo, per il futuro é richiesta una maggiore attenzione da parte dei gruppi di ricerca a recepire nuove esigenze di applicazioni elettromagnetiche. Quello che dico non é limitato al solo elettromagnetismo, in quanto in generale dovrebbe esserci una maggiore spregiudicatezza nell'affrontare problemi nuovi, applicazioni nuove. L'applicazione ambientale citata prima é un esempio, ma ci sono problemi che continuamente vengono portati alla ribalta ed in cui noi potremmo essere presenti. La gestione delle risorse naturali del paese é un altro esempio.

Checcacci Indubbiamente una certa parte della ricerca elettromagnetica in Italia nasce da spinte spontanee piú che da specifiche richieste del paese. Tuttavia non mi sento di disapprovare la situazione; data la specificitá del nostro campo il nostro apporto non puó avere una risonanza paragonabile ad altri temi di attualitá (ambiente, energia ecc.), anche se puó esistere come supporto di questi.
D'altronde una certa spontaneitá é necessaria alla formazione e allo sviluppo della cultura.
Semmai deploro ancora la mancanza in Italia di strutture idonee (da ambo le parti) per un rapido trasferimento e utilizzazione di queste conoscenze da parte dell'industria. La formazione di tali strutture per mezzo ad esempio di osmosi di persone nei due sensi, sarebbe altamente auspicabile per far decrescere la dipendenza dell'Italia dall'estero in materia di know—how che é estremamente dispendiosa per l'economia nazionale.
Non saprei dare una risposta precisa al fatto dell'inserimento e della carenza di argomenti nel contesto nazionale.
In effetti, sempre per mancanza di strutture adeguate, anche ricerche di attualitá che si inseriscono nelle necessitá del paese, ad esempio effetti biologici di radiazione EM, non sono state chieste formalmente dal paese; é stata una nostra libera iniziativa anche se probabilmente centrata. Questo conferma la validitá della spontaneitá purché vi sia una efficiente utilizzazione della stessa.

Bucci A mio parere se per esigenze oggettive si intendono quelle dell'universitá e degli enti di ricerca, allora sì, la nostra ricerca é dettata da esigenze oggettive. Se si intendono, viceversa, esigenze di carattere sociale del paese secondo me non é da queste che é nata la ricerca elettromagnetica in Italia. Non mi sembra che siano state le esigenze sociali o di altro genere, non interne al gruppo dei ricercatori dell'elettromagnetismo, quelle che hanno portato avanti dei settori. Cioé, a mio parere, le eventuali intersezioni tra campi di ricerca e settori applicativi, o anche settori che potranno essere a nostro giudizio di interesse sociale, derivano dal fatto che in certe sedi certi ricercatori sono indirizzati da tempo verso tali settori. Altri poi potranno seguirli o meno, ma sono perfettamente convinto che la nascita di questi fenomeni non sta in esigenze di carattere sociale. D'altra parte ció mi sembra un fatto ovvio. Se pensiamo a come va avanti la carriera scientifica e universitaria in Italia, mi sembra che chiedersi e dire che essa risponda ad esigenze sociali sia per lo meno un po'azzardato.
Il fatto poi che generalmente manchi una committenza della industria,a parte la situazione dell'industria italiana che é quella che é, non puó attribuirsi solo a cattiva volontá da parte di quest'ultima. L'industria sa benissimo che le esigenze universitarie sono quelle che sono e non sempre possono rispettare quelle di carattere industriale, in particolare di avere rapidamente certi risultati magari in settori che non danno luogo a pubblicazioni scientifiche e quindi non interessano la universitá o i ricercatori dell'universitá.
Pur ravvisando il fatto che, tutto sommato, c'é stata come diceva prima Gerosa un'evoluzione notevole nel campo dell'elettromagnetismo in Italia da ricerche di carattere puramente teorico, a ricerche di carattere applicato che,per il solo fatto di essere applicate, sono probabilmente piú vicine a quelli che possonoessere gli interessi reali del paese, non penso che ci sia stata un'interazione diretta con esigenze reali del paese. D'altra parte credo che non solo nel nostro, ma anche in tutti i settori di ricerca in Italia questo tipo di interazione sia stata molto scarsa: non saremmo nella situazione in cui siamo a livello di problematica dell'energia, dei servizi sociali, etc. se questa interazione ci fosse stata. Per quello che riguarda poi invece il giudizio sui settori, se siano carenti o ridondanti, alcune cose mi sembra che siano giá state dette e non le voglio ripetere. Per quello che riguarda sviluppi eccessivi, che io riconduco sempre ai motivi di fondo giá accennati, cioé necessitá di certi comportamenti nell'ambito dell'universitá e degli enti di ricerca, certamente ci sono casi di iperspecializzazione, calcoli assolutamente fuori di ogni esigenza che non sia quella di fare un calcolo che non sia giá stato fatto da altri. Questo soprattutto, a mio modo di vedere, nel settore della propagazione guidata.
D'altra parte ció ha origine nelle tradizioni dei vari gruppi di ricerca e a volte ha motivazioni di carattere personale, poiché é chiaro che chi per diverso tempo ha fatto certe cose difficilmente cambia strada.
Veniamo ora a quelle che, a mio avviso, sono le carenze. Una é stata giá evidenziata, e consiste essenzialmente in una certa limitazione degli argomenti, cioé certi tipi di possibili argomenti di ricerca nel campo dell'elettromagnetismo non sono, per varie ragioni, effettivamente coltivati in Italia. Ma quello che mi sembra un po' la carenza fondamentale, in vista di quella che invece sembra essere una tendenza emergente, é una certa carenza di approfondimenti di carattere interdisciplinare. Se é cioé vero,e risponde quindi a un fatto reale la tendenza che sembra emergere ad un certo allargamento dell'area di interessi che comporta in particolare il considerare il settore delle telecomunicazioni come uno dei possibili settori, nemmeno piú predominate se dobbiamo giudicare sulla base numerica dei lavori presentati in questo congresso, allora mi sembra che a questo fatto non corrisponda un adeguato livello di preparazione interdisciplinare. Non mi sembra affatto che, per esempio, la preparazione in set-

tori biologici dei ricercatori di elettromagnetismo, sia lontanamente paragonabile a quella che hanno gli stessi ricercatori di elettromagnetismo in settori del tipo comunicazioni.
Ora se veramente queste applicazioni devono andare avanti, non credo che possano ridursi semplicemente ad avere e risolvere dei problemi, quali quelli della migliore simulazione dell'uomo e del calcolo di tutti i campi possibili al suo interno. Io credo che se qualcosa di positivo deve venir fuori da questi nuovi campi di interesse, deve essere anche un effettivo contributo a capire e ad interpretare i fenomeni. Questo secondo me richiede necessariamente un allargamento delle conoscenze a settori e a discipline che non sono tradizionalmente facenti parte forse neanche dell'ingegneria. Ma se veramente questo sviluppo, ripeto, soprattutto nei campi di applicazione biologica, ma anche nel campo dell'applicazione di tipo geofisico, deve esserci, é necessario, a mio modo di vedere, questo tipo di ampliamento degli interessi anche a livelli interdisciplinari.

Gerosa La domanda puó sembrare porre una alternativa tra esigenze oggettive e istanze culturali di gruppi ed io direi anche di singoli. E in questa alternativa sembrerebbe di vedere una subordinazione tra i due scopi, nel senso che lo scopo di esigenze oggettive vada inteso come uno scopo superiore rispetto a esigenze culturali di gruppi o di individui.
Ora io non sono troppo d'accordo nel vedere nè un'alternativa, nè una subordinazione tra questi scopi. Intanto é da tenere presente che l'esigenza della ricerca costituisce una delle esigenze fondamentali, piú nobili forse, dello spirito umano, quindi non deve in nessun caso essere mortificata l'esigenza culturale individuale. In ogni caso poi la ricerca, il sapere scientifico, anche se attuati a livello individuale, costituiscono sempre un patrimonio comune dell'umanitá e costituiscono un fattore di progresso e potranno poi magari essere suscettibili di applicazioni, oggi impensate, in epoche future. La storia della scienza é piena di questi esempi.
A parte questa premessa iniziale, peró io trovo che lo svilupparsi di una ricerca elettromagnetica applicata in Italia rappresenta senz'altro un aspetto favorevole per il paese, anche dal punto di vista dell'orientazione dello sviluppo industriale. Perché? Perché in genere la ricerca elettromagnetica é associata ad una mentalitá di tipo componentistico, cioé allo studio di un fenomeno nella sua struttura fisica, che é direi in opposizione, o in contrapposizione o di complemento all'aspetto sistemistico.
Ora noi oggi riscontriamo che c'é una tendenza a sopravvalutare forse l'aspetto sistemistico della progettazione, e in particolare nella progettazione industriale. In Italia in particolare la industria ha una tendenza a progettare dei sistemi e invece a ricorrere all'estero per acquistare dei componenti. Ritengo che questo non sia un aspetto favorevole per l'industria nazionale e che invece lo sviluppo di una mentalitá componentistica, che permetta di attuare una progettazione globale, complessiva, in Italia, dal componente al sistema, sia senz'altro un aspetto favorevole. E in questo aspetto, cioé sullo sviluppo di una mentalitá componentistica, trovo che la ricerca elettromagnetica é essenziale.

Bernardi La domanda prospetta una suddivisione tra ricercatori che si occupano di ricerca di base e, come tali, trascurano i risvolti pratici, e ricercatori esclusivamente finalizzati verso le applicazioni. Questa separazione di interessi non puó stare alla base di una conduzione intelligente della ricerca in quanto ogni progresso tecnico apre prospettive per la ricerca fondamentale ed ogni risultato di base é l'incentivo per nuovi sviluppi applicativi. A mio avviso, i lavori che sono stati qui discussi hanno mostrato una effettiva compenetrazione tra i due aspetti anzidetti. Mi riferisco ad esempio al modo con cui sono stati affrontati i problemi relativi alla misura del grado di inquinamento ambientale, inteso nella forma piú ampia.

Si é cercato anzitutto di scegliere le grandezze piú idonee a rappresentare l'inquinamento dal punto di vista elettromagnetico, si é passati poi a definire tali grandezze ed a studiarne i metodi di misura piú precisi ed affidabili, si sono infine introdotti dei modelli matematici atti a determinare soluzioni analitiche e modelli fisici idonei a rilievi sperimentali. Tutto questo é un esempio di ricerca che, partendo da problemi che é interesse oggettivo risolvere, si sviluppa attraverso una metodica di base che puó eventualmente portare a stabilire definizioni e ad ottenere relazioni applicabili in generale anche in campi piú ampi di quello strettamente connesso all'esigenza di partenza.

Zich Concordo con Bucci sul fatto che in Italia la ricerca in generale, e quindi anche nel settore dell'elettromagnetismo, nasce piú da istanze culturali dei singoli gruppi che non da esigenze oggettive. Questo senza voler dire che dette istanze culturali debbano necessariamente essere in contrasto con esigenze oggettive. Il fatto é che in Italia siamo in presenza di ricercatori con la R maiuscola, in quanto non solo ricercano ma perdono buona parte del loro tempo a ricercare cosa devono ricercare. Inoltre non si puó porre il problema della ricerca nello sviluppo tecnico ed economico del paese solo agli addetti ai lavori, cioé alla gente dell'Universitá e del CNR. Qui ritorna il discorso della carenza di committenza, connessa anche alla situazione dell'industria elettronica italiana. Di questa, una parte consistente rientra nell'area dell'industria statale e dovrebbe quindi avere tutte le caratteristiche di una committenza pubblica. Invece si ha la sensazione di una gestione con mentalitá privatistica, caratterizzata da mancanza di correlazione fra ricerche di enti diversi, da una spiccata tendenza da parte di ognuno a fare tutto in casa entro centri propri, da una limitatissima diffusione di risultati e scarsa possibilitá di scambio di competenze ed esperienze. I contatti con l'Universitá hanno consistenza modesta e sostanzialmente si limitano a collaborazioni di tipo personale. Un'altra parte dell'industria elettronica italiana é sotto l'ala delle multinazionali ed é opinione non priva di fondamento che in questa area vi sia una distribuzione geografica del lavoro in fasce a differente contenuto tecnologico; e si dá il caso che l'Italia non goda di una situazione di privilegio. In concreto da noi si fa sostanzialmente produzione di apparati mentre ricerca e sviluppo di tecnologie avanzate si consolidano soprattutto in alcuni pochi paesi esteri. A questo punto un cambiamento della situazione nella ricerca applicata é strettamente legato ad un discorso di riqualificazione industriale che deve passare attraverso scelte politiche piuttosto coraggiose ed é noto che la nostra possibilitá di influire su queste é tradizionalmente molto scarsa.
Per quanto riguarda quanto diceva Bucci sulla presenza di alcuni temi cui si dedica una eccessiva attenzione, mi sembra che questo sia soprattutto legato a fenomeni di stanchezza. D'altronde non é neppure un problema solo italiano in quanto anche in sede internazionale e nei congressi piú qualificati, non é inusuale assistere a sviluppi, sproporzionati e artificiosamente prolungati, di temi di non grossa consistenza scientifica e tecnica.
Totalmente d'accordo invece sul fatto che vi sia una certa limitazione degli argomenti scelti e sulla mancanza di un vero discorso di interdisciplinarietá. Questo vale per le applicazioni biologiche prima citate, ma non é meno vero per altri importanti settori ed in particolare é vero per l'ottica integrata dove tutto il campo dello sviluppo di nuovi materiali e tecnologie non riesce praticamente a decollare.

Coordinatore Mi sembra ora opportuno sentire anche le opinioni dei presenti. Domando

allora a tutti se, a integrazione di quanto giá detto nei precedenti interventi,esistono altre tematiche di rilievo da trattare e nuove argomentazioni da presentare.

Brautti Io ho notato una notevole carenza, cioé un argomento completamente mancante in questo convegno e questa mancanza mi ha anche spiegato l'assenza di un certo numero di persone che io sapevo che si occupano di elettromagnetismo in Italia e che a prima vista mi ha meravigliato non trovare qui.
Cioé esistono dei problemi enormi dove c'é anche una notevole richiesta, posti attualmente dagli studi sulla fusione controllata. Tutto quello che riguarda lo studio dei plasmi. In quel campo non si puó affermare che non c'é una richiesta. In questo momento l'Euratom sta cercando a chi dare da realizzare il famoso progetto JET. Ci sono delle persone in Italia che si occupano da anni di problemi di questo tipo. Ora quelli sono dei tipici problemi di elettromagnetismo. In questo senso vorrei ricordare che certamente é molto piú facile risolvere i problemi di elettromagnetismo nei casi in cui le correnti e le cariche sono quasi ovunque nulle. Peró purtroppo questo non succede nei plasmi e lá si tratta di problemi di elettromagnetismo molto piú difficili. Ora ci sono dei team che stanno affrontando questi problemi, sia dal punto di vista teorico, sia dal punto di vista sperimentale in qualcuno dei piú grandi centri di ricerca che abbiamo in Italia e in qualcuno dei piú grandi centri di ricerca che si stanno preparando in Europa. Alludo, per esempio, ai laboratori nazionali di Frascati dove la costruzione del Tokamak superconduttore, il riscaldamento dei plasmi sia mediante laser sia mediante microonde ecc., pongono veramente problemi di elettromagnetismo di grande complessitá e di grande novitá.
In questo senso vorrei ripetere che in quel caso non c'é mancanza di richiesta di ricerca, in quel caso l'Italia forse non ha abbastanza da offrire e per questo ci troviamo in difficoltá a far venire ad Ispra il famoso progetto JET.

Someda Dovró fare una breve premessa, per illustrare perché rispondo al quesito con un quesito. Ecco dunque la premessa. Ho la sensazione che da questa tavola rotonda le applicazioni dell'elettromagnetismo alle telecomunicazioni siano uscite, per così dire, un po' con le ossa rotte.Ora, per parte mia, non sono del tutto convinto che le telecomunicazioni non siano un'importante motivazione sociale per la ricerca: in fin dei conti, se avessimo servizi di telecomunicazioni piú vasti e piú efficienti, potremmo viaggiare molto meno e così finiremmo per inquinare molto meno l'ambiente, se non altro con gli scarichi dei mezzi di trasporto.
Da questa premessa segue, spero in modo comprensibile anche se forse non del tutto ovvio, l'opportunitá di sollevare un problema, molto importante data la limitazione numerica della forza di lavoro disponibile in Italia per la ricerca e la limitazione del supporto finanziario; un problema a mio avviso troppo grosso perché si possa pensare qui, ora, alla sua risoluzione, ma di cui é bene menzionare almeno l'esistenza.
Si tratta del quesito se sia bene distribuire le forze disponibili in Italia nel settore dell'elettromagnetismo applicato su un arco quanto piú vasto possibile di problemi, che presentino interesse sotto il profilo culturale e quello sociale, oppure se convenga piuttosto compiere uno sforzo di selezione degli obiettivi e di concentrazione delle forze, a favore degli argomenti su cui le prospettive nazionali siano più favorevoli.
Ripeto che mi rendo conto che si tratta di un problema enorme, che certamente non puó essere risolto in questa sede, ma mi é parso opportuno non ignorarlo totalmente.

Falciasecca Quanto ho in animo di dire puó colmare in parte la lacuna lamentata dal prof. Zich riguardo all'assenza di interventi nel campo delle onde millimetriche. Per motivi vari non é stato possibile presentare un lavoro sulla ricerca condotta sulla guida d'onda circolare, é opportuno quindi che almeno in occasione di questa tavola rotonda venga riferito sull'argomento. Il lavoro é giunto attualmente alla fine della sua fase primaria, quella che interessa la ricerca vera e propria: si tratta di un esempio di ricerca coordinata e finalizzata ed in tal senso rappresenta una verifica di molte delle cose che sono state qui affermate. Infatti gli enti di ricerca interessati si sono coordinati fra loro e le industrie nazionali si sono mosse dietro all'obiettivo di realizzare il sistema completo; é peró mancato l'intervento di un ente programmatore che individuasse l'obiettivo da promuovere. L'ente pubblico competente, l'Istituto Superiore delle Poste e Telecomunicazioni, é comunque intervenuto rendendosi conto, sulla base del lavoro preliminare svolto, che il tema di ricerca era di interesse per il paese. Ha quindi fatto proprio l'obiettivo perseguendolo, da quel momento, come finanziatore e coordinatore. Lo stato della ricerca é tale che l'I.S.P.T. avrá tra breve a disposizione, oltre alle apparecchiature costruite dalle ditte, anche i risultati della lunga sperimentazione giá eseguita. Sono inoltre stati messi a punto i vari metodi di misura delle caratteristiche del mezzo trasmissivo e i programmi di analisi e progetto al calcolatore.
Gli enti competenti saranno quindi pienamente in grado di prendere una decisione su basi tecniche ed economiche relativamente ad una fase di sviluppo che dovrebbe comprendere una tratta sperimentale. La ricerca svolta é fortemente inserita nel settore elettromagnetismo applicato, soprattutto per quanto riguarda l'attivitá del gruppo con sede a Pontecchio Marconi. Poiché l'obiettivo é la realizzazione di un sistema di comunicazione, il risultato elettromagnetico conseguito viene un po' a confondersi con la sua applicazione, cioé la risoluzione di un certo problema di comunicazione. Questa parziale perdita di entitá é insita nel fatto che un lavoro di elettromagnetismo applicato rappresenta un mezzo per perseguire un certo fine e da quest'ultimo resta quindi, sotto certi aspetti, mascherato.

Calamia Volevo un momento riallacciarmi al discorso di Zich allorché parla di carenze di committenza da parte dell'industria. Si tratta di vera carenza o piuttosto del fatto che l'universitá e anche molti laboratori del CNR non possono offrire quelle garanzie, non certamente incapacitá, ma piuttosto nel rispetto dei tempi, nello svolgimento dello studio di problemi precisi posti non solo dall'industria nazionale ma anche dai grossi enti internazionali?
Esiste per esempio una serie di programmi di studio a livello comunitario europeo, a cui l'Italia contribuisce con un certo numero di miliardi, i quali vengono ridistribuiti alle varie nazioni per stimolarne l'impegno in certi settori particolari. Ebbene la situazione di circa un anno, un anno e mezzo fa, é che della quota versata dall'Italia ne ritorna sotto forma di contratti una parte di gran lunga inferiore. Ci sarebbe, invece, da parte della Comunitá, la tendenza a far rifluire in Italia piú di quanto l'Italia versa.
Si tratta indubbiamente di problemi di dimensioni notevoli che dovrebbero essere affrontati da piú Istituti insieme, al livello per esempio anche di un gruppo come questo di Elettromagnetismo del CNR.

Coordinatore Un aspetto che non é stato ancora discusso riguarda l'esistenza di affinitá metodologiche fra i vari filoni in cui abbiamo visto articolarsi attualmente la ricerca elettro-

magnetica in Italia. Rivolgo pertanto una domanda in tal senso ai partecipanti.

Bucci Io intravedo essenzialmente quattro momenti abbastanza unitari, unificanti. Uno é costituito dai metodi di analisi matematica, che sono essenzialmente abbastanza uniformi. Il secondo fatto che si rileva é la sempre piú diffusa utilizzazione di metodologie numeriche piú o meno avanzate, piú o meno corrette, con relativi metodi di approssimazione. Poi c'é certamente, e questo é giá stato messo in rilievo, una tendenza a ricerche in settori anche applicativi, cioé da una ricerca puramente teorica, si é perlomeno passati a porsi il problema delle applicazioni di queste ricerche.
Infine un'altra tendenza, che é stata anche essa giá messa in rilievo, é quella di cercare settori, applicazioni, che non siano soltanto quelli delle comunicazioni. Ció non significa naturalmente che una buona parte della ricerca non rimanga ancora legata ad applicazioni di tipo telecomunicativo, non foss'altro perché questo é l'indirizzo tradizionale, e pertanto piú facilmente percorribile.

Gerosa Ci sono senz'altro, Bucci le ha indicate, delle affinitá tra i vari filoni di ricerca nell'elettromagnetismo. Affinitá che senz'altro vanno riscontrate soprattutto nel metodo di studio dei problemi. Cioé in particolare, tanto per citare qualcosa, l'uso di sviluppi in serie di autofunzioni, il metodo dei momenti, l'uso delle funzione di Green. Anzi direi di piú: queste metodologie, che poi sono preludio alle tecniche numeriche, oggi evolvono verso le tecniche numeriche, perché in realtá una tendenza attuale alla risoluzione dei problemi, non é tanto quella di ottenere la formula risolutiva, ma quella di permettere di arrivare ad una analisi numerica dei fenomeni, dei problemi da studiare, in maniera da acquistarne una conoscenza profonda.
Tuttavia, queste metodologie hanno la caratteristica di non essere esclusive dell'elettromagnetismo, ma sono comuni a gran parte dei problemi della fisica applicata e dell'ingegneria. C'é quindi una unificazione di metodologie, che si va oggi diffondendo.

Bernardi Non é facile rispondere a questo quesito, tenuto conto dell'alto numero di applicazioni prese in esame in questa riunione. Mi é sembrato tuttavia di poter riscontrare in un discreto numero di lavori un'affinitá metodologica consistente essenzialmente in una analoga procedura di impostazione dei problemi affrontati. L'articolazione di tale procedura, da me giá indicata nella precedente risposta relativamente all'esempio delle ricerche sull'inquinamento, consiste essenzialmente nella scelta e nella definizione delle grandezze piú idonee ad introdurre un modello elettromagnetico del problema e nel ricercare quindi i metodi analitici e le tecniche sperimentali piú idonee a mettere in luce determinati aspetti specifici. Particolarmente interessante mi é apparso infine il fatto che questa metodologia, tipicamente elettromagnetica, sia stata adottata anche in quei lavori che hanno affrontato un argomento largamente interdisciplinare quale quello dell'interazione tra onde elettromagnetiche e tessuti biologici.

Zich In linea di principio si puó concordare sul fatto che esistono alcuni aspetti unificanti nella ricerca elettromagnetica in Italia soprattutto per quanto riguarda le metodologie analitiche e l'impostazione modellistica. Tuttavia la mancanza di uno sviluppo distribuito omogeneamente su tutta l'area, rende difficile un legame stretto tra settori differenti. Possiamo invece parlare di metodologia comune se prendiamo in esame i singoli settori; in ognuno di questi é in genere possibile una diretta compatibilitá di metodi e tecniche a livello

internazionale. In altri termini mentre é facile riscontrare una completa affinitá di linguaggio, metodi e problemi tra le ricerche fatte in Italia ad esempio nello scattering e quelle fatte negli USA, diventa purtroppo difficile confrontare questo settore con quello degli effetti biologici delle radiazioni. Il fatto é che il mercato scientifico italiano, al di lá delle sue pecche specifiche, é intrinsecamente limitato. Inoltre l'area coperta da questa riunione é molto ampia per cui ne segue, come giá osservato da Gerosa,che le metodologie unificanti non sono affatto specifiche dell'elettromagnetismo ma sono piuttosto comuni a tutta la fisica applicata.

d'Auria Devo rispondere che effettivamente purtroppo esistono delle affinitá metodologiche nell'affrontare di diversi problemi. Dico purtroppo perché penso che molte volte le metodologie dovrebbero seguire i nuovi problemi e le nuove applicazioni. Ad esempio mi é risultato un po' strano sentire certi lavori di elettromagnetismo applicato alla biologia in cui, non so, la cellula vivente in una cavitá é considerata come un pezzettino di dielettrico. Attenzione, perché andando di questo passo poi, l'uomo, come organismo vivente, viene considerato come uno slab dielettrico e cosí via. Il passaggio al continuo nella caratterizzazione di un mezzo non é sempre detto che sia conveniente o possibile e comunque deve essere prima approfondito. Certo creare approcci nuovi per la risoluzione di problemi nuovi non é facile. Penso che ogni applicazione ha sempre un grado piú o meno elevato di interdisciplinarietá e lo studio contemporaneo della parte collaterale dell'elettromagnetismo possa orientare in questo senso.
Cosí penso che lo studioso di elettromagnetismo che vuole studiare gli effetti biologici dei campi elettromagnetici, si premuri di studiare la biologia; chi vuole studiare gli effetti della atmosfera sulla propagazione dei campi e.m. studi anche la fluidodinamica, la fisica dell'atmosfera ecc.
Forse in questo modo, con una conoscenza piú intima del problema, probabilmente possono venir fuori metodologie piú appropriate.

Checcacci Non vorrei sembrare paradossale ma mi sembra che ricerca e metodologia siano, se portate all'estremo, antitetiche cioé quanto piú si fa ricerca avanzata tanto piú le metodologie sono aspecifiche, piú diventano specifiche piú si va verso la ricerca applicata. Nel campo delle onde elettromagnetiche direi che piú che di metodologie si puó parlare di persone che conoscono un certo campo e un certo tipo di discipline e quindi sanno muoversi nello stesso; in questo senso vi é una affinitá fra loro.
Io personalmente sono un po' contrario ad assestare e formalizzare delle metodologie. Nella ricerca si deve pensare essenzialmente a raggiungere un certo obiettivo, conosciuto o no. Le metodologie sono strumenti o mezzi di trasporto che ci portano verso gli obiettivi. Ora chi si dilunga sulle metodologie o é uno che viaggia per piacere o é una agenzia di viaggio, ma non un esploratore.

Coordinatore A conclusione di questo giro di domande, volevo riferire quanto il professor Puglisi, che si é dovuto assentare per partecipare all'elezione del Rettore nella sua universitá mi ha incaricato di dire a suo nome.

Puglisi Per quanto riguarda il primo quesito, lo stato é quello di elevato avanza-

mento sia sul piano teorico che sul piano tecnologico. Giustamente l'analisi numerica ha il sopravvento e l'uso del computer va incrementato al massimo.
Per quanto riguarda l'aderenza della ricerca alle reali esigenze del paese, sembra che le ricerche non rispondano sempre a esigenze oggettive nel senso che la motivazione é piú spesso di tipo culturale.
Per di piú sembra prevalente l'interesse nel settore delle tele-comunicazioni mentre i cultori dell'elettromagnetismo hanno la possibilitá di applicare la loro conoscenza in moltissimi campi. Uno dei piú importanti é quello dell'ingegneria biomedica.
Infine tra le tematiche di rilievo oltre alla citata ingegneria biomedica vanno considerate accuratamente quelle relative agli acceleratori di particelle e quelle relative allo studio delle risonanze paramagnetiche.
Per quanto sembri ovvio,é opportuno infine rilevare che l'indagine in campo elettromagnetico si basa sempre sulla fisica e sulla matematica,che sono le basi fondamentali della cultura per un ricercatore di elettromagnetismo. Gli ingegneri campisti sono,in particolare, i piú qualificati ad intervenire in tutte le applicazioni che richiedono cultura fisica e cultura matematica. In particolare l'ingegneria biomedica, che puó essere individuata come lo studio dell'uomo con i metodi dell'ingegneria elettronica, é uno dei campi nel quale piú autorevolmente il campista puó esprimere le proprie competenze dal punto di vista dello studio di modelli, della realizzazione di sensori, della misura accurata di parametri.

Coordinatore Il tempo che avevamo previsto per questa tavola rotonda é ormai scaduto. Prima di concludere vorrei peró sentire il pensiero del professor Barzilai, che ha attentamente seguito lo sviluppo del dibattito, ma non é ancora intervenuto. Il professor Barzilai ha maturato tra i presenti la piú lunga esperienza di ricerca e di insegnamento nel campo dell'elettromagnetismo e penso di interpretare il desiderio di tutti chiedendo la sua opinione sui temi discussi.

Barzilai Cosa posso dire su questo congresso? Posso dire che a mio avviso i lavori presentati sono a livello della maggioranza dei congressi internazionali. Quindi a me questa riunione ha fatto un'ottima impressione.
Per quel che concerne la ricerca, ho sempre avuto di essa una idea che coincide abbastanza bene con quella di Gerosa. Molto spesso si parla di coordinamento, si parla cioé di gruppi che si dividono la ricerca nelle sue articolazioni: ma questo, se é certamente molto utile per la ricerca di sviluppo, direi che é spesso dannoso per la ricerca di base o di pensiero. Anche in questo caso debbono naturalmente avvenire contatti fra i vari ricercatori, ma a livello informativo. La ricerca, quella che veramente fa avanzare l'umanitá, é una ricerca di pensiero. Credo che, se Einstein fosse stato coordinato molto, non avrebbe fatto niente. Come del resto,se il progetto Apollo non fosse stato ben coordinato, sulla Luna non si sarebbe andati.
Quindi a mio avviso la ricerca ha due aspetti abbastanza diversi. In questo congresso sono stati presentati alcuni lavori piuttosto originali e niente affatto coordinati con gli altri come per esempio l'olografia a microonde. Mentre alcuni lavori erano piuttosto coordinati fra loro e e presentavano delle metodologie abbastanza uniformi. Per quello che concerne lo sviluppo futuro, anzitutto desidererei che altre persone si aggiungessero al gruppo. Qui si é parlato di carenze; per esempio non si é discusso di plasma, come ha detto Brautti, perché la gente che si occupa di plasma non sta nel gruppo, o ce n'é poca. Sarebbe opportuno viceversa che que-

sto gruppo comprendesse veramente tutti gli elettromagnetici d'Italia. La mia impressione é che non li comprenda tutti, ma che ne comprenda solo una parte abbastanza piccola.
Per quello che concerne altre carenze che sono state evidenziate é chiaro che non si puó pretendere che in un congresso che dura due giorni siano rappresentati tutti gli aspetti significativi dell'elettromagnetismo.
Sempre per quel che concerne lo sviluppo futuro della ricerca in Italia, e in particolare quella del gruppo, penso che sarebbe effettivamente molto utile un coordinamento, nel caso della ricerca di sviluppo. Per l'altra, cioé quella di pensiero, no. Io mi augurerei anzi che ogni tanto in questi congressi venisse qualcuno con una cosa che proprio non c'entrasse nulla con i filoni consueti di ricerca, ma che fosse a un livello sufficiente, naturalmente. Sono, d'altra parte, convinto della necessitá del coordinamento per la ricerca di sviluppo; a questo proposito anzi diró che il coordinamento, noi avevamo provato a farlo nel filone relativo all'elettromagnetismo applicato all'ambiente. Ma il Consiglio Nazionale delle Ricerche non ha voluto darci ascolto e non ci ha dato il contratto finalizzato che noi avevamo chiesto. Il coordinamento é ad esempio importante anche per le ricerche sulle antenne, che si fanno in diversi nostri laboratori, e per le ricerche sull'interazione tra onde elettromagnetiche e ambiente, che sono fatte anch'esse in laboratori diversi.
L'altro tipo di ricerca, cioé la ricerca di base, é la vera ricerca di pensiero, come piace chiamarla a me: quella nasce spontaneamente e non puó esprimersi se si cerca di voler inquadrare tutti; per la ricerca di base ci vuole la massima libertá e il minimo coordinamento. E per l'altra ci vuole il massimo coordinamento e la minima libertá. Sono due cose che sono un po' in conflitto tra loro. Credo tuttavia che tutte e due vadano portate avanti, anche perché si aiutano vicendevolmente.
Per quello che concerne le motivazioni della ricerca nel paese, é chiaro che il secondo tipo di ricerca che é, piú o meno, una ricerca di sviluppo e di metodi, é quella che ha delle applicazioni piú immediate e forse é quella che é piú importante per il nostro paese, almeno adesso, o sembra la piú importante immediatamente. Peró l'altra io la rispetterei, cioé non vorrei coordinare sempre troppo e tutti. Bisognerebbe trovare il giusto mezzo, come sempre,in tutte le cose.
E chiudo questo intervento ringraziando molto il prof.Bardati che é stato veramente eccezionale; gli proporró anzi di organizzare qualche altro congresso, perché effettivamente lo ha fatto molto bene.

ENGLISH ABSTRACTS

SESSION I: ANTENNAS

Chairman: Prof.O.M.Bucci, Istituto Elettrotecnico, Universitá di Napoli, Naples

APPLICATION OF THE MOMENTS' METHOD TO WIRE ANTENNAS WITH REFLECTING SURFACES

I.Montrosset*, M.Orefice**

The application of the moment method to antennas constituted both by wires and reflecting surfaces is considered. The obtained results for impedance and radiation pattern are given, for a particular type of antenna, in which the comparatively large size of the ground plane allows to consider it as infinite.

A comparison with the experimental values is then made, confirming the validity of the procedure for non grazing angles and low values of the antenna height/diameter ratio.

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

** Centro Studi Propagazione e Antenne del CNR, Politecnico di Torino.

EVALUATION OF THE COMPLETE RADIATION PATTERN OF REFLECTOR ANTENNAS

I.Montrosset*, M.Orefice**

In this work a computer program has been developed, for the evaluation of the complete radiation pattern, from 0° to 360°, of reflector antennas. Physical optics and geometrical theory of diffraction have been used. The results have been compared with experimental values, for a 40 wavelength diameter parabolic reflector. Future trends of the work are also pointed out.

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

** Centro Studi Propagazione e Antenne del CNR, Politecnico di Torino.

DESIGN OF A POLARIZER FOR AIR TRAFFIC CONTROL ANTENNAS

P.Bernardi*, G.Parietti**, A.Saitto**

A numerical method based on the direct discretization of the Maxwell equations in integral form is presented in an extended formulation.

The extension, based on a suddivision of the structure under examination into not uniform

cells, may be applied to a lot of structures that may be examined by an uniform subdivision only with a larger number of equations.

The procedure allowed us to design a circular waveguide polarizer partially loaded with a dielectric for use in the feeding system of two Air Traffic Control antennas.

* Istituto di Elettronica, Universitá di Roma.

** Selenia, S.p.A., Roma.

A PRINTED-CIRCUIT DIPOLE ANTENNA

David E. Young*

The paper reports the performance of a half-wavelength dipole antenna, constructed using photo-lithography techniques. A plane reflector is positioned a quarter-wavelength from the dipole, and the feed line passes through the reflector.

Several methods of excitation are possible and the dipole limbs may be either fabricated or printed. Thus, there is a number of feasible, alternative mechanical arrangements of the dipole, and the paper discusses the physical effects of the choice of mechanical detail on ease of manufacture and electrical performance.

The results of measurements of radiation patterns, impedance and direction of polarization are presented for one dipole configuration.

One possible application of printed dipoles is in planar arrays. To provide data of mutual coupling, a small array of 5 by 5 dipoles is being studied. Measurements of the impedance and radiation patterns of single dipoles in the array may be used to estimate the influence of mutual coupling on the performance of a larger array.

* Selenia S.p.A., Roma.

A NEW SYSTEM FOR DYNAMIC MEASUREMENT OF AN ELECTRONICALLY DESPUN SATELLITE ANTENNA

R. Evangelisti*

In order to test the performances of the electronic despun antenna designed for the Meteosat satellite a new test system has been realized which allows the measured data to be presented in a compact form. The test system is able to synchronize the rotating beam with the antenna positioner speed and records directly the gain and the phase ripple which will be received from the earth stations.

* Selenia S.p.A., Roma.

A NEW METHOD FOR COMPUTING CORRUGATED HORNS PHASE CENTRE

P.Bielli*, E.Pagana*, G.Rosenga*

Corrugated feed horns are often required to offer a phase radiation pattern as flat as possible within the feeding angle subtended by the reflector edge. A method for phase-centre computation has been developped in order to maintain the phase variation lesser than a desired value all over the angle within the radiation pattern is considered. The phase centres and the phase radiation patterns obtained have been compared with experimental measurements. Variations of phase-centre positions with horn geometrical parameters, observation distance and wavelength have been plotted for some corrugated horns which can be considered as typical feeds for Cassegrain antennas.

* CSELT, Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni, Torino.

SESSION II: ELECTROMAGNETIC FIELD PROBLEMS

Chairman: Prof.G.Gerosa, Istituto di Elettronica, Universitá di Roma, Rome.

LEAKAGE FLUX ANALYSIS IN THE ALTERNATOR'S STATOR SLOT BY FINITE ELEMENTS METHOD AND STATE-VARIABLES APPROACH

E.Chiricozzi*, A.Di Napoli*

In this paper is carried out the analysis of the magnetic field produced by a rod, taking account the eddy currents also; the finite element method and state-variable approach have been emploied.

The Authors show the possibility to define the system's transfer function, that agrees the construction of rod's equivalent network.

* Istituto di Elettrotecnica, Universitá dell'Aquila.

THE "POISSON-LIKE" EQUATION FOR THE SUPERCONDUCTIVE TURBO-ALTERNATOR DESIGN

G.M.Veca*

The steady increase of the electrical machines power over the thousand of MW gives competitive the superconductive alternators. They are different from conventional alternators for their own morphology: the lack of stator's iron, the high air gap (several ten centimetres) and the iron annular circuit outer of the machine make unemployable the usual design techniques. Therefore the autor uses the "Poisson like" equation for determine the magnetic field distribution into the machine. By means of this mathematical procedure, for example, it is very easy to make optimum rotor winding for minimize the inductor harmonic distorsion.

* Istituto di Elettrotecnica, Universitá dell'Aquila.

THE ELECTROMAGNETIC NEAR FIELD TO DIELECTRIC CYLINDERS IN WAVEGUIDE

S.Caorsi*, G.Cicconi*, C.Rosatelli*

An exact solution, suitable to numerical calculations, for the scattered electromagnetic field near dielectric cylinders in rectangular waveguide when the cylinder axis is parallel to the

incident electric field vector is given.

The field is written in terms of rectangular waveguide normal modes and an easy determination of the scattering matrix for the structure results. The dielectric permittivity radial profile of the scattering cylinder is considered as parabolical.

The numerical calculation approximation depending on the truncation index of the series expansion is extimated by the unitary condition of the scattering matrix.

For teflon cylinders of different diameters centered transversally across the waveguide the calculated amplitudes of the scattered electric field along the waveguide is compared with the experimental results in X band.

The agreement between the computed values and the measured ones may be considered quite satisfactory in the whole frequency band; the maximum difference for the amplitude as well as for the phase is of the order of 10 .

* Istituto di Elettrotecnica, Universitá di Genova.

SOME ELECTROMAGNETIC SCATTERING SOLUTIONS IN WAVEGUIDES

S.Caorsi*, A.Carissimi*, G.Cicconi*

Some microwave scattering problems in waveguide are analyzed and solved by the point-matching method (PM) and by the moment method.

The solutions obtained by the PM technique are optimized by inverting the complex matrix of the related system by means of the generalized Moore-Penrose inversion method, which is also applicable to overdetermined and undetermined systems and consequently to rectangular and singular matrices.

The application here proposed of the moment method, differs from the usual ones, since the electromagnetic field is given in integral form in some regions and as a series expansion of modal functions in the other regions. The reduction to matrix formulation is obtained by means of a suitable choice of the weighting functions.

The aim of this work, and of its further developments, is to compare, in some tipical cases, the momento method with others, e.g. the matching-point method, whose results are presented in the paper. This comparison should permit the definition of a merite figure for the various methods, based on the features of the numerical computations compared with the results of experimental measurements.

* Istituto di Elettrotecnica, Universitá di Genova.

A SIMPLE COMPENSATED PERIODIC STRUCTURE FOR ELECTRON ACCELERATORS

P.Arcioni*, M.Bressan*, G.Conciauro*

It is proposed a new compensated periodic structure suitable for the realization of standing-wave linear accelerators. This structure is nearly as easy to be machined as the simple loaded waveguide commonly used in electron accelerators, and has the advantage of allowing a non-critical standing-wave operation at π-mode. The measured shunt impedence is comparable to the values commonly obtained from disc-loaded waveguides in travelling-wave operation.

* Istituto di Elettronica, Universitá di Pavia.

MICROWAVE GENERATION THROUGH INTERACTION OF RELATIVISTIC ELECTRONS AND PERIODIC MAGNETIC FIELDS

G.Brautti*, T.Clauser*, A.Rainó*, V.Stagno*

Short wavelength, tunable electromagnetic radiation can be produced by the interaction of a relativistic electron beam with a transverse, spatially periodic magnetic field. Both spontaneous and stimulated emission are possible. The paper describes an experiment designed to produce millimeter radiation with a pulsed 700 KeV, 16 kA electron beam accelerator. Some difficulties arise from the geometrical limitation of the waveguide cross section. To overcome them, the authors propose to couple the electron beam with the evanescent wave of a mode propagating in a dielectric-loaded waveguide of the type "H".

* Istituto di Fisica, Universitá di Bari.

ELECTROMAGNETIC SHIELDINGS

G.Franceschetti*, F.Sollazzo*

The attenuation produced by conductive, dielectric and magnetic shieldings of various geometries are discussed imposing suitable boundary conditions.

It is proved that it is possible to characterize these cases by introducing a shielding coefficient.

The overlap of different shieldings improves the attenuation in accordance with simple product of their shielding coefficients.

* Istituto Elettrotecnico, Universitá di Napoli.

SESSION III: ELECTROMAGNETIC METROLOGY AND BIOLOGICAL INTERACTION EFFECTS

Chairman: Prof.P.Bernardi, Istituto di Elettronica, Universitá di Roma, Rome

STATIC AND MICROWAVE FIELDS EXPERIMENTS ON LARVAE AND PUPAE

G.d'Ambrosio*, V.La Manna*

Simple experiments reveal larvae of beetle "Tenebrio Molitor" to be sensitive to low level static fields (both electric and magnetic). Low power microwave exposure of pupae of the same beetle causes high percentage of teratogenic effects (abnormal development) among adults. Simple techniques used appear promising to obtain treshold levels and to reveal relations between observed effects and field parameters.

* Istituto Elettrotecnico, Universitá di Napoli.

BIOLOGICAL EFFECTS OF ELECTROMAGNETIC RADIATION

C.Gallotti**, G.Marinone*, M.Puglisi*, V.Speziali*, M.T.Tenconi**, P.Virgilio**

With the aim of reproducing the conditions of human operators working in industrial environment in presence of electromagnetic fields it was decided to irradiate animals for periods corresponding to the industrial working schedule.

In order to minimize the time required for this experiment we allowed the field intensity to be much larger than the value which is generally admitted as safe, but always below the termic threshold.

The frequencies are selected in the field of industrial interest.

After the first period, in which a total of 500 hours of irradiation was reached, only functional alterations were evident.

* Istituto di Elettronica, Universitá di Pavia

** Istituto di Igiene, Universitá di Pavia.

A METHOD TO MEASURE THE CHARACTERISTICS OF LIVING CELLS AT MILLIMETER WAVES

M.Spalla*, C.Tamburello**, L.Zanforlin**

A method of biological sample characterization at millimeter waves has been studied. This method has been applied in the frequency range 66-73 GHz to derive the absorption spectrum of a living bacterial sediment. Some preliminary experimental results are reported.

* Centro per la Ricerca Elettronica in Sicilia (C.R.E.S.).

** Istituto di Elettrotecnica ed Elettronica, Universitá di Palermo.

EVALUATION AND MEASURING APPLICATION OF REVERBERATING ENCLOSURE OF ISTITUTO UNIVERSITARIO NAVALE

P.Corona*, G.Latmiral*

A reverberating electromagnetic enclosure was realised at the Istituto Universitario Navale. The enclosure is approximately cubic in shape with high reflection walls. Two large rotating vanes produce a random variation of field structure within the enclosure, so that the inside field is dependent only on the over-all absorption and on the total incoming power. A simple model is suggested in terms of incorrelated plane waves and is found consistent with experimental results. Further statistical evaluations have been carried out. Some applications of reverberating enclosure are suggested, mainly to standard setting in isotropic electromagnetic radiation or absorption.

* Istituto di Teoria e Tecnica delle Onde Elettromagnetiche, Istituto Universitario Navale, Napoli.

BIMODAL SPIN INDUCTORS WITH NON-CONVENTIONAL SAMPLE POSITIONING: PERFORMANCE AND PERSPECTIVE OF USE IN A NEW TYPE OF EPR SPECTROMETER

P.Arcioni*, M.Bressan*, G.Conciauro*

It is presented a particular type of bimodal-cavity spin-inductor, which allows the sample to be placed in a region where the magnetostatic field and the two modal fields are not mutually perpendicular. It is shown that, in this case, it is possible to achieve a sensitivity better than the one obtainable in cases of bimodal cavities where the sample is positioned in a conventional manner. Some practical advantages deriving from the new sample positioning are pointed out and, finally, it is discussed the possibility of exploiting the reciprocal behavior obtainable in such a

way for the realization of a new EPR spectrometer, based upon the automodulation effect in reciprocally coupled microwave oscillators.

* Istituto di Elettronica, Universitá di Pavia.

TIME DOMAIN SPECTROSCOPY USING ANTENNAS

O.M.Bucci*, A.De Bonitatibus*, C.Savarese**

A Time Domain Spectroscopy technique to determine the permittivity spectrum of a material medium starting from the transient response of an antenna lying in it is described.

The main advantages of the proposed technique over the conventional coaxial cable ones are evidentiated, and the relevant theoretical and experimental aspects are briefly referred.

* Istituto Elettrotecnico, Universitá di Napoli.

** Istituto di Teoria e Tecnica delle Onde Elettromagnetiche, Istituto Universitario Navale, Napoli

METROLOGICAL APPLICATIONS OF COHERENT LIGHT SCATTERING

R.Grella*, D.Paoletti*

Objects viewed in highly coherent light acquire a peculiar granular appearance. The detailed structure of this granularity, that we know as "laser speckle", appears chaotic and unordered, with an irregular pattern that may be described in statistical terms.

On the other hand, the scattered field depends on the particular diffusing object so that if the object changes the speckle is changed too.

We can derive information about the displacements or deformations suffered by the object from the scattered field variations.

This can be done with the holographic technique, recording the scattered field before and after deformation, or, with less sensitivity, with the laser speckle photography.

For both techniques we give informations about characteristics and show some applications, realised in our laboratory.

* Istituto di Fisica Tecnica, Universitá dell'Aquila.

IMAGING THROUGH ABERRATING MEDIA BY MEANS OF MICROWAVE HOLOGRAPHY WITH PHASE-MODULATED REFERENCE BEAM

G.Papi*, V.Russo*, S.Sottini*

A new holographic method for imaging through random aberrating media has been suggested, suitable for application in microwaves as well as in acoustics. After a survey of the holographic techniques already tested on optics where the difficulties are pointed out that would arise if these optical methods were readily extended to microwaves, here we describe a new method which seems easier than the technique we have already proposed, of the product of two holograms.

This new method, particularly suitable in the case of time variant aberrations consists of recording an "in line" microwave hologram of the object through the aberrating medium, with the reference source located on the object. In this way both the reference and the object wave pass through highly correlated portions of the perturbing medium. On the other hand, an offset angle for a suitable optical reconstruction, is simulated by a phase modulation in time of the reference beam. The modulation is synchronised with the orizzontal velocity of the scanning antenna that detects the hologram.

Preliminary experiments have been carried out in the X band with simple objects and by recording only 1-dimensional holograms. Microwave holography through aberrating media can find useful applications in plasma diagnosis, and to the study of ionosphere. Other interesting applications of these technique can be suggested in acoustics.

* Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR, Firenze.

SESSION IV: MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS, FIBRE AND INTEGRATED OPTICS

Chairman: Prof.G.P.Bava, Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino,Turin

DERIVATION OF POWER ATTENUATION AND PULSE DISTORTION IN MULTIMODE GRADED INDEX OPTICAL FIBRES

P.Di Vita*

In this paper a method for deriving the forms of power attenuation and pulse distortion in telecommunication trunks on optical fibres with any profile of refractive index is proposed.

The derivation method is based on the quasi-classical approach to the electromagnetic waves equations, and it may permit to perform well approximated and speedy calculations. With such an analysis all loss phenomena (except the narrow angle scattering) are taken into account. In particular the effects of an absorptive cladding and the intrinsic loss of leaky rays are considered and original forms of the relative attenuation coefficient are shown.

For what concerns the pulse distortion the validity of a form of travelling time of a ray in the fibre is demonstrated; such a form takes into account the phenomenon of material dispersion (which in quasi-parabolic index fibres gives considerable effects).

* CSELT – Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni, Torino.

DISPERSION EVALUATION IN MULTIMODE FIBERS BY RAY-TRACING TECHNIQUES

P.F.Checcacci*, F.Falciai*, A.M.Scheggi*

A method is described which, by using ray-tracing technique joined to modal relations, allows to evaluate the dispersion characteristics in cylindrical multimode optical fibers with a graded index profile. The results show how it is possible with this procedure to analyze the propagation in optical fibers with any index distribution and in particular to point out, for the different modes, trapping tunnelling and radiating regions as well as to examine mode selection process which occurs for particular index distributions.

* Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR, Firenze.

MODAL COUPLING IN CONTINUOS SPECTRUM FOR INTEGRATED OPTICAL GUIDING STRUCTURES

V.Daniele*, I.Montrosset*, R.Zich*

This work aims to develop a general computing techniques for the calculation of the characteristics of guiding structures for integrated optics. The method used consists in formulating the problem through the coupling of continuous and discrete modes of a simpler structure (unperturbed structure) whose modal characteristics are known. This formulation leads to a homogeneous integral equation, whose eigenvalues are related to the propagation constants of the modes of the perturbed structures. For the solution of such equation the moment method has been found quite convenient.

Calculation for the case of a dielectric slab with constant and parabolic refractive indexes have been made. It has been noted that the eigenvalues of the discrete spectrum do not vary appreciably by the number of test functions, while those of the continuous spectrum are unstable. The numerical results are in good agreement with the theoretical ones, which are known by other methods.

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

TRANSMISSION ZEROS OF DOUBLE-STEP DISCONTINUITIES IN MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS

G.D'Inzeo*, F.Giannini*, C.M.Sodi*, R.Sorrentino*

The existence of transmission zeros in non-uniform microstrip lines has been recently pointed out. In the case of the double-step discontinuity some authors have ascribed the existence of transmission zeros to the excitation of higher order modes in the lower impedance microstrip section. In the present work, the latter is studied as a bidimensional resonator with magnetic walls, coupled with two uniform lines. In that way the filtering properties of the structure can be related to the resonant frequencies of the resonator. It is then demonstrated that the transmission zeros coincide with particular resonant modes, or they are located between consecutive modes satisfying particular conditions. The latter type of transmission zeros is the only one in the case of the symmetrical double-step discontinuity, for which an elementary criterion is provided for determining the condition of existence of the zeros. The theoretical behavior of the scattering parameter $|s_{21}|$ *for two symmetrical structures we have made is compared with the experimental results. A comparison between the theoretical results for a non-symmetrical structure and experiments performed by other authors is also presented. The agreement between theory and experiments is very satisfactory in all cases.*

* Istituto di Elettronica, Universitá di Roma.

MODAL SPECTRUM FOR THE FERRIMAGNETIC LAMINA

F.Bardati*, P.Lampariello*

The characteristic equation which arises when dealing with plane surface waves supported by a ferrimagnetic lamina, saturated in a direction parallel to the lamina, has been discussed in many papers. A more general approach allows one to obtain the whole set of the solutions including those already known. Moreover, when physical or geometrical parameters of the considered structure are varied, the "mode" is defined by expliciting the dependence between the wave-number and the parameter.

* Istituto di Elettronica, Universitá di Roma.

ANALYSIS OF MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS (MIC) ON FERROMAGNETIC SUBSTRATE

G.Cortucci*, P.De Santis**

The propagation of discrete modes propagating along microstrip circuits made of magnetized ferrites heavily depends on the fringing field effects and magnetic losses due to the finite line-width. To the best of our knowledge these two phenomena have not yet been simultaneously studied because of analytical difficulties.

Aim of the present study is to show that it is possible to study jointly the two phenomena in the frame work of the Getsinger semiempirical model. The most important outcome of our analysis is the proof that the presence of fringing fields reduces the specific attenuation of "edge modes" which carry r.f. power along the edge of a ferrite microstrip magnetized perpendicularly to the ground plane.

* Istituto di Teoria e Tecnica delle Onde Elettromagnetiche, Istituto Universitario Navale, Napoli.
** Istituto Elettrotecnico, Universitá di Napoli e Selenia S.p.A., Roma.

NON DESTRUCTIVE EVALUATION OF THE PERMITTIVITY OF MIC SUBSTRATES

G.P.Bava*, C.Naldi*

The measurement of the permittivity of MIC substrates often must be performed on the sample to be used in the circuit fabrication. This is particularly true when materials, such as alumina, are used, the permittivity of which may change from a sample to another. The lack of knowledge of relative permittivity influences the characteristic impedance and the phase velocity

of microstrip lines. In this paper a method for the evaluation of ϵ_r, making use of a resonant cavity in rectangular waveguide, is described. The error analysis allow to obtain uncertainty in the value of ϵ_r.

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

REFRACTIVE INDEX MEASUREMENTS IN THIN FILMS FOR INTEGRATED OPTICS

C.Barbero*, G.P.Bava**, M.Mosca*

A technique for measuring the refractive index of thin films is described. It introduces some interesting changes in Abélès method; these variations, consisting essentially in the use of an incident beam of reduced diameter, are discussed. Experimental results on KPR films are reported.

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

** Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino e Centro Studi Propagazione Antenne del CNR, Torino.

THIN FILM GEODESIC CORRELATOR FOR INTEGRATED OPTICS

G.C.Righini*, V.Russo Checcacci*, S.Sottini*

Starting from the principle of geodesic lenses, suggested by us as components for integrated optical circuits, a thin film correlator has been studied, constituted by a suitable combination of two geodesic lenses. The performance requested by a thin film correlator are analogous to those well know in bulk optics. In particular the Fourier-transforming lenses must be well corrected by aberrations and the F.T. locus must be normal to the optical axis. In integrated optics several kinds of thin film lenses have been studied but it is very difficult to have lenses that share both these characteristics.

A solution to this problem can be given by combining two quarters of spherical surface, each one being a perfect focusing element for the guided light. The semispherical surface so obtained constitutes a perfect optical imaging system and at the same time a correlator.

The aberrations on the F.T. line have been evaluated, showing that good performances can be obtained for limited values of aperture and field angle. A model of the correlator has been built.

* Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR, Firenze.

SESSION V: ELECTROMAGNETICS AND ENVIRONMENT

Chairman: Prof.G.d'Auria, Istituto di Elettronica, Universitá di Roma, Rome

TRANSFER FUNCTIONS FOR CHARACTERIZING SPACE VARIANT MEDIA

P.F.Checcacci*, A.M.Scheggi*

An important engineering problem concerned with the radiocommunication through a space varying medium such as the atmosphere or the ionosphere is that of characterizing such a medium so to predict with a sufficient accuracy the performances of the link. It is well known that a time varying communication channel can be characterized by means of suitable transfer functions like those defined by Zadeh and Bello (1,2). The same formalism can be used to characterize a space varying medium, as is described in this work. As a result one obtains a set of space transfer functions with which it is possible to evaluate the field at the output for a given input function in terms of plane or spherical waves. Such functions allow to predict the behavior of the medium for different sources and receiving apertures. Such a characterization is suitable for steady media (aberrated optical systems, radomes, obstructions etc.) but in order to be utilized in time varying media must be formulated on a statistical basis.

In the present work methods for measuring such functions are also sketched as well as their use for predicting the performances of receiving antennas.

* Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR, Firenze.

STATISTICS OF RADAR PRECIPITATION PATTERNS

G.Drufuca*, A.Pawlina*

This work presents some statistics obtained from the observations of the McGill Weather Radar in the summer 1971. The statics obtained are concerned with:

- *point rainfall rate distribution and joint rainfall rate distribution for pairs of points*
- *distributions of some storm parameters as average rainrate, maximum rain rate and mean square rain rate*
- *distribution of the size of the raincells for different intensity levels and in function of some storm parameters*
- *description of the cellular structure.*

An analysis of the space autocorrelation functions is in progress.

These data give interesting quantitative information on the structure of precipitation patterns and can be applied to millimeter wave propagation, hydrology, short term forecast of rainfall and to the weather radar methodology.

* Centro Studi per le Telecomunicazioni Spaziali del CNR, e Istituto di Elettrotecnica ed Elettronica, Politecnico di Milano.

ACOUSTIC AND ACOUSTIC–ELECTROMAGNETIC SOUNDING OF THE ATMOSPHERIC TURBULENCE IN THE BOUNDARY LAYER

G.E.Perona*, R.Pisani**

A brief description is given of a SODAR and of a RASS used to study the atmospheric turbulence from 30 m to 1500 m of altitude. This turbulence is due to temperature and wind gradients and depends from meteorological and orographic situations. It is well known that the fadings observed on the radiowave links are caused by atmospheric turbulence. The use of SODAR may permit to correlate the fadings with a detailled description of the meteorological situation.

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

** Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Gerraris, Torino.

PHASE AND AMPLITUDE MEASUREMENTS OF LORAN–C SIGNALS

G.E.Perona*, S.Leschiutta**

Phase and amplitude signals of Loran-C stations belonging to the Mediterranean and North Sea chains have been recorded in digital form to be numerically analyzed later on. The aim of the study is to compare on a long term basis the relative stability of the ground wave and sky wave, and to find out the possible presence of meteorological factors on the propagation.

* Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico di Torino.

** Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris, Torino.

CHARACTERIZATION OF THE LOWER TROPOSPHERE BY INFRARED RADIOMETRIC OBSERVATIONS

D.Solimini*, P.Basili*

Measurement of atmospheric brightness at different wavelengths in the infrared can give information about several parameters which characterize the state of the lower atmosphere. The temperature profile can be retrieved from the brightness measured at different elevation angles, as well as the density of atmospheric components can be obtained by measures at suitable wavelengths. Moreover, from the frequency spectrum of the radiometer output signal and from its probability distribution the atmospheric stability can be appreciated.

In this paper, some of the results obtained from a six-month experiment carried out in 1975 are reported. The data which have been collected appear to confirm the ability of radiometric

techniques to measure several significant parameters suggestive of the state of the low troposphere.

* Istituto di Elettronica, Universitá di Roma.

ELETROMAGNETIC COMPATIBILITY: RECENT DEVELOPMENT AND FUTURE TRENDS OF A NEW DISCIPLINE

B.Audone*, L.Bolla*

Electromagnetic Compatibility although originated long time ago has only in the last few years achieved such theoretical foundations to be considered as a new discipline. The present work has the purpose of illustrating its main aspects. The most important definitions are given in order to clarify what a compatible system means; the most important methods of measurement are briefly described.

Some research topics within the field of Electromagnetic Compatibility carried out by Aeritalia are illustrated.

* Aeritalia, Settore Avionica, Torino.

MEASUREMENT OF LOW FREQUENCY COMPONENTS OF ELECTROMAGNETIC ATMOSPHERIC FIELD NEAR THE GROUND

M.Carlevaro*, F.Bardati*

The study of electro-atmospheric phenomena on the basis of electromagnetic theory, exhibits some peculiarities, that call for development of rather unusual research methods. The medium interested by the field is a gaseous mixture, weakly ionized, and having variable content of impurities; ion density is not uniform, it depends on climatic and environmental factors; ion velocity due to field is small as compared with particle velocities of gas convective and advective motions.

A research aimed to applications (correlation between electro-atmospheric phenomena and environmental, biological and climatic factors; power extraction, etc) must be based on the use of statistical models, to take into account the stochastic behaviour of medium parameters. Statistical data must be gathered locally; this is specially true in a site like L'Aquila, having a peculiar orographical configuration. Therefore the research must start by the development of methods for measurements and data processing.

Two antennas of complementary characteristics are at present under test.

* Istituto di Elettrotecnica, Universitá dell'Aquila.

SESSION VI: RADIO–WAVES PROPAGATION AND COMMUNICATION PROBLEMS

Chairman: Prof.P.F.Checcacci, Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR,Florence.

PERFORMANCE OF 11 GHz TANDEM AND ROUTE DIVERSITY RADIO SYSTEMS

G.Drufuca*, E.Torlaschi*

The performance of radio systems at frequencies above 10 GHz is limited by several factors, among which rain attenuation is of predominant importance. This paper indicates the relationships among the parameters of the system; system length, hop length, margin and outage once that the statistical properties of the precipitations are known and for the two more common and simple system configurations, that is a tandem configuration and a simple route diversity.

The study is made at 11.2 GHz assuming the rain statistical properties of the region of Montreal, Canada, as observed by radar and raingauges.

Of interest is that even a non-optimum structure as the route diversity system considered allows relevant savings compared with the more conventional tandem system. Further, the analysis indicates that better knowledge of the statistical properties of rain are needed.

* Centro Studi per le Telecomunicazioni Spaziali del CNR e Istituto di Elettrotecnica ed Elettronica, Politecnico di Milano.

TECHNICAL RESEARCHES DEVELOPED AT THE CENTRO DI STUDIO PER LE TELECOMUNICAZIONI SPAZIALI DEL CNR IN THE FRAMEWORK OF THE SIRIO-SHF EXPERIMENT

C.Capsoni*, M.Mauri*

Part of the theorical researches developed at the Centro di Studio per le Telecomunicazioni Spaziali del CNR are devoted to inspect the nature of the physical phoenomena concerning the interactions between electromagnetic waves at frequencies above 10 GHz and intense precipitations.

They involve many aspects of relevant interest, both from the electromagnetic point of view and from the point of view of their application to telecommunications.

In particular, studies have been developed on: depolarization due to the medium anisotropy, single and multiple scattering that are to some extent responsible of the fluctuations of the received signal and those phoenomena connected to the partial coherence of an incident wave.

Purpose of these researches is to give some tools for the application of the propagation and meteorological data that will be collected during the SIRIO-SHF experiment, and at the same time to contribute to the development of models of the medium.

* Centro Studi per le Telecomunicazioni Spaziali del CNR e Istituto di Elettrotecnica ed Elettronica, Politecnico di Milano.

EXPERIMENTAL ACTIVITIES DEVELOPED AT THE CENTRO DI STUDIO PER LE TELECOMUNICAZIONI SPAZIALI DEL CNR IN THE FRAMEWORK OF THE SIRIO-SHF EXPERIMENT

A.Attisani*, A.Paraboni*

The C.S.T.S. participates to the SIRIO-SHF experiment at two different levels: being the coordinator and the scientific manager of the experiment it will take care of the analysis of the propagation data that will be collected at the three italian stations; being one of the participants it will manage a station located near Spino d'Adda (CR), where there will be also a weather radar to collect rain intensity data, useful support to the attenuation measurements.

The main features of the system are described: the technical aspects of the apparatus and the procedure to be used to process the data are outlined.

* Centro Studi per le Telecomunicazioni Spaziali del CNR e Istituto di Elettrotecnica ed Elettronica, Politecnico di Milano.

APPLICATION OF THE RESULTS OF A RECEPTION CAMPAIGN OF SATELLITE SIGNALS AT THE SAN MARCO RANGE, TO THE CHARACTERIZATION OF THE PROPAGATION CHANNEL AND TO SOME GEOPHYSICAL PROBLEMS

F.Bertini*, P.Buscaglioni**, M.T. de Giorgio*, P.F.Pellegrini*

A description is given of the station designed at I.R.O.E. for multifrequency reception of signals from satellites. The station was operated at the San Marco range (Kenya) and recorded the signals from Intasat, Intercosmos, and ATS-6 satellites. The results of the measurements are being elaborated for studying both the propagation channel through the determination of the scattering function, and the structure of the ionization irregularities in the ionosphere responsible for signal scintillation.

* Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR, Firenze.

** Istituto di Onde Elettromagnetiche, Universitá di Firenze.

APPARATUS FOR IONOSPHERIC MEASUREMENTS THROUGH ARTIFICIAL SATELLITES

P.F.Checcacci*, E.Capannini*, P.Spalla*

An apparatus is described developed at I.R.O.E. for ionospheric measurements through artificial satellites.

The apparatus is constituted by a set of receiving channels which allow the analysis of the

signals coming from the satellite in terms of relative phase and amplitude, polarization and angle of arrival. The concept of modular construction here widely used allows a noticeable flexibility either for what concerns the different types of measurement and for what concerns the characteristics of the incoming signal. The apparatus has been housed in a standard freight container which allows easy transportation. The problem of the large amount of data to be collected has been solved by means of an on line minicomputer. In such a way it was possible also to solve problems related to the complete unattended operation of the apparatus for what concerns the reset after power failure.

It is to be noted that mobility and automatization are of general interest for instance for designing automatic stations for environmental measurements.

The apparatus has been used for the last eight months to carry out measurements of Faraday rotation, differential Doppler, amplitude and angle of arrival fluctuations on the signals from the geostationary satellite ATS-6.

* Istituto di Ricerca sulle Onde Elettromagnetiche del CNR, Firenze.

ELEVATION OF EQUAL SIGNAL LOCUS OF A LOBE SWITCHING ANTENNA SYSTEM AT GRAZING ANGLES

P.Lombardini*, B.Fiscella**

The behavior of the equal signal locus of two slightly diverging identical beams as a function of the vertical pointing of the antenna system, at grazing angles over a randomly rough spherical earth, was studied using a computer. It was found that at various distances within the horizon, a point of equal signal can be uniquely identified. The elevation of this point lies close to that determinable from the beams' bisector, and their agreement improves for incresing distance. However the relationship between equisignal and bisector elevations appeared discontinuous, the locus of equal signal tending to jump in elevation between lobes of the antenna-image interference pattern.

Upon examining this phenomenon for different elevations, and for a variety of ground reflectivities, the above mentioned discontinuity proved to vanish when the reflectivity coefficient was sufficiently low (in the choice of our parameters, $\Gamma^2 = 0.1$*).*

* Laboratorio di Cosmogeofisica, Torino.

** Istituto di Fisica Generale, Universitá di Torino.

MODEL FOR NUMERICAL SIMULATION OF E.M. FIELDS SCATTERED BY ROUGH SURFACES AND RECEIVED BY SPACE–DIVERSITY RADAR ANTENNAS

D.Giuli*, A.Resti*, R.Tiberio*

In this paper we propose a model for the numerical simulation of the e.m. fields scattered by a rough surface and received by space-diversity antennas. The glistening surface is divided into strips reradiating statistical independent e.m. fields. Such fields are characterized by means of reradiation angular patterns which can be statistically defined by the mean value and the variance of the bistatic reflection coefficient of the related strip. Taking into account the link geometry, the diffuse components of the e.m. fields reradiated by a single strip and received by the two antennas are considered fully statistically correlated. Such hypothesis allow us to determine a random procedure suitable for simulating the e.m. fields received by antennas with small space-diversity. Finally, some results of a sumerical simulation are shown. Such results, obtained employing the proposed model, allow us to evaluate the efficacy of the antenna height-diversity radar systems in the case of rough scattering surfaces too.

* Istituto di Elettronica, Universitá di Firenze.

Stampato presso la Multigrafia Brunetti — Via S.Giovanni in Laterano, 158 (00184) Roma