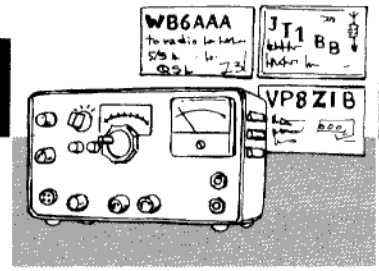
raccolte monografiche

ESTRATTO DA
RADIOKIT ELETTRONICA

MICROONDE
e
10 GHz



Introduzione alle microonde

L'articolo che segue non è certo diretto a quelli che sanno già tutto o che hanno seguito il nascere e l'evolversi delle tecniche connesse alle microonde, quale documentato negli ultimissimi anni su alcune riviste specializzate.
Si rivolge invece, come presentazione generale e preliminare a coloro che, di microonde, ne abbiano solo sentito parlare ed abbiano bisogno di sentirsene stimolati, anche semplicemente chiarendosi meglio le idee e attenuando qualche timore reverenziale.
Nell'articolo stesso, costoro troveranno anche le indicazioni necessarie ad entrare decisamente in questo settore delle telecomunicazioni, e ad approfondirne il lato tecnico-operativo, non potendo e volendo, qui, ripetere (se non altro, per ragioni di spazio) tutto quanto è dato sapere, ad esempio, sui 10 GHz.

PREMESSA

Le bande d'amatore dislocate oltre 1 GHz offrono possibilità quanto mai interessanti sia sotto l'aspetto sperimentale/costruttivo che sotto quello squisitamente operativo.

Conosciuta specificatamente come la regione delle microonde, questa zona dello spettro è ancora relativamente poco popolata, specialmente dai radioamatori, almeno se la confrontiamo con le bande esistenti alle frequenze più basse (HF e VHF).

Esiste indubbiamente un certo grado di diffidenza da parte di molti radioamatori nei confronti di queste "superfrequenze" che, almeno in parte, si può facilmente individuare.

Molti non riescono ad afferrare bene i concetti teorici e fisici che sovrintendono all'attività in microonde, e possono quindi essere portati, per reazione, ad ignorare questo interessantissimo aspetto del radiantismo.

C'è poi da dire che parecchi dispositivi usati in questo campo di frequenze sono da poco usciti dai laboratori di ricerca e di conseguenza, il comportamento caratteristico di tali dispositivi (componenti, accessori o apparecchiature vere e proprie) si trova usualmente descritto in termini specialistici, sia sotto l'aspetto fisico che matematico.

Intendiamo cioè dire che le tecniche connesse alle microonde non hanno ancora goduto di quella divulgazione di massa che invece è stata massicciamente effettuata per altri settori della radioelettronica.

Da un paio d'anni a questa parte però, i radioamatori, e in prima fila (una volta tanto) i radioamatori italiani, hanno affrontato con decisione queste onde, centimetriche e millimetriche, ove molto c'è ancora, se non da inventare, certamente da sperimentare, da verificare, da codificare.

Già sul n. 11/78 di rKe, un'ampia disanima effettuata dal dott. Goliardo Tomassetti, I4BER, aveva ben inquadrato il fenomeno, le sue motivazioni ed i suoi sviluppi più recenti.

Lo stesso OM da circa tre anni porta avanti su Radio Rivista, l'organo ufficiale dell'Associazione Radioamatori Italiani, una rubrica fissa il cui contenuto riassume tutto quanto è stato fatto, ed è dato sapere, fino ad oggi, sulle tecniche e sulle modalità operative connesse all'attività radiantistica su microonde; ed è a questa fonte quindi che rimandiamo tutti coloro che

desiderano veramente approfondire lo sviluppo di questa fascinosa branca di attività.

Il nostro intento si riduce qui a fornire una sintetica trattazione sui punti più caratterizzanti il dominio delle microonde, specialmente sottolineando le differenze esistenti con le frequenze più basse, il cui comportamento si suppone già ben noto e meglio digerito.

LE PRIME VALUTAZIONI PRATICHE

Le tecniche costruttive e le modalità operative da mettere in pratica nelle bande oltre i 1000 MHz sono certamente molto diverse da quelle adottate sulle ormai cosiddette "onde lunghe" (nel gergo dei microondisti, con tale termine si indicano, con una punta di superiorità, le HF), e non sono nemmeno più simili a quelle adottate sulle VHF; e naturalmente, tale diversità diventa sempre più macroscopica via via che aumenta il numero di GHz.

Far funzionare un'apparecchiatura a 1296 a 10350 MHz è veramente un test di abilità costruttiva e di messa punto, se non altro, per un motivo molto semplice: non si possono comprare apparecchiature già pronte per queste gamme, bisogna costruirsele!

E costruirsi questo genere di apparecchiature, anche solo adattando accessori parzialmente esistenti, costituisce un fertile stimolo all'inventiva, alla pazienza, (perché no) allo studio.

Anche perché, una volta "esaurita" la fase più squisitamente elettronica, cioè la messa a punto della apparecchiatura, si apre tutto un capitolo sulle modalità di propagazione, in buona parte ancora ben poco conosciute; e ne sono un esempio i QSO via tropo, via meteo, via superrifrazione, via Luna (perché no?).

In fondo, per ricerche di questo tipo fra i 12 ed i 18 GHz, non è forse stato messo in orbita, con largo dispendio di mezzi, il satellite Sirio?

Certo che tentare il DX (oltre l'orizzonte) nel "soffiante" silenzio dei 5 o dei 10 GHz è cosa ben diversa che cercarlo fra gli "spruzzi" di radio Tirana o nei pile-up dei 20 m serali; ma ognuno dei sostenitori di questi due modi di far radio sarebbe pronto a giurare sulla superiorità del suo settore di attività, e possiamo quindi tagliare la testa al toro dicendo che... hanno ragione tutti e due: tanto, il problema non è certamente questo.

PERCHÉ LE MICROONDE?

L'uso crescente della porzione di spettro cui appartengono onde elettromagnetiche a piccola lunghezza d'onda (appunto, le microonde) ricalca, in questi ultimi anni, quanto avvenuto qualche decina d'anni fa per le HF e VHF.

In tutti i casi, lo spettro è divenuto sempre più affollato di servizi radioelettrici, e non si è potuto far altro che espanderli nell'unica direzione possibile, cioè verso l'alto.

Tanto più che molti dei nuovi servizi richiedono, per il loro elevato contenuto di informazioni, larghezze di banda piuttosto notevoli, che quindi risultano non solo disponibili, ma anche circuitalmente ottenibili, solo in UHF/SHF e oltre.

Sappiamo per esempio che i canali televisivi richiedono $5 \div 7$ MHz di banda passante per poter riprodurre tutti i toni di colore; i radar, trattandosi di regimi impulsivi, richiedono $5 \div 10$ MHz, e così via.

Questa quindi è una delle ragioni che stanno stimolando l'uso delle microonde, e la vediamo un po' meglio nel capitolo che segue.

Ma una risposta più pertinente, quando naturalmente ci si riferisce al settore radiantistico, è, senz'ombra di dubbio, il sapore di "terra di conquista" che queste frequenze conservano, e cioè: le nuove tecnologie che il radioamatore è costretto a sperimentare; i nuovi comportamenti che, appena due anni fa, erano ancora tutti da scoprire e che ora si cominciano appena ad intuire; i nuovi record di distanza che si può coprire (non possiamo e dobbiamo sottovalutare l'aspetto agonistico); e così via.

Riprendiamo comunque il filo del discorso e passiamo ad alcune

CONSIDERAZIONI SULLA LARGHEZZA DI BANDA

Un segnale radioelettrico costituito da una sola, unica frequenza (quella che noi definiamo portante) ha larghezza di banda prossima a zero, e quindi costituisce un ingombro minimo di canale, ma non è di pratica utilizzazione sotto l'aspetto della trasmissione di informazioni: l'unica informazione che una portante può recare è la sua presenza (o, viceversa, la sua assenza).

Informazione può essere trasportata da un segnale solamente se esso occupa una banda (seppur ristretta) di frequenze; e, in genere, più larga è la banda, maggiore è il contenuto d'informazione che può essere trasportato nell'unità di tempo.

L'informazione, tanto per fare esempi di intuizione immediata, può essere costituita dai punti e linee della telegrafia, dalla modulazione da parte di segnali audio o video, da impulsi radar o segnali logici, e così via; in qualsiasi caso, una certa larghezza di banda deve essere prevista per permettere la riproduzione integrale dell'informazione trasmessa, in altre parole per realizzarne la trasmissione e la ricezione senza eccessiva distorsione, che ne limiti la comprensibilità o l'utilizzabilità.

Allora, quando ci si trova a partire con una portante a frequenza molto alta, una data larghezza di banda costituisce evidentemente una percentuale più bassa di tale frequenza portante, ed è quindi possibile operare con più canali d'informazione.

Se per esempio andiamo a modulare un segnale radio a 10 MHz con un'informazione che abbia 2 MHz di banda, tale larghezza di banda si trova a rappresentare il 20% della portante. Se, d'altra parte, con la stessa informazione moduliamo una portante a 100 MHz, la sua larghezza di banda sarà solo il 2%; e ciò è molto più ragionevole, in quanto è piuttosto difficile poter lavorare con larghezze di banda superiori al 5% circa della frequenza portante. Ci si può rendere conto di questo fatto pensando che molte caratteristiche di un circuito o di un sistema di trasmissione sono proporzionali alla frequenza di lavoro (o in certi casi al suo inverso, o alla radice quadrata

ecc.). Se perciò si usa una banda relativa del 2%, tali caratteristiche, che variano col rapporto tra la frequenza più alta e la più bassa dalla banda, si possono considerare costanti entro la banda, mentre con una banda relativa del 20% le caratteristiche agli estremi della banda sarebbero decisamente diverse.

LE ANTENNE

Una seconda ragione che viene a validamente giustificare l'aumentato impiego delle microonde riguarda il dimensionamento delle antenne. Sappiamo bene che il guadagno e la direttività (o larghezza del fascio) di un'antenna dipendono dal rapporto fra la lunghezza d'onda di funzionamento e le sue dimensioni fisiche; e sappiamo pure che (specialmente nel caso del servizio d'amatore) è consigliabile concentrare la scarsa energia a RF irradiata in coni molto stretti (pochi gradi), con conseguenti guadagni di molte centinaia o migliaia di volte.

Questo quindi può essere ottenuto solamente quando le dimensioni dell'antenna sono notevolmente superiori alla lunghezza d'onda cui essa si trova a lavorare; e una situazione di questo tipo sarebbe molto difficile da realizzare con onde di molti metri o decine di metri, e addirittura impensabile nel campo delle onde medie e lunghe.

Il fatto che le microonde abbiamo lunghezza d'onda di pochi centimetri, quando non addirittura di millimetri, rende invece possibile, e addirittura facile, ottenere guadagni (o concentrazioni d'energia) estremamente elevati anche con dimensioni d'antenna estremamente pratiche e comode.

IL RUMORE (ATMOSFERICO E INTERNO)

Nella zona di spettro che compete alle microonde esiste un rumore atmosferico molto ridotto talché la "mascheratura" presente in altre gamme a seguito di tale rumore, qui è pressoché inesistente. Poiché però la situazione è sensibilmente variabile nell'ampio spettro di frequenze cui ci riferiamo è opportuno effettuarne una breve disanima di carattere un po' più specialistico.

La situazione è molto complessa da inquadrare, perché il rumore ricevuto da un'antenna presenta varie componenti, aventi diversa origine e diverso andamento con la frequenza; ma una grossolana schematizzazione si può fare dividendo lo spettro radio in quattro parti.

1) Le frequenze inferiori al taglio ionosferico (20 ÷ 30 MHz) sono dominate dal rumore terrestre, sia artificiale (automobili, motori elettrici) si anaturale (fulmini).
   Un'antenna in questa banda è sede di segnali di rumore (prescindendo dalle trasmissioni radio intenzionali) corrispondenti a temperature di centinaia di migliaia di gradi: ossia il rumore proveniente dall'antenna equivale a quello che produrrebbe una resistenza scaldata ad oltre 100.000°k.
2) Al di sopra del taglio ionosferico (20 ÷ 30 MHz) e sino a circa 150 MHz il rumore dominante è quello galattico, che scende da una temperatura equivalente di circa 100.000°k a circa 300°k appunto intorno ai 150 MHz.
3) Da 150 MHz a circa 16 GHz la temperatura equivalente di un'antenna puntata sul terreno o sull'orizzonte è vicina alla temperatura ambiente, circa 300°k. Se però si punta ad almeno 15° di elevazione la temperatura scende a poche decine di gradi Kelvin: il minimo teorico è 2,7°k dovuti all'espansione dell'universo (scoperto da Penzias e Wilson, premi Nobel 1978).
4) Al di sopra dei 16 GHz si manifestano nell'atmosfera fenomeni di assorbimento da parte del vapor d'acqua che aumentano il rumore e in certe bande impediscono qualunque trasmissione.

A migliorare ulteriormente la situazione delle frequenze che ci interessano possono contribuire le particolari tecniche circuitali che si devono adottare (o che è permesso sfruttare) date le piccole lunghezze d'onda in gioco.

Le linee di trasmissione sono in genere costituite da guide d'onda, tubi di solito rettangolari le cui dimensioni ed il cui modo di funzionamento risultano praticamente selettivi per le frequenze usate; i circuiti risonanti LC sono realizzati con risuonatori a cavità dal Q molto elevato; riflettori parabolici o trombe tronco-piramidali sostituiscono i massicci ed ingombranti sistemi d'antenna.

Purtroppo esiste, inevitabilmente, il rovescio della medaglia: le altissime frequenze in gioco danno luogo, nei dispositivi (attivi o passivi) di manipolazione dei segnali, a figure di rumore piuttosto elevate.

Questa limitazione era particolarmente grave nel passato: negli ultimi venti anni sono stati però ideati dispositivi e componenti a basso rumore anche per le microonde. Purtroppo il loro costo non ne permette l'utilizzo immediato da parte dei radioamatori: se si pensa però che dai MASER (fine anni '50, decine di milioni di costo) si è passati ai parametrici (anni '60, milioni) e ora ai MESFET (anni '70, centinaia di migliaia di lire) si può ben sperare per gli ormai prossimi anni '80! Comunque un mixer con circa 8 dB di figura di rumore è alla portata di tutte le borse, e dopo tutto è solo sei volte meno sensibile del più prestigioso MASER, e tre volte meno sensibile di un amplificatore a MESFET.

DAL PUNTO DI VISTA ELETTRICO

Quella certa dose di incomprensione e di confusione che circondano le microonde di un alone quasi di mistero e di magia è in buona parte dovuto ai concetti elettrici apparentemente differenti che contraddistinguono il loro comportamento.

In realtà, questi concetti non sono (e non possono essere) tanto differenti da quelli che si incontrano a frequenze più basse e di più diffuso impiego; le eventuali differenze nascono solamente dal fatto che le leggi usate alle frequenze più basse non sono sempre di carattere sufficientemente generale per soddisfare anche i circuiti a microonde.

Qualcosa di simile si può dire che esista anche, se vogliamo fare un paragone abbastanza pertinente, fra la teoria dei circuiti in corrente continua e quella dei circuitini corrente alternata: dopo aver studiato i circuiti in c.c., con i loro comportamenti e le loro leggi, per poter arrivare ad analizzare gli analoghi comportamenti e leggi dei circuiti in c.a. occorre aver prima allargato la propria conoscenza ai concetti di frequenza, fase, reattanza, ecc.

Comunque, entrando nel vivo della questione, pos-

siamo subito puntualizzare quanto segue: sia in corrente continua che nella zona bassa dello spettro di frequenze per telecomunicazioni, siamo abituati a considerare la trasmissione dell'energia sotto forma di flusso di elettroni che costituiscono una corrente fisicamente ben identificabile; nel settore dalle microonde, questo concetto non è più fondamentale, anzi può portare a confondere la comprensione dei fenomeni connessi.

Per esempio, non è affidandosi ai suddetti concetti fisici di corrente elettrica che può essere spiegata la trasmissione di energia attraverso una guida d'onda cava, se non altro perché in questo caso la corrente convenzionale non esiste, o quanto meno va considerata come un effetto secondario.

Se invece partiamo dalla considerazione che l'energia è contenuta in un campo elettromagnetico (nelle forme, che si suppongono ben note, di campi elettrostatico e magnetico concatenati fra loro) allora il fenomeno della trasmissione di energia connesso con **qualsiasi** valore di radiofrequenza può venire spiegato completamente ed esaurientemente.

È infatti comprensibile che, nella pratica corrente della radioelettronica a frequenze "normali", i concetti fondamentali di elettricità statica, cariche e campi, una volta digeriti, vengano accantonati e superati da concetti più concreti (sotto l'aspetto dell'utilizzazione più immediata), quali tensione, corrente, legge di ohm, e così via; oltretutto le grandezze che fisicamente rappresentano questi ultimi concetti risultano facilmente riscontrabili e misurabili nella circuiteria elettronica... quotidiana.

Nel settore delle microonde, invece, capita spesso che le per noi familiari entità di tensione e corrente sono difficili (e qualche volta addirittura impossibili) da misurare; è per questo che bisogna ritornare "alle origini", ai concetti fondamentali di campi elettrici e magnetici, se si vuol veramente afferrare e digerire la teoria delle microonde.

CAMPI ELETTRICI (E MAGNETICI)

Per poterci addentrare con miglior cognizione di causa in una discussione generale, se pur sintetica, sui campi, riteniamo opportuno fare il punto su alcuni concetti connessi, in particolare sui campi elettrici e sulle tensioni elettriche.

Si tratta obiettivamente, di entità che sono in relazione stretta fra di loro: l'intensità del campo esprime, in pratica, la forza alla quale è sottoposto un elettrone posizionato in qualche punto dello spazio cui ci si riferisce; la tensione esprime, in certo modo, il prodotto fra l'intensità di questa forza e la distanza sulla quale essa ha fatto spostare l'elettrone. Gli esempi di campi elettrostatici alla... portata di tutti ci possono venire o dai ricordi di scuola o dai racconti retrospettivi di fenomeni elettrici strani, ma possiamo anche trarli dalla vita di tutti i giorni.

Quindi, senza riproporre il classico esperimento della pelliccia del gatto accarezzata, o magari strofinata con una bacchetta isolante, facciamo mente locale all'attimo in cui, per le normali esigenze della vita quotidiana, ci togliamo la maglietta di pura... plastica che ci ha strofinato la pelle per molte ore: sentiremo inevitabilmente lo scroscio della scarica (e potremo anche vederne i piccoli bagliori, se siamo al buio) provocata dalle cariche che si sono accumulate sul materiale isolante, a formare un campo elettrostatico che presenta una notevole differenza di potenziale fra la maglia stessa e noi.

Siamo partiti da questo esempio, un po' terra a terra, per arrivare a dire che il campo elettrico costituente (assieme a quello magnetico) il campo elettromagnetico delle radioonde differisce da un campo elettrostatico qualunque, e quindi anche da quello che ci spara addosso scintille sfilandoci la maglia, solamente per il fatto che è variabile nel tempo, con leggi diverse, fra cui la sinusoidale.

Si tratta più o meno della stessa situazione, e quindi della stessa differenza, che esiste fra correnti continue e correnti alternate.

CORRENTI DI SPOSTAMENTO

Il concetto meno facile ed abituale che ci preme "rinfrescare" discende dall'esame del classico circuito di fig. 1, nel quale è posto graficamente in evidenza il fatto che la corrente che esce dal generatore per attraversare il circuito RCL serie è identica a quella che rientra (per il ben noto principio di continuità) nel generatore stesso dopo aver attraversato tutti gli elementi in circuito.

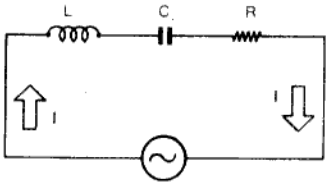


Fig. 1

E per quanto riguarda il passaggio della corrente, se preferiamo degli elettroni che la costituiscono, attraverso l'induttanza e la capacità, non c'è proprio niente da dire; ma come la mettiamo per il condensatore?

Attraverso il dielettrico (qualunque esso sia) che separa le armature del condensatore non può verificarsi alcun movimento di elettroni: si tratta pur sempre di un isolante.

Apparentemente esiste quindi una discontinuità nel fluire della corrente in circuito; d'altra parte, sappiamo benissimo, dalle nostre conoscenze sui circuiti in corrente alternata a "basse" frequenze, che le cose vanno proprio come se attraverso i condensatori la corrente alternata passasse (e anche non lo sapessimo, un amperometro in circuito ce lo dimostrerebbe).

La difficoltà di risolvere questo apparente dilemma, perfettamente spiegabile e spiegato su tutti i testi di elettrotecnica, è stata superata, se vogliamo, con un artificio: si è inventato un nuovo tipo di corrente, chiamata "corrente di spostamento". Non si può

certo dire che questa corrente "inventata" sia una corrente vera e propria; resta il fatto che il concetto resta valido, in quanto questa corrente di spostamento produce, tutto sommato, gli stessi effetti di una vera e propria corrente di conduzione.

La situazione ci ricorda un po' l'invenzione dell'"etere", che doveva essere il supporto per la propagazione delle onde elettromagnetiche, e che è rimasta valida finché qualcuno non ha dimostrato che le onde elettromagnetiche non hanno bisogno di alcun mezzo per propagarsi (ma qualcuno, all'etere, ci crede ancora); ad ogni buon conto, con questa corrente teorica il fenomeno si può descrivere e spiegare, e tanto ci basta.

La corrente di spostamento che fluisce fra le lamine di un condensatore non è altro che una funzione del campo elettromagnetico variabile esistente fra le lamine stesse (fig. 2).

E negli elementi teorici di elettrostatica non esiste cenno alla corrente di trasferimento per il semplice motivo che essa non esiste, in quanto il campo elettrostatico non varia nel tempo (salvo gli istanti di commutazione, che però non sono da considerarsi in tutta la dinamica del funzionamento circuitale).

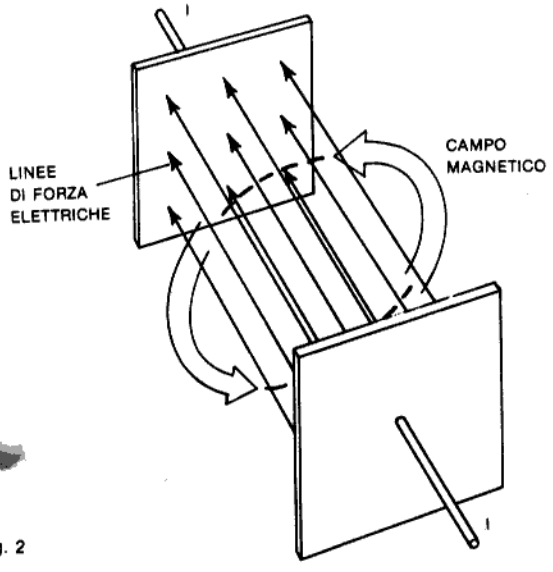


Fig. 2

IL CAMPO ELETTROMAGNETICO

Una delle leggi elementari dell'elettrotecnica dice che un conduttore percorso da corrente fa nascere nello spazio circostante un campo magnetico.

Da questa, nasce una conseguenza ancor più importante per quanto stiamo esaminando, e cioè che un campo magnetico che tagli il conduttore genera su esso una certa forza elettromotrice perfettamente individuabile e calcolabile con una formula ben precisa; da notare che, nelle varie formule che esprimono l'intensità del campo magnetico prodotto dalla corrente e ancor più, la f.e.m. prodotta dal campo magnetico, non figura sotto alcuna forma la dimensione fisica del conduttore (e nemmeno vien fatta menzione del tipo di materiale che lo costituisce).

Possiamo quindi immaginare di ridurre gradualmente, passo per passo, le dimensioni del conduttore: la tensione indotta dal campo magnetico su di esso resterà assolutamente inalterata, in quanto le leggi che ne quantificano il comportamento non dicono niente che contrasti con ciò.

Possiamo anche arrivare alla situazione estrema di ridurre le dimensioni di tanto che non ci sia più alcun conduttore: ci resterà sempre, attraverso lo spazio precedentemente occupato dal filo, una tensione indotta pari a quella di partenza.

Possiamo così dire che la tensione indotta nello spazio dal flusso magnetico variabile esiste sotto forma di campo elettrico; è questo campo che provoca il passaggio della corrente di spostamento.

A sua volta, la corrente di spostamento (ricordiamo la fig. 2) genera campo magnetico, di intensità ovviamente proporzionale alla sua.

Questi due campi, l'elettrico e il magnetico, sono legati fra di loro, cioè complementari, nel senso che uno genera l'altro mentre ambedue si muovono nello spazio alla velocità della luce.

Sono appunto gli effetti combinati (o complementari) del flusso elettrico e di quello magnetico a formare un campo elettromagnetico.

Possiamo tentare di rappresentare un campo elettromagnetico con la schematizzazione grafica di fig. 3; in essa, le linee di forza elettriche e magnetiche sono perpendicolari fra di loro, nonché mutuamente perpendicolari alla direzione di propagazione dell'onda.

Naturalmente, la rappresentazione dei campi magnetico ed elettrico mediante linee di forza è una comodità grafica; in effetti non esistono nello spazio singole linee di forza elettriche e magnetiche, separate; esiste piuttosto una sorta di tensione elettrica e magnetica che è direttamente proporzionale all'intensità del flusso.

È per questo motivo che, graficamente, si usano linee di forza più fitte per rappresentare un campo intenso, e meno fitte per un campo debole.

NEL DOMINIO DELLE MICROONDE

I capitoli che precedono ci sono praticamente serviti per introdurre un concetto fondamentale per la comprensibilità del funzionamento dei circuiti a microonde: il fatto che un campo magnetico variabile induca una tensione nello spazio. Dicendo questo non facciamo altro che sottolineare nuovamente, e con altre parole, il concetto che, a frequenze ultraelevate, la corrente non scorre solo nei conduttori: essa può scorrere anche fra punti dello spazio, sotto forma di corrente di spostamento.

In un certo senso, siamo ancora in presenza di un circuito, ma il cui percorso non è più ben definito in concreto.

Un notevole passo avanti nella comprensione dei modi di funzionamento dei circuiti a microonde è

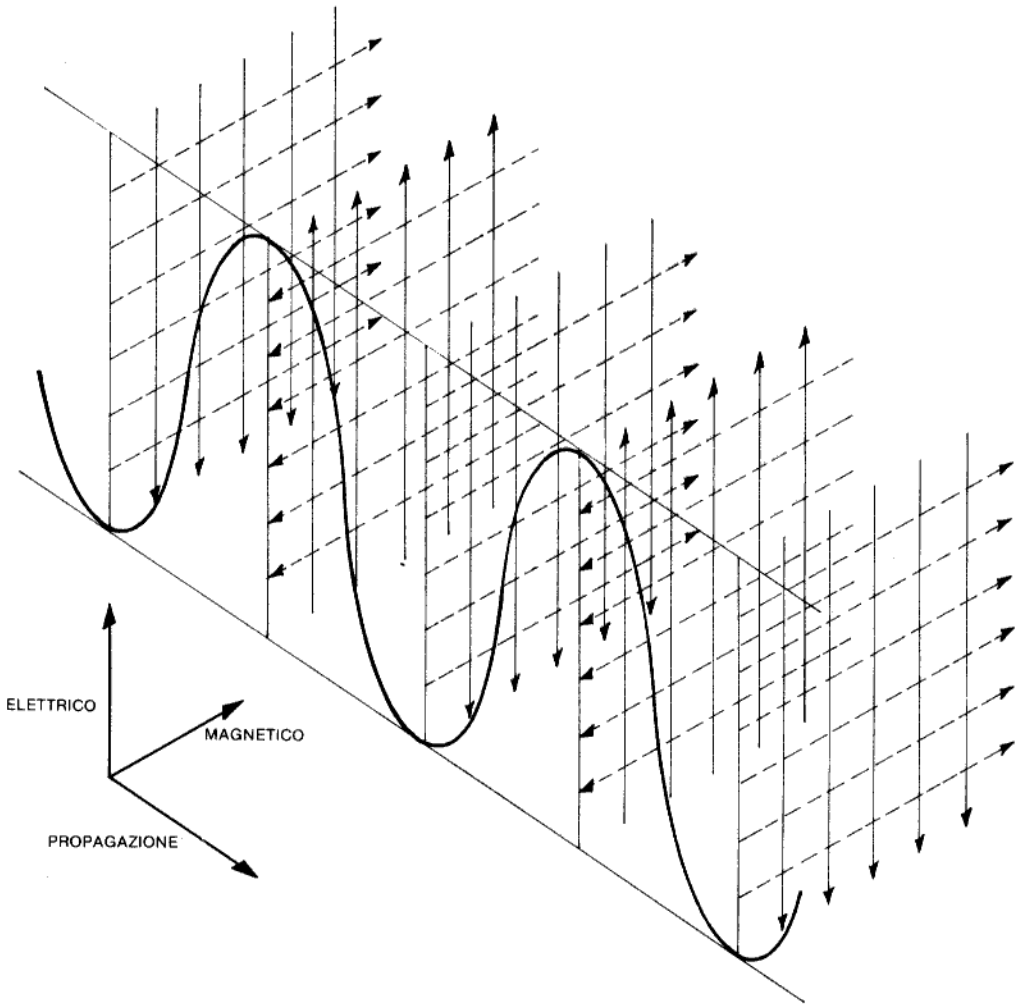


Fig. 3

quindi il riconoscere le similitudini di comportamento fra diverse configurazioni di campi elettromagnetiche e fra le grandezze induttive, capacitive e resistive, cioè gli elementi circuitali che ci sono tanto familiari a frequenze più basse.

Comunque, anche saminando gli elementi base dei circuiti elettrici sotto un punto di vista fondamentalmente energetico, diventa ovvio che l'energia di un induttore è sempre immagazzinata nel suo campo magnetico, così come l'energia di un condensatore sarà sempre immagazzinata nel suo campo elettrico.

Se quindi ritorniamo al settore delle microonde, ogni componente circuitale che immagazzini energia in virtù di un campo elettrico viene considerato come dotato di capacità; analogamente, ogni componente che immagazzini energia in un campo magnetico è considerato come dotato di induttanza.

Infine, quando energia e microonde viene dissipata sotto forma di calore, l'effetto è assimilabile a quello di un componente dotato di resistenza.

Inevitabile conseguenza di ciò è che l'impedenza associata coi circuiti a microonde può essere messa in relazione agli elementi R, C ed L, pur con certe riserve e precauzioni, esattamente alla stessa maniera in cui vien fatto alle più normali frequenze di lavoro.

Le precauzioni e riserve discendono principalmente dal fatto che, mentre a tali frequenze, che definiamo più normali, la lunghezza d'onda è molte volte superiore alle dimensioni dei componenti circuitali, in un sistema a microonde invece la lunghezza d'onda è paragonabile a ciascuno degli elementi circuitali, e di conseguenza l'ampiezza delle singole R, C ed L **dipende dalla frequenza.**

Perciò, ad un componente di circuito a microonde si possono assegnare valori di capacità e induttanza solo quando la **frequenza è costante:** ciò vale a stretto rigore. In pratica, nei normali circuiti in cui la larghezza di banda è modesta, i valori circuitali possono essere presi in assoluto, analogamente a quanto avviene a frequenze basse, con un errore minimo.

Generatori di RF in microonde a stato solido

L'EVOLUZIONE DELLE TECNICHE

Delle molte direzioni in cui si sono sviluppate le radiocomunicazioni, forse nessuna è stata altrettanto spettacolare quanto quella delle frequenze più alte.

Senza dubbio ancora molti lettori ricorderanno quando il termine "alte frequenze" era usato per distinguere i 100 kHz dall'audio, e quando le frequenze "ultra alte" significavano qualsiasi segnale sopra i 10 metri.

Sebbene la maggior parte dei primi sviluppi delle telecomunicazioni via radio verificatisi agli inizi del secolo fossero ottenuti operando a frequenze inferiori ai 500 kHz, è pure interessante notare che i primi esperimenti di Hertz con le onde elettromagnetiche furono effettuati attorno ai 60 MHz; successivamente egli li estese fino ai 500 MHz.

Lo stesso Marconi aveva usato le VHF in molti dei suoi primi esperimenti, ma si portò rapidamente ad operare sulle frequenze più basse quando si rese conto che potevano essere coperte distanze ben maggiori col semplice generatore a scintilla allora in uso.

All'incirca negli stessi anni in cui i radioamatori aprivano all'uso le "onde corte" sopra i 1500 kHz con le ormai famose prove transatlantiche (primi anni 20), i ricevitori Nichols e Tear riuscivano a produrre onde radio "corte" qualcosa come 0,22 mm (135 GHz).

Nel 1923 una scienziata russa, Glagowela-Arkadiewa, estese il limite oltre i 35.000 GHz.

Tuttavia, in tutti questi esperimenti, l'energia a microonde appariva solo come componente armonica delle scariche da scintille ad alta energia, e quindi il livello di potenza ad esse pertinente non poteva che essere estremamente basso (saremmo tentati di usare il termine "microscopico").

Subito dopo l'invenzione del tubo elettronico a tre elettrodi, il mondo iniziò la sua scalata verso le frequenze più elevate; ma c'erano ancora molte difficoltà da risolvere.

Poiché i primi tubi erano costruiti basandosi su tecniche derivate dall'industria delle lampadine da illuminazione elettrica, essi risultavano scarsamente adatti a questo nuovo impiego.

L'estensione delle possibili frequenze di lavoro seguì da vicino i miglioramenti delle tecnologie costruttive dei tubi a vuoto; ma con ciò, i costruttori si trovarono faccia a faccia contro un altro problema: il tempo di transito degli elettroni (cioè il tempo, piccolo ma nient'affatto trascurabile, che un elettrone impiega ad attraversare il tubo).

In HF il tempo di transito (circa un bilionesimo di secondo) è corto se paragonato ad un ciclo completo della radiofrequenza; in tal modo gli elettroni possono seguire le fluttuazioni della tensione RF presenti sulla griglia.

In VHF, invece, le oscillazioni sono così rapide che la tensione sulla griglia può passare attraverso molti cicli completi mentre l'elettrone compie il suo percorso attraverso il tubo; in tal caso la tensione di griglia non riesce ad imporre il ritmo del proprio segnale al flusso di elettroni.

È per questi motivi che l'oscillatore rigenerativo a valvole poteva raggiungere solo poche centinaia di MHz di frequenza di lavoro.

Nel 1920 due tecnici tedeschi, Barkhausen e Kurz, trovarono che, se la griglia di un triodo veniva polarizzata positivamente rispetto alla placca si riusciva a produrre un segnale RF di circa 43 cm di lunghezza d'onda (697 MHz).

Infatti, con questa configurazione circuitale la griglia, fortemente positiva, accelera gli elettroni dal catodo portandoli a velocità elevata; alcuni colpiscono la griglia, cedendo ad esse la loro energia sotto forma di calore, ma altri passano attraverso le aperture della griglia stessa per poi essere quasi subito respinti di nuovo verso la griglia dalla placca, che presenta carica negativa (vedi fig. 1).

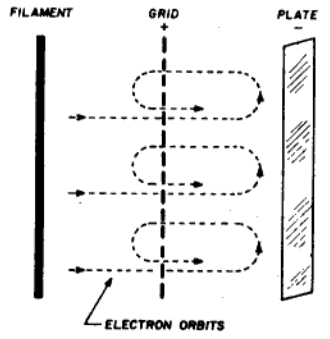


Fig. 1 - MECCANISMO DI FUNZIONAMENTO DEGLI OSCILLATORI BARKHAUSEN-KURZ, UNO DEI PRIMI METODI USATI PER OTTENERE SEGNALI UHF. LA GRIGLIA, POSITIVA, ACCELERA GLI ELETTRONI PROVENIENTI DAL FILAMENTO/CATODO; LA MAGGIOR PARTE DI ESSI COLPISCE LA GRIGLIA E DISSIPA LA SUA ENERGIA IN CALORE, MA UN CERTO NUMERO PASSA ATTRAVERSO LE MAGLIE, E VIENE RESPINTO DI NUOVO VERSO LA GRIGLIA DALLA CARICA NEGATIVA DELLA PLACCA. UN CERTO NUMERO DI ELETTRONI CONTINUA QUINDI AD ORBITARE FRA GRIGLIA E PLACCA, E LA DEBOLE ENERGIA D'USCITA VIENE PRELEVATA MEDIANTE UN CIRCUITO ACCORDATO DI PLACCA.

Se le tensioni degli elettrodi sono opportunamente regolate, si riesce a far sì che gli elettroni continuino a "gyrare" fra griglia e placca ad un valore molto alto di frequenza.

Successivamente, Barkhausen e Kurz riferirono che la frequenza di oscillazione dipendeva più che altro dalle tensioni applicate, con scarsi effetti da parte del circuito accordato esterno.

Questo fenomeno creò molta agitazione fra i ricercatori, ma gli americani furono messi in difficoltà dalle conseguenze delle battaglie sui brevetti: esisteva infatti il blocco all'importazione di tubi, e la struttura interna di quelli costruiti in America non permetteva questo modo di funzionamento.

Bisogna infatti ricordare che, in quei tempi, i tubi "made in USA" sfruttavano ancora il tipo di costruzione a sandwich, cioè con elettrodi piatti, mentre per l'oscillazione di tipo Barkhausen era necessaria la più moderna struttura ad elettrodi cilindrici coassiali, già adottata nei tubi europei.

Riuscendo però a mettere le mani su alcuni tubi di tipo militare (su cui pare non vigesse "embargo") anche i tecnici poterono verificare il fenomeno e lavorarvici.

Le varie ricerche portarono comunque ad interessanti risultati sia sperimentali che pratici:si ottenne, con accurate regolazioni delle tensioni di lavoro, di poter controllare la frequenza di oscillazione con linee di Lecher esterne; si riuscirono a produrre, con opportune modifiche agli elettrodi, frequenze fino a 6000 MHz; fu sfruttando questo tipo di sorgente di segnali a RF (600 MHz) che Yagi e Uda, nel 1928, svilupparono il loro sistema d'antenna ad elementi parassiti.

Infine, nel '30, furono usati trasmettitori e ricevitori di questo tipo per realizzare un collegamento duplex attraverso il canale della Manica, a 1670 MHz.

L'efficienza del sistema Barkhausen-Kurz era però molto bassa, in quanto la maggior parte degli elettroni oscillanti venivano catturati dalla griglia, la quale oltretutto si scaldava pericolosamente al calor bianco.

Nel 1921, Hull propose una diversa soluzione al problema: il magnetron, un dispositivo che non richiedeva alcuna griglia.

In esso infatti gli elettroni erano mantenuti in un'orbita circolare attorno al catodo da un campo magnetico esterno (fig. 2).

Il progetto originale ricevette via via modifiche rilevanti, principalmente in Giappone, da parte di Yagi e Okabe, che suddivisero l'anodo in due o più parti ed aumentarono sia la frequenza di lavoro che la potenza d'uscita.

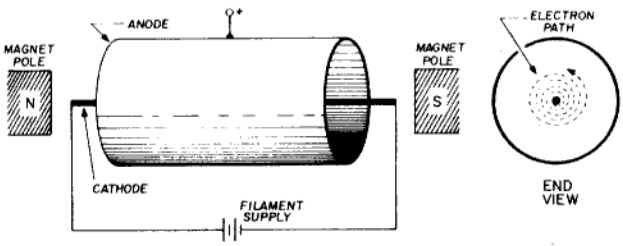


Fig. 2 - RAPPRESENTAZIONE SCHEMATICA DI UN MAGNETRON. GLI ELETTRONI EMESSI DAL CATODO NON RAGGIUNGONO L'ANODO (POSITIVO) SE IL CAMPO MAGNETICO È ABBASTANZA INTENSO. SE QUESTO È OPPORTUNAMENTE ED ACCURATAMENTE REGOLATO, GLI ELETTRONI VIAGGIANO IN UN'ORBITA A SPIRALE ATTORNO AL CATODO (FIGURA DI DESTRA), SECONDO IL RITMO DETERMINATO DA UN CIRCUITO SINTONIZZATO ESTERNO. FIN DAL 1930 DISPOSITIVI DI QUESTO TIPO ERANO USATI PER GENERARE PICCOLE POTENZE A 10 GHz.

Nonostante il magnetron offrisse promesse considerevoli, si presentarono per esso, ad un certo momento, alcune delle stesse difficoltà presenti in altri dispositivi: le dimensioni delle parti componenti divennero così piccole (date le altissime frequenze in gioco) che risultava sempre più difficile dissipare il calore nel poco spazio disponibile.

Ad ogni buon conto, nel 1936, all'Università del Michigan operava un magnetron di bassa potenza a 50 GHz.

È ovvio che si doveva trovare un modo per generare sufficienti livelli di potenza, prima che le microonde potessero diventare di pratico utilizzo; e i ricercatori dovevano combattere su due fronti: gli elettroni si muovevano troppo lentamente e gli elettrodi dei tubi dovevano essere più piccoli possibile in quanto determinavano la capacità del circuito risonante. Dall'altra parte invece, gli elettrodi, per generare quantità notevoli di energia a RF, dovevano essere più grandi possibile per dissipare il calore derivante dal bombardamento elettronico.

È per questo che con i dispositivi esistenti, le esigenze dell'alta frequenza di lavoro e alta potenza d'uscita non potevano essere ottemperate simultaneamente.

Nel 1935, Arseniewa ed Oscar Heil proposero una soluzione unica per questa reciproca incompatibilità. Perché non usare, si chiesero, il tempo finito di transito degli elettroni per controllare il pennello elettronico e da questo derivare direttamente l'energia necessaria per l'oscillazione?

Nel progetto da loro proposto, gli elettroni non andavano in alcun modo a colpire gli elettrodi, cosicché era evitato alla radice il problema del riscaldamento.

Sebbene gli Heil fossero i primi a descrivere il principio della modulazione di velocità, altri stavano pensando a soluzioni analoghe, come per esempio il dr. Hansen della Stanford University, sulla base dei cui calcoli Russell e Sigurd Varian concretizzarono le varie idee costruendo il primo Klystron, un dispositivo che sfrutta il tempo di transito e la decelerazione degli elettroni scagliati attraverso un "salto nel vuoto" per generare potenza a RF. (fig. 3).

Sotto molti aspetti, lo sviluppo dei moderni dispositivi per microonde a stato solido riflette di pari passo le conquiste della tecnologia dei tubi a vuoto negli anni 20 e 30.

I transistori soffrono il problema del tempo di diffusione degli elettroni nell'impiego alle alte frequenze, e non sono poi tanti anni fa che i radioamatori si auguravano un transistore a basso costo che si potesse usare senza problemi sui 3,5 MHz.

I transistori per VHF ed UHF sono ora di impiego comune, ma solamente in quanto i costruttori hanno trovato il sistema di realizzare la regione attiva del semiconduttore abbastanza sottile da evitare problemi da parte del tempo di transito degli elettroni.

A microonde, il tempo di transito è comunque, 50 anni fa come ora, il fattore di limitazione, ed è anche il punto in cui l'analogia fra tubi e semiconduttori è più evidente: alla stregua degli oscillatori Barkhausen, dei magnetron e dei klystron, il funzionamento dei dispositivi Gunn, diodi valanga, ed altre sorgenti di

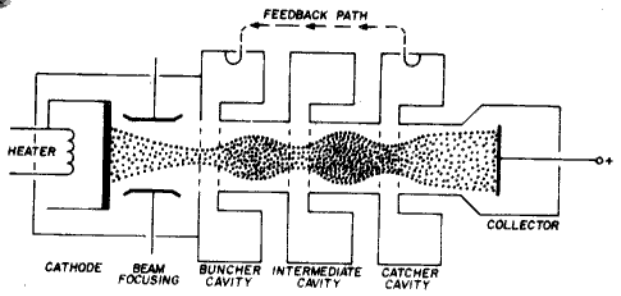


Fig. 3 - MODO DI FUNZIONAMENTO DI UN KLYSTRON. GLI ELETTRONI, EMESSI DAL CATODO E PORTATI A FORMARE UN FASCIO, VENGONO GUIDATI ATTRAVERSO UNA PRIMA CAVITÀ VERSO L'ANODO POSITIVO. COME IL FASCIO DI ELETTRONI ATTRAVERSA LA GRIGLIA DI QUESTA CAVITÀ, ESSO INDUCE UNA TENSIONE A RF NELLA CAVITÀ STESSA, TENSIONE CHE, PER UN MEZZO CICLO, RISULTA DI SENSO TALE DA ACCELERARE IL FLUSSO DI ELETTRONI, MENTRE PER L'ALTRO MEZZO CICLO TENDE A RALLENTARLO. CIÒ È QUELLO CHE SI CHIAMA "MODULAZIONE DI VELOCITÀ".
NEL TUBO DI DIFFUSIONE GLI ELETTRONI CHE SONO STATI ACCELERATI TENDONO A RAGGIUNGERE GLI ELETTRONI RITARDATI DURANTE LA SEMIONDA PRECEDENTE, FORMANDO COSÌ GRAPPOLI O VENTAGLI DI ELETTRONI NEL PERCORSO ENTRO IL TUBO. SE LA VELOCITÀ DEL FASCIO DI ELETTRONI E LA LUNGHEZZA DEL TUBO DI DIFFUSIONE SONO OPPORTUNAMENTE REGOLATE, GLI ELETTRONI COSÌ RAGGRUPPATI SARANNO COMPLETAMENTE RAGGRUPPATI SECONDO LA FORMA VOLUTA NEL TEMPO IN CUI ESSI RAGGIUNGONO L'ULTIMA CAVITÀ, DETTA DI CATTURA. IL TEMPO CHE INTERCORRE FRA GLI ARRIVI DI SINGOLI "VENTAGLI" DI ELETTRONI COINCIDE CON UN CICLO A RF. SE È PREVISTO UN PERCORSO DI REAZIONE, IL KLYSTRON DIVENTA UN OSCILLATORE AUTO-ECCITATO. LA PRESENZA DI CAVITÀ INTERMEDIE SERVE A RIMODULARE IL FASCIO DI ELETTRONI ED AUMENTA FORTEMENTE IL GUADAGNO DEL DISPOSITIVO.

RF a microonde, è pure basato sul tempo di transito degli elettroni.

Nel 1953, Read, dei Laboratori Bell, propose, per generare potenza in microonde, un diodo multistrato.

Read suggerì che il ritardo di tempo fra una tensione RF applicata e la corrente generata dalla conduzione a valanga, e la conseguente diffusione delle cariche così generate attraverso lo strato di svuotamento della giunzione del diodo, avrebbe provocato una resistenza negativa nel campo delle microonde.

Il diodo multistrato proposto da Read risultò molto difficile da costruire, ma nel 1965 negli stessi laboratori il principio fu verificato sperimentalmente quando si ottenne una potenza d'uscita (ad impulsi) di 80 mW a 12 GHz da un diodo a giunzione al silicio fatto lavorare in valanga.

I progressi da quell'anno sono stati così rapidi che oggi gli oscillatori con diodi a valanga si sono affermati come una delle più importanti sorgenti di potenza in microonde allo stato solido.

Dalla combinazione dei fenomeni fisici connessi al funzionamento di questi dispositivi, ne deriva il nome che li contraddistingue: IMPATT, da IMPact Avalanche and Transit Time.

I DIODI IMPATT

La costruzione di un diodo di questo tipo è sostanzialmente simile a quella di un qualunque diodo a giunzione di cui, in fig. 4 è riportata la tipica caratteristica tensione corrente.

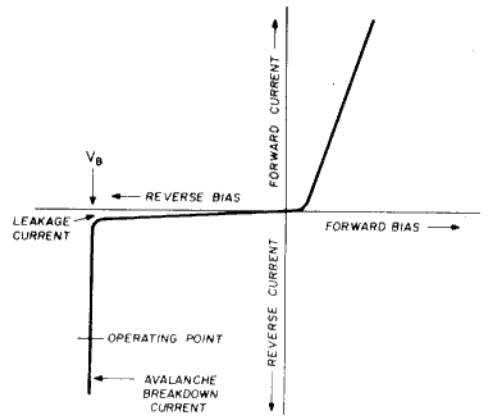


Fig. 4 - DIAGRAMMA TENSIONE-CORRENTE DI UN TIPICO DIODO A GIUNZIONE. QUANDO LA POLARIZZAZIONE INVERSA SUPERA LA TENSIONE DI BREAKDOWN V_B, IL DIODO RISULTA OPERANTE NELLA ZONA DI VALANGA, OVE UN GRAN NUMERO DI ELETTRONI VENGONO GENERATI PER EMISSIONE SECONDARIA (CHIAMATA ANCHE MOLTIPLICAZIONE A VALANGA).

Quando il diodo è polarizzato diretto, la corrente aumenta rapidamente per tensioni superiori a 0,5 V circa.

Quando invece il diodo è polarizzato inverso, passa solamente una piccolissima corrente, chiamata "corrente di fuga", almeno fino a quando non si è raggiunta la tensione inversa VB.

Nei normali diodi rettificatori la tensione di breakdown V_B determina la ben nota PIV, tensione inversa di picco, che non deve essere superata pena la distruzione del diodo.

Quando una giunzione PN è polarizzata inversa, nella regione N del diodo si forma una zona di svuotamento, la cui ampiezza dipende dalla tensione di polarizzazione applicata.

Se tale tensione è inferiore a V_B, la zona di svuotamento agisce come una capacità non lineare, e questa è la proprietà sfruttata nei varactor.

Quando invece tale tensione inversa supera V_B, anche solo di poco, il diodo risulta polarizzato nella zona di conduzione a valanga; ciò in quanto la piccola corrente di fuga assume una forte probabilità di creare elettroni addizionali mediante il processo di emissione secondaria, o moltiplicazione a valanga, per l'alta accelerazione acquisita.

Normalmente, polarizzando i diodi in questa zona, cioè oltre la loro PIV, si ottengono risultati catastrofici, in quanto la conduzione a valanga, una volta innescata, non si ferma più; se invece il materiale semiconduttore è opportunamente drogato, il processo a valanga può essere controllato, come appunto avviene per i diodi Zener e per quelli a valanga controllata.

La fig. 5 è una rappresentazione schematica del movimento degli elettroni in una giunzione PN polarizzata inversa, con un ampio numero di elettroni generati nella zona di valanga che fluiscono nella zona di diffusione. In tali condizioni, una forte corrente può fluire nella direzione inversa con un piccolo aumento della tensione applicata (secondo quanto

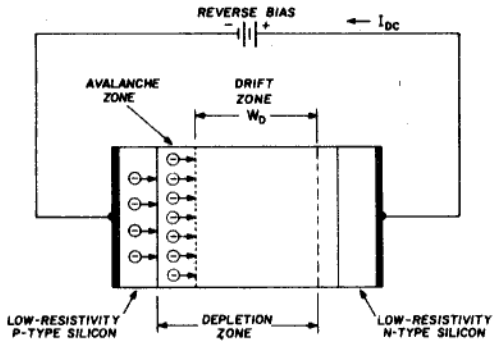


Fig. 5 - RAPPRESENTAZIONE SCHEMATICA DI UN DIODO A GIUNZIONE PN A POLARIZZAZIONE INVERSA. QUANDO POLARIZZATO NELLA REGIONE DI VALANGA, UN GRAN NUMERO DI ELETTRONI VENGONO LANCIATI NELLA ZONA DI DIFFUSIONE. SE L'AMPIEZZA DI TALE ZONA, W_D, È TALE CHE IL TEMPO DI DIFFUSIONE DEGLI ELETTRONI È DI CIRCA IL 37% DEL TEMPO DI UN CICLO COMPLETO DI RF, IL DISPOSITIVO PRESENTA RESISTENZA NEGATIVA IN QUANTO LA CORRENTE D'USCITA RISULTA SPOSTATA IN FASE DI 180° RISPETTO ALLA TENSIONE RF APPLICATA (VEDI ANCHE FIG. 6).

rappresentato in fig. 4).

Se, sovrapposta alla tensione di polarizzazione, esiste una tensione RF attraverso la regione di svuotamento del diodo (come potrebbe capitare se il diodo fosse montato in una cavità risonante), in certe condizioni la tensione RF induce una corrente RF che è sfasata rispetto alla tensione applicata. Se la corrente RF nel circuito esterno è in ritardo di oltre 90°, ciò equivale ad una resistenza negativa.

Nelle normali condizioni di lavoro, il diodo IMPATT è polarizzato appena sopra il punto V_B, cosicché i picchi della tensione RF portano in valanga il diodo (fig. 6).

Poiché il numero di elettroni generati nella zona di valanga dipende non solo dalla tensione applicata ma anche dal numero di portatori di carica presenti, gli impulsi di corrente di valanga continuano ad operare anche dopo che la tensione ha cominciato a cadere (fig. 6 B).

Ciò avviene a seguito della natura fortemente non lineare del processo di generazione a valanga; in un diodo IMPATT correttamente realizzato l'eccesso di carica si costituisce lentamente nella zona di valanga durante il mezzo ciclo positivo della tensione RF, e raggiunge un picco massimo molto acuto al centro del ciclo RF, quando la tensione RF è zero. In tal modo la forma d'onda della corrente di valanga, oltre a presentare picco molto aguzzo, ritarda di 90° sulla tensione RF.

L'impulso della corrente di valanga è così lanciato nella regione di diffusione (fig. 6C) e lentamente si diffonde verso destra nel settore N, a carica positiva, della giunzione. Gli elettroni si diffondono attraverso il materiale semiconduttore a velocità quasi costante (circa 10^7 cm/sec.), cosicché il tempo impiegato a passare attraverso la zona di diffusione è semplicemente l'ampiezza di tale zona, W_D, divisa per la velocità degli elettroni, v:

$$T = \frac{W_D}{v}$$

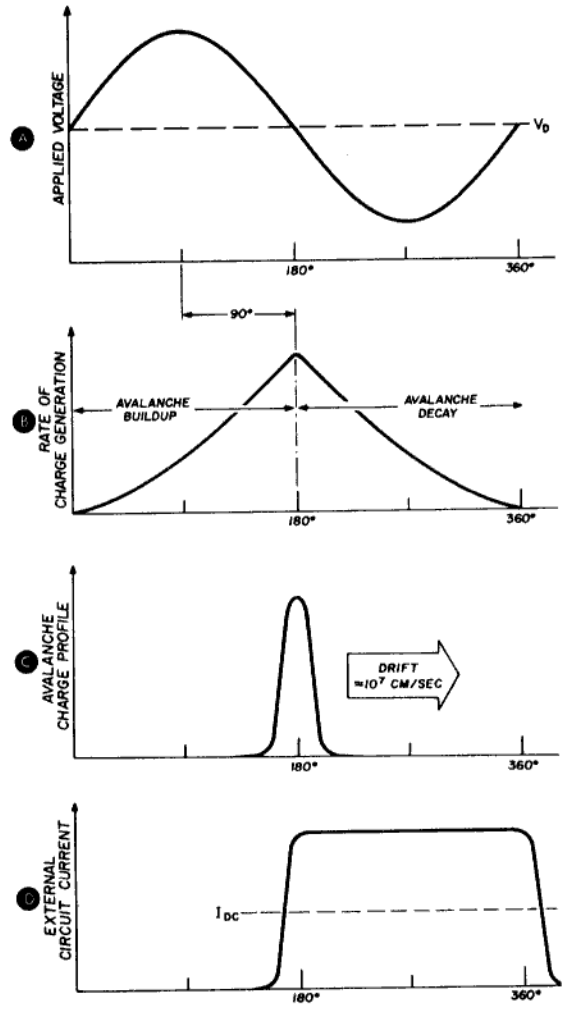


Fig. 6 - FORME D'ONDA DI TENSIONE E CORRENTE IN DIODO A VALANGA PER MICROONDE (IMPATT). QUANDO UNA TENSIONE A RF VIENE APPLICATA AI CAPI DI UNA GIUNZIONE PN POLARIZZATA INVERSA (A), DURANTE LA METÀ POSITIVA DEL CICLO UN GRAN NUMERO DI ELETTRONI VIENE PRODOTTO PER GENERAZIONE A VALANGA. POICHÉ IL PROCESSO DI VALANGA SI REALIZZA PIUTTOSTO LENTAMENTE (B), ESSO RAGGIUNGE IL PICCO QUANDO LA TENSIONE RF È ZERO, QUINDI CALA LENTAMENTE. CIÒ PRODUCE UN IMPULSO DI ELETTRONI (C) CHE DIFFONDE VERSO L'ANODO. LA COMBINAZIONE FRA IL PROCEDERE DELLA VALANGA E IL TEMPO DI DIFFUSIONE PRODUCE, NEL CIRCUITO ESTERNO, UNA CORRENTE CHE È SFASATA DI 180° RISPETTO ALLA TENSIONE RF (D).

Poiché il tempo di drift è riferito alla frequenza di lavoro, lo spessore della zona di diffusione va accuratamente controllato durante il processo di fabbricazione.

Mentre l'impulso di elettroni si sta diffondendo attraverso il diodo, essi inducono nel circuito esterno un'onda di corrente approssimativamente quadra, come indicato in fig. 6D.

Come si può vedere in fig. 7, il ritardo combinato del processo di valanga e del tempo di transito attraverso la zona di diffusione ha provocato una corrente positiva che scorre nel circuito esterno mentre la tensione RF sta passando attraverso il suo mezzo ciclo negativo.

Perciò il diodo fornisce energia a RF al circuito esterno a causa della sua resistenza negativa.

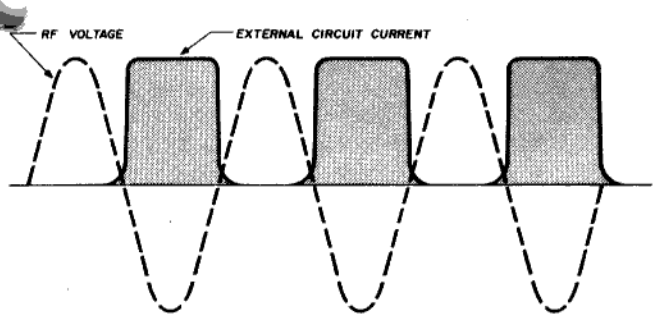


Fig. 7 - IL DIODO IMPATT PRESENTA RESISTENZA NEGATIVA IN QUANTO LA CORRENTE DEL CIRCUITO ESTERNO È SFASATA DI 180° RISPETTO ALLA TENSIONE RF. A CAUSA DELLA SUA RESISTENZA NEGATIVA, ESSO CONVERTE DIRETTAMENTE LA POTENZA CONTINUA IN ENERGIA A MICROONDE (IL MECCANISMO DELLA CORRENTE A MICROONDE È RAPPRESENTATO IN FIG. 6).

La gamma di frequenze utilizzabili dai diodi IMPATT è generalmente sopra i 3000 MHz; sotto questo valore il lungo tempo di transito richiederebbe una struttura di spessore tale che la tensione di breakdown dovrebbe essere molto elevata.

La maggior parte degli oscillatori IMPATT di alta potenza vengono usati su frequenze da 5 a 13 GHz, e in qualche caso essi hanno operato con successo fino a 100 GHz.

I primi diodi IMPATT erano in genere al silicio, ma ne sono stati realizzati anche al germanio e (specialmente) al GaAs, con ottimi risultati.

Tutti i tipi sono comunque piuttosto "rumorosi", in quanto la conduzione a valanga è un fenomeno che produce molto rumore (la situazione è leggermente migliore per i tipi a GaAs); ciò costituisce un problema in alcune applicazioni (per esempio, negli oscillatori locali dei ricevitori), anche se il rumore può essere considerevolmente ridotto con circuiti appropriati.

Un altro svantaggio è la relativamente alta tensione di lavoro (da 70 a 135 V), e la necessità di un'alimentazione a corrente costante.

I rendimenti sono sull'ordine del 12÷15%, ma con accurate realizzazioni, l'uso del GaAs e speciali strutture costruttive, si può anche arrivare al 25÷30%.

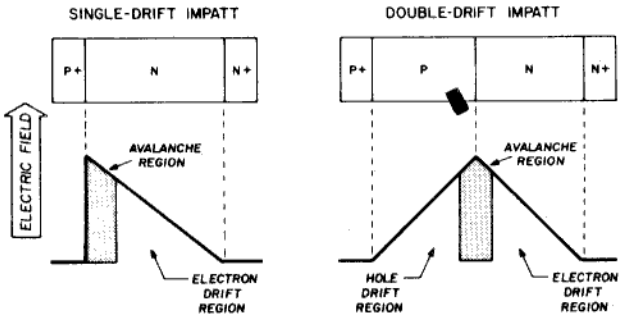


Fig. 8 - COSTRUZIONE DI DIODI IMPATT A SINGOLA E DOPPIA DIFFUSIONE. IN QUELLI A DOPPIA DIFFUSIONE L'EFFICENZA RISULTA FORTEMENTE AUMENTATA IN QUANTO LE LACUNE (CARICHE POSITIVE) GENERATE NELLA ZONA DI VALANGA SI DIFFONDONO ATTRAVERSO LA REGIONE DROGATA P IN FASE CON GLI ELETTRONI, FORNENDO MAGGIOR POTENZA D'USCITA. NEL—L'IMPATT A SINGOLA DIFFUSIONE LE LACUNE VENGONO SEMPLICEMENTE RIMANDATE AL CATODO.

Il diodo IMPATT a doppia diffusione ha quattro strati invece dei soliti tre, in quanto vi è impiantata una zona addizionale di diffusione, come indicato in fig. 8.

Nella versione precedentemente descritta, la corrente d'uscita era il risultato degli elettroni che si stavano diffondendo; il processo di valanga però genera lacune (cariche positive) esattamente come elettroni. Nell'IMPATT a diffusione singola le lacune vengono semplicemente respinte sul catodo, mentre nei tipi a doppia diffusione le lacune si diffondono attraverso la regione aggiuntiva, drogata P, in fase con gli elettroni; ne risulta così maggior potenza d'uscita RF.

Però, anche con rendimenti del 25%, la dissipazione di calore diventa il fattore limitatore quando da un diodo IMPATT vengano richieste potenze sostanzialmente elevate.

Mettendo in atto tecniche raffinate di dissipazione termica, la potenza d'uscita può essere aumentata finanche del 20%: per questo si cominciano ad usare su larga scala dissipatori in diamante, che presentano caratteristiche termiche favolose. Ci sarebbe ancora da notare che i diodi IMPATT si stanno usando quasi esclusivamente come amplificatori (solo raramente come oscillatori) e sembra abbiano un futuro come moltiplicatore di frequenza.

Quando viene usato come amplificatore, l'IMPATT è accoppiato al sistema attraverso un circolatore, come indicato in fig. 9; l'amplificatore IMPATT ha solo un terminale, cosicché il circolatore, che permette all'energia RF di viaggiare in una sola direzione, è necessario per isolare il segnale d'entrata da quello d'uscita.

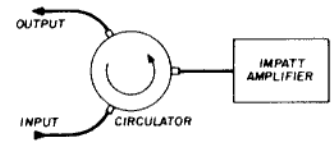


Fig. 9 - AMPLIFICATORE A RIFLESSIONE, OTTENUTO ACCOPPIANDO UN CIRCOLATORE AD UN IMPATT.

Il sistema di funzionamento è simile a quello usato negli amplificatori parametrici ed è chiamato "amplificazione a riflessione".

I DIODI TRAPATT

Nel 1967, i ricercatori della RCA cercavano di sviluppare un diodo a valanga che potesse operare attorno ai 1000 MHz; secondo la teoria del tempo di diffusione già esaminata, i diodi IMPATT non potrebbero essere fatti lavorare a frequenze... tanto basse (!), ma i tecnici cercavano di eccitare il diodo in modi diversi.

È infatti, nel giro di pochi mesi, fu scoperto un nuovo modo di funzionamento che accomunava buon rendimento e alta potenza: centinaia di watt di picco,

25% di rendimento (destinato ad aumentare, almeno per alcuni dispositivi, fino al 60%).

Il lavoro fu portato avanti anche sui circuiti accordati, e ne fu perfezionato uno che permetteva sintonia continua da 900 a 1500 MHz, mantenendo caratteristiche ottimali. Poiché il funzionamento di questi diodi ad alta efficienza non si adattava a nessuna delle teorie note fino a quel momento, fu chiamato modo "anomalo".

Ulteriori ricerche nei laboratori Bell, sfruttando le simulazioni in calcolatore, portarono a scoprire che l'alta efficienza derivava dalla creazione di uno stato di tensione di plasma intrappolato fra le successive espansioni del classico ciclo IMPATT.

Secondo le teorie dei tecnici Bell, questo plasma denso non faceva che schermare l'interno del diodo dalla tensione esterna, in modo tale che le cariche (elettroni e lacune) si diffondevano fuori dal diodo a bassa velocità, provocando tempi di transito molto lunghi.

A questi dispositivi fu dato il nome di TRAPATT, da TRApped Plasma Triggered Transit.

Esistono contestazioni fra vari tecnici e fisici, sia sul nome che sull'interpretazione di tali dispositivi, ma, fondamentalmente, si può affermare che questo modo di funzionamento è critico di per sé e richiede circuiti risonanti piuttosto laboriosi; per tali motivi, questo dispositivo ha trovato applicazioni limitate quasi solo ai radar militari.

I DISPOSITIVI GUNN

Nel 1963, John Gunn della IBM, studiando la resistenza di un campione di arseniuro di gallio (GaAs) di tipo N, scoprì che, se la tensione applicata ai capi del blocchetto veniva aumentata oltre un certo valore (fig. 10), la corrente diveniva instabile e cominciava a pulsare ciclicamente a frequenze nel campo delle microonde.

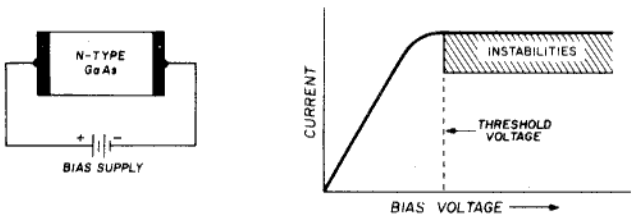


Fig. 10 - QUANDO LA TENSIONE DI POLARIZZAZIONE AI CAPI DI UN BLOCCHETTO DI GaAs TIPO N VIENE AUMENTATA OLTRE IL PUNTO DI SOGLIA, LA CORRENTE DIVENTA INSTABILE E PULSA IN MODO CICLICO; QUESTO È IL RISULTATO DELLA RESISTENZA NEGATIVA OFFERTA DAL MATERIALE E VIENE CHIAMATO EFFETTO GUNN.

Il meccanismo che provocava tale fenomeno sembrò, a prima vista, piuttosto misterioso; ma Gunn sospettò si trattasse di resistenza negativa, e suggerì che questa potesse essere spiegata con una diminuzione nella mobilità (velocità) degli elettroni all'aumentare della tensione applicata.

È stato poi dimostrato che effettivamente le co vanno all'incirca in quel modo.

A differenza della maggior parte degli altri materiali, gli elettroni nel GaAs possono essere in una di due bande di conduzione; e gli elettroni di una di queste possiedono velocità molto maggiore di quelli dell'altra.

Come la tensione applicata al GaAs aumenta, un numero sempre maggiore di elettroni viene distribuita nella banda a bassa mobilità, come illustrato in fig. 11.

Sotto al livello di soglia, la corrente attraverso il materiale è proporzionale alla tensione applicata, talché il comportamento è quello di una resistenza.

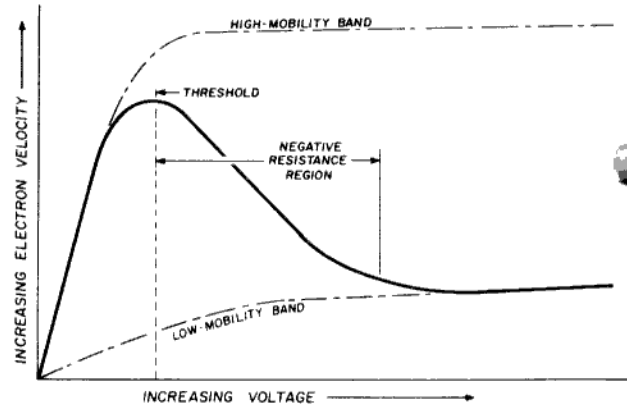


Fig. 11 - VELOCITÀ DEGLI ELETTRONI NEL GaAs IN FUNZIONE DI UN CAMPO ELETTRICO APPLICATOVI. AUMENTANDO TALE CAMPO, UN NUMERO SEMPRE MAGGIORE DI ELETTRONI VIENE SPARPAGLIATO VERSO LA BANDA A BASSA MOBILITÀ, RISULTANDONE COSÌ UNA NETTA DIMINUZIONE DELLA CORRENTE CHE FLUISCE ATTRAVERSO IL MATERIALE: CIÒ EQUIVALE AD UNA RESISTENZA NEGATIVA.

Non appena la tensione supera il ginocchio, un numero sufficientemente elevato di elettroni viene spostato dalla banda ad alta mobilità, in modo tale che la velocità risultante attraverso il GaAs comincia a calare.

Poiché la corrente che attraversa il materiale è proporzionale alla velocità elettronica, ciò significa che un tale resistore al GaAs, chiamato **diodo Gunn**, presenterà una regione di resistenza negativa (cioè una diminuzione di corrente con l'aumentare della tensione).

Poiché tale comportamento si basa sul trasferimento di elettroni da una banda di conduzione a un'altra, gli oscillatori a microonde di questo tipo spesso vengono anche chiamati Oscillatori a Elettroni Trasferiti (TEO, in inglese).

Sebbene la resistenza negativa del GaAs giustifichi la sua caratteristica di instabilità di corrente a certi livelli di polarizzazione, l'oscillazione a frequenze corrispondenti alle microonde richiede ulteriori spiegazioni. Come già menzionato, quando la tensione applicata è inferiore al ginocchio, il GaAs si comporta come una resistenza (positiva) lineare; in tali condizioni, il campo elettrico interno è costante attraverso tutto il materiale, come mostra la fig. 12 A.

Se la tensione applicata viene aumentata oltre il ginocchio, molti degli elettroni che tornano al catodo vi entrano con una velocità maggiore di quella con la quale ne vengono emessi. Ciò porta al sorgere di un campo elevato in prossimità del catodo, per l'accumulo di elettroni che qui si verifica e per il conseguente svuotamento dalla parte dell'anodo (fig. 12 B). Il campo elettrico attraverso il materiale comincia a cadere ad un valore inferiore al ginocchio.

La zona (dominio) ad alta intensità di campo si diffonde rapidamente attraverso la barretta di GaAs (figg. 12 C e 12 D) fino all'anodo, che si localizza (fig. 12 E).

Quando la suddetta zona ha raggiunto l'anodo, la tensione di polarizzazione fa sì che il campo al catodo superi il livello di ginocchio: cosicché si forma una nuova zona di campo e il fenomeno si ripete.

La corrente attraverso il GaAs, durante il tempo di transito della zona di campo è minore, ed aumenta momentaneamente quando il campo si estingue all'anodo. È per questo che l'uscita è una serie di stretti impulsi di corrente, con periodo uguale al tempo di transito attraverso la barretta (fig. 12 F).

La velocità del dominio è di circa 10^7 cm/sec., talché la barretta di GaAs deve avere spessore di circa 10 micron per poter operare a 10 GHz.

Poiché la frequenza degli impulsi di corrente in uscita è funzione del tempo di diffusione, questo viene definito "modo di operare a tempo di transito".

Esso comunque è raramente usato, perché le possibilità di sintonia sono pressoché nulle e il rendimento è molto basso.

Nei circuiti a microonde adottati nella pratica, il dispositivo di tipo Gunn viene montato in un circuito risonante ad alto Q: ciò permette una gamma di sintonia considerevole, poiché la tensione RF in circuito influenza la formazione della zona di campo al catodo facendo oscillare la tensione applicata sopra e sotto il livello del ginocchio, come indicato in fig. 13.

Se la polarizzazione è predisposta in modo che la tensione RF vada a cadere sotto il valore della tensione di sostentamento V_S, il dominio di campo viene annullato; quando la tensione a RF sale sopra il ginocchio V_{TH}, sul catodo si forma una nuova zona di campo.

Non appena il dominio parte per diffondersi attraverso il GaAs, la tensione a RF aumenterà fino a un massimo e tornerà a calare fino ad essere nuovamente cancellata.

Il "modo di operazione a dominio ritardato" si verifica quando il valore istantaneo della tensione a RF non cade mai sotto il valore di sostentamento ma va sotto il ginocchio per una parte del ciclo.

Se la zona di campo raggiunge l'anodo quando la tensione applicata è compresa fra V_S e V_{TH}, la formazione di un nuovo dominio viene ritardata finché la tensione a RF si sposta sopra il ginocchio.

Usando queste tecniche (ed altre similari), la frequenza degli impulsi di corrente in uscita potrà essere adattata al valore di risonanza del circuito accordato esterno, e la variazione potrà essere effettuata entro gamme di frequenza piuttosto ampie.

Il maggior vantaggio che un diodo Gunn ha sopra i dispositivi IMPATT e TRAPATT è la sua attitudine

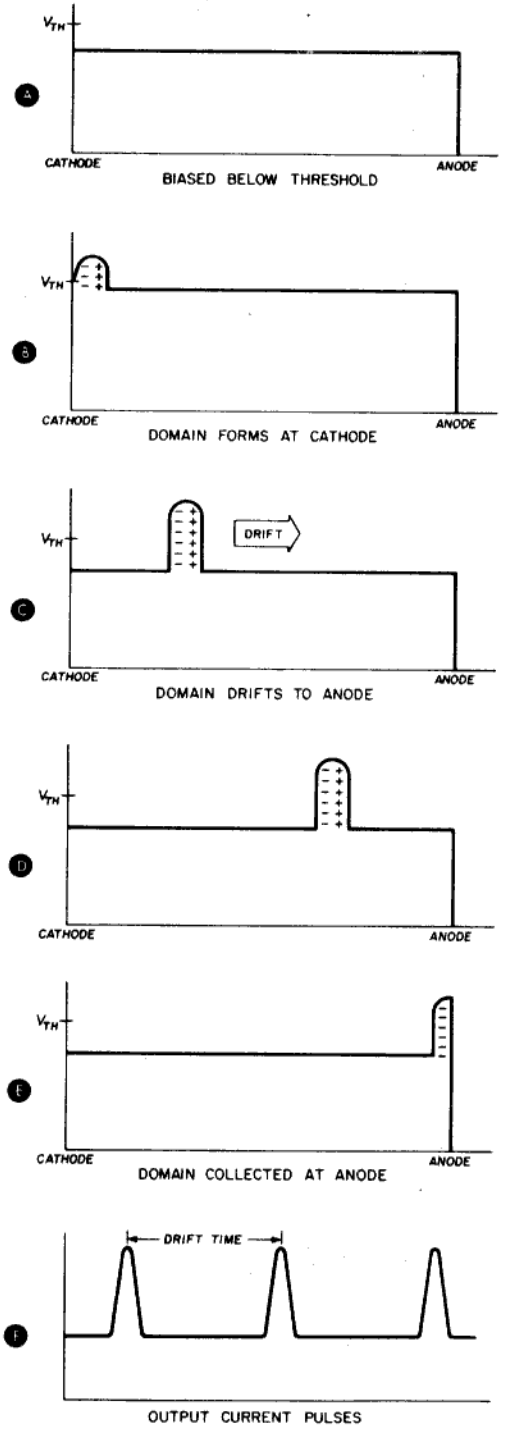


Fig. 12 - QUANDO UNA BARRETTA DI GaAs È POLARIZZATA SOTTO IL GINOCCHIO V_{TH}, IL MATERIALE SI COMPORTA COME UNA RESISTENZA LINEARE (A). QUANDO IL MATERIALE È POLARIZZATO SOPRA IL GINOCCHIO (B), SUL CATODO SI FORMA UNO STRATO DI CARICHE (DOMINIO), CHE SI DIFFONDE VERSO L'ANODO (C e D) ALLA VELOCITÀ DI CIRCA 10^7cm/sec. DA NOTARE CHE, QUANDO IL DOMINIO DI CAMPO SI FORMA AL CATODO, IL CAMPO ELETTRICO NEL RESTO DEL MATERIALE CADE SOTTO IL LIVELLO DI SOGLIA. QUANDO IL DOMINIO ARRIVA A LOCALIZZARSI ALL'ANODO, IL CAMPO NEL MATERIALE MOMENTANEAMENTE AUMENTA SOPRA IL GINOCCHIO, UN NUOVO DOMINIO SI FORMA AL CATODO, E IL PROCESSO SI RIPETE.
LA CORRENTE ATTRAVERSO IL GaAs È MINORE DURANTE IL TEMPO DI TRANSITO DEL DOMINIO, E AUMENTA QUANDO IL DOMINIO STESSO RAGGIUNGE L'ANODO, DANDO ORIGINE AD UNA SERIE DI STRETTI IMPULSI DI CORRENTE (F).

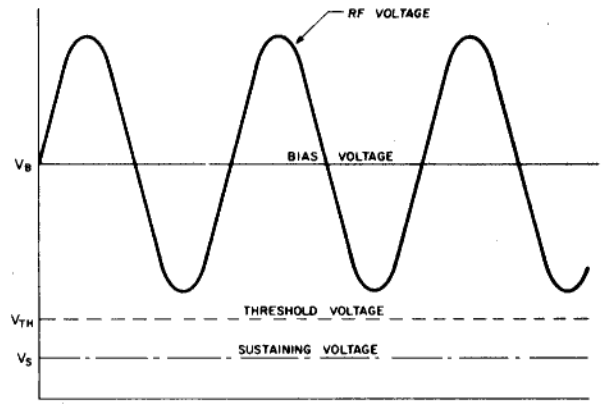


Fig. 13 - IL MODO DI OPERARE DI UN DIODO GUNN IN UN CIRCUITO RISONANTE AD ALTO Q È DETERMINATO DAL LIVELLO DELLA POLARIZZAZIONE, COME QUI INDICATO. SE IL DIODO È POLARIZZATO IN MODO TALE CHE LA TENSIONE A RF CADA SOTTO LA TENSIONE DI SOSTENTAMENTO V_S, IL DOMINIO DI CAMPO SARÀ CANCELLATO FINCHÉ LA TENSIONE RF NON SALIRÀ OLTRE LA SOGLIA V_{TH}, E LA FORMAZIONE DI UN NUOVO DOMINIO RISULTERÀ COSÌ RITARDATA. PERCIÒ LA FREQUENZA DEGLI IMPULSI DI CORRENTE D'USCITA SI ADATTERANNO ALLA FREQUENZA DI RISONANZA DEL CIRCUITO ACCORDATO E POTRANNO ESSERE SINTONIZZATI SU AMPIE GAMME DI FREQUENZA.

a lavorare su bande piuttosto ampie con minor rumore e tensioni di polarizzazione più basse, a parità di frequenza: questo va tenuto in particolare considerazione nel campo di attività dei radioamatori, che devono poter realizzare sistemi a microonde abbastanza semplici e direttamente alimentabili da batterie.

Oltretutto, i diodi Gunn possono essere facilmente modulati in frequenza, e risultano (di conseguenza) adatti al controllo automatico della frequenza di oscillazione.

Il dispositivo è intrinsecamente robusto: alcuni costruttori parlano di vita superiore alle 300.000 ore in CW (qualcosa come 34 anni di servizio continuo!).

Il lato negativo è rappresentato dal fatto che i diodi Gunn hanno minor rendimento e potenza d'uscita rispetto ad altri dispositivi per microonde a stato solido; ma ciò può considerarsi compensato (almeno, sotto l'ottica del radioamatore o di certe applicazioni commerciali) dalla sua semplicità di funzionamento, dall'ampia gamma di sintonia e dalle modeste tensioni di lavoro.

GLI OSCILLATORI GUNN

Non si può negare che molti dei primi tentativi per costruire oscillatori a diodi Gunn non ebbero successo, e che i risultati positivi non furono riproducibili con regolarità.

In diversi casi il dispositivo rifiutava di oscillare una volta inserito nel suo circuito risonante, o, se oscillava, non risultava sulla frequenza prevista: tutto ciò era però dovuto alla novità delle tecnologie, appena uscite dai laboratori.

Infatti, i procedimenti per ottenere il GaAs erano ancora negli anni dell'infanzia, cosicché non esisteva ancora una esperienza sufficiente per superare i problemi che si andavano presentando.

Naturalmente, col passar degli anni, i diodi Gunn sono nettamente migliorati, ed ora si sa, con una certa precisione, quali tipi di circuiti risonanti danno i migliori risultati. C'è però da dire che molto, nella messa a punto di questi dispositivi, è ancora lasciato alla sperimentazione ed... alla fantasia!

Una delle forme più semplici di circuito oscillatore a diodo Gunn è riportata in fig. 14. Il diodo appare montato ad un estremo di una cavità coassiale a mezza lunghezza d'onda, che è regolata sulla frequenza di lavoro richiesta mediante una vite di sintonia. La posizione del link d'accoppiamento per l'uscita

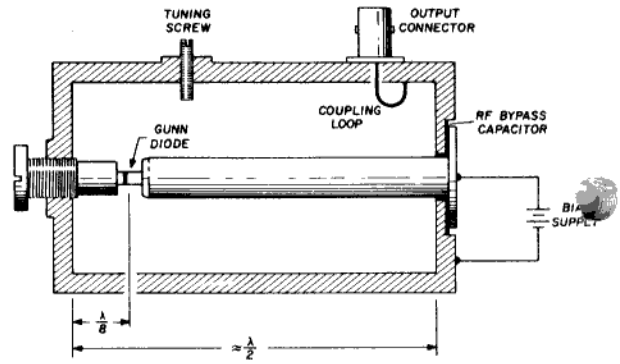


Fig. 14 - UN SEMPLICE OSCILLATORE A DIODO GUNN IMPIEGANTE UNA CAVITÀ COASSIALE A MEZZA LUNGHEZZA D'ONDA; IL LINK D'USCITA FORNISCE ANCHE L'ADATTAMENTO D'IMPEDENZA. QUESTO TIPO DI CIRCUITO PUÒ ESSERE SINTONIZZATO SU UN'OTTAVA O PIÙ, MA SI POSSONO PRESENTARE DIFFICOLTÀ SOTTO FORMA DI OSCILLAZIONI SU FREQUENZE ARMONICHE; E LA CAVITÀ COASSIALE È PIÙ SENSIBILE ALLE VARIAZIONI DI TEMPERATURA E AI DISADATTAMENTI DEL CARICO CHE IL RISONATORE A GUIDA D'ONDA.

determina l'impedenza del carico presentato al diodo.

Questo tipo di risuonatore è facile da costruire e può essere sintonizzato su una gamma abbastanza ampia di frequenze (fino a un'ottava), ma presenta anche diversi svantaggi.

Innanzitutto, il Q risulta relativamente basso e il diodo può tendere ad oscillare su frequenze armoniche. In confronto alla cavità a guida d'onda, il risonatore coassiale è anche più sensibile alle variazioni di temperatura ed ai disadattamenti del carico.

Per la maggior parte delle applicazioni, una scelta molto migliore è la cavità a guida d'onda rettangolare con diaframma di accoppiamento, quale riportata in fig. 15.

La dimensione dell'apertura è determinata sperimentalmente per il miglior compromesso fra la massima potenza d'uscita e l'isolamento per variazioni nell'impedenza del diodo e del carico.

Il cilindretto di sintonia può essere sia in metallo che in dielettrico a bassa perdita.

Il diodo deve essere opportunamente disaccoppiato dalla tensione di polarizzazione, allo scopo di minimizzare ogni risonanza a RF nel circuito di alimentazione e prevenire le relative perdite.

Tutte le precauzioni qui accennate sono veramente importanti; documentazioni approfondite su realizza-

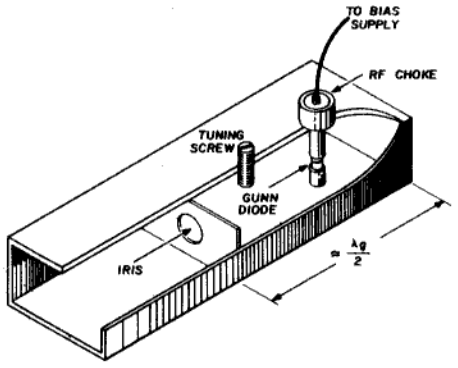


Fig. 15 - SEMPLICE RISONATORE A GUIDA D'ONDA PER OSCILLATORI A DIODO GUNN. IN QUESTO CIRCUITO L'ENERGIA A MICROONDE GENERATA DAL GUNN È ACCOPPIATA ALLA CAVITÀ MEDIANTE UN DIAFRAMMA MONTATO NELLA DIMENSIONE TRASVERSALE STRETTA DALLA GUIDA. L'APERTURA È OTTIMIZZATA PER LA MASSIMA POTENZA D'USCITA ED IL MASSIMO ISOLAMENTO DA VARIAZIONI D'IMPEDENZA.
L'IMPEDENZA DI BLOCCO A RF RICHIEDE UNA SCELTA ACCURATA PER AVERE IL MINIMO DI PERDITE A FREQUENZE COSÌ ALTE.

zioni di questo tipo sono, per esempio reperibili sul VHF-UHF Manual della RSGB.

LA REALIZZAZIONE DELLA TESTINA

Salvo non si possieda una forte esperienza con i circuiti a microonde e, nel contempo, una notevole attrezzatura anche meccanica, la soluzione più semplice e meno "frustrante" è senz'altro la scelta di una testina esistente sul mercato, quale l'ormai ben noto **Gunnplexer** a 10 GHz prodotto dalla Microwave.

Questa compatta ma completa testina ricetrasmittente SHF fornisce oltre 20 mW d'uscita, incorpora un mixer a diodo Schottky a basso rumore, e prevede la sintonia mediante varactor inserito; un circolatore in ferrite isola le funzioni di ricevitore e trasmettitore.

Le figg. 16 e 17 riportano, come particolare fotografato e in vista esplosa, una completa rappresentazione del Gunnplexer, le cui caratteristiche sono elencate in tabella.

Nel Gunnplexer, l'oscillatore a diodo Gunn fornisce sia la potenza di trasmissione che il segnale d'iniezione di oscillatore locale per il diodo mixer.

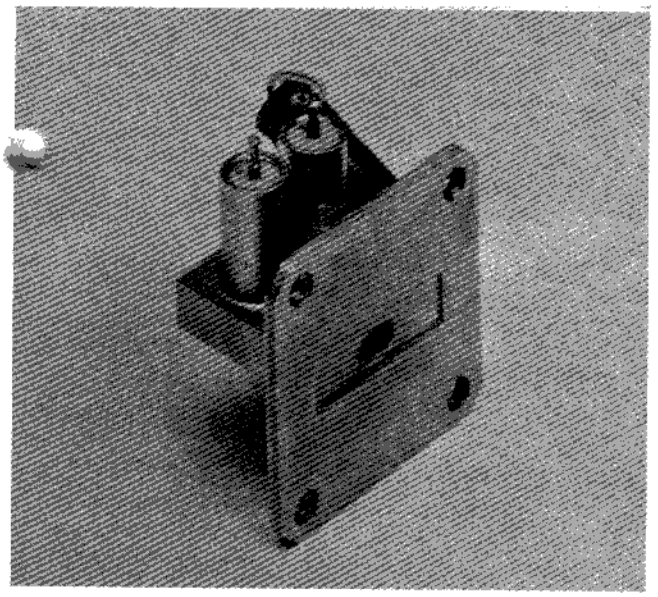


Fig. 16 - L'OSCILLATORE A DIODO GUNN DELLA MICROWAVE A. CON SINTONIA A VARACTOR PER LA BANDA RADIANTISTICA DEI 10 GHz, IN VISTA INTERNA.
I TERMINALI SERVONO PER L'ALIMENTAZIONE DEL DIODO GUNN E PER LA POLARIZZAZIONE DEL VARACTOR.

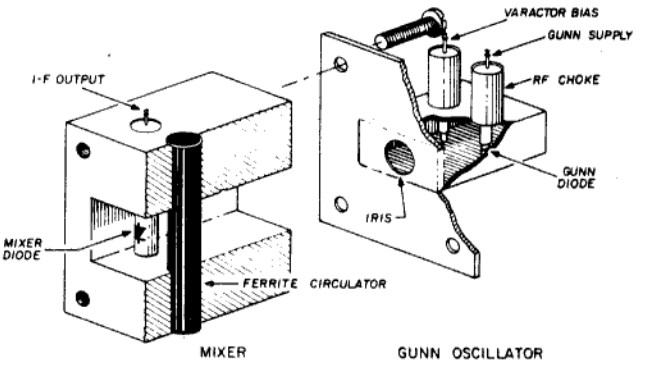


Fig. 17 - VISTA ESPLOSA DEL GUNNPLEXER. IL DIODO GUNN CON ACCOPPIAMENTO A DIAFRAMMA È TARATO ALLA FREQUENZA DESIDERATA MEDIANTE L'APPOSITA VITE IN MATERIALE DIELETTRICO, E L'ENERGIA A RF È ACCOPPIATA VERSO L'ESTERNO ATTRAVERSO IL DIAFRAMMA A IRIDE. IL CIRCOLATORE IN FERRITE ACCOPPIA AL MIXER A DIODO SCHOTTKY UNA PICCOLA QUANTITÀ DELL'ENERGIA GENERATA E ISOLA LE FUNZIONI DI TRASMISSIONE E RICEZIONE.
L'INIEZIONE AL MIXER PUÒ ESSERE REGOLATA MEDIANTE LA PICCOLA VITE MONTATA SUL FRONTE DEL CIRCOLATORE. PUÒ ESSERE FORNITA UN'ANTENNA A TROMBINA CON 17 dB DI GUADAGNO.

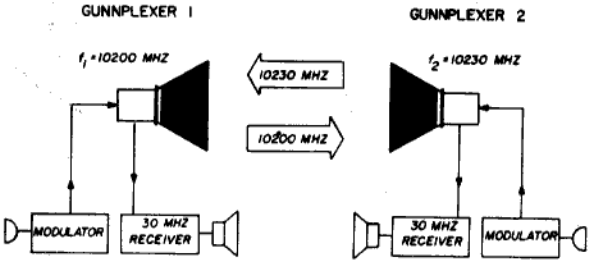


Fig. 18 - FUNZIONAMENTO DI UNA MAGLIA A GUNNPLEXER. POICHÉ SI USA LO STESSO OSCILLATORE SIA COME TRASMETTITORE CHE COME OSCILLATORE LOCALE PER IL MIXER, IL VALORE DI MF DA CIASCUNA DELLE DUE PARTI DEVE ESSERE LO STESSO, E LE FREQUENZE DEI DUE OSCILLATORI DEVONO ESSERE SEPARATE DEL VALORE DI MF.

Perciò, il valore di media frequenza usato da ciascuna delle due stazioni in collegamento deve risultare assolutamente identico, e le frequenze degli oscillatori Gunn devono essere separate esattamente del valore di media frequenza.

Il link fra due stazioni e le relative condizioni di funzionamento sono illustrati in fig. 18. Se il valore di MF è, per esempio, scelto a 30 MHz, ed un oscillatore Gunn è 10.200 MHz, l'altro oscillatore è sintonizzato 30 MHz più alto (o più basso), e cioè a 10.230 (o 10.170).

In prima approssimazione, tutto quanto serve per uscire in aria con un Gunnplexer è costituito da: un alimentatore stabilizzato a 9 V - 200 mA; una tensione di polarizzazione per il varactor, un ricevitore FM, ed un microfono con relativo amplificatore di modulazione.

Sulla scelta e realizzazione di queste singole unità ci si può anche sbizzarrire, ma basilarmente questo basta per lavorare i 10 GHz (vedi fig. 19).

Naturalmente, si potrà aggiungere, in un secondo tempo, un controllo automatico di frequenza oppure un sistema ad aggancio di fase; ma ciò non è strettamente indispensabile per partire.

Il valore di media frequenza a 30 MHz è uno degli standard più adottati in tutti i sistemi di telecomunicazione a microonde, ed è stato scelto anche perché esiste una notevole strumentazione di misura che fa capo a questo valore di riferimento.

Naturalmente, altri valori possono essere adottati perché magari più comodi (a parte l'altra frequenza standard sui 60 MHz); ci riferiamo agli 88 ÷ 108, per usare un normale ricevitore FM per programmi BC, oppure ai 144 ÷ 146, gamma sulla quale opera un largo numero di apparecchiature. Non dimentichiamo poi l'esistenza di adatte apparecchiature anche nel surplus.

PORTATA DEI COLLEGAMENTI

Una delle prime domande che ci si pone quando si comincia a pensare alle microonde (o a sentirne parlare) è probabilmente la seguente: che tipo di collegamenti si potranno mai fare con "tanti" milliwatt? Il grafico di fig. 20 fornisce una prima risposta, in funzione della larghezza di banda del canale di MF scelto.

Questo grafico assume come elemento di riferimento una cifra di rumore pari a 12 dB, che al giorno d'oggi non è assolutamente un problema ottenere da

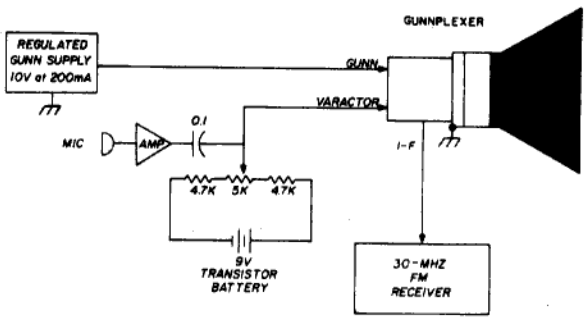


Fig. 19 - CIRCUITO BASE PER COMUNICAZIONI A MEDIA COPERTURA IN 10 GHz MEDIANTE GUNNPLEXER. LA FREQUENZA D'USCITA È REGOLATA A ±30 MHz MEDIANTE IL POTENZIOMETRO DA 5 K AI CAPI DELLA TENSIONE PER IL VARACTOR.

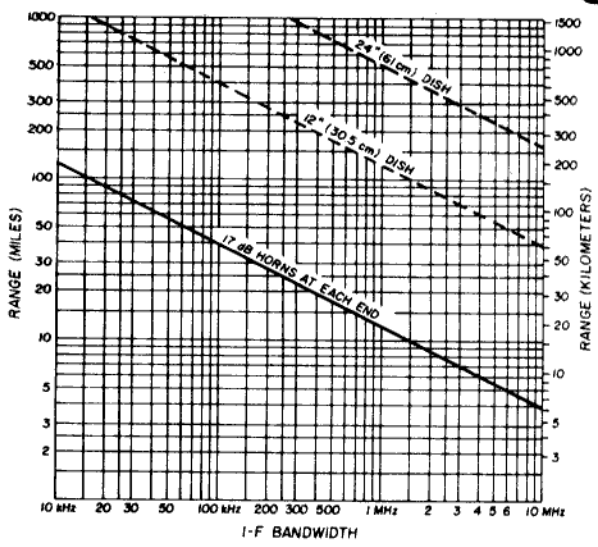


Fig. 20 - PORTATA IN FUNZIONE DELLA LUNGHEZZA DI BANDA PER GUNNPLEXER MICROWAVE A 10 GHz. LE LINEE TRATTEGGIATE SI RIFERISCONO A RIFLETTORI PARABOLICI, LA LINEA CONTINUA A TROMBINE DA 17 dB (DA AMBO LE PARTI).

un sistema ricevente di questo tipo (con MF a basso rumore e circuiti ben ottimizzati, si può scendere bene sotto i 10 dB).

La retta continua si riferisce ad un'antenna a tromba che presenti 17 dB di guadagno da ambo le parti; ed anche in questo caso, il riferimento è pessimistico, in quanto, con antenne di questo tipo ed ancora relativamente semplici, si può ottenere ben di meglio.

E infatti, le due linee tratteggiate si riferiscono all'impiego di dischi parabolici di dimensioni ancora modeste, ma con risultati già nettamente superiori.

A titolo di esempio, se prendiamo il caso della larghezza di banda nominale di un ricevitore FM per radiodiffusione (240 kHz), la portata massima si aggira sui 40 Km.

Bisogna però tener conto che tale dato si riferisce alla soglia minima di intelligibilità, e non lascia quindi margine a perdite di segnale per motivi atmosferici o altro.

È chiaro che risultati migliori si possono ottenere adottando canali di media frequenza a miglior selettività, ma ciò richiede senz'ombra di dubbio, sistemi di A.F.C. od a P.L.L.

E, poiché lo slittamento di frequenza caratteristico del Gunnplexer è di circa 350 kHz per °C (in diminuzione con l'aumentare della temperatura), è già da escludere che i 240 kHz di un normale ricevitore FM siano sufficienti per non dover continuamente rincorrere il segnale in arrivo.

Infatti, le normali apparecchiature operanti oggi in 10 GHz senza sistemi particolari di compensazione presentano una larghezza di banda (a MF) di circa 1 MHz; in caso contrario bisogna ricorrere a sistemi (relativamente semplici) di AFC, quale quello schematicamente indicato in fig. 21. Da sottolineare che, onde evitare che i due Gunnplexer abbiano continua-

nte a rincorrersi su e giù per la banda, è opportuno che solo una (qualunque) delle stazioni operi con l'AFC inserito.

Naturalmente, possono essere messi in pratica diversi accorgimenti per minimizzare gli effetti delle variazioni di temperatura sulla stabilità, dal più semplice, che riteniamo consista nel proteggere testina ed antenna con polistirolo espanso, al più laborioso, che consiste nel porre il Gunnplexer in una scatola riscaldata e termostata.

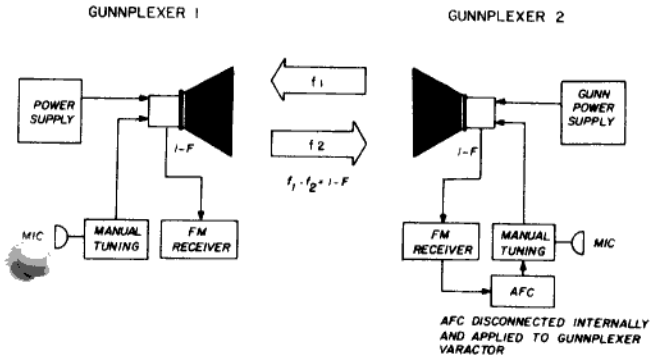
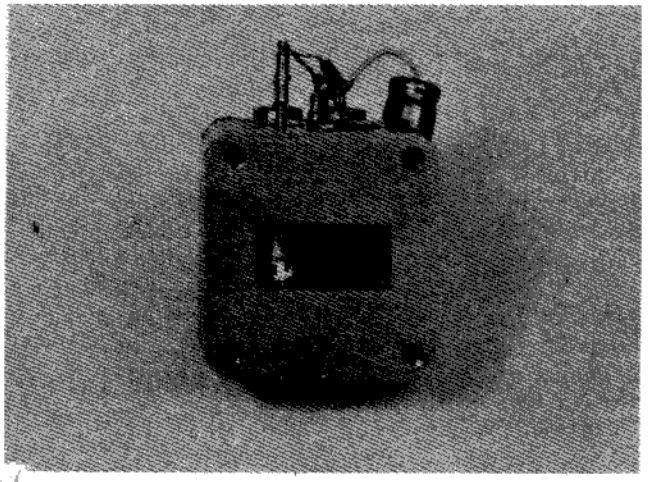


Fig. 21 - SOLUZIONE PROPOSTA PER APPLICARE L'AFC. A UN ESTREMO DEL LINK VIENE USATO IL CONTROLLO DI FREQUENZA MANUALE; ALL'ALTRO ESTREMO, L'AFC È DERIVATO DAL RICEVITORE FM ED APPLICATO AL VARACTOR.

L'AGGANCIO DI FASE

Uno dei modi migliori per aumentare la sensibilità (e, di conseguenza, la portata), come già è stato accennato, consiste nello stringere la banda passante in MF, con la conseguente necessità di agganciare in fase il trasmettitore ad uno stabile oscillatore a quarzo. Non esistono, al momento, molte indicazioni pratiche al riguardo; in fig. 22 diamo uno schema di incipio sul quale eventualmente lavorare.

Parte del segnale, in uscita dall'amplificatore di media frequenza passa attraverso un divisore digitale, e viene comparata in fase con uno stabile riferimento



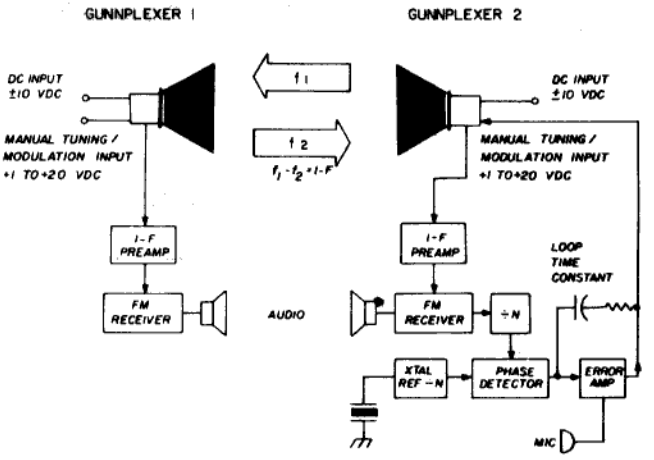


Fig. 22 - SISTEMA AD AGGANCIO DI FASE SUGGERITO DA W1FC. L'USCITA DALL'AMPLIFICATORE A MF VIENE DIVISA E COMPARATA CON OSCILLATORE DI RIFERIMENTO CONTROLLATO A QUARZO. L'USCITA DAL RIVELATORE DI FASE VIENE AMPLIFICATA AD UN LIVELLO OPPORTUNO PER MANTENERE L'OSCILLATORE GUNN AGGANCIATO AL CRISTALLO.
LA COSTANTE DI TEMPO DEL CIRCUITO RC IN PARALLELO ALL'AMPLIFICATORE D'ERRORE È SCELTA PER PERMETTERE LA MODULAZIONE DI FREQUENZA DEL GUNNPLEXER.

a cristallo; la tensione continua che costituisce l'informazione in uscita dal rivelatore di fase MC4044 viene amplificata e mandata a pilotare il varactor di sintonia del Gunnplexer.

La costante di tempo del circuito RC evita che il sistema PLL tenda a cancellare la modulazione.

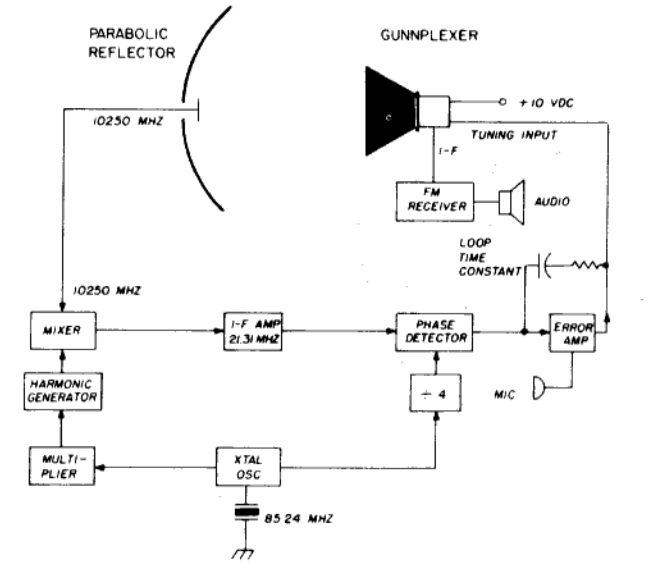


Fig. 23 - SISTEMA DI AGGANCIO DI FASE PROPOSTO PER UN GUNNPLEXER OPERANTE A 10250 GHz. IN ESSO, LA 120ª ARMONICA DELL'OSCILLATORE A CRISTALLO SU 85,24 MHz VIENE MISCELATA CON UNA PARTE DI SEGNALE A RF PROVENIENTE DAL GUNNPLEXER. LA DIFFERENZA IN USCITA VIENE PRIMA AMPLIFICATA, POI COMPARATA IN FASE CON UN SEGNALE PROVENIENTE DALL'OSCILLATORE A CRISTALLO. LA TENSIONE DI ERRORE VIENE AMPLIFICATA E INVIATA AL VARACTOR DI SINTONIA. CON UN ACCURATO PROGETTO, SI PUÒ OTTENERE DAL GUNNPLEXER UNA STABILITÀ DI FREQUENZA PARAGONABILE A QUELLA DELL'OSCILLATORE DI RIFERIMENTO.

In fig. 23 è riportato un sistema di aggancio di fase più complesso, battezzato Rocloc da un club di appassionati di microonde statunitensi; in tale circuito una piccola porzione di tensione a RF è prelevata dal Gunnplexer è miscelata con l'uscita di un moltiplicatore di armoniche, dopo di ché il segnale risultante è comparato in fase con un generatore di bassa frequenza controllata a quarzo (il resto del circuito è simile a quello precedente).

Un integrato particolarmente adatto per l'uso come PLL è l'Exar XR 215.

I CIRCUITI DI MEDIA FREQUENZA

Affinché il sistema AFC abbia una buona gamma di escursione, la banda passante in MF deve essere più ampia di quella necessaria per una buona ricezione, talché è opportuno avere disponibili due diversi canali di media frequenza, uno stretto per il segnale vero e proprio, uno largo per l'AFC.

Il suggerimento più ovvio è quello di usare una prima MF a 30 MHz, seguita da una conversione a 10,7 MHz valore che costituisce il canale selettivo.

Fra uscita dal Gunnplexer e canale convenzionale di MF, è necessario vi sia un preamplificatore (a 30 MHz) a basso rumore, vale a dire con cifra di rumore non superiore a 1,5 dB (e se possibile, anche meno); esso deve anche risultare particolarmente ben adattato all'impedenza del mixer a diodo Schottky, che è di circa 200 ohm.

La capacità di questo diodo (circa 27 pF) deve essere ben risuonata dal circuito di accordo/adattamento interposto.

PERICOLI DA RADIAZIONE

Sebbene 20 mW costituiscano una potenza modesta, bisogna ricordare che essa risulta concentrata in una zona piuttosto piccola all'estremo aperto della guida d'onda; per tale motivo, la densità di potenza è di circa 6 mW per centimetro quadrato, misura che risulta superiore al limite di sicurezza di 1 mW per cm^2 previsto da certe norme d'oltreoceano.

Fortunatamente, la densità di potenza a RF cade sotto i limiti di sicurezza già a 15÷20 cm di distanza, e quindi non è ragionevolmente da temere alcun inconveniente, a meno che non ci si metta a guardare l'interno della tromba quando l'apparato è in funzione (infatti, sono gli occhi gli organi nettamente più suscettibili!).

CONCLUSIONE

In queste pagine abbiamo riepilogato tutti i punti salienti del funzionamento delle apparecchiature a stato solido in microonde, soffermandoci particolarmente sul Gunnplexer in quanto esso costituisce il cuore della realizzazione che descriviamo in altra parte.

Riteniamo che quanto sopra costituisca già una base teorica sufficiente per muovere i primi passi nel campo affascinante delle onde centimetriche; per chi voglia approfondirne gli aspetti tecnico-operativi, rimandiamo (come già accennato) alla rubrica "MICROONDE" presente sulle ultime annate di Radio Rivista . Da parte nostra, e per quanto ci compete, torneremo via via sull'argomento con dati e realizzazioni specifiche.

rk

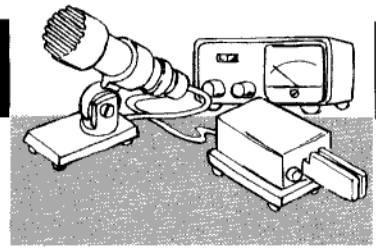
INTRODUZIONE ALLE MICROONDE

La bibliografia

Alcuni lettori che ci hanno chiesto più ampie informazioni sull'articolo introduttivo pubblicato sul n. 2 di **rKe** ci hanno, oltre che stimolato a pubblicare la panoramica sui generatori che precede queste note, permesso di notare che abbiamo trascurato, nell'articolo precedente, di dare alcune indicazioni bibliografiche.

Come al solito il materiale è tratto, oltre che dall'esperienza specifica da parte della redazione, anche dallo studio di precedenti articoli pubblicati su Radio Rivista e su Ham Radio.

Come testo dal quale attingere maggiori informazioni sui comportamenti del settore specifico, riteniamo che uno dei più validi ed accessibili sia ancora il "vecchio" ma sempre ottimo G. DILDA - MICROONDE.



Transceiver fisso/portatile sui 10 GHz

1ª puntata: generalità e schema a blocchi
2ª puntata: testina SHF e preamplificatore 30 MHz
3ª puntata: unità base di ricetrasmissione a banda larga
4ª puntata: 2ª conversione (per banda stretta) e AFC

PREMESSA

Motivi di forza maggiore, ma perfettamente comprensibili, ci hanno costretto ad allungare leggermente la descrizione pratica della stazione a 10 GHz.

Infatti, il desiderio di iniziare a lavorare sulla testina HF sapendo già... di cosa si tratta, avendo cioè una buona infarinatura teorica, ci ha portato a pubblicare l'articolo che precede, "generatori per microonde". Data però la sua lunghezza, per non appesantire troppo la trattazione di un argomento piuttosto nuovo da digerire, lo stesso articolo è stato spezzato in due puntate; per lo svolgimento necessariamente cronologico degli argomenti, la parte che tratta specificatamente dei diodi Gunn e del gunnplexer appartiene alla seconda puntata, verrà cioè pubblicata sul prossimo numero.

Non abbiamo quindi voluto descrivere il montaggio della testina SHF prima di averne dato le necessarie indicazioni teorico-pratiche; ed è questo, concludendo, il "motivo di forza maggiore" che ci ha convinto a limitare l'esame del transceiver, in questa puntata, ad una semplice occhiata panoramica allo schema a blocchi, accennando altresì ai motivi ispiratori di certe scelte.

SCHEMA A BLOCCHI

È riportato in fig. 1, con tutte le indicazioni didascaliche che spiegano le singole funzioni, in modo da ridurre al minimo l'aspetto discorsivo preliminare; s'intende che ogni singolo blocco, circuito o funzione verranno dettagliatamente esaminati in fase realizzativa.

La soluzione adottata nella nostra versione parte innanzitutto con due blocchi separati: la testina SHF, munita di relativo preamplificatore di media frequenza a basso rumore (oltre a stabilizzazioni e protezioni accessorie), da collegarsi direttamente all'antenna, da una parte; il transceiver vero e proprio in scatola a parte, collegata alla testina con opportuno cavo multiplo e relativi bocchettoni.

Il perché di questa soluzione è presto detto.

Diversi indizi (degli ultimissimi tempi) fanno già pensare che l'attività in 10 GHz non è assolutamente da vedersi sotto l'ottica del portatile ad oltranza; in altre parole (e in certe zone, naturalmente) sembra si possano ottenere buoni risultati anche operando da casa propria.

Ed allora torna la ben nota soluzione tecnica dell'antenna sul tetto e... dell'operatore in casa sua, collegati da pochi o molti metri di cavi, nei quali viaggia, oltre alle alimentazioni varie, anche il segnale di media frequenza; infatti, la testina RF è proprio prevista e realizzata in modo da poter essere montata a palo.

Chiaramente questa soluzione lascia perfettamente accessibile anche l'operatività in portatile; basterà prevedere un aggancio, una fascia, una sacca sul cavalletto, treppiede o qualsiasi altro sia il supporto d'antenna e si potrà tranquillamente operare avendo sottomano sia l'antenna stessa che l'apparato.

Naturalmente, altre considerazioni si possono fare su questa scelta, sia a vantaggio sia a svantaggio della nostra soluzione; riteniamo comunque di poter affermare che questa è almeno altrettanto valida quanto quella di tipo "gigafono", e questo ci basta.

Per coloro che già hanno una certa dimestichezza sull'argomento, un'occhiata allo schema a blocchi sarà già sufficiente per dare un'idea della soluzioni tecniche da noi adottate (che, del resto, sono già piuttosto standardizzate e sperimentate).

Per gli altri, sarebbe inutile approfondirne l'esame senza prima aver parlato dei problemi inerenti alla tecnica delle microonde.

Per tutti quindi, rimandiamo l'esame dettagliato al prossimo mese.

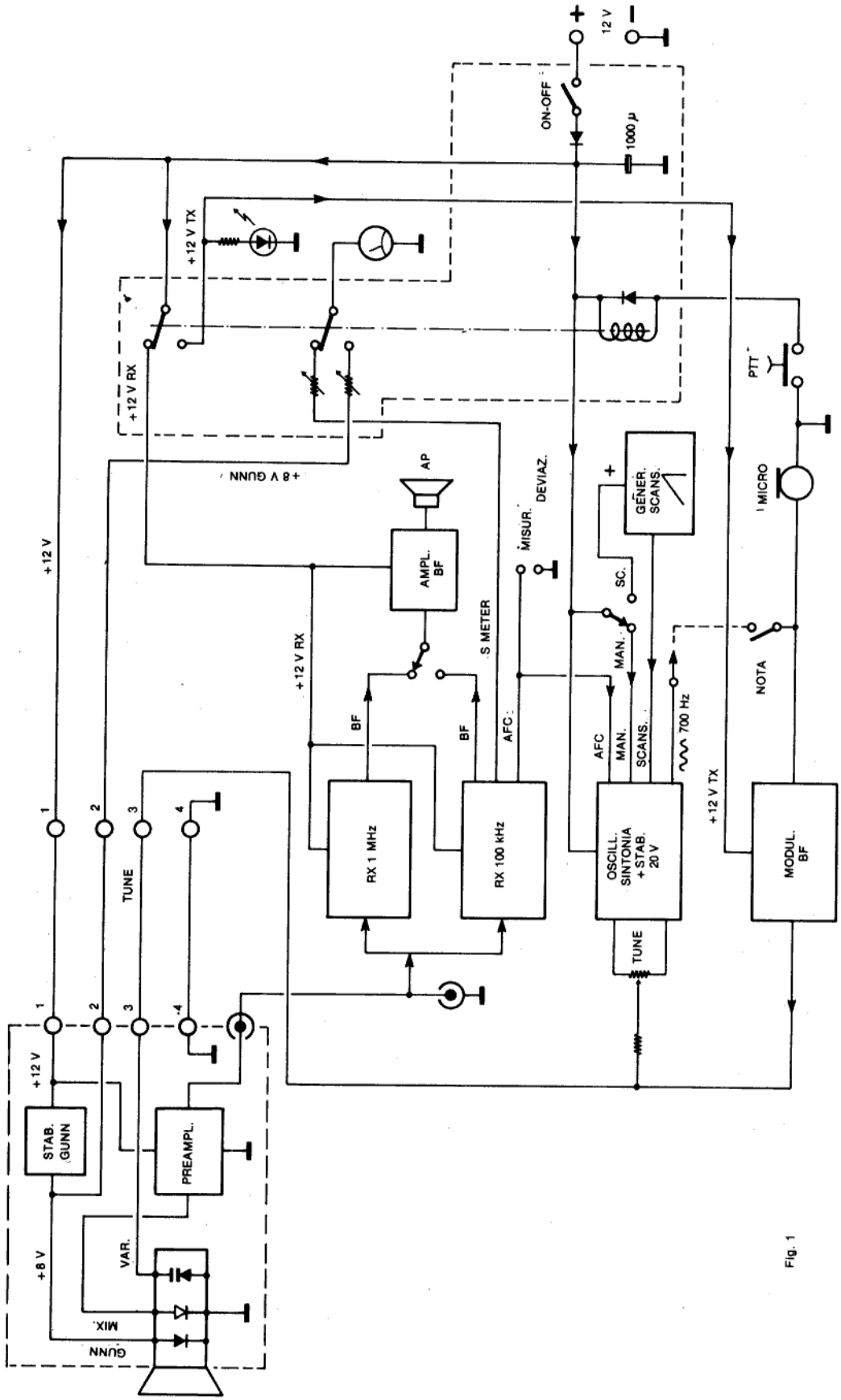

12 V
ON-OFF
1000 µ
+12 V TX
+12 V RX
+8 V GUNN
AP
AMPL. BF
DEVIAZ.
MISUR.
GENER. SCANS.
SC.
MAN.
S METER
AFC
BF
RX 1 MHz
RX 100 kHz
OSCILL. SINTONIA + STAB. 20 V
TUNE
700 Hz
PTT
MICRO
NOTA
MODUL. BF
+12 V
STAB. GUNN
PREAMPL.
VAR.
+8 V
MIX.
GUNN

Fig. 1

FRONT END 10 GHz: la testina gunnplexer/ preamplificatore

Già è stato chiarito, sia sul n. 2 di rKe, sia nell'articolo sui generatori per microonde che precede questo, l'impostazione di massima del nostro transceiver e le varie motivazioni connesse.

Fondamentalmente, per ridurre al minimo l'incidenza del rumore dei primi stadi a 30 MHz, così che se ne sommi il meno possibile a quello (irriducibile) del mixer a diodo Schottky, un preamplificatore (oltretutto a basso rumore) deve essere collegato direttamente all'uscita del Gunnplexer, allo scopo di evitare l'attenuazione di vari metri di cavo coassiale altrimenti necessari.

Tutto il resto dell'apparecchiatura ricetrasmittente si preferisce invece mantenerla separata, così da permettere l'installazione più elastica e indipendente.

Ovvia conseguenza di questi punti di partenza è la realizzazione di una testina che comprende (oltre all'imbocco per l'antenna), il Gunnplexer ed un preamplificatore di media frequenza (a basso rumore), più qualche accessorio.

Questa testina, cui va applicata l'antenna, il supporto ed il cavo di collegamento al resto del transceiver, costituisce il cuore del nostro complesso a 10 GHz; passiamo quindi ad esaminarla, tenendo conto che la descrizione del Gunnplexer è data in altra parte della rivista.

IL PREAMPLIFICATORE A BASSO RUMORE

Il valore della (prima) media frequenza è scelto naturalmente (anche per questo rimandiamo all'articolo teorico) pari a 30 MHz.

Con i dispositivi normalmente disponibili al giorno d'oggi, è possibile realizzare, senza troppi problemi, un preamplificatore che fornisca una cifra di rumore compresa fra 1 e 1,5 dB.

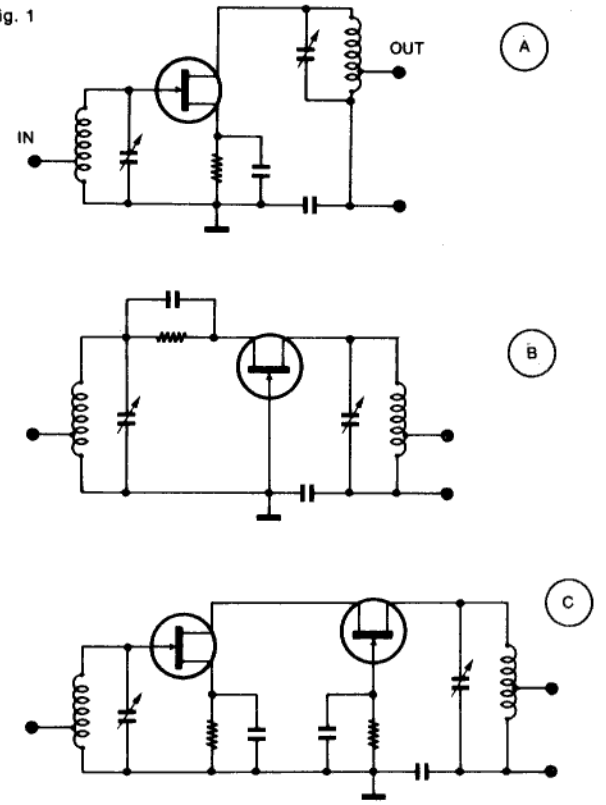
La scelta non poteva che cader su FET o MOSFET per i motivi già più volte enunciati sulle pagine di **rKe**: elevate prestazioni, prezzo accessibilissimo, normale reperibilità, bassa distorsione per intermodulazione.

LA SCELTA DEL CIRCUITO

Per decidere a ragion veduta quale circuito è più opportuno adottare per le nostre esigenze, prendiamo in esame i circuiti base secondo cui è possibile realizzare un amplificatore a RF (fig. 1).

Il circuito A è il classico "source a massa", che avrebbe caratteristiche quasi ottimali se non fosse

Fig. 1



tendenzialmente instabile; l'inderogabile necessità di neutralizzarlo lo rende allora piuttosto critico, e quindi non troppo consigliabile.

Si potrebbe allora fare un pensierino per il "gate a massa" in B, che è senz'altro intrinsecamente stabile; il suo guadagno è però abbastanza più basso del desiderato, mentre un po' alta è la cifra di rumore.

Le prestazioni tornano ottimali collegando in cascata i due circuiti, realizzando cioè il cosiddetto "cascode" rappresentato in C: il primo stadio (source a massa) è caricato dalla bassa impedenza d'ingresso del secondo (gate a massa), cosicché la stabilità è garantita, e la figura di rumore resta buona; il guadagno complessivo torna sufficientemente elevato grazie all'uso di due stadi amplificatori.

La configurazione dell'ingresso non è però ancora ottimale sotto l'aspetto della figura di rumore; infatti con un circuito risonante a presa di adattamento sulla bobina è difficile scendere sotto i 2 dB di cifra di rumore anche a 30 MHz.

Sotto quest'aspetto è assai più raccomandabile un adattatore d'ingresso ad L, come indicato in fig. 2A;

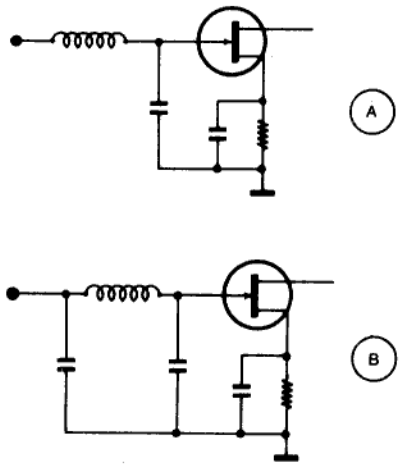


Fig. 2

per un miglior adattamento d'impedenza torna utile però aggiungere una capacità anche all'ingresso, talché possiamo considerare che il nostro circuito sia diventato un pi-greco (B).

Con questa configurazione, si riesce a migliorare la cifra di rumore dell'amplificatore di almeno 1/2 dB.

LA SCELTA DEL DISPOSITIVO

L'aver riferito la discussione sin qui condotta a dei FET, e l'aver concluso che la miglior soluzione è il cascode con ingresso a L (o a pi-greco), non ci deve far dimenticare una cosa molto interessante: e cioè che la struttura interna di un MOSFET a doppio gate è tale che esso risulta assolutamente paragonabile, sia sotto l'aspetto del funzionamento intrinseco che sotto quello delle reali prestazioni, appunto ad un circuito cascode.

Ricordato questo, abbiamo quindi preferito adottare un MOSFET dual gate per comodità e riduzione d'ingombro, nonché (diciamolo pure) per abitudine.

E la scelta, dove poteva cadere se non sul solito, usato ed abusato, 40673 (cioè in versione protetta)?

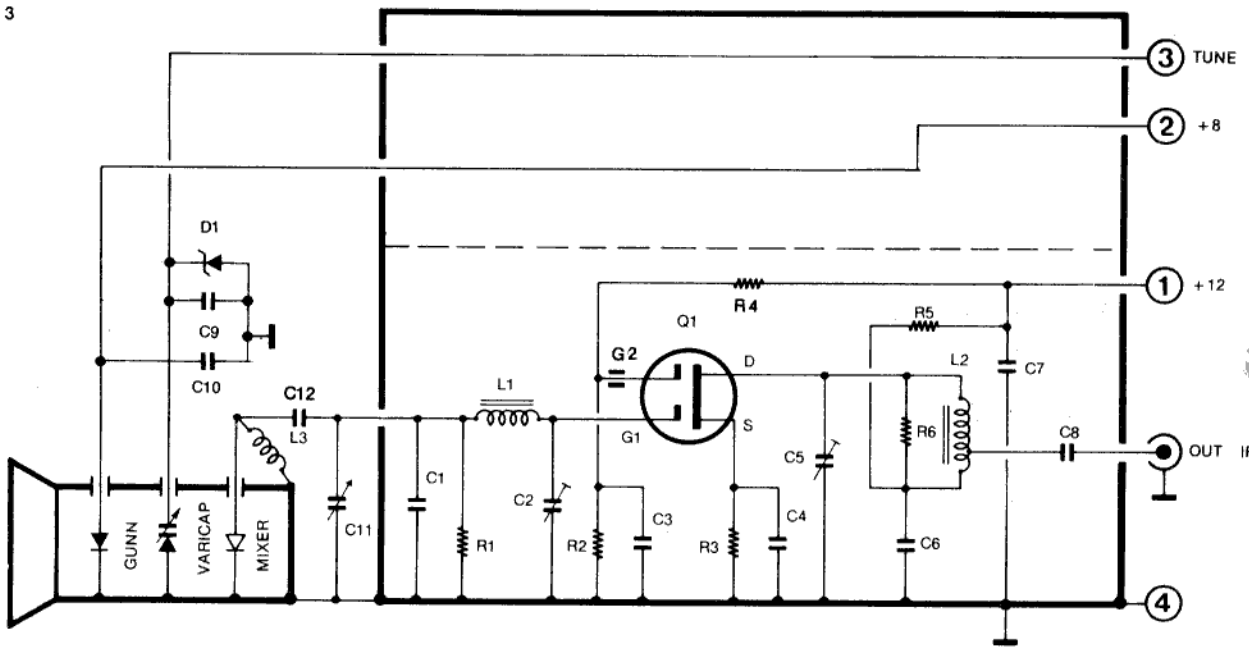
Così è stato fatto, ed i risultati ci hanno dato ragione.

A questo punto, possiamo completare, nella versione programmata,

IL CIRCUITO DEFINITIVO.

In fig. 3 è riportato lo schema elettrico della testina completa, marcandone visivamente i settori costitutivi: il gunnplexer, il circuito dell'amplificatore a 30 MHz, gli accessori.

Fig. 3

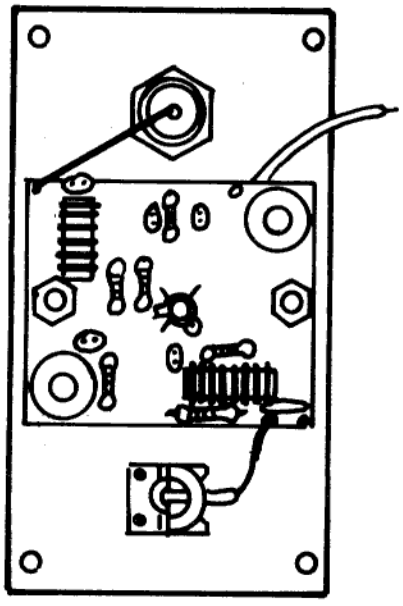


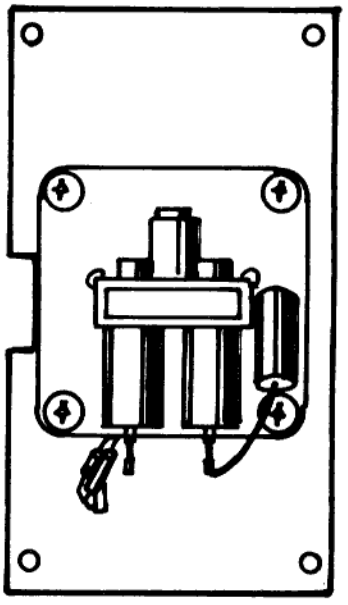
ELENCO COMPONENTI

C1 = 220 pF
C2 = C5 = C11 = 10 ÷ 60 pF compensatore ceramico
C3 = C4 = C6 = C7 = C8 = C9 = C10 = C12 = 10 n cer. disco

L1 = 14 spire Ø 0,4 mm su toroide T50-6
L2 = L1 con presa alla 3ª spira
L3 = RFC 100 µH

R1 = 4k7
R2 = 47k
R3 = 150 = R5
R4 = 100k
R6 = 2k2
D1 = zener 22 V/400 mW
Q1 = 40673





I primi componenti che incontriamo sono la RFC L3 ed il trimmer C11.

La RFC ha lo scopo di proteggere il diodo mixer dalle sovratensioni che possano verificarsi lavorando attorno alla testina sia in fase di costruzione che in fase operativa. C11 invece è stato aggiunto come regolazione (semifissa) dell'adattamento mixer-preamplificatore allo scopo di ottimizzare lo stesso caso per caso, e di ottenere quindi la miglior cifra di rumore: le condizioni operative molto variabili per questo tipo di attività possono rendere piuttosto utile questa precauzione.

L'amplificatore, per quanto già spiegato, impiega il MOSFET Q1, i cui circuiti accordati d'ingresso e d'uscita sono realizzati usando, come supporti di induttanza, un paio di toroidi: ciò allo scopo di ottenere ingombro ridotto, Q elevato ed accoppiamento minimo fra ingresso e uscita (oltretutto, i due toroidi sono montati orientati a 90°fra di loro).

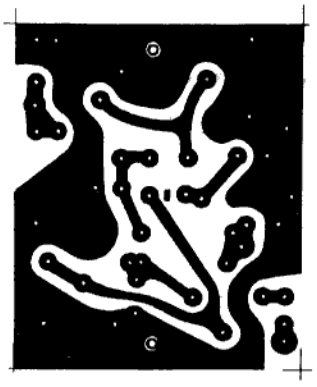
I compensatori C2 e C5 completano i rispettivi circuiti accordati: ambedue si sintonizzano per la massima uscita, ma C2 ha anche una funzione di ottimizzare il rumore.

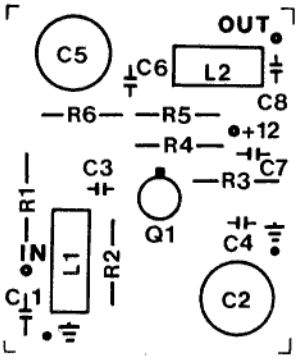
Una piccola precauzione, ormai adottata su diversi schemi di utilizzo di MOSFET dual gate, è stata inserita anche nel nostro caso, pure se a titolo precauzionale: il tubetto di ferrite inserito sul gate n. 2.

Infatti, per la massima stabilità, questo terminale deve essere assolutamente a potenziale zero (per la radiofrequenza); ma i pochi millimetri del reoforo fanno sì che l'induttanza che ne consegue possa essere sufficiente a creare instabilità a frequenze molto alte (tipicamente 700 ÷ 900 MHz).

I sistemi per eliminare l'inconveniente sono almeno due: uno consiste nel compensare tale induttanza con una capacità serie, far cioè risuonare l'induttanza parassita mediante un compensatorino, ma il sistema è farraginoso e ingombrante (si tratta, in ultima analisi, del circuito di neutralizzazione adottato anni fa per "stabilizzare" anche in VHF certi tetrodi di potenza non proprio nati per quelle frequenze); l'altro sistema consiste nello smorzare l'eventuale risonanza con una perlina di ferrite entro cui infilare il reoforo incriminato, ed è proprio quanto è stato fatto qui.

Sul circuito preamplificatore pare non ci sia granché d'altro da dire: il resto dei componenti rappresenta le normali necessità di polarizzazione, accoppiamento e disaccoppiamento.





GLI ACCESSORI

Nella testina front-end sono entrocontenuti anche i circuiti relativi all'alimentazione del gunnplexer, secondo quanto rappresentato nel riquadro alto dello schema.

Tramite un normale regolatore a 8 V viene fornita la tensione stabilizzata per l'alimentazione del gunn.

Sulla linea che porta la tensione di polarizzazione al varactor per la sintonia, è stato inserito uno zener di

protezione da 22 V; infatti la tensione di pericolo per il diodo è di poco superiore ai 23 V, e potrebbero facilmente verificarsi picchi o difetti che provochino la rottura della giunzione: lo zener provvedere ad evitarli (o meglio, assorbirli).

LA REALIZZAZIONE PRATICA

La soluzione che abbiamo trovato più consona e pratica per il montaggio consiste in una struttura tubolare, sui due coperchi di chiusura della quale sono realizzati: da un lato, la finestra per l'imbocco dell'antenna o della guida d'onda relativa (al suo interno, infatti è fissato il gunnplexer); sull'altro lato sono fissati, oltre al circuito stampato del pre, il connettore BNC per l'uscita del segnale a 30 MHz e il trimmer per l'ottimizzazione dello stesso.

Sul fondo del tubo (o almeno quello che normalmente dovrebbe essere il fondo, stante la polarizzazione dell'antenna), è fissato il regolatore a 8 V e trova collocazione lo spinotto multiplo che porta le varie tensioni, nonché i condensatori di disaccoppiamento direttamente sui terminali.

Alcuni fori permetteranno il fissaggio della testina al supporto (palo o cavalletto che sia).

La fotografia ed il disegno "esploso" chiariscono i vari aspetti di questo montaggio, che d'altra parte non presenta particolari difficoltà.

Diciamo questo anche in considerazione del fatto che chi si accinge ad una realizzazione del genere, autonomamente, o anche dal Kit, senz'altro ha già una discreta preparazione sia teorica che pratica, è pertanto inutile soffermarsi ad una descrizione troppo graduale ed elementare delle varie fasi di montaggio.

In ogni caso, nella nostra realizzazione la sequenza è la seguente: nel tubo si montano il connettore multiplo e lo stabilizzatore, cablandoli anche coi fili che vanno al gunnplexer ed al circuito; si monta il Gunnplexer sul suo coperchio e si fissa il coperchio al tubo, completando questa parte di cablaggio; si montano, sull'altro coperchio, il connettore BNC, il compensatore ed il circuito (mantenendolo rivolto, col lato piste, verso il coperchio stesso, e distanziandolo con un dado), e si effettuano i collegamenti, prima su questo gruppo, poi fra esso e l'interno del tubo, affacciandovi il coperchio stesso, che verrà poi avvicinato ed avvitato esso pure.

Raccomandiamo la massima cura quando si lavora sul Gunnplexer; in ogni caso: è consigliabile usare un saldatore con la punta collegata a terra; se si deve operare sui diodi (e il collegamento mixer preamplificatore, in particolare, va pur fatto!), consigliamo di cortocircuitarli con un pezzetto di filo attorcigliato fra terminale e massa, prima di qualsiasi saldatura.

COLLAUDO E PRESTAZIONI

Una prima verifica da fare è sui valori di tensione e corrente; per il Gunnplexer diamo l'apposita tabella, completa di tutti i dati caratteristici; per il MOSFET, l'assorbimento medio si aggira sui 3÷5 mA.

La taratura dei compensatori può essere fatta, in mancanza di strumentazione più o meno sofisticata, per il massimo del segnale ricevuto: con buon'approssimazione, l'optimum guadagno-rumore-larghezza di banda non sarà lontano.

Sui nostri prototipi, la cifra di rumore complessiva ottenuta dalla testina Gunnplexer-preamplificatore si aggira sugli 8,5 dB, valore che (quando è vero, come nel nostro caso) è già piuttosto buono.

Sul prossimo numero di rKe continueremo la descrizione dell'apparecchiatura, riferendoci all'unità base.

I dati qui riportati si riferiscono ad un certo modello di Gunnplexer, alcuni esemplari del quale sono da tempo in nostro possesso per le prove e le messe a punto.

Coloro che siano eventualmente in possesso di modelli leggermente diversi dovranno semplicemente tener conto delle piccole varianti possibili (quali, ad esempio, la frequenza centrale di riferimento, e la tensione di Gunn, che può essere di 10 V anziché 8 V); lo stesso discorso vale anche per quanto da noi fornito assieme al Kit dell'apparecchiatura (per il quale verrà fornita opportuna documentazione).

CARATTERISTICHE DI FUNZIONAMENTO DEL GUNNPLEXER MICROWAVE A - MA 87127-1

Frequenza centrale predisposta (con +4 V al varactor)		=	10.350 MHz
Potenza uscita RF		>	20 mW
Sintonia	meccanica	=	±100 MHz
	elettronica	>	60 MHz
Stabilità di frequenza		=	−350 kHz/°C
Variazione di potenza (con temperatura e tensione)		<	6 dB
Slittamento di frequenza		<	15 MHz/V
Cifra di rumore		<	12 dB
Tensione diodo Gunn		=	8 V
Corrente diodo Gunn		=	500 mA
Tensione di sintonia		=	1÷20 V

LA TESTINA IN CONTENITORE TUBOLARE

Nella fase di collaudo dei primi prototipi del transceiver 10 GHz, abbiamo sperimentato diverse soluzioni (più che altro, sotto l'aspetto meccanico) della testina Gunnplexer / preamplificatore, ed abbiamo riscontrato che una versione leggermente diversa da quella presentata sullo scorso numero risulta meglio adattabile ai vari modi di utilizzo. Quindi, allo scopo evidente di fornire ai nostri lettori la miglior soluzione possibile, completiamo la descrizione di questa testina (impostata nello scorso numero) dando i dettagli costruttivi di questa versione, che abbiamo adottato come definitiva anche agli effetti dei Kit preparati. L'unità base slitta quindi al prossimo numero.

La soluzione adottata, consistente nella testina con preamplificatore separata dall'unità base, ci ha consigliato di rendere il più comodo possibile l'eventuale montaggio con parabola, e quindi la possibilità di messa a punto (meccanica) per la ricerca del fuoco. Assieme ad altri elementi di praticità, questo fatto ci ha stimolato ad adottare, per l'alloggio di Gunnplexer, preamplificatore ed accessori vari, un tubo cilindrico anziché rettangolare o quadrato, con alcune altre varianti più o meno legate a tale scelta.

Innanzitutto, il complesso circuitale è un blocco unico, montato sfruttando i due longheroni che collegano e bloccano i due coperchi; in tal modo il tutto è completamente rigido ed accessibile, semplicemente sfilando dal retro il tubo di chiusura, che è bloccato ai longheroni con due sole viti.

Il Gunnplexer risulta bloccato all'interno dei longheroni (e contro il coperchio frontale) da due grani sporgenti dagli stessi quadrelli; in tal modo le viti di fissaggio frontale non sono più determinanti per sostenere, all'interno della testina, e quando si lavora con l'antenna o le guide, il Gunnplexer stesso.

Con ciò si è anche evitata la fessura a bordo della versione precedente, che poi sarebbe stata critica da richiudere con apposita lastrina; nell'attuale versione, la feritoia punzonata accoppia, senza problemi (anzi, pare che uno spessore di distanziatura migliori anche l'adattamento alle piccole antenne), il Gunnplexer alla flangia, di antenna, di guida o di illuminatore che sia.

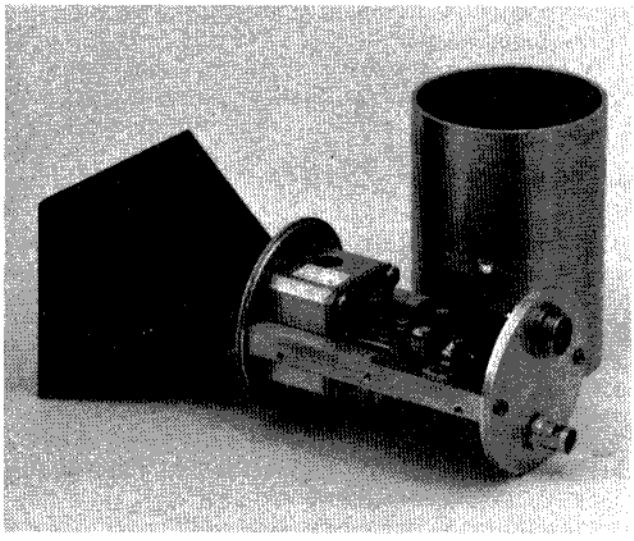
Nella zona interna della testina, una lamina in ottone stagnato fissata ai due longheroni, porta, su un lato, il compensatorino di ottimizzazione rumore e, sotto una vite di fissaggio, il regolatore per il Gunn, che potrà o meno venir adottato a seconda del tipo di modulazione, come vedremo più avanti.

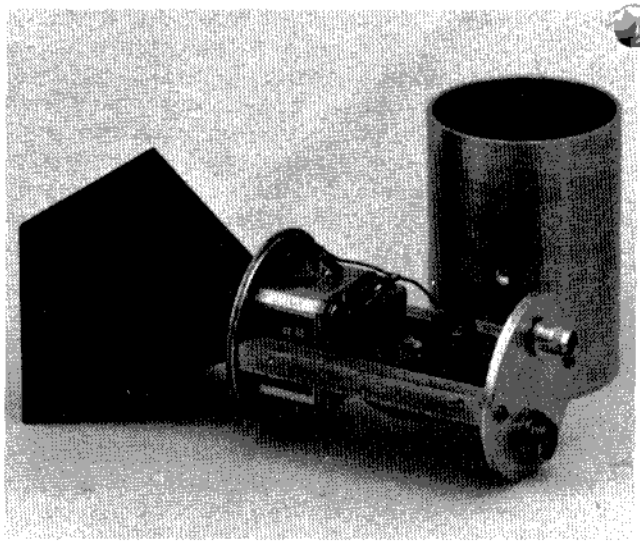
Dall'altra parte, la stessa lastrina porta montato il circuito stampato del preamplificatore; quindi il gruppetto che ne risulta può essere completamente premontato ed essere fissato in blocco ai due longheroni (sotto le altre due viti di fissaggio vanno inserite due pagliette: una servirà come ancoraggio di massa dal connettore alimentazioni, l'altra come ancoraggio meccanico del cavo multiplo interno).

Sul fondello sono inseriti i due bocchettoni: il BNC per il segnale a 30 MHz, ed il quadruplo per le alimentazioni.

L'unica variante reale al circuito consiste nell'aver collegato l'uscita MF dal Gunnplexer all'ingresso del preamplificatore attraverso un condensatore (naturalmente ceramico)da 10 nF, per maggior sicurezza dal punto di vista delle reciproche polarizzazioni.

Si è poi spostato il posizionamento dei condensatori ceramici di disaccoppiamento sulle alimentazioni: dato il percorso dei cavi, si è preferito collegarli direttamente sui due terminali del Gunnplexer, per la massima efficienza.





L'ASSEMBLAGGIO MECCANICO

Si tratta di preparare preliminarmente tre sottogruppi, e metterli poi assieme.

Per prima cosa, si fissano in testa i due longheroni al fondello che ha la feritoia del Gunnplexer; ciò fatto, si fissa lo stesso Gunnplexer, posizionato all'interno, e la flangia d'antenna, posizionata all'esterno, con le apposite vite di corredo.

Allineato e bloccato il tutto, si possono mettere i grani nei due appositi fori sui fianchi dei longheroni, ed avvitarli a fondo in modo che si impuntino sul Gunnplexer.

Sul gruppetto preamplificatore già sono state date alcune indicazioni; il circuito è montato su un lato con due viti, dall'altro lato è saldato, con i due reofori infilati negli appositi buchetti, il trimmer di regolazione il cui terzo terminale, magari ripiegato a riccioletto, va poi collegato all'ingresso del c.s.

Questo sottogruppo può così essere montato, mediante tre viti, sui righelli.

Resta solo da intestare ai longheroni l'altro fondello, sul quale saranno già stati montati i due connettori.

A questo punto, c'è solo da effettuare quel minimo cablaggio che serve; è assolutamente consigliabile usare, come collegamento fra connettore multiplo e Gunnplexer, del cavetto multiplo schermato; in caso contrario, è reso più facile l'accesso ad OM e CB che operino fra 27 e 30 MHz a breve distanza (il resto del cablaggio è fatto con normale cavetto singolo, data la brevità delle tratte).

Per chiudere il tutto, si infila il tubo dal retro, guidandolo fino a far coincidere i fori delle due viti diametrali di fissaggio.

IL GUNNPLEXER E LE TARATURE

Nella parte teorica pubblicata sui due numeri precedenti sono fornite tutte le indicazioni che possano servire per l'utilizzo del Gunnplexer e per le sue tarature regolazioni.

Ancora una volta raccomandiamo vivamente, a chi si accinge all'autocostruzione, di effettuare gli eventuali ritocchi con grande cura: ciò, sia per la delicatezza degli elementi di regolazione, sia per le forti variazioni che si ottengono anche con piccoli spostamenti.

Per coloro che eventualmente acquistino il Kit da noi messo a disposizione, il **Gunnplexer viene fornito gia calibrato esattamente a centro banda, cioè a 10450 MHz.**

Per la taratura del circuito preamplificatore, i due compensatori, sul circuito stampato (C2 e C5) possono benissimo essere regolati, in mancanza di strumentazione più o meno sofisticata, per il massimo di un segnale affidabile in banda o di un generatore a 30 MHz (riferito alla portante).

Più laboriosa è la regolazione di C11, che serve ad ottenere la miglior cifra di rumore, e che quindi andrebbe fatta con un generatore di rumore.

In mancanza di questo, discreti risultati si possono ottenere regolando C11 con cura e attenzione su segnale debole, per il miglior rapporto segnale/rumore; si tratta comunque di un ritocco piuttosto sofisticato, essendo le prestazioni del circuito già ottime intrinsecamente.

A PROPOSITO DELLA MODULAZIONE

Come i lettori più attenti avranno notato, nello schema a blocchi con cui abbiamo presentato la nostra apparecchiatura era prevista la modulazione fatta, più che altro per ragioni di semplicità, sul varactor.

Naturalmente, sono ben noti pregi e difetti di questa soluzione; la maggior semplicità ha un prezzo, che è la diversa percentuale di modulazione che si ottiene andando da un estremo all'altro della banda (in quanto, restando costante la tensione modulante, la tensione di sintonia varia da 1 a 20 V).

E naturalmente, non abbiamo ritenuto di complicare (anche se di poco) le cose, con l'utilizzare, per la sintonia, un doppio potenziometro, una sezione del quale servirebbe a compensare la profondità di modulazione.

Questo, per un motivo molto semplice: le differenze di livello che abbiamo notato fra gli estremi della banda non superano, rispetto al livello centrale di riferimento, i 6 dB; e una differenza di questo genere, che pure si nota bene, non può certo dirsi preoccupante e determinante (almeno, quasi mai). Senza contare che un piccolo ritocco al potenziometro di guadagno, ogni tanto, non è la fine del mondo.

Ad ogni buon conto, così come abbiamo pronto anche il telaietto di seconda conversione (a 10,7 MHz, per lavorare a banda stretta), che servirà in alternativa/aggiunta alla più convenzionale media a 30 MHz, allo stesso modo stiamo approntando il circuito modulatore un po' più sofisticato e definitivo, che potrà essere dato in alternativa ed a modifica della prima versione, volutamente semplificata.

Teniamo a precisare che, per eventuali difficoltà o esigenze particolari, per tutti coloro che avranno acquistato il nostro Kit del transceiver a 10 GHz (ed accessori successivi) sarà disponibile l'assistenza che il nostro collaboratore Enrico Benini IW4AKY, ben noto tecnico del settore, fornirà per nostro conto.

L'UNITA' BASE per 10 GHz: media frequenza a 30 MHz e telaietti accessori

SCHEMA A BLOCCHI E RIEPILOGO CARATTERISTICHE

In fig. 1 viene indicato lo schema a blocchi della parte circuitale fondamentale, che descriviamo in questa puntata, sia perché ci permette il riferimento più specifico che non la versione completa già pubblicata, sia perché riporta le varianti introdotte in fase di messa a punto ed ottimizzazione dell'apparecchiatura.

La parte ricevente vera e propria è costituita da 3 telaietti: l'amplificatore MF/discriminatore, il circuitino per lo S-meter, l'amplificatore di BF.

Esiste poi un quarto circuito che esplica mansioni multiple, e comuni sia alla parte ricevente che trasmittente, e che abbiamo identificato come modulo sweep-alimentatore-modulatore.

Ci accingiamo quindi alla descrizione di questi telaietti singolarmente, precisando subito che come amplificatore BF è stato adottato il miniKit AFB (già descritto su rKe n. 4/79), che, nella versione a banda stretta, si presta ottimamente per questo utilizzo.

IL RICEVITORE A BANDA LARGA

Telaietto MF/discriminatore 30 MHz

Il circuito, estremamente convenzionale, è tutto imperniato sul ben noto integrato TAA661, che accomuna le funzioni di amplificatore-limitatore-discriminatore, e che a 30 MHz, si comporta ancora ottimamente (fig. 2).

Per avere un sicuro margine di amplificazione, questo dispositivo è preceduto da un ulteriore stadio, facente uso del solito MOSFET 40673, in circuito sostanzialmente identico a quello già inserito nella testina Front-End quale preamplificatore a basso rumore.

Data la frequenza in gioco, i circuiti accordati sono stati realizzati adottando, per L1, L2 ed L3, supporti a toroide (gli ormai comuni T50/6), il cui ridottissimo flusso disperso, e le cui posizioni reciproche, garantiscono una buona stabilità nonostante la mancanza di schermature e la vicinanza provocata dalle modeste dimensioni del circuito stampato.

Gli elementi variabili necessari per poter effettuare la taratura sono compensatori ceramici cilindrici, dimostratisi altamente affidabili.

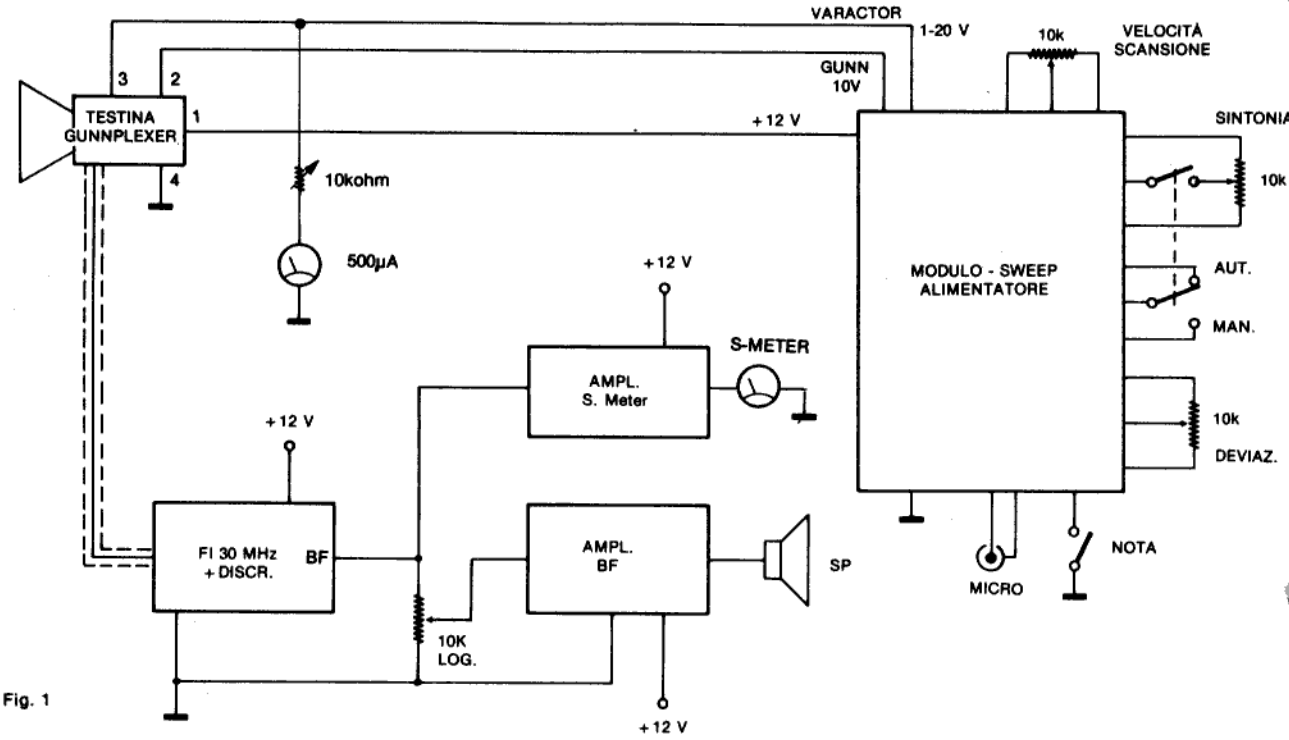


Fig. 1

Premesso tutto ciò, la larghezza di banda ottenuta dal complesso dei circuiti di MF, ottimizzata anche mediante qualche resistenza di carico, risulta di circa 1 MHz; si è cioè realizzato il valore che ormai è normalizzato nell'uso più comune dell'attività in 10 GHz, e cioè nel cosiddetto modo a banda larga.

È inutile scendere nel merito dei due stadi costituenti questi telaietti in quanto: per lo stadio a MOSFET, vale quanto già detto sul n. 4 a proposito del preamplificatore della testina, sostanzialmente identico; lo stadio equipaggiato con l'integrato non fa altro che ripetere quasi completamente la versione circuitale consigliata dal costruttore per l'optimum di prestazioni, salvo qualche piccolo ritocco di ottimizzazione.

Da notare solamente la doppia rete di disoccupapiamento all'alimentazione, indispensabile per ottenere la necessaria stabilità da un circuito di dimen-

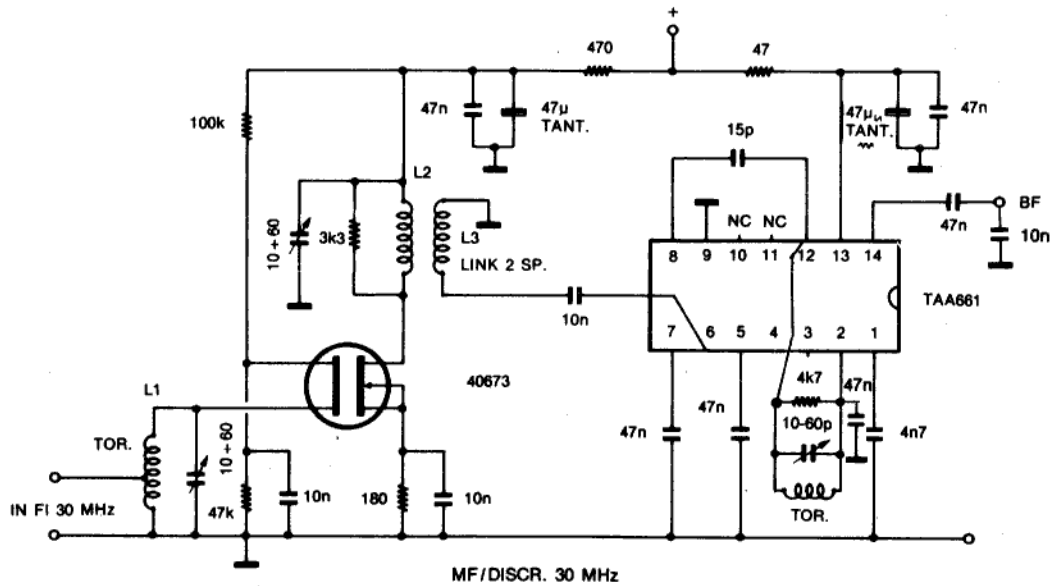


Fig. 2

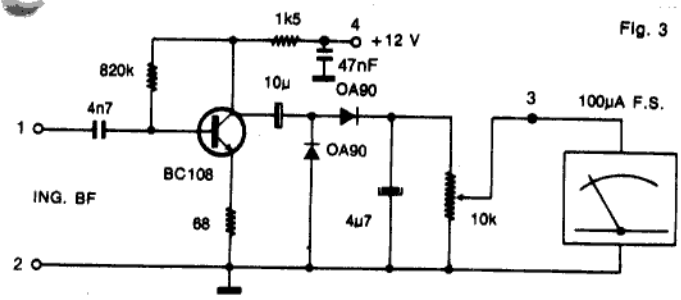


Fig. 3

sioni così modeste, ma nel quale è concentrata una notevolissima amplificazione.

Anche il circuito stampato è stato disegnato con una certa cura, proprio in vista delle suddette esigenze.

TELAIETTO S-METER

Si sono volutamente evitati complessi circuiti legati alla MF (dato che il TAA661 non prevede un'usci-

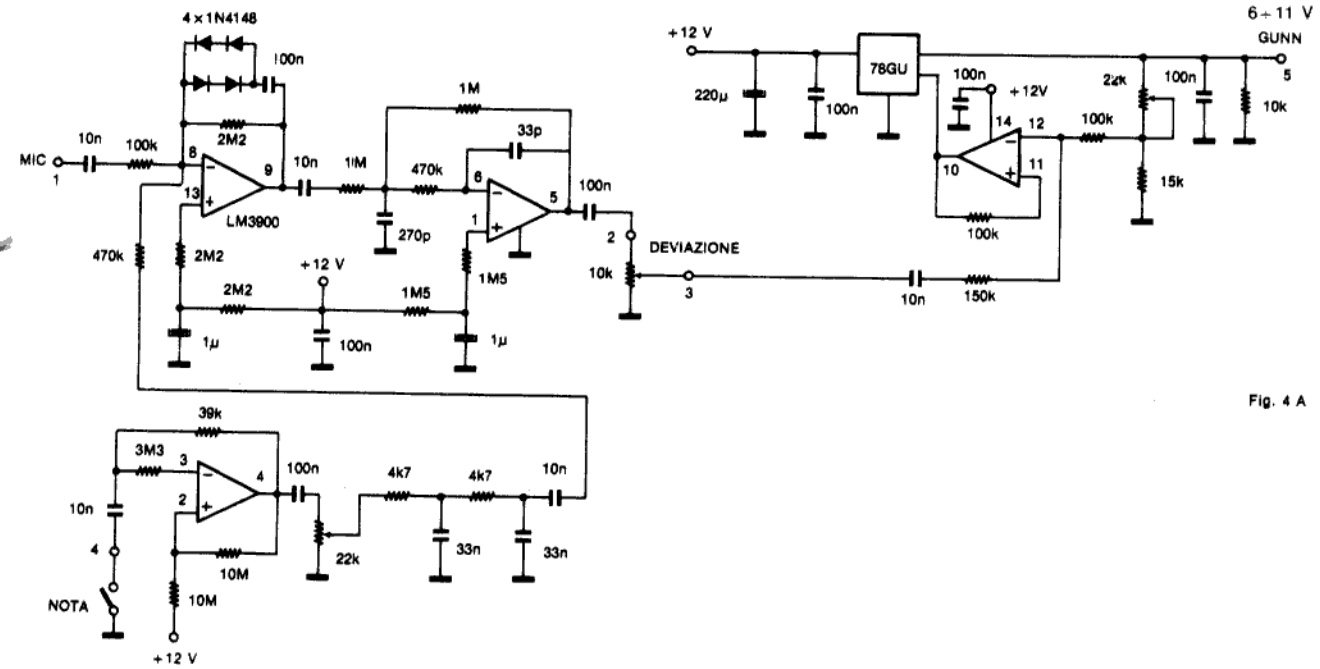


Fig. 4 A

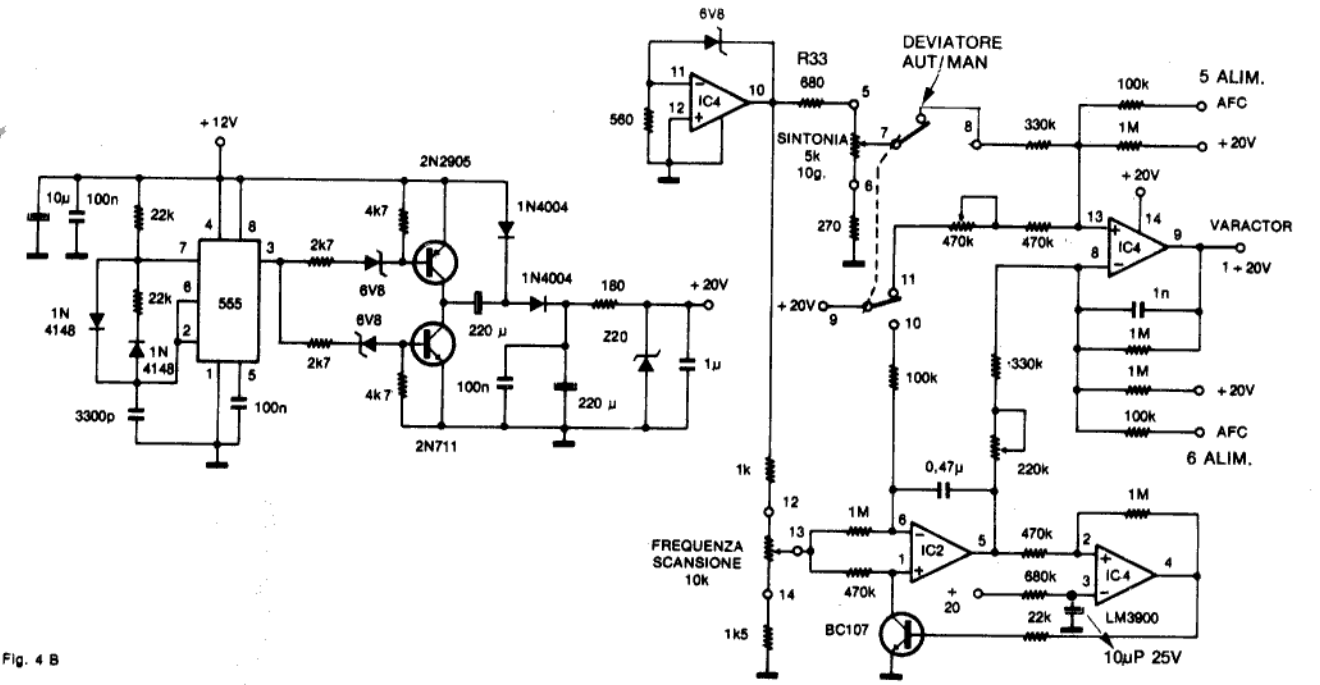


Fig. 4 B

ta apposita), e si è quindi realizzato lo S-meter semplicemente prelevando il segnale BF amplificandolo quanto basta con un banale circuito ad unico transistor, quindi raddrizzandolo per poi inviarlo ad uno di quei simpatici strumentini da 100 ÷ 200 µA già con la scala tarata in punti S e dB.

Un trimmer di taratura permette naturalmente di effettuare la regolazione del fondo scala (che poi detta taratura si faccia col segnale dell'amico locale o con strumentazione sofisticata, è un altro discorso).

I SERVIZI COMUNI E ACCESSORI

Come già accennato, abbiamo incorporato in un modulo unico diversi circuiti che sono comuni sia alla parte ricevente che trasmittente: si tratta in particolare di alimentatore-modulatore-generatore di nota, e di circuito di sintonia e scansione, che andiamo ad esaminare singolarmente, per maggior chiarezza, ed anche perché sul circuito stampato tali circuiti fanno capo a due settori ben distinti, e anche (eventualmente) separabili.

Questi circuiti, tutti facenti capo al telaietto in esame, sono indicati in fig. 4, (A) e (B) rispettivamente.

ALIMENTATORE - MODULATORE - OSCILLATORE DI NOTA

Riteniamo opportuno permettere subito qualcosa sulla modulazione: le varie prove ed i confronti effettuati modulando alternativamente il varactor e il gunn, ci hanno confermato quanto, del resto, già sperimentato da altri, e cioè il risultato ottenuto operando sul varactor è più scarso, sia come qualità che come profondità. Poiché, contemporaneamente a queste prove, si è messo a punto un circuito di modulazione sul gunn abbastanza semplice, e comunque poco più complesso che non il precedente, abbiamo preferito adottare questo secondo circuito, che comporta come unico sacrificio (ma si tratta di un risparmio) l'eliminazione dell'integrato stabilizzatore dalla testina Front-End.

Ciò premesso, passiamo all'analisi del circuito, dandone anche, per comodità, una versione sintetica sotto forma di schema a blocchi (fig. 5).

Il tutto è realizzato mediante due circuiti integrati, uno stabilizzatore di tensione per i 10 V del Gunn (tipo 78GU o simile) ed un operazionale quadruplo (tipo LM3900)... che fa un sacco di cose.

La scelta del regolatore (a 4 piedini) è giustificata dalla sua particolarità di avere la tensione d'uscita regolabile: ergo, anche modulabile.

Una prima sezione dell'operazionale è usata per realizzare un amplificatore microfonico, con in più l'azione di clippaggio ottenuta mediante i quattro diodi in serie e in antiparallelo sul circuito di reazione.

L'aggiunta del funzionamento tipo clipper è ovviamente giustificata dalla compressione che ne deriva sul livello della modulazione, mantenuto sempre elevato; ma è ovvia anche la conseguenza della tosatura, e cioè la distorsione notevole, che ne deriva. Per tale motivo, un secondo operazionale è montato come filtro attivo passa basso, talché il segnale audio ne risulta sufficientemente ripulito.

A questo punto, si tratta di modulare l'integrato stabilizzatore, di sommare cioè, alla tensione di alimentazione, il segnale audio da trasmettere.

Come sommatore è quindi sfruttato un terzo operazionale, pilotato sia dalla tensione di controllo all'uscita dello stabilizzatore che dal segnale modulante amplificato come già descritto: ambedue i segnali vengono dosati da opportuni potenziometri di regolazione.

Con tale sistema, l'uscita dall'integrato regolatore risulta variata al ritmo del segnale audio, cioè modulata proprio come si desiderava.

Resta infine, il quarto operazionale, utilizzato come oscillatore di nota, o per meglio dire, di segnale di controllo (o autocontrollo); il circuito un po' rudimentale fornisce una forma d'onda più quadra che sinusoidale, talché è aggiunto in uscita un semplice filtro RC che ripulisce quanto basta il segnale. La messa in funzione di tale oscillatore è ottenuta con l'interruttore che chiude (o meno) la rete di reazione verso massa. La nota è sui 1500 Hz.

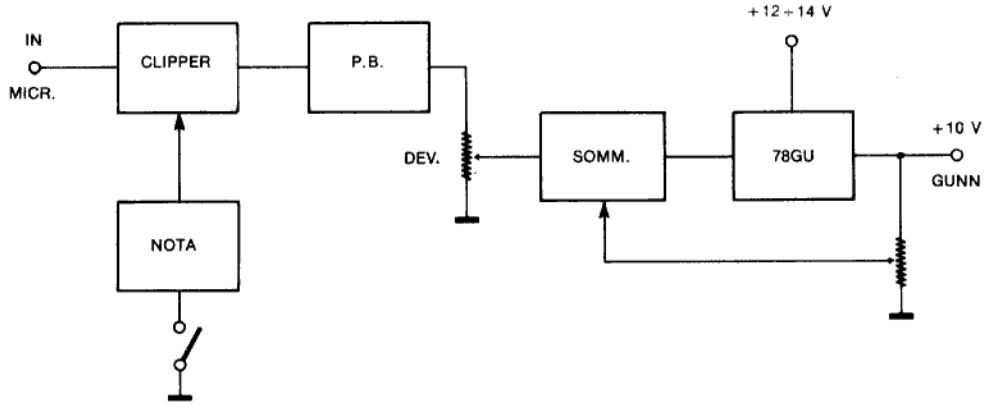


Fig. 5

Le regolazioni di questa parte di circuito consistono nel controllo di deviazione (o modulazione), che è a potenziometro sul pannello e nei trimmer che regolano l'uscita della tensione stabilizzata sui 10 V e l'ampiezza della nota (in genere, va messo a circa metà corsa).

SINTONIA E SCANSIONE

Questa parte di circuito corrisponde a due esigenze ben precise, una delle quali deriva dalle caratteristiche tecniche vere e proprie del dispositivo usato (i 20 V per il varactor), mentre l'altra consegue da una ormai affermata abitudine di ascolto veloce, effettuato spazzolando più o meno rapidamente tutta la banda con un apposito circuito di scansione.

Soffermiamoci un attimo su tale prestazione, se non altro per ricordare i due sistemi, piuttosto in antitesi fra di loro, per realizzarla.

C'è infatti chi adotta un segnale di scansione a dente di sega perfetto, cioè tratto in andata lento e ritorno rapidissimo, mentre altri preferiscono una scansione più veloce ma con andamento pressoché triangolare, in modo da rivelare la stessa stazione sia all'andata che al ritorno.

Nel nostro caso, abbiamo preferito scegliere questa seconda soluzione, con un tempo totale del singolo ciclo di scansione compresa fra 1 e 15 sec.

In conclusione, il circuito schematizzato nello schema a blocchi di fig. 6, permette di ottenere la tensione per il varactor, variabile (da 1 a 20 V) mediante un potenziometro esterno che realizza la sintonia manuale o secondo la suddetta forma d'onda triangolare che ci permette lo spazzolamento elettronico della banda.

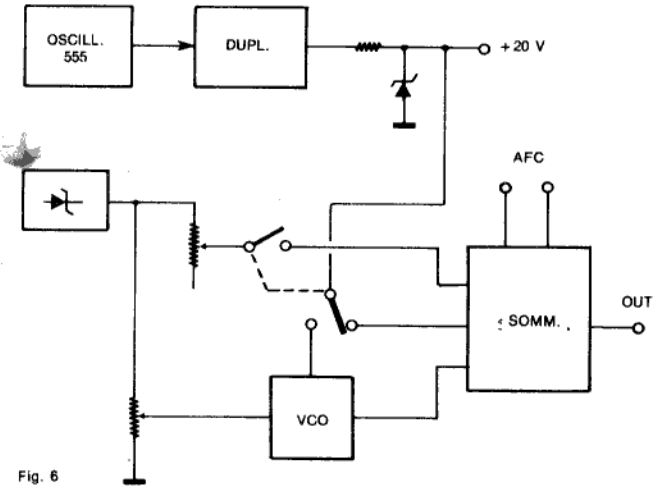


Fig. 6

Il generatore della tensione che poi andrà survoltata è l'ormai immancabile NE555, che è fatto funzionare a circa 9.000 Hz; l'onda in uscita viene inviata ad un push-pull single-ended, pilotato in modo che i picchi delle due semionde consentano l'escursione totale e simmetrica del segnale in uscita. Il

raddrizzatore duplicatore porta la tensione disponibile su circa 23 V; un gruppo stabilizzatore-filtro fissa questa tensione ai richiesti 20 V, che vanno ad alimentare un altro integrato tipo LM 3900.

Da uno di questi operazionali (IC4) esce la tensione vera e propria di alimentazione del varactor, che è di poco superiore ai 19 V, risultando così ampiamente al disotto del limite massimo tollerabile da questo costoso ed introvabile componente.

La prima sezione dell'integrato (IC 1) non è altro che un generatore di tensione ben precisa e stabile, che va ad alimentare il potenziometro vero e proprio di sintonia e quello che regola la frequenza di scansione automatica. Gli altri due operazionali servono per realizzare un VCO alla cui uscita è disponibile un'onda sostanzialmente triangolare.

Il quarto operazionale serve (finalmente) per ottenere, sia in manuale che in automatico, il previsto livello di tensione al varactor, compreso fra 1 e 19 V.

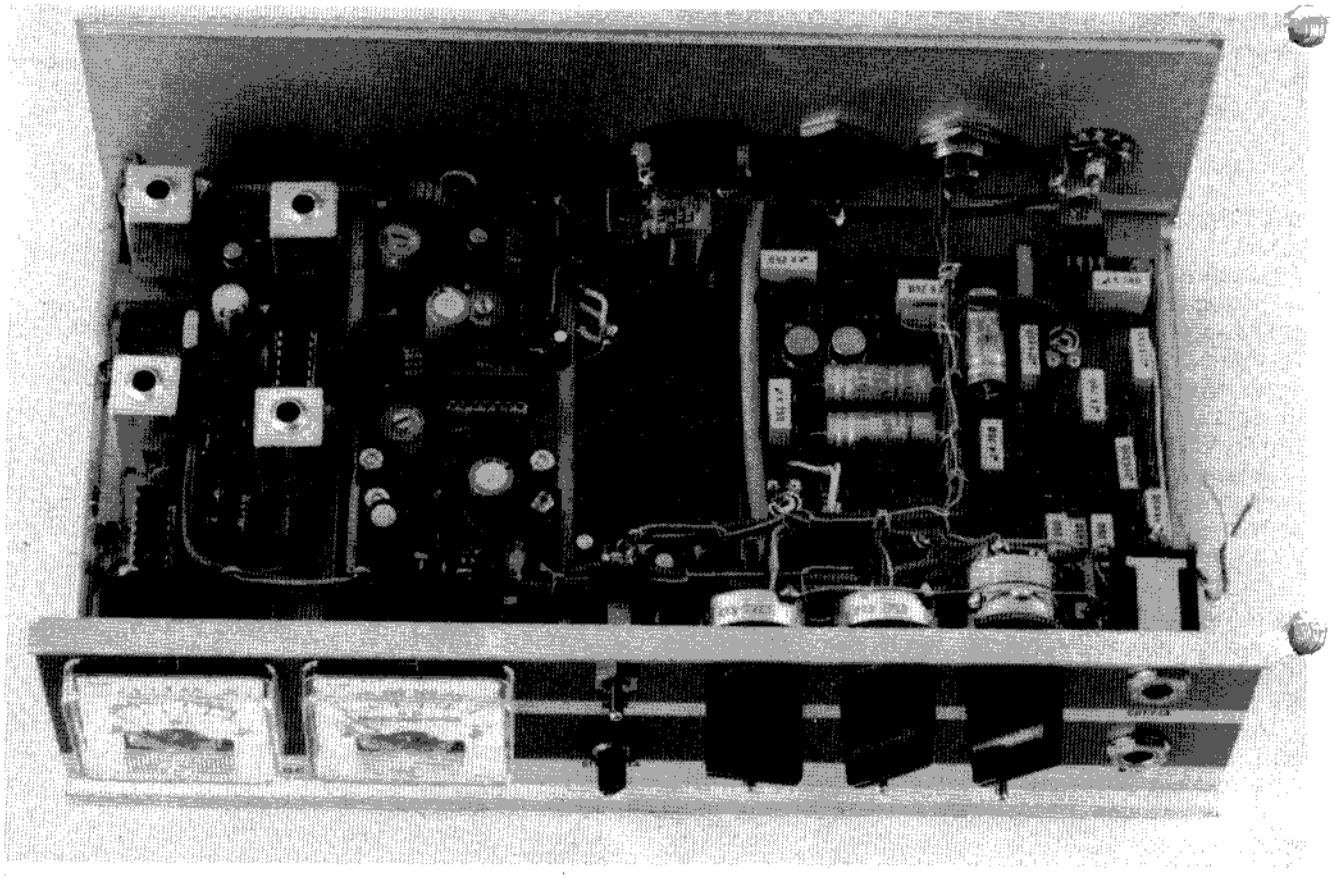
Il circuito assomiglia vagamente ad un ampliicatore differenziale, e funziona come segue: in scansione automatica, bisogna amplificare l'uscita del VCO per avere la giusta ampiezza dell'onda triangolare; in sintonia manuale, la tensione proveniente dal potenziometro apposito viene amplificata di circa 3 volte per raggiungere la stessa escursione.

La scelta dei due modi di funzionamento è effettuata mediante un doppio deviatore, naturalmente sul pannello: una sezione commuta i 20 V per dare la corretta polarizzazione all'operazionale in scansione, mentre in sintonia manuale blocca il VCO; l'altra sezione invece inserisce il potenziometro di sintonia che consiste in una versione di tipo professionale a 10 giri (senza manopola di ulteriore demoltiplica), per una facile e sicura sintonia.

Occorre spendere qualche parola per le operazioni di taratura del VCO, che sono un po' laboriose.

Occorre innanzitutto collegare un oscilloscopio in uscita, predisporre i due trimmer a metà corsa, e col deviatore in posizione "scansione" osservare la forma d'onda; si ritoccheranno ora i due trimmer per fare in modo che il segnale in uscita sia il più possibile triangolare (senza cioè presentare alcuno dei vertici smussati) e che l'escursione di tensione sia appunto comp resa fra 1 e 19 V.

Poiché lo spazzolamento è piuttosto lento, potrebbe verificarsi che la persistenza dell'immagine sullo schermo non sia sufficiente; basterà allora sostituire il condensatore da 0,47 μ (fra 6 e 5 di IC2) con uno di capacità più bassa quanto basti per una forma d'onda stabile; effettuate le suddette regolazioni, si



monterà nuovamente lo 0,47 μ: non si saranno sostanziali differenze (a parte la frequenza) nella forma d'onda così ottimizzata.

Commutando in "manuale" basterà ora verificare che, ruotando il potenziometro di sintonia da un estremo all'altro, la variazione di tensione sia quella già definita.

Le uscite contrassegnate AFC verranno utilizzate secondo le indicazioni che daremo alla prossima puntata.

LA REALIZZAZIONE PRATICA

Il contenitore adottato per l'unità base (e scelto in modo che possa contenere anche i circuiti opzionali), è un Elbomec di dimensioni 255 × 80 × 155, che sembra tanto grande, ma che, in effetti, è appena sufficiente a contenere tutto, avendo voluto sistemare i telaietti su un unico piano e ben accessibili; questo unico piano è il telaio interno, e cioè il piano di alluminio inserito nelle due guide vicino al fondo della scatola.

In fig. 7 è appunto rappresentata la disposizione di tutti i circuiti stampati su questo piano; i vari comandi, prese e spine, sono distribuiti sul pannello anteriore (ed anche posteriore) secondo quanto è ben visibile nelle fotografie.

Dei vari circuiti viene dato, come di norma, il disegno sia dello stampato che del posizionamento componenti: a questo punto, poiché l'apparecchio che descriviamo non è certo diretto ai principianti che siano alle prime armi coi montaggi radioelettronici, riteniamo le indicazioni per la realizzazione, anche del Kit, già sufficienti (per quest'ultima soluzione, eventuali dati di montaggio saranno forniti assieme al materiale).

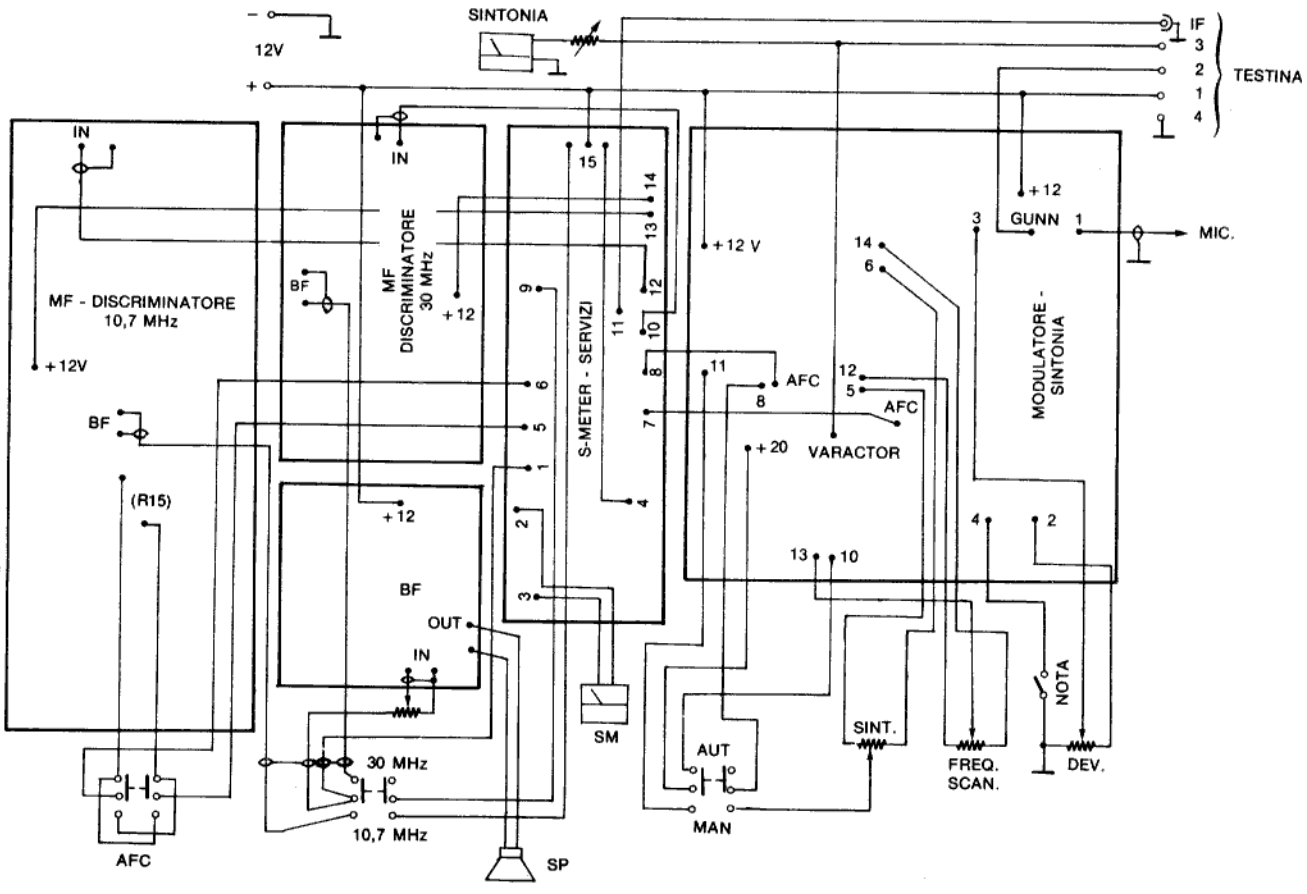
Tanto più che l'aver previsto ogni blocco circuitale su un singolo circuito rende la realizzazione più elastica ed il funzionamento non critico.

IL MONTAGGIO

Le fasi del montaggio vero e proprio vanno articolate come segue: realizzazione dei circuiti stampati, montaggio degli stessi sul piano di lavoro, inserzione di tutti i controlli e comandi sui pannelli del contenitore, inserimento nelle apposite guide, e bloccaggio, del piano di lavoro, cablaggio finale fra le singole parti.

Per meglio individuare la posizione dei controlli e comandi sui pannelli specifichiamo che: sul pannello frontale abbiamo, a sinistra i due strumenti, e cioè lo S-Meter e l'indicatore di sintonia; nella fila in alto, il selettore di sintonia AUTOMATICA/MANUALE, le regolazioni di VELOCITÀ SCANSIONE, DEVIAZIONE, VOLUME (con INTERRUTTORE), presa jack per CUFFIA (prelevata dall'uscita altoparlante, con esclusione dello stesso); nella fila in basso, il comando di SINTONIA, i deviatori di inserimento NOTA, scelta MF larga o stretta (opzionale), AFC + o − (opzionale), e la presa MICROFONO (pure a jack).

Sul pannello posteriore sono sistemati tre boc-



chettoni: coassiale BNC per il segnale a 30 MHz dalla testina, schermato a 4 poli per le alimentazioni alla testina, punto e linea per l'alimentazione di tutto l'apparato; c'è anche il necessario portafusibile.

Sul piano di lavoro, i circuiti stampati sono montati infilandoli sulle viti precedentemente fissate dalla parte inferiore e bloccate con dado, interponendo un picolo distanziale: un tal modo tali circuiti risultano facilmente smontabili dall'alto, senza dover togliere tutto il piano di lavoro; ad esso, con la stessa tecnica, viene collegata la bandella dell'integrato stabilizzatore, (opportunamente piegato verso l'esterno) per la miglior dissipazione termica.

Il cablaggio, in tutti i punti in cui ci sia segnale di qualsiasi tipo, è effettuato mediante cavetto coassiale schermato, volta a volta del tipo sottile per RF o del tipo microfonico. Solo per le alimentazioni (e segnali generici in c.c.) si usa normale cavetto isolato.

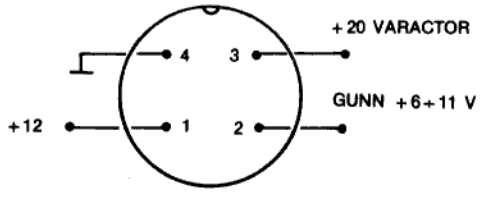
È consigliabile la legatura a cordoncino in alcuni punti, non tanto (e non solo) per una questione estetica, quanto per evitare percorsi sparpagliati e in pericolosa vicinanza con i circuiti stampati.

L'altoparlante (un piccolo ellittico) è montato sul fianco destro del coperchio, sul quale è stata fatta apposita forellatura.

Raccomandiamo di curare al massimo i ritorni di massa, oltre che dei circuiti stampati, anche di cavi e potenziometri.

Per tutto quanto di altro si possa dire su tecniche e modalità operative, rimandiamo a quanto da anni viene pubblicato nella rubrica MICROONDE di Radio Rivista.

VISTA COLLEGAMENTI DEL CONNETTORE ALIMENTAZIONE TESTINA



SCHEMA A BLOCCHI

Il segnale BF uscente dal deviatore 30/10,7, prima di entrare nel c.s. ABF (da realizzarsi, ricordiamolo, in versione a banda stretta), va naturalmente al potenziometro di volume, che è da 10 kohm logaritmico, con interruttore.

L'UNITA' BASE per 10 GHz: 2ª conversione a 10,7 MHz e accessori

PERCHÉ UN'ALTRA CONVERSIONE?

L'attività in 10 GHz è in piena espansione; e tale espansione è talmente rapida che le previsioni di due anni fa (viste allora come futuro da fantascienza) sono oggi realtà normale, e le idee di oggi saranno superate il prossimo anno.

È quindi estremamente ovvio che si sentisse abbastanza presto la necessità di operare a banda stretta per gli stessi motivi validi in tutti i settori delle telecomunicazioni (ed anche se la banda 10 GHz è tanto larga!): minor occupazione di banda, miglior rapporto segnale-rumore.

Poiché col normale sistema a conversione unica e MF a 30 MHz, la banda utile (e più o meno occupata, se non dalla modulazione, dagli slittamenti del Gunnplexer) si aggira su 1 MHz, con una seconda conversione a 10,7, ed elementi filtranti a MF piuttosto convenzionali ed economici, la larghezza di banda può essere portata sui 200 ÷ 250 kHz, con almeno 3 ÷ 4 dB di miglioramento nel rumore.

Oltretutto, il miglior sfruttamento di banda che ne consegue, anche se non (al momento!) indispensabile, è certamente più consono alla figura "progressista" del vero OM.

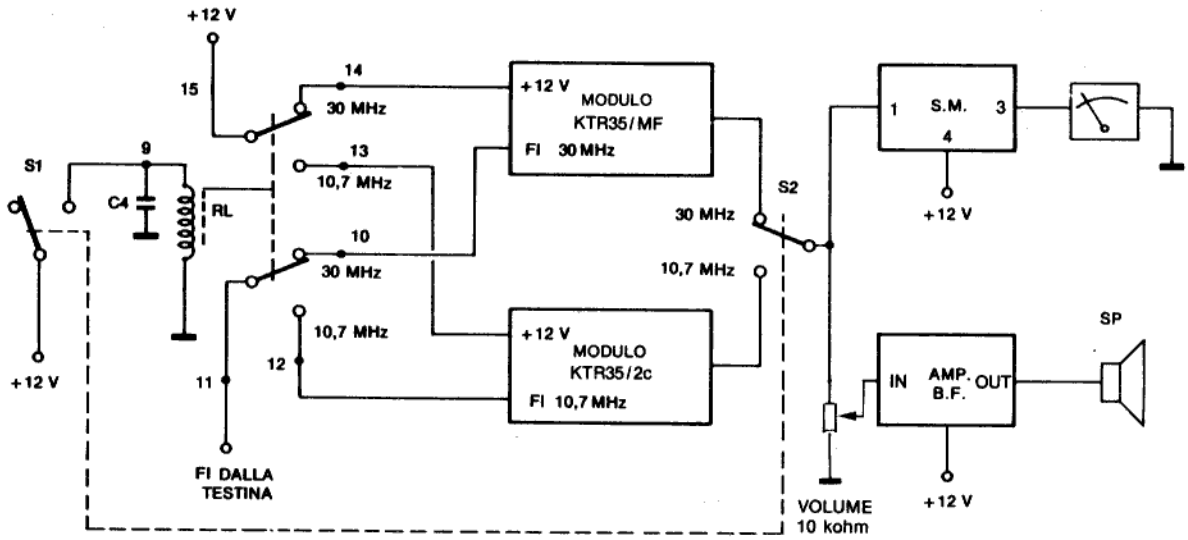
Naturalmente, anche la rosa della banda stretta (che il suddetto OM progressista può mettersi all'occhiello) ha qualche spina: oltre al costo in più di tale seconda conversione/MF (che però è abbastanza contenuto), c'è da tener presente che il canale entro il quale la frequenza di lavoro può andare a spasso (da una sponda all'altra) risulta 4 ÷ 5 volte più stretto, si possono cioè evidenziare slittamenti di frequenza.

La soluzione a questo problema esiste (e non alludiamo a quella, ovvia, di ritoccare la sintonia): si tratta di ricorrere ad un circuito di Controllo Automatico di Frequenza, abbreviato nella ben nota sigla AFC.

Ma il termine non deve spaventare: in primo luogo, il canale di MF resta abbastanza largo per far sì che i possibili slittamenti siano già in partenza relativamente modesti; in secondo luogo, esistono integrati discriminatori per FM che portano già incorporato un circuito che fornisce in uscita una tensione atta appunto ad agire, in modo semplice ed efficace, come controllo automatico per i suddetti eventuali slittamenti.

Nel nostro caso, essendo partiti con l'idea di ampliare modularmente il nostro apparato, e quindi ritenendo valida la coesistenza delle due MF contemporaneamente (ci sono moltissimi apparati che hanno modulazione molto ampia, cioè eccessiva per la ricezione a banda stretta), si è reso necessario effettuare la commutazione dei due canali, onde evitare reciproche interferenze sottoforma di carichi trasferiti e possibili inneschi.

Lo schema a blocchi appositamente riportato in fig. 1 chiarisce meglio le modalità di commutazione.



A questo punto, esaurita l'analisi preliminare di questa ultima sezione circuitale, passiamo ad un breve esami dei singoli telaietti.

2ª CONVERSIONE/MEDIA A 10,7 MHz

Come già accennato, la normale reperibilità di integrati multifunzioni permette di ridurre a pochi dispositivi la soluzione circuitale adottata, e riprodotta in fig. 2.

All'ingresso troviamo il solito preamplificatore a basso rumore, operante a 30 MHz, che eleva il livello del segnale prima di portarlo alla conversione di frequenza.

Per tale mansione è stato adottato un integrato factotum, di tipo SO42P, nel senso che oltre a fungere da mixer attivo, adempie anche alla funzione di oscillatore locale quarzato.

La frequenza del quarzo è pari a quella di media (da ottenersi), più 30 MHz; nel nostro caso, disponendo di filtrini ceramici Murata a 10730 kHz, il quarzo è tagliato per 40730 kHz.

Il segnale a 10,7 che esce da questo integrato viene applicato ad un altro integrato di tipo factotum, il TDA 1200 che amplifica, limita, e rivela (con discriminatore interno) il segnale, fornendo, oltre all'audio, anche il segnale necessario ad ottenere il controllo automatico di frequenza.

Questo segnale viene collegato al circuito di sintonia/scansione/modulazione secondo lo schema di fig. 3.

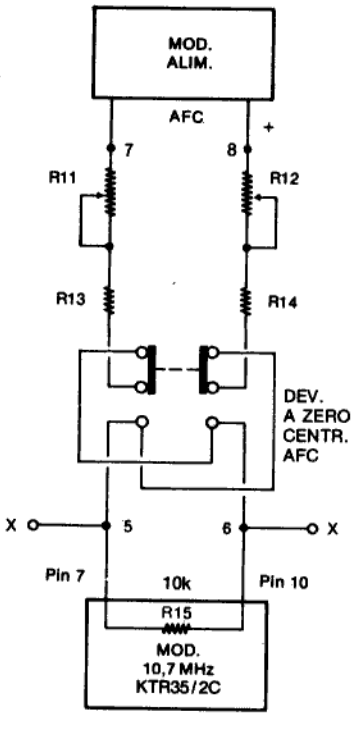


Fig. 3 -

AFC e SERVIZI

I pochi componenti che costituiscono il circuito di trasferimento dell'AFC e le commutazioni connesse alla scelta della MF larga o stretta sono montati, per

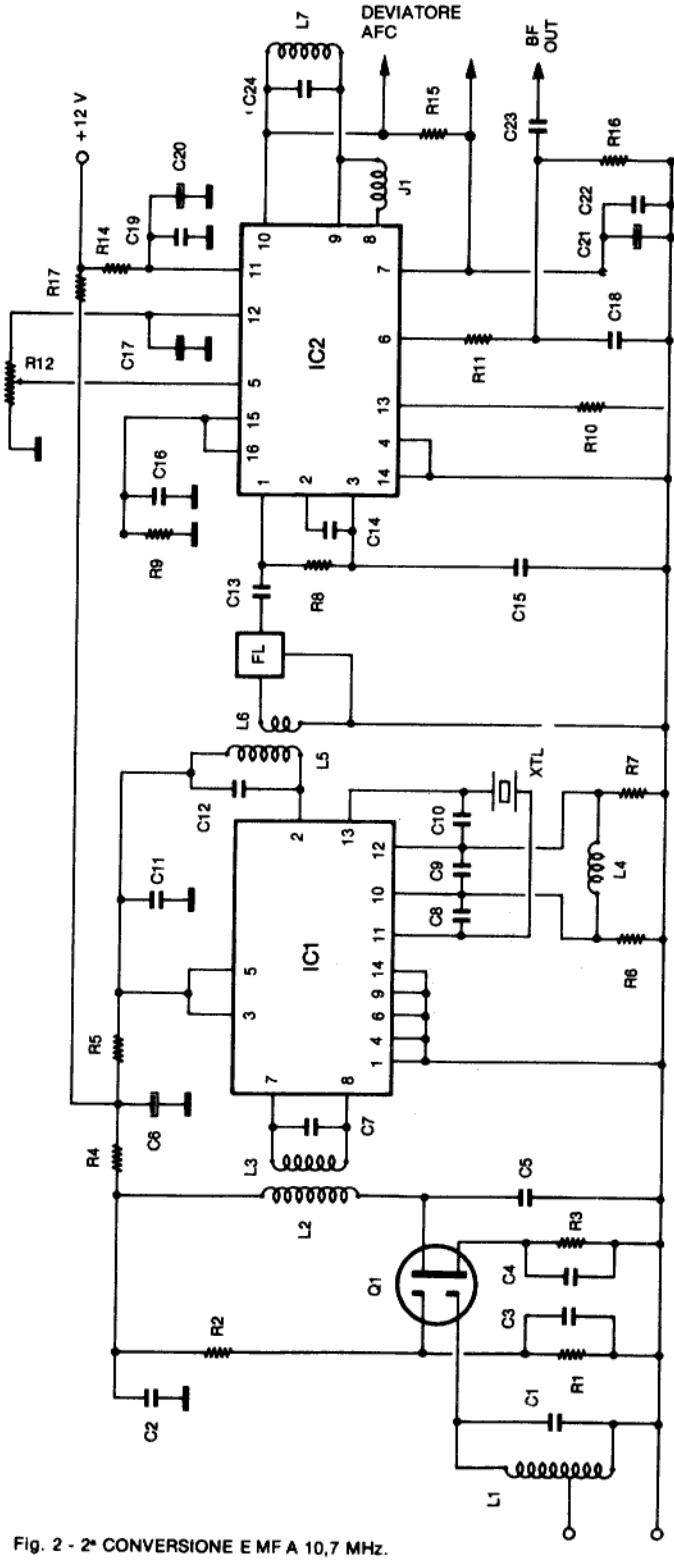
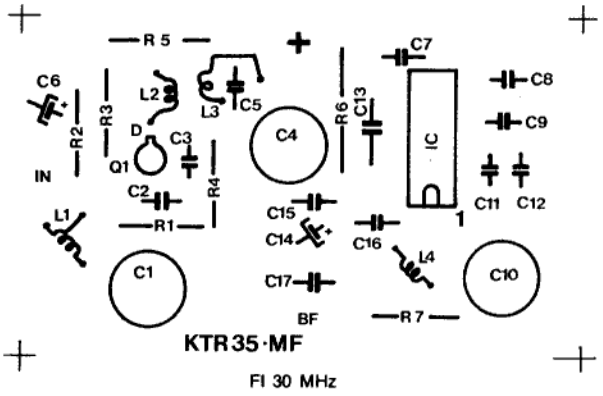


Fig. 2 - 2ª CONVERSIONE E MF A 10,7 MHz.



economia di spesa e di spazio, sul preesistente circuito stampato dello S-meter.

I collegamenti fra relè e medie frequenze sono realizzati con cavetto coassiale a 50 ohm del tipo miniatura, per comodità di cablaggio e di percorsi.

TARATURA E CONTROLLO

Per quanto concerne la realizzazione pratica di questi circuiti, vale quanto già detto nelle precedenti puntate, oltre naturalmente alla documentazione qui riportata.

La taratura da effettuarsi per i circuiti accordati a 30 ed a 10,7 MHz, non presenta alcunché di rilevante, e come al solito può essere effettuata sul segnale ricevuto o, ancor meglio, mediante appositi generatori da laboratorio; anche qui valgono, comunque, i suggerimenti dati per il telaietto a 30 MHz.

Per la taratura del circuito AFC, si controllerà che le tensioni misurate nei punti X siano uguali (circa 5,2 V), ritoccando i due trimmer.

Naturalmente, ciò dipende anche dall'essere, il discriminatore, esattamente centrato a 10730 kHz.

Una verifica che il tutto sia centrato si effettua inserendo alternativamente AFC + e AFC − : la tensione al varactor non deve cambiare.

Occorre ancora una precisazione, che qualcuno potrà anche trovare ovvia: la stabilità di centratura dipende dalla stabilità termica dei vari integrati interessati e da quella delle tensioni di alimentazione.

In ogni caso, gli spostamenti rilevati sono pressoché trascurabili.

I PROSSIMI SVILUPPI

A questo punto, il passo fondamentale per operare in 10 GHz è compiuto: abbiamo descritto e realizzato un completo ricetrasmettitore di impostazione non eccessivamente complessa e purtuttavia ottimale ed attuale.

In questo settore però il termine "attuale" è quanto mai labile, dato il continuo e rapido sviluppo cui esso è sottoposto.

Noi stessi abbiamo già in prova un circuito a P.L.L.; da altri abbiamo persino sentito parlare di SSB (che, a 10 GHz, ora sembra proprio esagerata; ma per quanto lo sarà ancora?).

Ma, a prescindere dall'evoluzione ed aggiornamento del nostro transceiver di cui terremo puntualmente informati i lettori, il campo di trattazione è ancora vasto, e ad esso dedicheremo ancora diverse puntate.

Innanzitutto è ancora aperto il problema **antenna**, al quale ci dedicheremo subito; poi, è possibile (e quasi necessario) realizzare alcuni accessori utili, tipo **generatore di segnali di calibrazione e taratura, generatore di rumore,** ecc.

Infine, per coloro che si siano spaventati di fronte al costo ed alla complessità del nostro transceiver KTR35 (e relativo Gunnplexer), già stiamo lavorando ad una versione più **semplice**, più **economica** e più **compatta di transceiver a 10 GHz.**

Quindi, se gli appassionati del settore ci vorranno seguire, troveranno ancora molta carne al fuoco!

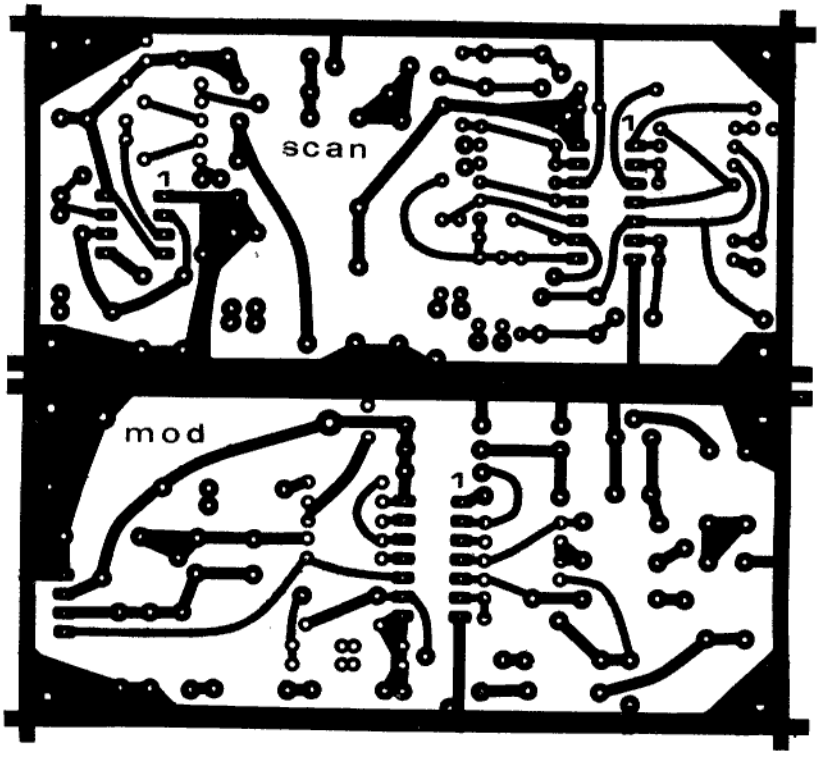
Elenco componenti

KTR35-MF

R1 = 47k
R2 = 100k
R3 = 3k3
R4 = 180
R5 = 470
R6 = 47
R7 = 4k7
} 1/3 ÷ 1/4 W

C1 = C4 = C10 = 10 ÷ 60 pF trimmer ceramico
C2 = C3 = C7 = C17 = 10 n ceramico a pastiglia
C5 = C8 = C9 = C11 = C15 = C16 = 47 n ceramico a pastiglia
C6 = C14 = 47 μ (tantalio a goccia)
C12 = 4n7 (tantalio a goccia)
C13 = 15 p (ceramico)
Q1 = 40673
IC1 = TAA661

L1 = 14 sp. - presa alla 3ª
L2 = 12 sp. - link 2 sp.
L3 = 12 sp.
} filo di rame smaltato Ø 0,5 mm su nucleo toroidale tipo T50-6

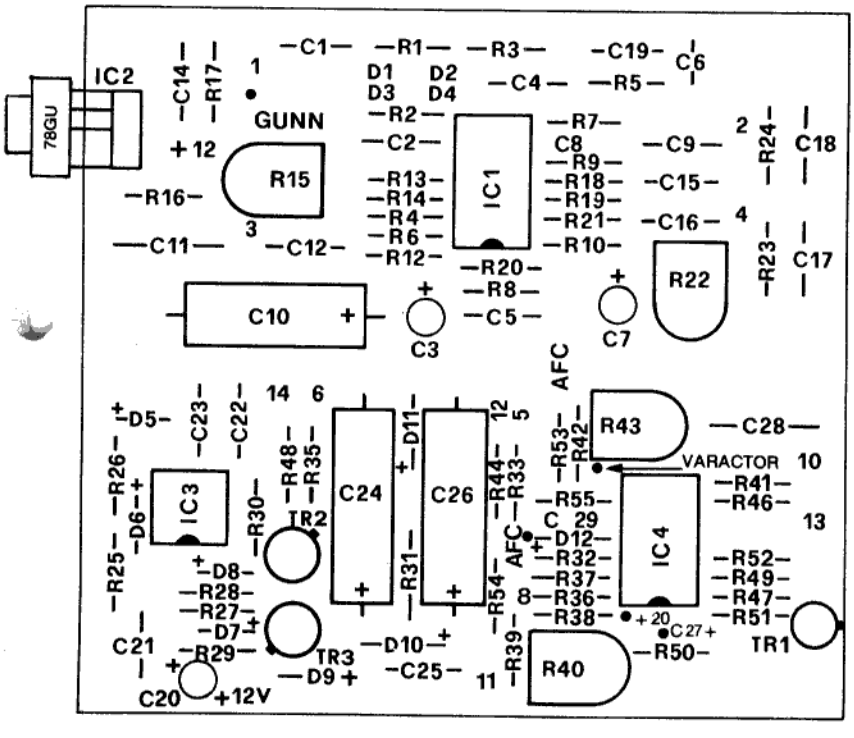


KTR35-Mod
Alimentatore modulatore

R1 = R13 = R14 = 100k
R2 = R4 = R6 = 2M2
R3 = R7 = 470k
R5 = R9 = 1M
R8 = R10 = 1M5
R11 = potenziometro 10k lineare (su pannello)
R12 = 150k
R15 = Trimmer 22k
R16 = R17 = 10k
R18 = 39k
R19 = 3M3
R20 = R21 = 10M
R22 = Trimmer 22k
R23 = R24 = 4k7

C1 = C4 = C12 = C19 = 10n (mylar)
C2 = C5 = C9 = C11 = C14 = C15 = C16 = 100n (mylar)
C3 = C7 = 1µ Tant.
C6 = 270p
C8 = 33p
C10 = 220µ
C17 = C18 = 33n

D1 = D2 = D3 = D4 = 1N4148
IC1 = LM3900
IC2 = 78GU



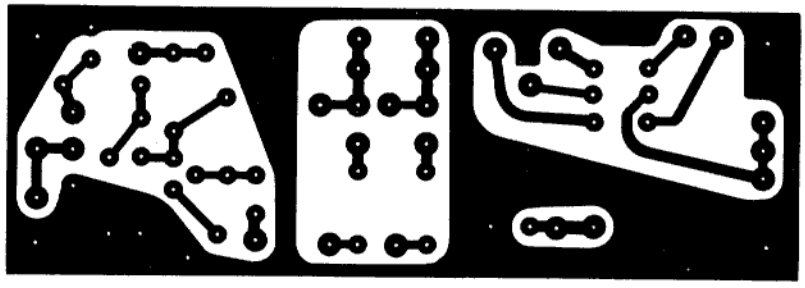
Sintonia e scansione

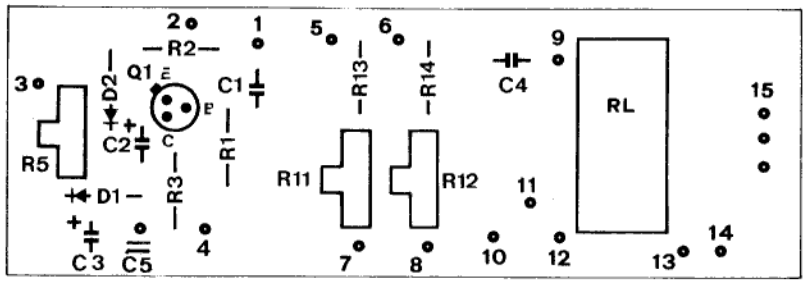
R25 = R26 = R51 = 22k
R27 = R28 = 2k7
R29 = R30 = 4k7
R31 = 180
R32 = 560
R33 = 680
R34 = Potenz. 10 giri 5k (su pannello)
R35 = 270
R36 = R42 = 330k
R37 = R41 = R53 = 100k
R38 = R46 = R52 = R54 = R55 = 1M
R39 = R47 = R49 = 470k
R40 = Trimmer 470k
R43 = Trimmer 220k
R44 = 1k
R45 = Potenz. 10k (su pannello)
R48 = 1k5
R50 = 680k

C20 = 10µ (Tantalio)
C21 = C23 = C25 = 100n (ceramico disco)
C22 = 3300p.
C24 = C26 = 220µ
C27 = 1µ (tantalio)
C28 = 0,47µ
C29 = 1n

D5 = D6 = 1N4148
D7 = D8 = D12 = 6V8 (zener)
D9 = D10 = 1N4004
D11 = 20V (Zener)

IC3 = 555
IC4 = LM3900
TR1 = BC107
TR2 = 2N 1711
TR3 = 2N 2905





KTR35 - SM

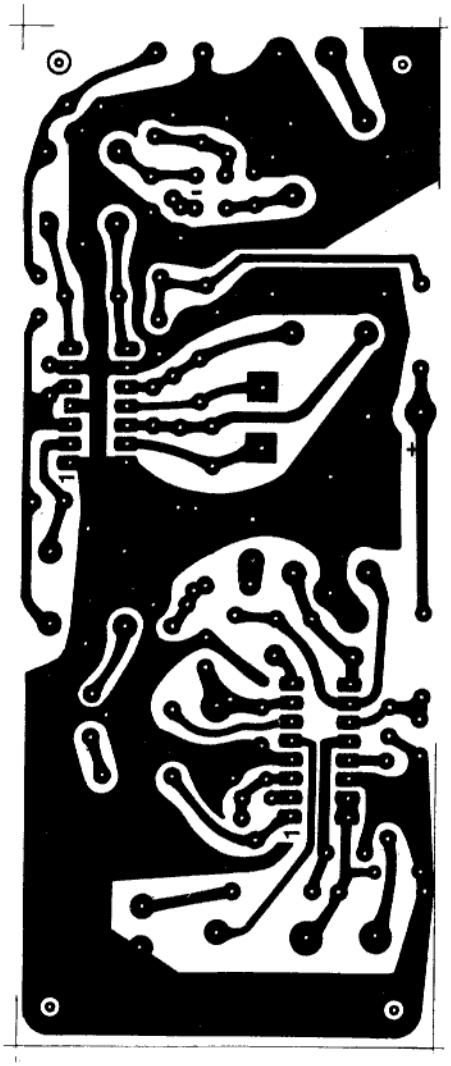
R1 = 820k
R2 = 68
R3 = 1k5
} 1/3 ÷ 1/4 W

R5 = Trimmer 10k

C1 = 4n7
C2 = 10µ
C3 = 4µ7
Q1 = BC108
C5 = 47 nF
D1 = D2 = OA90

KTR35-AFC (sullo stesso c.s.)

Relè 2 scambi FEME 002-24-01
C4 = 100n (ceramico disco)
R11 = R12 = Trimmer 100k
R13 = R14 = 150k - 1/3 ÷ 1/4 W



KTR35/2C

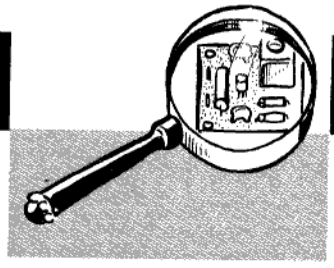
R1 = 47k
R2 = R13 = 100k
R3 = R5 = R17 = 150
R4 = 1k
R6 = R7 = R8 = 330
R9 = R15 = 10k
R10 = 6k8
R11 = 4k7
R14 = 390
R16 = 12k
} 1/3 ÷ 1/4 W
R12 = 470k (trimmer)

C1 = 27p (ceramico)
C2 = C3 = C4 = C11 =
C13 = C14 = C15 = C16 =
C18 = C19 = C22
} 10n (ceramico a disco)

C5 = C8 = C10 = 12p (ceramico)
C6 = 22µ/25V (Tantalio)
C7 = 6p8 ceramico
C9 = C12 = 56p
C17 = 1µ/35V (Tantalio)
C20 = 22µ/15V (Tantalio)
C21 = 10µ/15V (Tantalio)
C23 = 100n (ceramico a disco)
C24 = 39p (ceramico)

J1 = RFC 22µH
Q1 = 40673
IC1 = SO42P
IC2 = TDA 1200
XTAL = 40730 kHz
FL = filtro ceramico Murata 10,730 MHz.

L1 = 17 sp. (presa a 3,5) Ø 0,30
L2 = 17 sp. Ø 0,30
L3 = 6 sp. Ø 0,18 (sopra L2 lato freddo)
L4 = 7 sp. Ø 0,75 (spaziale 0,1 mm)
L5 = 30 sp. Ø 0,30
L6 = 10 sp. Ø 0,18 (su L5 lato freddo)
L7 = 30 sp. Ø 0,30
Tutte le bobine sono montate su supporto VOGT D21/1551 esclusa L4 che è in aria



Amplificatore Finale Bassafrequenza (preamplificato)

Nella serie dei miniKit cominciava a notarsi la mancanza di un piccolo amplificatore di B.F., utile per essere messo in coda ad un ricevitore, per costituire il cuere di un qualche interfonico, per essere usato come oscillofono (esagerati!), e per altre applicazioni legate alla necessità ed alla fantasia dei lettori.

I dati che ci siamo posti come partenza del problema sono stati, in line di massima, i seguenti:

— potenza massima 1 W;
— circuito integrato col minor numero di componenti;
— preamplificatore che permetta un'elevata sensibilità;
— banda passante a scelta (larga per uso musicale, stretta per uso parola).

I motivi di queste scelte sono abbastanza semplici da capire: il primo discende dal fatto che potenze del genere si possono ottenere... troppo facilmente per rinunciarci, anche se spesso (ricevitori) sono esuberanti; il secondo è giustificato dal facilitare il montaggio al massimo; il terzo è realizzato in vista dei molti casi in cui la normale sensibilità d'ingresso di un integrato non è sufficiente (per esempio, per un ricevitore a conversione diretta); il quarto permette la massima elasticità d'impiego (e, in particolare, nei casi di impiego in ricevitori, costituisce un seppur rudimentale filtraggio).

Ciò premesso, passiamo allora a descrivere:

IL CIRCUITO ELETTRICO

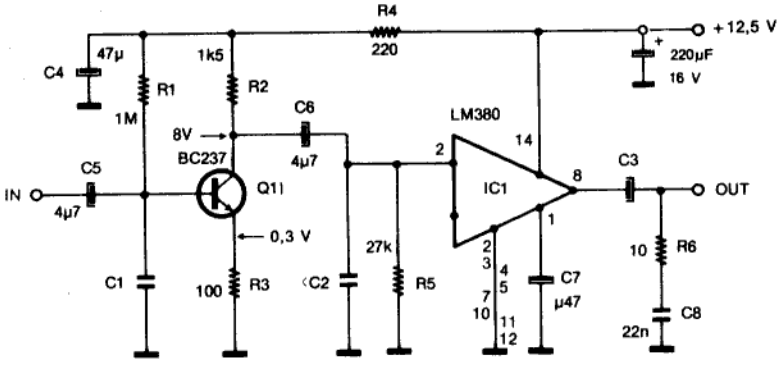
Lo stadio d'ingresso è costituito da un normale transistor ad alto β per uso in BF, montato con polarizzazione mista, in quanto, oltre alla vera e propria resistenza di polarizzazione R1, su questa incide anche la resistenza di piccolo valore R3, inserita in circuito per rendere più stabile l'amplificatore e per aumentare leggermente l'impedenza d'ingresso.

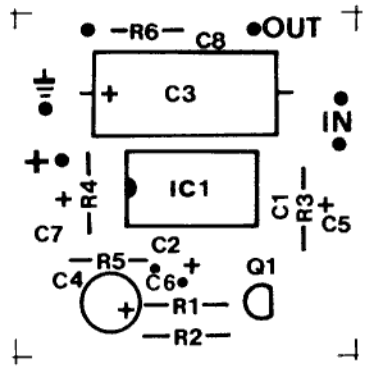
Il segnale così amplificato è accoppiato, tramite il solito condensatore, all'ingresso dell'integrato amplificatore di potenza, costituito da un LM380; per la massima sicurezza contro possibili instabilità in presenza di carichi reattivi o linee lunghe, in parallelo all'uscita è inserito il gruppo R_6C_8.

Il condensatore C7 è l'unico componente quasi indispensabile del circuito finale, in quanto rappre-

CARATTERISTICHE

POTENZA D'USCITA
0,5 W con V_{in} = 2 mV (a 12,5 V)
1 W con V_{in} = 3 mV (a 14 V)
RISPOSTA IN FREQUENZA
versione banda larga: 20÷50.000 Hz
versione banda stretta: 300÷ 5.000 Hz
IMPEDENZA D'INGRESSO > 10 kohm
IMPEDENZA D'USCITA = 8 ohm





senta l'elemento costituente la rete di reazione, sempre per le migliori condizioni di stabilità.

Mediante l'opportuna scelta dei valori dei condensatori di filtro C1 e C2 e di accoppiamento C3 si può definire la curva di risposta in frequenza, adattandola alle singole esigenze.

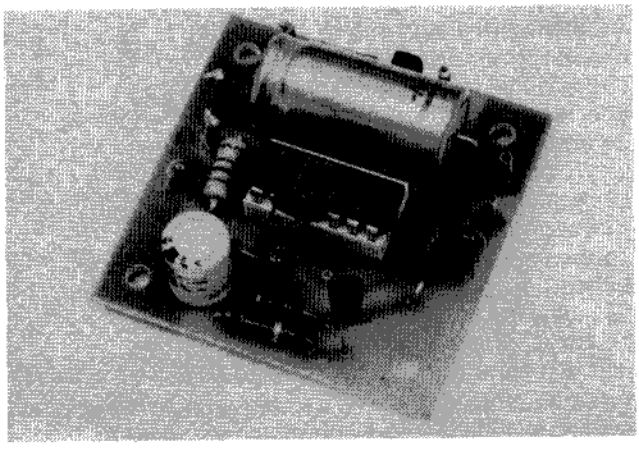
LA REALIZZAZIONE

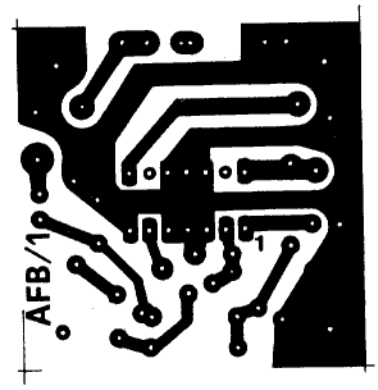
Coloro che ci seguono da tempo perdoneranno l'insistenza con cui, seppur succintamente, richiamiamo i punti fondamentali del montaggio: prima di tutto le resistenze e i condensatori assiali, lo zoccolo dell'integrato e i terminalini ad innesto; poi i condensatori verticali (o a goccia), ed il transistor, sempre rammentando che certi condensatori ed il transistor hanno polarità e verso ben precisi secondo cui essere inseriti sul circuito (basta rispettare le indicazioni riportate).

Si tiene da ultima l'inserzione dell'integrato nello zoccolo, sempre rispettando la chiave di riferimento.

Nella tabellina sotto indicata sono riportati i valori dei tre condensatori la cui scelta permette di ottenere la risposta in frequenza desiderata (nel Kit sono compresi tutti i valori)

	banda stretta
C1 = C2	22 n
C3	10 µ
risposta 3 dB	300 ÷ 5.000 Hz





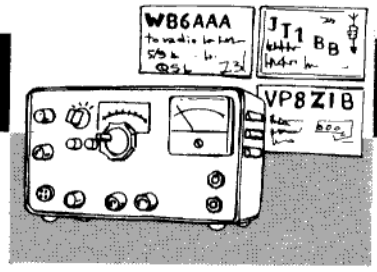
Scelti i valori desiderati e terminato il montaggio, si provvederà a collegare innanzitutto l'altoparlante (o carico corrispondente) poi la fonte di segnale all'ingresso, poi l'alimentazione.

Un controllo delle tensioni, quali riportate sullo schema, e delle correnti assorbite (I a riposo = ...mA, I a pieno carico = ...mA), permetterà di verificare normale funzionamento del circuito.

È assolutamente consigliabile che il segnale sia collegato all'ingresso attraverso un potenziometro di volume (o di guadagno) il cui valore potrà essere compreso fra 10 e 50 kohm: data l'alta sensibilità, bisogna porre attenzione a non sovraccaricare l'amplificatore con segnali troppo forti.

Un breve cenno sui componenti; nel nostro prototipo, e naturalmente nel Kit, abbiamo come al solito usato componenti di qualità: C4, C5, C6 e C7 sono elettrolitici al tantalio a goccia (da 16 V) le resistenze sono da 1/3 di W (vanno bene anche da 1/4 e 1/2); C3 è elettrolitico assiale in un caso, al tantalio a goccia nell'altro caso, sempre a 16 V.

Terminiamo ricordando una prima applicazione diretta di questo miniKit AFB: il circuito costituirà la bassa frequenza del transceiver a 10 GHz in fase di descrizione in altra parte di questa rivista.



Le antenne per microonde

ANTENNA A TROMBA (TRONCO-PIRAMIDALE) PER 10 GHz

Riteniamo utile sottoporre alla scelta dei lettori appassionati di microonde i due tipi di antenna che maggiormente si sono affermati e diffusi nell'attività in 10 GHz, e cioè l'antenna a tromba e quella a parabola (su un prossimo numero).
In questo articolo forniremo innanzitutto i dati teorici e di progetto, per passare poi ad un esempio pratico di dimensionamento, riferendoci ad una delle tante versioni già costruite ed ampiamente collaudate.

La zona alta delle microonde, pur presentando difficoltà tecniche e tecnologiche già rilevanti per colpa delle altissime frequenze in gioco, per l'identico motivo permette una certa dose di ricupero: infatti le piccole lunghezze d'onda con cui si ha a che fare permettono di realizzare, con dimensioni ancora "a misura d'uomo", sistemi d'antenna dotati di guadagno eccezionalmente elevato, il quale rende quindi più semplice risolvere i problemi della sensibilità in ricezione e della potenza in trasmissione.

Tale situazione porta, abbastanza ovviamente, a modifiche piuttosto radicali rispetto alle tecniche più classiche secondo cui si realizzano le antenne per frequenze più basse; tuttavia, le modalità costruttive restano ancora pienamente accessibili anche per l'autocostruttore medio (un po' attrezzato e molto paziente): e ciò vale in particolar modo per il tipo di antenna che ci accingiamo a descrivere.

LE ANTENNE A TROMBA

Un'antenna a tromba può essere considerata come l'espansione naturale di una guida d'onda, con dimensioni dell'apertura anche piuttosto notevoli.

Diverse sono le versioni di antenne per microonde che possono essere classificate come antenne a tromba, ed una prima suddivisione sommaria consiste in **trombe rettangolari e trombe coniche.**

Genericamente si può affermare che questi tipi di antenne sono di uso comune in quei casi in cui servano caratteristiche di direttività e guadagno medie, non eccessiva criticità delle misure geometriche, larghezze di banda piuttosto ampie.

Fra i vari tipi di antenne a tromba rettangolari, la nostra scelta è caduta sulla:

ANTENNA TRONCO PIRAMIDALE

Si tratta di uno dei più interessanti tipi di antenna per operare nella zona alta delle SHF, ed i motivi sono i seguenti.

Innanzitutto esse sono abbastanza semplici da progettare, ed ancor più da costruire, in quanto le dimensioni non risultano eccessivamente critiche e non richiedono ritocchi di sorta.

Si tratta infatti di dispositivi a banda abbastanza larga, che presentano intrinsecamente un adattamento ottimale su un'ampia gamma di frequenze: e ciò

risulta molto comodo quando si tratta di operare su una banda piuttosto vasta quale quella dei 10 GHz, tanto più con apparecchiature che, non essendo quarzate, risultano anche soggette a "sbandamenti naturali", specie se l'adattamento con l'antenna non fosse buono.

Strettamente pertinente con queste doti, l'antenna piramidale presenta anche il vantaggio di avere un guadagno estremamente preciso, che può essere previsto entro 1 dB rispetto ai valori di progetto cosicché essa si presta anche come dispositivo di prova e di riferimento.

Premesse queste indicazioni di carattere generale, passiamo ad esaminare più da vicino i parametri di progetto.

Per aperture angolari abbastanza modeste, la situazione dell'intensità di campo alla bocca di una tromba rettangolare è tale che il campo risulta essenzialmente uniforme nel piano E (verticale) ed a distribuzione sinusoidale nel piano H (orizzontale); secondo la terminologia in uso nella tecnica delle guide d'onda, si potrebbe dire che le variazioni del campo nell'apertura della tromba sono simili all'andamento del modo $TE_{1,0}$ della guida d'onda rettangolare che alimenta la tromba stessa.

Il dimensionamento di una tromba (come spesso avviene) è basato sul compromesso fra diversi parametri.

Elevata direttività si ottiene facendo la tromba molto lunga, e cioè con bassa angolatura.

Ma questo è un inconveniente, in quanto la tromba ottimale è quella che presenta la massima direttività per una certa lunghezza: e ciò significa avere la massima apertura di bocca.

D'altra parte, l'eccesso di apertura oltre un certo valore annulla i vantaggi a seguito agli errori di fase che vi si verificano, essendo l'apertura una superficie piana e quella dell'onda uscente una superficie sferica.

La direttività di un'antenna tronco-piramidale può essere determinata con l'aiuto di apposite tabelle, legate alle formule:

$$A = a\sqrt{\frac{50}{l_H}} \qquad B = b\sqrt{\frac{50}{l_E}}$$

dove, in riferimento alla fig. 1,

a = dimensione dell'apertura nel piano H (in lunghezze d'onda)

b = dimensione dell'apertura nel piano E (in lunghezze d'onda)

l_H = lunghezza di superficie obliqua nel piano H/mm

l_E = lunghezza di superficie obliqua nel piano E/mm

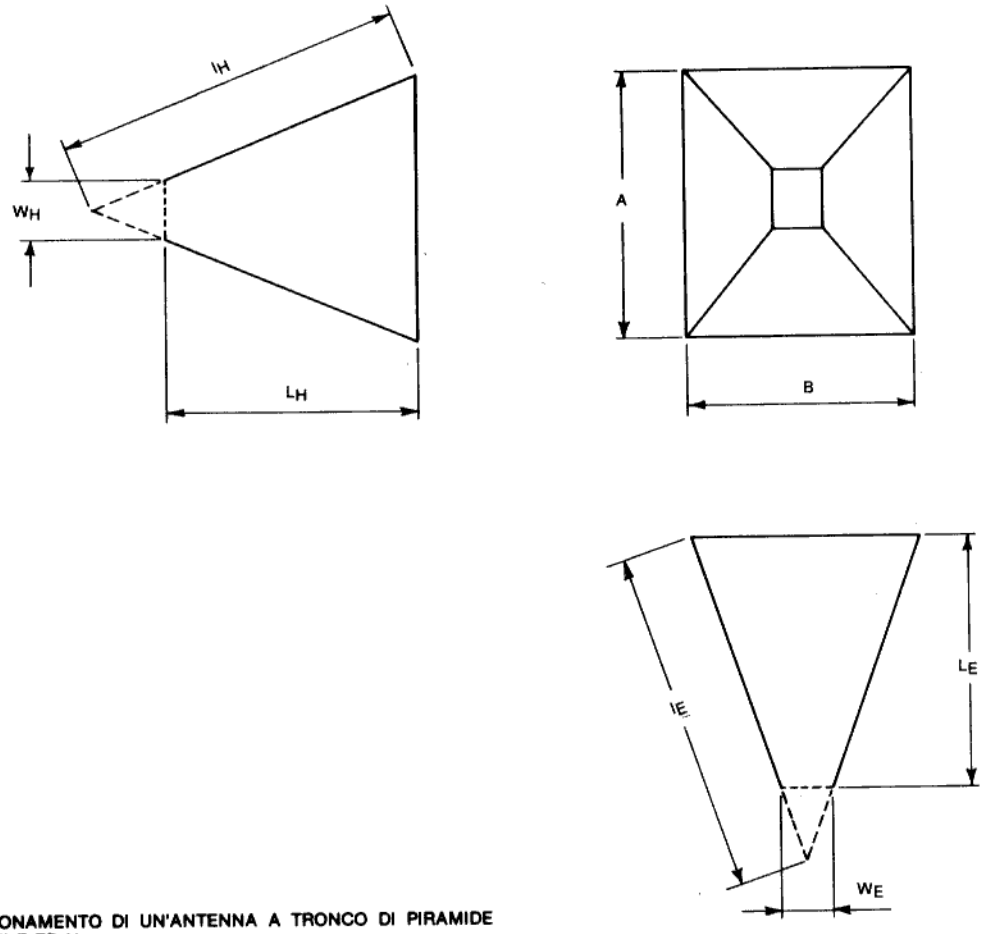


Fig. 1 - DIMENSIONAMENTO DI UN'ANTENNA A TRONCO DI PIRAMIDE NEI PIANI E ED H.

Trovati i corrispondenti valori di G_H e G_E, si può calcolare la direttività mediante la formula:

$$g = \frac{\pi \cdot G_E \cdot G_H}{32 \sqrt{\frac{50}{l_H}} \sqrt{\frac{50}{l_E}}}$$

I dati tabulati e le formule qui riportate consentono, è vero, calcoli sia di verifica sia di progetto piuttosto precisi ed un po' sofisticati; noi però, partendo dal presupposto di dover dimensionare l'antenna semplicemente sulla base del guadagno che si vuol ottenere, adotteremo un sistema semplificato, che si basa cioè su formule e dati già parzialmente precalcolati.

G_H in funzione della dimensione A dell'apertura nel piano H

A	G_H	A	G_H	A	G_H	A	G_H	A	G_H	A	G_H	A	G_H
2.0	20.370	4.6	46.635	7.2	71.291	9.8	90.633	12.4	99.019	15.0	92.591	17.6	75.416
2.1	21.387	4.7	47.628	7.3	72.164	9.9	91.195	12.5	99.052	15.1	92.066	17.7	74.701
2.2	22.402	4.8	48.619	7.4	73.031	10.0	91.740	12.6	99.062	15.2	91.528	17.8	73.991
2.3	23.422	4.9	49.609	7.5	73.889	10.1	92.270	12.7	99.051	15.3	90.972	17.9	73.282
2.4	24.439	5.0	50.595	7.6	74.739	10.2	92.781	12.8	99.012	15.4	90.400	18.0	72.581
2.5	25.452	5.1	51.578	7.7	75.580	10.3	93.274	12.9	98.953	15.5	89.822	18.1	71.886
2.6	26.471	5.2	52.559	7.8	76.413	10.4	93.751	13.0	98.871	15.6	89.214	18.2	71.199
2.7	27.488	5.3	53.536	7.9	77.236	10.5	94.208	13.1	98.763	15.7	88.601	18.3	70.516
2.8	28.501	5.4	54.512	8.0	78.049	10.6	94.646	13.2	98.638	15.8	87.976	18.4	69.847
2.9	29.518	5.5	55.475	8.1	78.854	10.7	95.067	13.3	98.486	15.9	87.337	18.5	69.183
3.0	30.532	5.6	56.449	8.2	79.644	10.8	95.470	13.4	98.309	16.0	86.688	18.6	68.534
3.1	31.545	5.7	57.418	8.3	80.427	10.9	95.848	13.5	98.114	16.1	86.026	18.7	67.891
3.2	32.560	5.8	58.377	8.4	81.196	11.0	96.207	13.6	97.894	16.2	85.355	18.8	67.262
3.3	33.573	5.9	59.334	8.5	81.956	11.1	96.547	13.7	97.654	16.3	84.677	18.9	66.643
3.4	34.579	6.0	60.286	8.6	82.703	11.2	96.869	13.8	97.387	16.4	83.990	19.0	66.038
3.5	35.595	6.1	61.232	8.7	83.440	11.3	97.168	13.9	97.101	16.5	83.319	19.1	65.447
3.6	36.605	6.2	62.176	8.8	84.164	11.4	97.446	14.0	96.793	16.6	82.594	19.2	64.871
3.7	37.612	6.3	63.115	8.9	84.875	11.5	97.702	14.1	96.464	16.7	81.888	19.3	64.305
3.8	38.622	6.4	64.046	9.0	85.567	11.6	97.938	14.2	96.113	16.8	81.179	19.4	63.758
3.9	39.629	6.5	64.975	9.1	86.250	11.7	98.149	14.3	95.740	16.9	80.461	19.5	63.222
4.0	40.633	6.6	65.896	9.2	86.923	11.8	98.342	14.4	95.348	17.0	79.742	19.6	62.703
4.1	41.637	6.7	66.810	9.3	87.579	11.9	98.510	14.5	94.936	17.1	79.023	19.7	62.201
4.2	42.645	6.8	67.720	9.4	88.221	12.0	98.658	14.6	94.504	17.2	78.301	19.8	61.714
4.3	43.639	6.9	68.623	9.5	88.844	12.1	98.783	14.7	94.054	17.3	77.578	19.9	61.243
4.4	44.641	7.0	69.518	9.6	89.460	12.2	98.882	14.8	93.586	17.4	76.854	20.0	60.788
4.5	45.639	7.1	70.407	9.7	90.053	12.3	98.965	14.9	93.095	17.5	76.134		

G_E in funzione della dimensione B dell'apertura nel piano E

B	G_E	B	G_E	B	G_E	B	G_E	B	G_E	B	G_E	B	G_E
2.0	20.362	4.6	46.397	7.2	69.123	9.8	81.301	12.4	73.784	15.0	46.499	17.6	19.910
2.1	21.381	4.7	47.362	7.3	69.847	9.9	81.426	12.5	73.041	15.1	45.268	17.7	19.316
2.2	22.395	4.8	48.326	7.4	70.555	10.0	81.518	12.6	72.265	15.2	44.040	17.8	18.767
2.3	23.410	4.9	49.283	7.5	71.248	10.1	81.581	12.7	71.459	15.3	42.813	17.9	18.264
2.4	24.425	5.0	50.233	7.6	71.923	10.2	81.611	12.8	70.621	15.4	41.593	18.0	17.805
2.5	25.440	5.1	51.181	7.7	72.586	10.3	81.609	12.9	69.753	15.5	40.379	18.1	17.395
2.6	26.456	5.2	52.123	7.8	73.219	10.4	81.575	13.0	68.856	15.6	39.174	18.2	17.030
2.7	27.472	5.3	53.057	7.9	73.841	10.5	81.510	13.1	67.931	15.7	37.982	18.3	16.714
2.8	28.481	5.4	53.985	8.0	74.441	10.6	81.408	13.2	66.980	15.8	36.801	18.4	16.445
2.9	29.490	5.5	54.908	8.1	75.025	10.7	81.277	13.3	66.001	15.9	35.636	18.5	16.223
3.0	30.503	5.6	55.821	8.2	75.585	10.8	81.110	13.4	64.997	16.0	34.488	18.6	16.048
3.1	31.511	5.7	56.728	8.3	76.127	10.9	80.909	13.5	63.969	16.1	33.359	18.7	15.921
3.2	32.518	5.8	57.626	8.4	76.645	11.0	80.676	13.6	62.917	16.2	32.250	18.8	15.839
3.3	33.527	5.9	58.517	8.5	77.142	11.1	80.405	13.7	61.844	16.3	31.164	18.9	15.804
3.4	34.530	6.0	59.401	8.6	77.616	11.2	80.104	13.8	60.748	16.4	30.104	19.0	15.814
3.5	35.534	6.1	60.272	8.7	78.065	11.3	79.765	13.9	59.635	16.5	29.069	19.1	15.870
3.6	36.534	6.2	61.134	8.8	78.492	11.4	79.393	14.0	58.501	16.6	28.063	19.2	15.967
3.7	37.531	6.3	61.987	8.9	78.892	11.5	78.987	14.1	57.351	16.7	27.086	19.3	16.108
3.8	38.530	6.4	62.828	9.0	79.269	11.6	78.545	14.2	56.188	16.8	26.142	19.4	16.289
3.9	39.524	6.5	63.659	9.1	79.619	11.7	78.068	14.3	55.008	16.9	25.232	19.5	16.521
4.0	40.515	6.6	64.477	9.2	79.944	11.8	77.559	14.4	53.816	17.0	24.355	19.6	16.769
4.1	41.504	6.7	65.285	9.3	80.240	11.9	77.014	14.5	52.614	17.1	23.515	19.7	17.064
4.2	42.490	6.8	66.080	9.4	80.510	12.0	76.435	14.6	51.402	17.2	22.713	19.8	17.394
4.3	43.472	6.9	66.862	9.5	80.752	12.1	75.822	14.7	50.183	17.3	21.951	19.9	17.755
4.4	44.450	7.0	67.630	9.6	80.964	12.2	75.176	14.8	48.959	17.4	21.228	20.0	18.147
4.5	45.425	7.1	68.385	9.7	81.146	12.3	74.497	14.9	47.731	17.5	20.548		

CALCOLO DI PROGETTO

Per un'ottima procedura di calcolo di un'antenna troncopiramidale, partiamo innanzitutto col fissare il guadagno desiderato.

Questo tipo di antenna presenta prestazioni più che affidabili e misure contenute se previsto per fornire guadagni compresi fra i 20 ed i 30 dB.

Scegliamo quindi 26 dB, cui corrisponde una direttività g (cioè un numero di volte) pari a 400.

Le formule che servono per il dimensionamento completo del tronco di piramide sono le seguenti:

$$\lambda = \frac{300.000}{f}$$

$$A = 0{,}468 \cdot \lambda \cdot \sqrt{g}$$
$$B = 0{,}346 \cdot \lambda \cdot \sqrt{g}$$
$$l_E = 0{,}0576 \cdot \lambda \cdot g$$

$$l_H = \frac{A}{A-W_H}\sqrt{\left[l_E^2 - \left(\frac{B}{2}\right)^2\right]\left[\frac{B-W_E}{B}\right]^2 + \left[\frac{A-W_H}{2}\right]^2}$$

$$L = \frac{B-W_E}{B}\sqrt{l_E^2 - \left(\frac{B}{2}\right)^2}$$

Tutte le misure (che si riferiscono alla fig. 1) sono in mm, ed f è in MHz.

Essendo già noto il primo dato (g = 400), fissiamo il secondo, partendo dalla frequenza che assumiamo pari al centro banda:

$$\lambda = \frac{300.000}{10.450} = 28{,}7 \text{ mm}$$

Ricordiamo altresì che le dimensioni standard della guida d'onda sono: $W_H = 22{,}86$ mm - $W_E = 10{,}16$ mm.

Iniziamo allora il calcolo delle dimensioni vere e proprie, partendo da quelle dell'apertura:

$$A = 0{,}468 \cdot 28{,}7 \cdot \sqrt{400} = 268 \text{ mm}$$
$$B = 0{,}346 \cdot 28{,}7 \cdot \sqrt{20} = 198 \text{ mm}$$

Calcoliamo ora le lunghezze degli spigoli proiettate nei due piani:

$$l_E = 0{,}0576 \cdot 28{,}7 \cdot 400 = 661 \text{ mm.}$$

$$l_H = \frac{268}{268-23}\sqrt{\left[661^2 - \left(\frac{198}{2}\right)^2\right]\left[\frac{198-10}{198}\right]^2 + \left[\frac{268-23}{2}\right]^2} = 691$$

La lunghezza assiale della tromba è

$$L = \frac{198-10}{198}\sqrt{661^2 - \left(\frac{198}{2}\right)^2} = 620 \text{ mm}$$

Poiché abbiamo calcolato la lunghezza di ambedue gli spigoli in funzione dei dati elettrici di progetti (poteva anche bastare il solo calcolo di l_E, molto semplice, per poi ricavare l_H con successivi calcoli geometrici), possiamo effettuare il calcolo di L anche sfruttando la formula che ne fornisce la misura in funzione di l_H: ovviamente, il valore di L dovrà tornare identicamente a quello già calcolato, e ciò costituire un'ottima verifica sulla regolarità delle quote trovate.

La formula di L_E in funzione di lh è:

$$L_E = \frac{A-W_H}{A}\sqrt{l_H^2 - \left(\frac{A}{2}\right)^2} =$$

$$= \frac{268-23}{268}\sqrt{691^2 - \left(\frac{268}{2}\right)^2} = 619$$

Le misure coincidono con buona precisione.

A questo punto, e per quanto concerne la tromba tronco-piramidale, siamo in possesso di tutte le misure, di cui ricapitoliamo le più importanti:
apertura = 268 × 198
lunghezza assiale = 620 mm.

IL RACCORDO IN GUIDA

A questo punto, ci riferiamo alla fig. 1 per far notare che il punto d'incontro degli spigoli obliqui è, ovviamente ed evidentemente, fuori dalla tromba vera e propria; ciò significa che il tutto avviene come se la radiofrequenza partisse da quel punto (sostanzialmente, il fuoco) allargandosi a ventaglio secondo gli angoli di apertura della tromba.

Occorre quindi inserire, fra l'imboccatura della tromba e la flangia del generatore, un tratto di guida d'onda entro cui possa completarsi lo sviluppo di questo fascio, facendo cioè in modo che il "punto focale" sia immediatamente davanti all'apertura della testina generatrice.

In altre parole, la lunghezza complessiva dell'antenna (tromba più tratto di guida) deve essere, come minimo, pari alla proiezione assiale di l_E o l_H.

Poiché le dimensioni nel piano H risultano, nella procedura di calcolo che abbiamo elaborato, leggermente alterate (di un qualche per cento) rispetto ai dati ottimali, allo scopo di ottenere la coincidenza dei punti d'incontro nei piani E ed H, ci riferiamo alla lunghezza totale del fascio nel piano E, applicando "Pitagora":

$$L_{tot} = \sqrt{l_E^2 - \left(\frac{B}{2}\right)^2} = \sqrt{661^2 - 99^2} = 654$$

Quindi la lunghezza minima della guida sarà: 654 − 620 = 34 mm.

Una volta rispettata tale quota minima, la lunghezza adottata non risulta critica: in fondo, abbiamo a che fare con una linea di trasmissione.

Si fisserà quindi, per questo tratto di guida d'onda, una lunghezza di 40 mm circa (cioè, con un po' di margine).

La rappresentazione completa dell'antenna tronco piramidale è quindi riportata in fig. 2, con tutte le misure utili alla costruzione(*).

Facciamo notare che la presenza del tratto di linea influisce anche, e positivamente sul funzionamento del sistema: infatti, oltre a costituire un certo disaccoppiamento fra antenna vera e propria e testina, esso realizza anche una linea in certo qual modo risonante, che quindi agisce da filtro per spurie, specie dall'oscillatore.

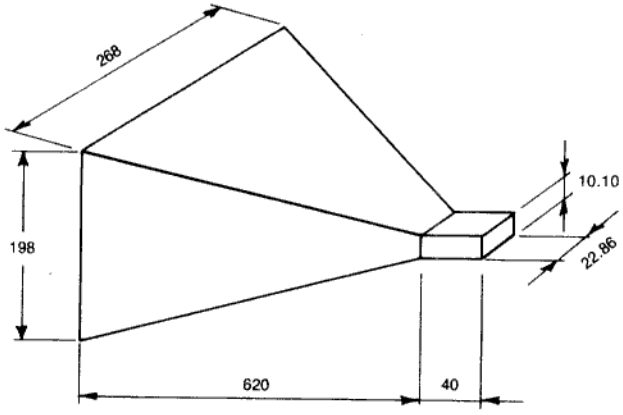


Fig. 2 - DATI COSTRUTTIVI DELL'ANTENNA.

(*) Nota

Le misure delle singole lastre sagomate che, assiemate, costituiscono l'antenna a tromba, sono ricavate ricorrendo alle formule che qui riportiamo, completando così i dati per il dimensionamento.

La lunghezza di uno qualunque degli spigoli che devono poi essere affacciati e collegati è data da

$$R = \frac{B-W_E}{B}\sqrt{l_E^2+\left(\frac{A-W_H}{2}\right)^2} =$$

$$\frac{198-10}{198}\sqrt{661^2+\left(\frac{268-23}{2}\right)^2} = 638 \text{ mm}$$

La distanza della sezione lungo l_E fra apertura e imboccatura è data da:

$$\frac{B-W_E}{B}\sqrt{l_E^2-\left(\frac{B}{2}\right)^2+\left(\frac{A-W_H}{2}\right)^2} =$$

$$= \frac{198-10}{198}\sqrt{661^2-\left(\frac{198}{2}\right)^2+\left(\frac{268-23}{2}\right)^2} = 631$$

La distanza della sezione lungo l_H fra apertura e imboccatura è data da:

$$\frac{A-W_H}{A}\sqrt{l_H^2-\left(\frac{A}{2}\right)^2+\left(\frac{B-W_E}{2}\right)^2} =$$

$$= \frac{268-23}{268}\sqrt{691^2-\left(\frac{268}{2}\right)^2+\left(\frac{198-10}{2}\right)^2} = 626$$

LA COSTRUZIONE

Un'altra fra le doti positive dell'antenna tronco piramidale è una piuttosto ampia possibilità di sbizzarrirsi nelle modalità costruttive e nella scelta del materiale.

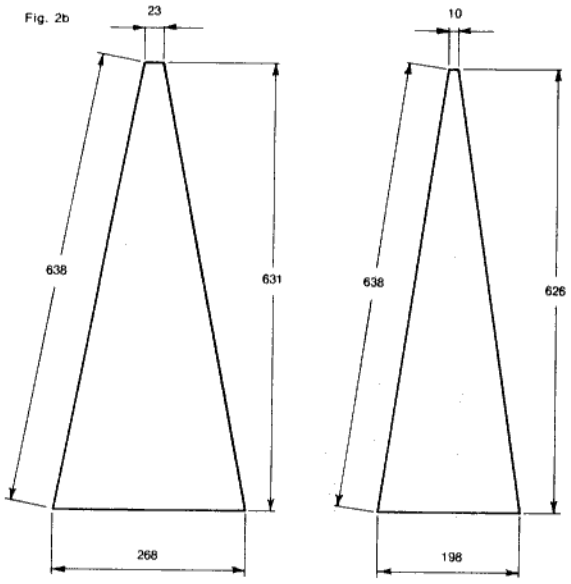
Per quest'ultimo, è possibile impiegare lastra di rame, di alluminio, di latta zincata, di ottone, banda stagnata supporto per circuito stampato, supporto di legno (o cartone bachelizzato) con incollato del foglio di stagnola, ecc.

A seconda della scelta operata, diversi possono essere i sistemi di messa in opera, dalla saldatura, alla piegatura multipla, alla chiodatura, sia sfruttando i bordi delle singole lastre, sia sovrapponendo degli angolari di tenuta sui 4 spigoli (purché non ci sia niente che protende all'interno).

Per utilizzare nel migliore dei modi un'antenna di questo tipo è assolutamente consigliabile montarla su un robusto cavalletto da fotografia o geodesia, munito di opportuno goniometro; infatti il puntamento comincia ad essere abbastanza critico (anche se non quanto quello di una parabola) ed una buona conoscenza del relativo angolo risulta estremamente utile anche nell'attività di tutti i giorni, e non solo nella ricerca del segnalino lontano.

In fig. 3 è riportato un altro dato piuttosto utile per il pratico utilizzo di un'antenna di questo tipo, e cioè il grafico che fornisce, con buona approssimazione, la larghezza del fascio in funzione del guadagno d'antenna.

Nel caso della versione da noi progettata, il fascio risulta essere sugli 8 ÷ 9°; le antenne costruite con dimensioni analoghe alla nostra hanno in pratica confermato questo dato, permettendo di rilevare un fascio leggermente inferiore ai 10°.



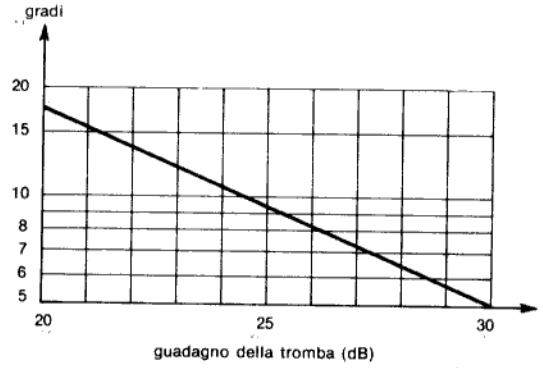


Fig. 3 - LARGHEZZA DEL FASCIO IN FUNZIONE DEL GUADAGNO.

ILLUMINATORE A TROMBA PIRAMIDALE PER ANTENNE PARABOLICHE SUI 10 GHz

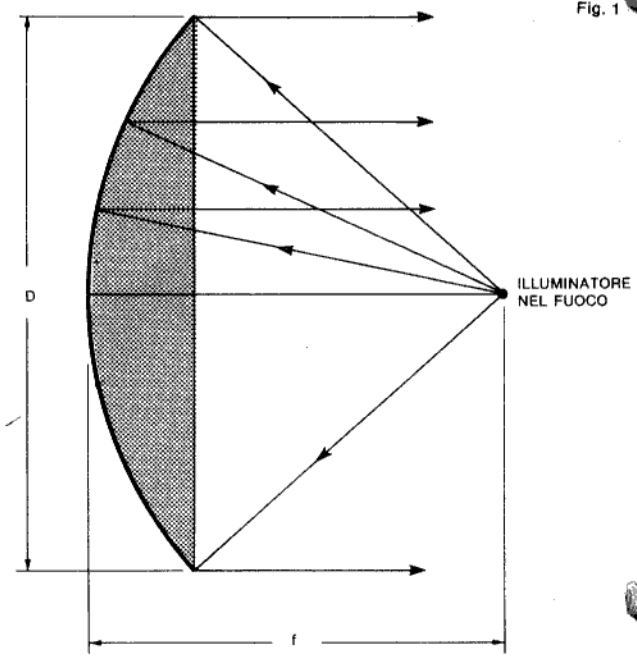


Fig. 1

PREMESSA

Buona parte di quanto è noto (almeno, al nostro livello) sull'argomento parabole, illuminatori ed annessi e connessi, lo abbiamo trovato pubblicato sul **VHF-UHF MANUAL della RSGB** (o quanto meno, in esso compendiato).

Non abbiamo quindi alcun falso pudore a riconoscere che molto del materiale che segue (e di quanto costituirà il prossimo articolo) è stato tratto dal suddetto volume, il quale su questo argomento (e anche su diversi altri) risulta particolarmente chiaro, documentato ed attendibile.

Ciò premesso, riteniamo sia opportuno, prima di passare al dimensionamento dell'illuminatore, svolgere alcune considerazioni sui modi di "illuminare" una parabola, sui problemi che ne sorgono, e sui motivi che giustificano la scelta.

CONSIDERAZIONE GENERALI SUL PROGETTO DI ILLUMINATORI PER DISCHI PARABOLICI

In un perfetto sistema di alimentazione per antenne paraboliche, tutta l'eneriga dovrebbe irradiarsi da una sorgente puntiforme piazzata nel fuoco, e dovrebbe altresì risultare cointenuta entro un cono che lambisce con precisione il bordo del disco parabolico.

In tali condizioni, tutta l'energia verrebbe quindi riflessa dal disco sotto forma di un'onda piana, come in fig. 1.

Naturalmente, questa situazione ideale viene ridimensionata da diversi fattori di carattere inevitabilmente pratico, che qui sotto elenchiamo.

A) In realtà, gli illuminatori non possono presentare un taglio così netto nella loro area di irradiazione.

In genere, la densità di potenza presenta un massimo sull'asse dell'illuminatore, per poi attenuarsi da ambo le parti; non può quindi esistere in assoluto un valore della larghezza di fascio, e tutto quanto può essere fissato in modo specifico è la larghezza del fascio in corrispondenza della quale la densità di potenza è, per esempio, ridotta a metà, o ad un decimo, del suo valore massimo.

Occorre perciò fissare un elemento di giudizio su quella che è la larghezza di fascio ottimale per un disco di dimensioni date.

Se esso è troppo stretto, come nel caso di fig. 2(a), la maggior parte dell'energia irradiata dall'illuminatore viene riflessa dal disco; ma, poiché l'energia è sostanzialmente concentrata attorno all'asse ne soffre il guadagno complessivo dell'antenna, in quanto è solo una parte della superficie del catino ad essere sfruttata.

Se viceversa il fascio è troppo ampio, come in fig. 2(b), molta dell'energia irradiata dall'illuminatore trabocca fuori dai bordi del disco, non viene cioè riflessa e risulta quindi perduta.

Fra questi due casi limite ci sarà evidentemente un'ampiezza di fascio che (almeno come buon compromesso) si può considerare ottimale, nel senso che essa consente un'illuminazione sostanzialmente uniforme del disco, con perdite piuttosto limitate al bordo dello stesso.

Questa situazione con buona approssimazione si ottiene quando l'illuminazione al bordo risulta approssimativamente 10 dB più bassa che al centro; è proprio questo valore che verrà assunto come standard per tutta la trattazione che seguirà, se non altro per avere un riferimento comodo e comune.

B) Poiché il profilo parabolico è tale che il bordo di un qualsiasi disco di questo tipo è più lontano dall'illuminatore che non il suo centro, ecco che già si presenta un fattore di perdita intrinseco al sistema. Questa perdita, chiamata **perdita di spazio**, varia a seconda del rapporto f/D del disco.

Per un disco a piano focale, esso è uguale a 6 dB. Perciò, per produrre al bordo della parabola un'illuminazione di 10 dB inferiore a quella del centro, l'illuminatore dovrà presentare un fascio a 10 dB meno la perdita di spazio, e quindi un fascio a 4 dB, di ampiezza uguale all'angolo sotteso fra il bordo del disco ed il suo fuoco, che nel caso in emsempio è di 180°; ciò,

almeno a stretto rigore: in pratica, la situazione è meno preoccupante.

Tanto più che, per un disco di maggior lunghezza focale, la perdita di spazio è inferiore; per esempio, con un rapporto f/D uguale a 0,6, la perdita di spazio è limitata ad 1,5 dB.

In tal caso l'illuminatore che fa allo scopo avrà una larghezza di fascio a 8,5 dB uguale all'angolo d'illuminazione di questo disco, che è 88°.

C) Per ottenere dal sistema d'antenna un'alta efficienza, il disco deve essere illuminato uniformemente su tutta la sua superficie; è quindi opportuno controllare la larghezza del fascio sia nella direzione orizzontale che in quella verticale. Disgraziatamente, certi tipi di illuminatore (per esempio, quello a dipolo) non offrono mai risultati molto soddisfacenti sotto questo aspetto, per il quale invece dati positive presentano le trombe piramidali, che costituiranno quindi oggetto della nostra trattazione.

D) Il centro di fase, definito come il punto dal quale l'energia appare irradiata, nei casi pratici raramente è proprio un punto.

E questo, se non altro perché l'illuminatore, per quanto piccolo, è sempre una frazione non trascurabile di lunghezza d'onda. In aggiunta a ciò, a complicare ulteriormente le cose c'è il fatto che non sempre il centro di fase nel piano orizzontale (E) coincide con quello nel piano verticale (V).

Infine, se l'antenna dovesse operare su una gamma di frequenze piuttosto ampia, il centro di fase si sposterebbe al variare della banda di lavoro.

A conclusione di queste diverse situazioni, la perdita di guadagno del sistema di antenna dovuta a variazioni di posizione del centro di fase sarà evidentemente più forte con distanze focali brevi, in quanto l'effetto risulterà percentualmente maggiore.

Questo costituisce un altro elemento in favore dell'adozione di dischi aventi un rapporto f•D piuttosto elevato, cioè una focale piuttosto lunga.

Teniamo a chiarire che tutte le considerazioni qui svolte si riferiscono a realizzazioni di carattere sostanzialmente professionale, o quanto meno che presentano esigenze piuttosto rigorose.

Nel caso specifico al quale noi intendiamo riferirci, cioè per apparecchiature radiantistiche operanti su banda singola e stretta, e già in partenza realizzate con mezzi semplificati e con materiali e tecniche non troppo sofisticati, tutti i parametri di cui abbiamo dato notizia, per completezza di documentazione, ai paragrafi A, B e D, non vanno presi in modo troppo drastico; ciò diciamo, affinché il lettore non tragga l'impressione che questi problemi siano più gravi ed importanti di quanto in effetti risultano essere.

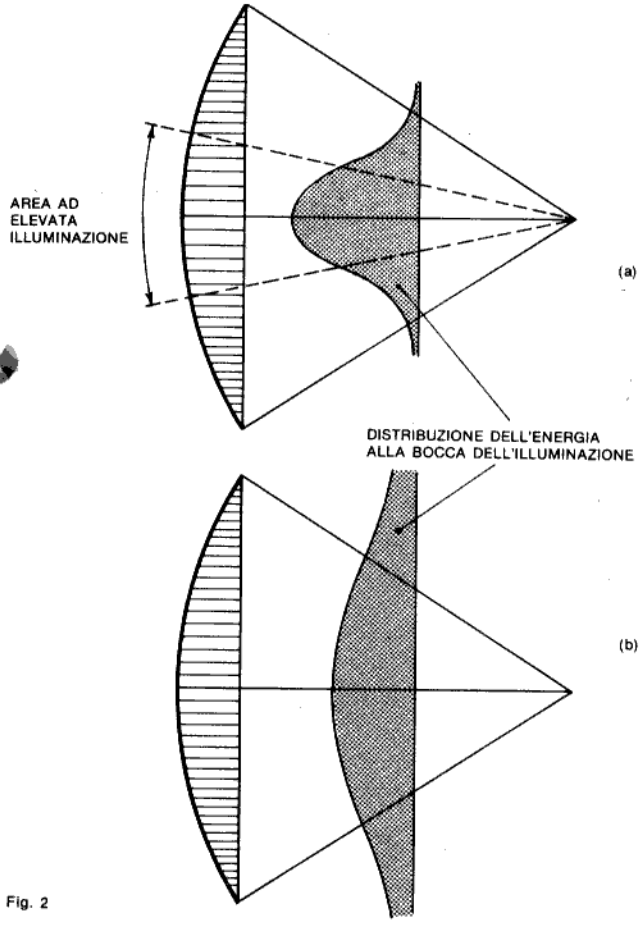


Fig. 2

ILLUMINATORI A TROMBA PIRAMIDALE

Le prestazioni

La scelta, del resto diffusissima, di questo tipo di illuminatore è già stata preannunciata nel precedente capitolo, e le motivazioni sono sostanzialmente le stesse cui avevamo accennato a proposito delle vere e proprie antenne a tromba; ad ogni buon conto, preferiamo ripetere e meglio chiarire i motivi di tale scelta, citando i vantaggi, anche significativi, che questa struttura presenta rispetto ad altre.

In primo luogo, gli illuminatori a trombina presentano un adattamento pressoché perfetto su una gamma piuttosto ampia di frequenze, e ciò rende il dispositivo nient'affatto critico sia come progettazione che come realizzazione.

La presenza dell'inevitabile tratto di guida d'onda permette di realizzare un buon adattamento fra illuminatore vero e proprio (cioè la trombina) e sorgente di segnale (nel nostro caso, il Gunnplexer o testina analoga).

Infine, dati di progetto alla portata di tutti permettono facilmente di ottenere le specifiche prestazioni che si presentino necessarie caso per caso.

I dati di calcolo

Tutto quanto è stato detto nell'articolo precedente resterebbe naturalmente più che valido per ottenere un completo progetto di illuminatore; ma trattandosi di un caso particolare, anche le modalità di calcolo possono essere notevolmente semplificate, fornendo formule empiriche ben più elementari, che però permettono una buona approssimazione.

Riferendoci quindi alla precedente trattazione (e relativa simbologia), le formule che permettono di dimensionare le piccole trombe, riferendosi alla caratteristica prestazione del diagramma d'irradiazione attenuato di 10 dB ai bordi, sono le seguenti:

fascio a -10 dB nel piano $H = 31 + 79\ a$
fascio a -10 dB nel piano $E = 88/b$

dove la larghezza del fascio si ottiene in gradi, $-a-$ è la dimensione dell'apertura nel piano H, $-b-$ idem nel piano E (a e b sono espresse in lunghezza d'onda).

Occorre infine precisare che queste formulette valgono intanto che $a < 3$ e $b < 2{,}5$; ma le normali dimensioni di questi illuminatori stanno tranquillamente dentro a tali condizioni.

Grazie a questo "snellimento" di alcune formule, si può così passare al dimensionamento dell'illuminatore sulla falsariga di quanto già vista nel numero scorso di **rKe**.

Ma è possibile semplificare ulteriormente questo procedimento, usufruendo di dati già in buona parte tabulati e messi sotto forma di grafico.

Infatti, in fig. 3, riportiamo in diagramma le dimensioni dell'illuminatore a tromba tronco-piramidale per dischi parabolici in funzione del rapporto lunghezza focale/diametro; con questa figura si possono ottenere tutte le dimensioni della trombina in modo abbastanza semplice e rapido: in ogni caso ribadiamo che i valori non sono affatto critici e "intoccabili".

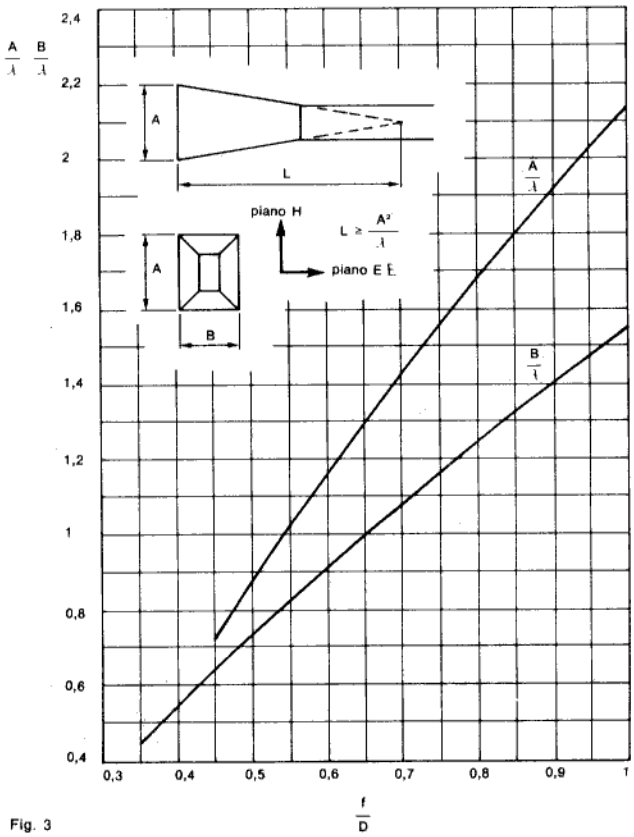


Fig. 3

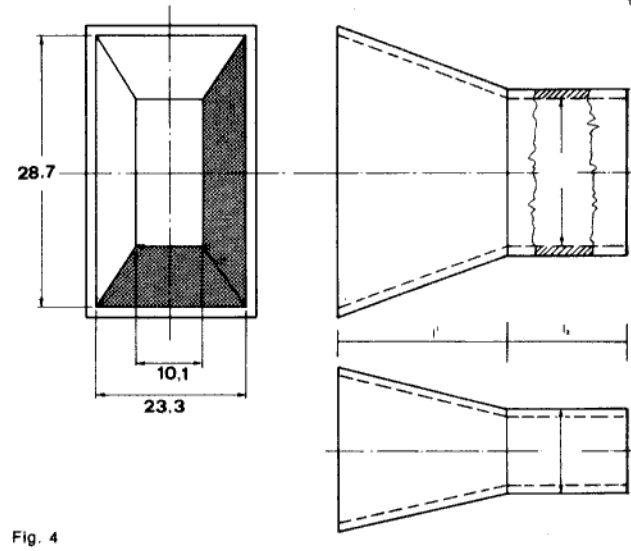


Fig. 4

Le dimensioni sono, evidentemente, date in funzione della lunghezza d'onda in spazio libero.

Si può notare come l'apertura della tromba diminuisca se il rapporto f/D viene ridotto; è infatti ovvio che, se la focale diminuisce, e cioè l'illuminatore risulta più vicino al disco, allora questa trombina deve presentare una minor direttività (in quanto, essendo più "sotto" all'antenna, deve "sparpagliare" di più il suo fascio), e questo si ottiene riducendone bocca e dimensioni.

In fig. 4 è disegnata una tipica versione di trombina usata come illuminatore per 10 GHz, con le relative misure riferite ad una parabola avente rapporto $f/D = 0{,}53$.

Questa versione pratica non fa altro che confermare le considerazioni iniziali sulla realizzazione normale di questi dispositivi, consistente in un tratto di guida d'onda standard che viene poi, per un altro tratto, "espansa" in ambedue le sue dimensioni fino a raggiungere la richiesta larghezza di fascio; nel nostro caso ci si basa sempre su un'illuminazione ai bordi della parabola avente intensità 10 dB inferiore a quella nel centro.

Questo valore (ricordiamolo) è stato fissato per avere un riferimento di comodo, quindi utile, ma non fondamentale; in effetti, si tratterà di avere i lobi secondari d'irradiazione più o meno accentuati di qualche dB, e non è certo questo parametro dell'antenna che costituisce problema serio (almeno, in questo momento, e forse ancora per molto).

UN ESEMPIO DI PROGETTO

Fin qui abbiamo riportato i dati normalmente reperibili ed utilizzati per il dimensionamento dell'illuminatore a tromba.

Quando però si è trattato di andarci a progettare un illuminatore tutto nostro, ci siamo trovati con dei risultati un po' diversi applicando l'uno o l'altro dei due sistemi di calcolo, senza contare che qualche pa-

metro restava non ben determinato.

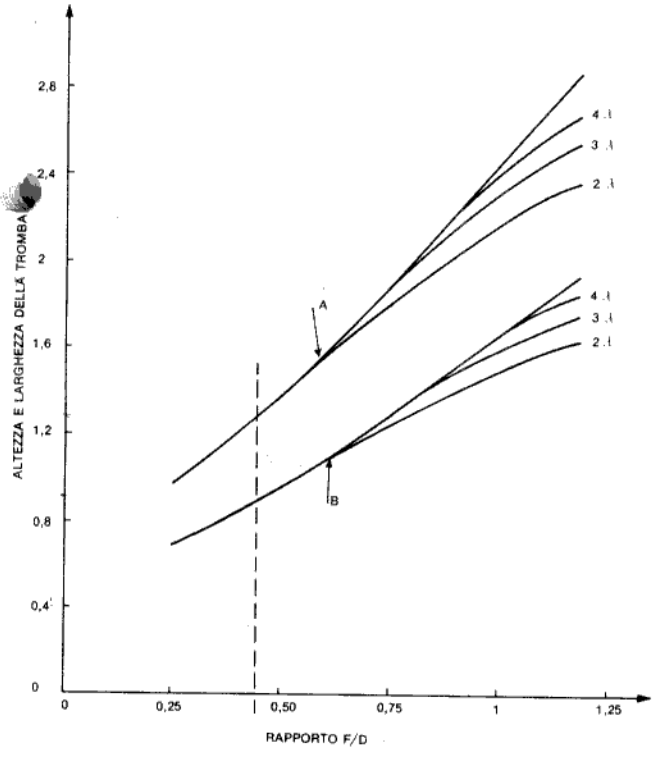
Mettendo allora in atto lo "sfruttamento integrale" della coppia AOR/BER, siamo entrati in possesso della copia di un "abstract" pubblicato recentemente sull'IEEE TRANSACTION, che appunto consiste in un "PROGETTO OTTIMIZZATO DI ILLUMINATORI A TROMBA".

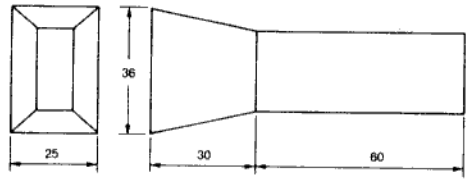
In esso, oltre ad una breve ma sostanziosa trattazione teorica, troviamo un prezioso grafico che illustra le dimensioni ottimali della bocca del trombino in funzione del rapporto f/D e per varie lunghezze (e che viene qui riportato integralmente).

Occorre tener presente che, a livello industriale e professionale, le parabole vengono realizzate con dimensioni ben superiori a quelle cui noi siamo abituati nelle attività radiantistiche; ciò giustifica l'ampia escursione dei rapporti f/D e il fatto che la lunghezza minima prevista per il trombino sia pari a 2λ. Poiché invece a noi fa comodo (anche per i motivi accennati inizialmente) non spostarci troppo da rapporti focale/diametro diversi da $0{,}4 \div 0{,}6$, in questa zona tutte le curve per le varie lunghezze di trombino coincidono assolutamente, e ciò vale anche per lunghezza pari ad 1λ.

Abbiamo così rifatto i nostri calcoli di partenza basandoci su questo grafico, e le dimensioni ottenute risultano molto prossime a quelle già ottenute con le formule semplificate dall'Henney; questa conferma ci ha tranquillizzato sulla bontà del metodo, che abbiamo così definitivamente adottato.

In conclusione, con le curve di tale grafico, si possono trovare le dimensioni ottimali di una tromba per illuminare riflettori di qualsiasi rapporto f/D fra





quelli adottati nella pratica e, per interpolazione, per qualsiasi lunghezza della tromba stessa.

Descriviamo brevemente il nostro progetto.

Ci riferiamo ad un rapporto $f/D = 0{,}45$ (ciò in quanto un tipo di parabola facilmente reperibile in commercio ha appunto un diametro di 1 m con una focale di 45 cm).

Basta allora tracciare la verticale in corrispondenza di tale rapporto, e andare a leggere sulla scala quote, i numeri in corrispondenza; si ottiene 0,87 e 1,25 (come al solito, lunghezze d'onda).

I lati della bocca del trombino saranno:

$A = 1{,}25 \cdot 28{,}7 = 36$ mm
$B = 0{,}87 \cdot 28{,}7 = 25$ mm
(basta solo ricordare che queste sono le misure interne).

Fissiamo ora le quote in lunghezza: prendiamo come lunghezza (sull'asse) del trombino una lunghezza d'onda, e arrotondiamo tale quota a 30 mm; con un po' di trigonometria o, ancor meglio, con un semplice disegno, vediamo che il tronco di guida da applicarsi al trombino deve essere lungo, affinché i due lati obliqui si incontrino in un punto lungo lo stesso tronco, circa 50 mm; talché fissiamo come lunghezza del tratto di guida, 60 cm.

Basta ora verificare (sempre mediante formule trigonometriche o disegnando) che l'angolo sotteso dai lati obliqui del trombino (il "flare") non si discosti troppo dalla media dei 20° ottimali; nel nostro caso, troviamo circa 24°, valore più che soddisfacente.

Con un sistema insieme semplice ed elastico siamo così in grado di soddisfare a tutte le esigenze di calcolo per illuminatori di questo tipo.

ILLUMINATORE A TROMBA PIRAMIDALE PER ANTENNE PARABOLICHE SUI 10 GHz

ALCUNE INDICAZIONI DI CARATTERE COSTRUTTIVO E PRATICO

Dopo tutta la trattazione ed impostazione teorica che abbiamo svolta sul n. 11 di rKe (e che forse ha disorientato qualcuno!), soffermiamoci ora su alcune considerazioni sulle varie modalità e precauzioni da adottare nella fase costruttiva di questo piccolo, ma importante «pezzo» di tutta la catena che costituisce la stazione a 10 GHz.

Alcuni, probabilmente, troveranno ovvio e scontato l'argomento, tanto più che si tratta di tecniche che con l'elettronica e la radiotecnica non hanno, apparentemente, niente a che fare, bensì appaiono di pertinenza di meccanica ed idraulica; ma queste note sono scritte per gli «altri», quelli cioè che non sanno ancora e non hanno sufficiente esperienza.

Innanzitutto, la flangia di collegamento, quella che va all'estremità libera del tratto di guida d'onda (anche se non è stata raffigurata negli esempi realizzativi dell'articolo precedente), viene normalmente realizzata in robusto «piatto» in ottone, di spessore compreso fra 2 e 3 mm.

Per la costruzione del tromboncino vero e proprio, il materiale più adatto resta sempre l'ottone: è ben più rigido del rame (che si deforma facilmente, mentre è necessaria una buona regolarità delle superfici), oltre che miglior conduttore e meglio lavorabile del ferro; infine, la sua saldabilità lo fa preferire all'alluminio.

Lo spessore del lamierino sarà attorno al millimetro, e sarà opportuno controllare che le superfici che restano all'interno non abbiano irregolarità di rilievo, e cioè solchi profondi o gobbe pronunciate.

Considerando che i vari pezzi base costituenti il trombino vanno saldati fra di loro, bisogna ricordare che le operazioni di saldatura non devono assolutamente lasciare (sempre all'interno, naturalmente) alcun grumo, rigonfio o irregolarità di sorta; in altre parole, dopo la saldatura, occorre passare sul riporto di stagno una piccola lima che ricostituisca spigoli e piani secondo le dimensioni interne previste.

Particolare attenzione va fatta al piano di appoggio (esterno) della flangia, che deve essere assolutamente liscio e spianato; e ciò si può ottenere o lavorandolo con le apposite macchine, o con un paziente lavoro di «avanti e indietro» su un nastro abrasivo finissimo e ben disteso (rettifica «manuale».

Consigliamo che la finestra rettangolare venga fatta larga quanto basta per far entrare di misura il tubo che costituisce la guida; la saldatura verrà poi fatta a riempire l'eventuale fessura, con un certo riporto di stagno dal lato guida, per ulteriore irrobustimento.

Passando alla realizzazione della parte troncopiramidale, essa si potrà effettuare tagliando 4 lastrine trapezoidali di opportuna misura; va ricordato che le misure date sono quelle interne, talché per una coppia delle suddette lastrine, uno dei bordi dovrà essere maggiorato dello spessore del lamierino (circa 1 mm per parte).

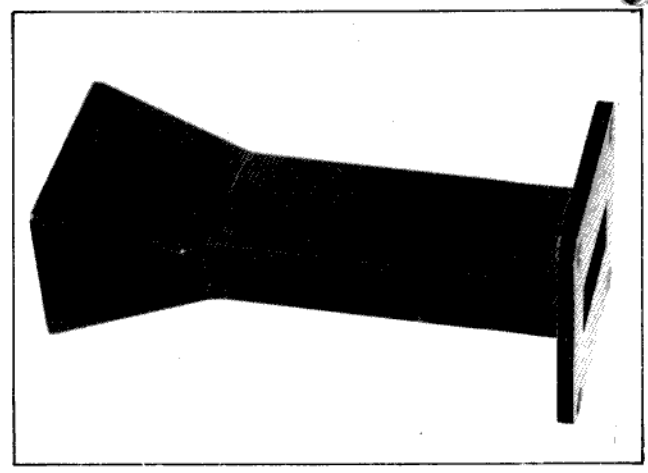
In tal modo le lastrine maggiorate andranno a poggiare sul bordo delle altre, ricoprendolo; la saldatura non dovrà così essere fatta in testa, cioè di spigolo, ma riportando stagno dentro e fuori il bordo d'appoggio (per poi ripulirla con cura, come già detto).

Volendo curare al massimo le prestazioni di questo dispositivo, occorre ricordare che l'ottone non è un gran buon conduttore elettrico, talché un trattamento galvanico (di argentatura, o magari anche solo di stagnatura) può permettere di guadagnare qualcosa, anche se in misura pressoché impercettibile.

La verniciatura non avrebbe sostanziali controindicazioni (salvo mantenere pulita la superficie libera della flangia), a patto però che la vernice usata costituisca riporto di spessore modesto, e assolutamente non rugoso, increspato o irregolare.

Non ha quindi importanza il tipo e la costituzione dell'eventuale vernice usata, ma possono averlo le sue caratteristiche di dielettrico.

Chiudiamo qui queste considerazioni spicciole e di massima, lasciando all'inventiva ed al buon senso del singolo radioamatore la soluzione di altri eventuali problemi costruttivi.



ILLUMINATORE 10 GHz

La versione qui presentata può essere fornita al prezzo di L. 10.600.

L'ANTENNA A DISCO PARABOLICO

elementi di progetto e dati costruttivi

Considerazioni generali

Quando, nelle bande di frequenza comprese nel «regno» delle microonde, è richiesta un'antenna molto direttiva, o ad alto guadagno, oppure (in termini più esatti) a fascio molto stretto, la scelta va a cadere quasi inevitabilmente su quello che è senza dubbio uno dei più importanti (nonché spettacolari) tipi di antenna, e cioè il riflettore parabolico.

L'esigenza di fascio stretto richiama infatti la presenza di un'apertura effettivamente irradiante che sia molto grande rispetto alla lunghezza d'onda del segnale da irradiare: e l'antenna a riflettore parabolico è una soluzione abbastanza semplice e conveniente per realizzare lo scopo.

I vantaggi principali di questo tipo di antenna consistono nella possibilità di ottenere guadagno perfettamente dosabile e teoricamente illimitato su qualsiasi frequenza, senza particolari punti critici, e con una larghezza di banda piuttosto ampia, determinata sostanzialmente dalle caratteristiche di alimentazione e dalle riflessioni che la superficie rimanda indietro all'illuminatore.

Naturalmente, come ogni medaglia, anche il riflettore parabolico ha il suo «rovescio»: gli svantaggi di questo tipo di antenna risiedono soprattutto in una certa difficoltà di realizzazione, nonché di montaggio e sostentamento, data l'elevata superficie.

La proprietà fondamentale di un'antenna a riflettore parabolico è quella di convertire un'onda sferica, proveniente da una sorgente pressoché puntiforme collocata nel suo fuoco, in un fronte di onda piana.

Perché dalla superficie riflettente venga prodotta un'onda piana (fig. 1), la distanza elettrica fra la sorgente puntiforme ed un piano perpendicolare all'asse del riflettore lungo due qualsiasi percorsi di andata e ritorno deve essere uguale.

In altre parole, se un raggio parte dal fuoco F in direzione di O, e da O ritorna in direzione perpendicolare alla traccia p, esso deve rifare lo stesso percorso all'indietro, percorrendo cioè una tratta 2 f.

Se il raggio in partenza dal fuoco F va in direzione di A, per tornare perpendicolare alla traccia p farà ora il percorso AB; la tratta complessiva è quindi FA + AB.

La condizione affinché il profilo sia parabolico è appunto che:

$$2\,f = FA + AB$$

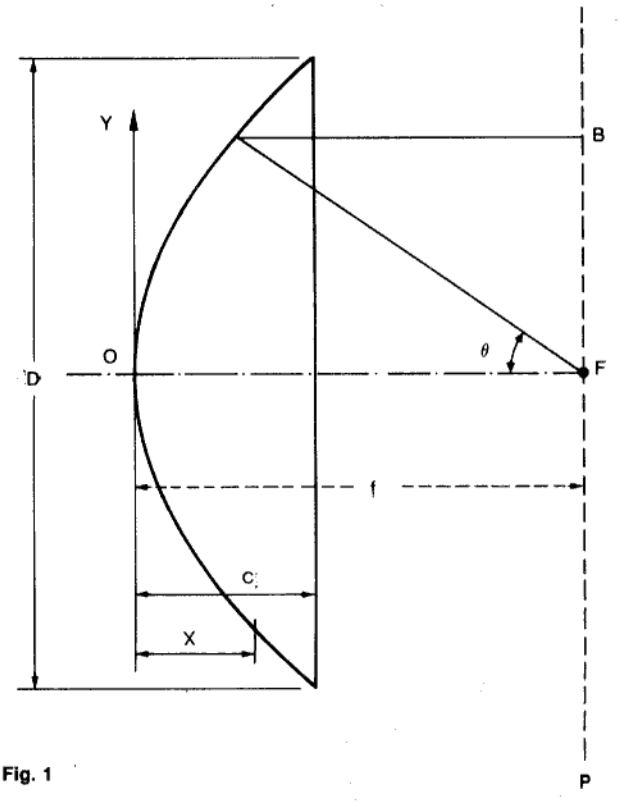


Fig. 1

Trasformando i segmenti FA ed AB con semplici passaggi trigonometrici, la formula diventa:

$$2\,f = r\,(1 + \cos\Theta)$$

Questa è l'equazione classica di una parabola, riferita al fuoco come origine delle coordinate e con f definita **lunghezza focale.**

Dalla formula precedente, prendendo invece come origine di riferimento coordinate il fuoco O, si ottiene l'espressione standard dell'antenna parabolica:

$$y^2 = 4\,f\,x$$

Da questa formula, fissando, per esempio, la quota y, si trovano i vari valori di x, che definiscono via via la curvatura.

L'«alimentazione»

Per ottenere, da un'antenna a paraboloide, alta direttività e buona efficenza, uno dei punti maggiormente da curare è il modo con cui la sorgente di energia irradia e va ad illuminare la superficie del riflettore.

Già sui precedenti fascicoli di rKe è stato trattato l'argomento «illuminatore», talché qui ci limitiamo a riepilogarne i punti salienti.

Va innanzitutto ricordato che la sorgente di alimentazione deve essere piccola, produrre fronti d'onda sferici, illuminare adeguatamente l'intera superficie del riflettore senza «traboccare», e produrre infine un campo di tipo tale che, dopo la riflessione, le onde risultino polarizzate nel modo opportuno e desiderato.

Alcuni di questi requisiti sono in netta contraddizione fra di loro, talché ci occupiamo ora del fatto che, per l'uso più efficace dell'apertura di un'antenna a riflettore parabolico (in altre parole, per ottenere il massimo della direttività), l'energia irradiata dalla sorgente di alimentazione deve risultare uniformemente distribuita sulla superficie.

Questo, naturalmente, è in pratica impossibile senza che una parte di energia venga perduta in quanto sfugge dai bordi; e l'energia non intercettata dal riflettore, oltre a contribuire alla distribuzione di lobi laterali di irradiazione, riduce la direttività del sistema di antenna.

Dall'altra parte, la direttività dell'antenna diminuisce pure se l'apertura di illuminazione viene ridotta in ampiezza in corrispondenza del bordo, allo scopo di ridurre l'energia dispersa.

Dovrà quindi essere fissato un compromesso ottimale nella distribuzione in ampiezza, fra l'illuminazione uniforme del disco e la riduzione a zero della stessa al bordo.

È stato trovato sperimentalmente che la massima direttività per un paraboloide circolare si ottiene quando la larghezza del fascio nei punti a —10 dB nel lobo d'irradiazione dell'illuminatore coincide con l'angolo sotteso dal riflettore al fuoco.

Da questo fatto, che d'altra parte (come già a suo tempo fu sottolineato) non è critico, si ottiene che, per un'antenna ben progettata, la massima direttività è circa il 65% di quella che si otterrebbe da un'apertura circolare uniformemente illuminata (senza, cioè, il compromesso cui sopra si è accennato).

Queste considerazioni permettono di ricavare dati sulla direttività del paraboloide con illuminazione ottimale, sia mediante formule che abachi; noi qui riportiamo solo alcuni dati sperimentali (garantiti con precisioni del 10%). Esempi di ampiezza di fascio per riflettori parabolici di medie dimensioni possono essere:

$$10\ \text{dB (ampiezza di fascio)} = 130\frac{\lambda}{d}$$

$$6\ \text{dB (ampiezza di fascio)} = 100\frac{\lambda}{d}$$

$$3\ \text{dB (ampiezza di fascio)} = 70\frac{\lambda}{d}$$

dove λ è la lunghezza d'onda del segnale e d è il diametro del paraboloide.

Ciò premesso, passiamo ora ad interessarci della:

Geometria del paraboloide

Da un punto di vista squisitamente geometrico, un paraboloide si ottiene facendo ruotare una parabola attorno ad una linea che unisca la sua origine al fuoco.

Per ottenere in pratica il profilo che poi servirà a costruire veramente il paraboloide, si può procedere in due diversi sistemi.

Calcolo algebrico

Riprendiamo la formula standard del profilo parabolico che avevamo enunciato all'inizio dell'articolo:

$$y^2 = 4\,f\,x$$

Poiché, in pratica, si fissa una serie di valori di y per trovare poi gli x corrispondenti, allora giriamo la formula nell'espressione:

$$x = \frac{y^2}{4f}$$

Può far comodo inserire in questa formula il rapporto focale/diametro (e cioè f/D), per la qual cosa semplicemente si moltiplica e divide f per D, cosicché la formula resta valida e diventa:

$$x = \frac{y^2}{4\,D\,(f(D)}$$

Con questa formula, una volta fissato il diametro della parabola che si vuol costruire, e fissato anche il rapporto focale/diametro (normalmente compreso fra 0,5 e 0,7), basta dare tutti i valori intermedi che si vuole ad y (più sono e più precisa verrà la curvatura) e se ne otterranno via via le quote di profondità.

Metodo grafico

Partendo dal presupposto che, a porre in relazione i parametri dimensionali della parabola, esiste anche la formula:

$$f = \frac{D^2}{16\,c}$$

mettiamo innanzitutto in evidenza il valore di

$$c = \frac{D}{16\,(f/D)}$$

partendo dal quale si può anche procedere ad un tracciamento grafico del profilo parabolico.

Riferendoci alla fig. 2, si suddividono gli assi verticale ed orizzontale in un certo numero di segmenti uguali (anche qui, più alto è il numero, più preciso risulterà il profilo): e questo è possibile in quanto il diametro è fissato in partenza e c è noto dalla formula data.

Ora, dal punto O si tracciano tutte le rette oblique che lo congiungono con i punti numerati sui due assi orizzontali; dai punti numerati sull'asse verticale (d) si tracciano tutte le rette orizzontali corrispondenti.

Tutti i punti d'incontro delle tracce che partono dai punti aventi lo stesso numero costituiscono il profilo della parabola.

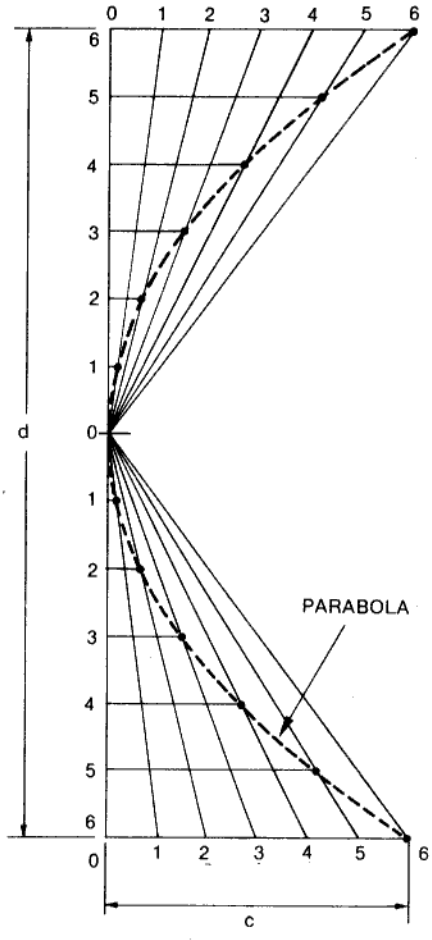


Fig. 2

Le dimensioni del paraboloide

Il diametro

La superficie del paraboloide (e quindi il suo diametro) è certamente il fattore più importante nel determinare sia il massimo guadagno che l'antenna può fornire ad un certo valore di frequenza, sia (più o meno di conseguenza) la larghezza del fascio che se ne ottiene.

Come al solito, per esprimere il guadagno reale di un'antenna a riflettore parabolico, esiste la sua brava formuletta:

$$G = \left(\frac{4\,\pi\,A}{\lambda^2}\right)\eta$$

dove A è la superficie proiettata sul piano, oppure

$$G = \left(\frac{\pi\,d^2}{\eta}\right)\eta$$

dove d è il diametro.

Il fattore η che va a moltiplicare l'espressione fra parentesi (corrispondente al guadagno teorico dell'antenna ideale) è quel rendimento di cui si è già parlato, che però tiene conto non solo dell'effettiva illuminazione della superficie da parte della sorgente di energia, ma anche di altri fattori pratici dei quali sarà fatto cenno un po' più avanti.

L'equazione normalmente usata quando si vuole determinare il guadagno direttamente in dB è invece la seguente:

$$G = 17{,}8 + 20 \log D + 20 \log F$$

dove evidentemente D è il diametro del riflettore (in metri) ed F è la frequenza (in gigahertz).

È anche possibile calcolare, con una certa facilità, la larghezza di fascio del lobo principale, applicando la formula approssimata

$$\Phi = \frac{21{,}3}{D \cdot F}$$

dove D e F sono le stesse della formula precedente, e Φ è la larghezza del fascio a 3 dB (cioè a mezza potenza). Questa equazione si riferisce al caso, abbastanza tipico, che l'antenna presenti un rendimento sull'ordine del 55% e che l'illuminazione al bordo del disco sia 10 dB sotto quella centrale.

Ancora una volta però è possibile, nonché più comodo, riportare le misure ottenibili dalle suddette formule sotto forma di tabelle o grafici, che permettono, oltre ad una più rapida e semplice effettuazione dei calcoli, anche una valutazione visiva dell'andamento generale dei dati in esame.

Ed infatti, in fig. 3, è riportata la soluzione grafica delle equazioni precedenti, sotto forma di abaco multiplo.

Comunque, anche a prescindere dai dati forniti graficamente, alcune considerazioni pratiche possono essere fatte, con semplici deduzioni dalle formule, su casi particolari che portiamo come esempio.

Ogni qualvolta il diametro di un disco viene raddoppiato, il suo guadagno viene evidentemente quadruplicato o, se preferiamo, aumentato di 6 dB.

Se il raddoppio viene effettuato da ambedue le parti, i segnali ricevuti potranno aumentare di 12 dB, entità nient'affatto trascurabile.

Analogamente, se un certo disco viene usato a frequenza doppia, e se non intervengono altri fattori, il guadagno quadruplica, e così via.

Occorre comunque tener presente, quando si fa funzionare un paraboloide a frequenze diverse da quella per la quale è stato previsto, che il rendimento si abbassa notevolmente se il diametro è inferiore a 10 λ.

Esistono almeno un paio di fattori che limitano il guadagno massimo ottenibile da un paraboloide, anche se, in questi due casi, le considerazioni qualitative sono di carattere opposto.

Nella zona delle microonde a frequenze più basse, sono le dimensioni fisiche dell'antenna a costituire il fattore limitativo; per esempio, se si vuole un'antenna che guadagni 30 dB sui 1296 MHz, il suo diametro dovrà essere circa 10 m, e ciò crea non pochi problemi costruttivi.

Alle frequenze più elevate, quello che può diventare un elemento limitativo è l'eccessiva «strettezza» del fascio; per esempio con un diametro di 1 m adottato per i 24 GHz, il fascio che si ottiene è circa 1°, talché sorgono notevoli problemi di criticità di puntamento.

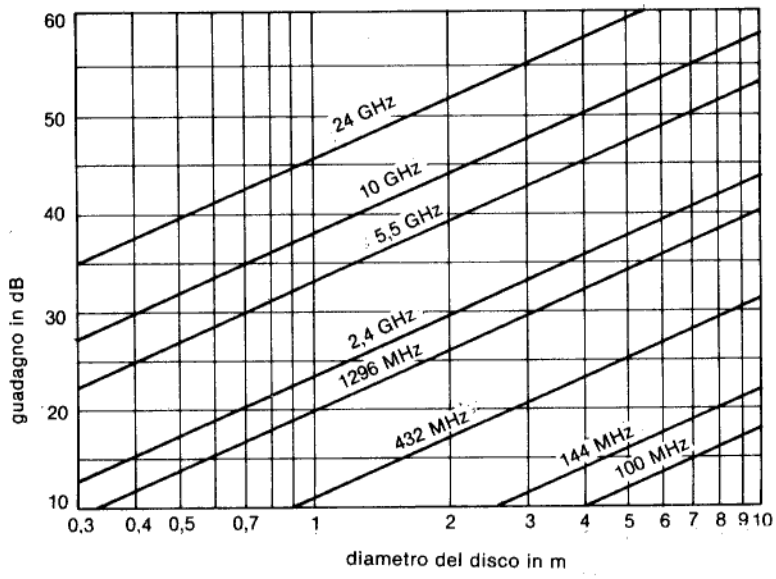


Fig. 3

Il rapporto focale/diametro

Il rapporto fra la lunghezza focale del disco parabolico ed il suo diametro è fattore determinante nel progetto dell'illuminatore per il disco stesso.

Tale rapporto si riflette direttamente sull'angolo sotteso fra bordo e fuoco, talché lo stesso illuminatore può essere usato per dischi di diametro diverso, ma a patto che essi abbiano ugual valore di f/D.

Al contrario, dischi che abbiano lo stesso diametro ma lunghezze focali differenti richiedono, per essere illuminati in modo soddisfacente, illuminatori diversi.

Esistono numerosi fattori che influenzano in vario modo la scelta del rapporto f/D, e di conseguenza l'angolo sotto il quale l'illuminatore deve vedere la superficie del paraboloide; comunque, nella stragrande maggioranza dei casi (e almeno, per quanto concerne l'attività radiantistica) il rapporto ottimale f/D è compreso fra 0,5 e 0,7, ma ciò naturalmente non significa che prestazioni soddisfacenti non si possano ottenere con rapporti diversi.

I parametri che si riflettono sulla determinazione del rapporto focale/diametro sono anche: livello dei lobi laterali d'irradiazione e rapporto avanti/indietro; ma per le esigenze radiantistiche l'importanza maggiore viene comprensibilmente riservata al guadagno ed all'efficienza, oltre a considerazioni costruttive.

A proposito delle quali, il rapporto f/D può essere determinante: infatti, il fattore che principalmente giustificherebbe l'uso di un basso rapporto è proprio la compattezza che ne consegue per l'antenna.

Poiché l'illuminatore è piazzato nel fuoco o ad esso immediatamente vicino, più basso è il rapporto f/D, minore è la lunghezza focale e quindi meno ingombrante risulta il complesso.

Viceversa, un fattore altrettanto importante, e che giustificherebbe un rapporto focale/diametro elevato, risiede nella maggiore facilità di costruzione del riflettore.

Poiché, infatti, è abbastanza ovvio che l'errore che si può commettere nel realizzare una superficie curva è direttamente proporzionale al grado di curvatura, più piatto è il disco (cosa che appunto consegue da un elevato rapporto f/D) e più dovrebbe essere facile realizzarlo con buona precisione.

Oltretutto, più lunga è la focale percentualmente, meno critico risulta il posizionamento dell'illuminatore; ed a proposito di quest'ultimo aspetto, si aggancia subito il secondo fattore di scelta, e cioè la facilità di alimentazione (o di illuminazione).

Come si può rilevare dal grafico di fig. 4, la larghezza del fascio necessaria per illuminare con buona efficenza un riflettore parabolico aumenta rapidamente con la diminuzione del rapporto f/D, e realizzare un fascio molto largo (quale serve per focali corte) è senza dubbio più critico.

Su questa base, il grafico cui ci stiamo riferendo dimostra che la zona di operazione più vantaggiosa è quella corrispondente a rapporti f/D uguali o superiori a 0,5 ÷ 0,6.

Altro elemento di cui tener conto è che, con una focale lunga, si possono minimizzare le perdite dovute alla frequente differenza di posizione dei due centri di fase nei piani verticale ed orizzontale.

Infine, un disco a focale corta comporta una «perdita di spazio» relativamente più elevata.

Per esempio, per un disco parabolico a piano focale, è solamente la potenza contenuta entro un fascio a 4 dB che viene riflessa; invece, per un disco con un rapporto f/D di 0,7, la potenza riflessa è quella contenuta in un fascio a 9 dB, e tale situazione rispecchia un'efficenza ben più elevata.

Tutte le motivazioni più elencate giustificano quindi la scelta di un rapporto f/D piuttosto elevato, cioè di una focale preferenzialmente lunga, il che conferma il miglior valore di compromesso fra le opposte esigenze, che già abbiamo dichiarato essere compreso fra 0,5 e 0,7.

La precisione delle misure

Una domanda che viene istintivo porsi quando ci si accinge alla non facile impresa di costruire un'antenna a parabola è certamente la seguente: «Con quanta accuratezza va realizzato il profilo della superficie parabolica?».

Infatti, è naturale aspettarsi che le irregolarità della superficie producano delle riduzioni di guadagno, più o meno sensibili: e almeno un paio di fattori sono responsabili di dette riduzioni.

In primo luogo, ci riferiamo all'entità di cui la superficie reale si scosta da quella teorica di un paraboloide ideale.

In secondo luogo, ha importanza la dimensione delle zone di deformazione localizzata (dimensione che va riferita alla lunghezza d'onda).

Esiste quindi una distinzione fra le irregolarità in piccola scala, che si riferiscono ad un paraboloide di curvatura perfetta ma con bozze e buche, e quelle a vasto raggio, per le quali la superficie risulta ondulata con periodicità e dimensioni superiori ad una lunghezza d'onda. Prove fatte con cura ed attendibilità, ed i cui risultati sono riportati sui «sacri testi», indicano che la perdita per tolleranza può essere contenuta entro 1 dB se l'errore di superficie (vale a dire la dimensione delle irregolarità) è inferiore ad 1/8 di lunghezza d'onda, e pressapoco la stessa condizione vale per la periodicità; se poi la periodicità supera una lunghezza d'onda, la massima deviazione per 1 dB di perdita si riduce notevolmente.

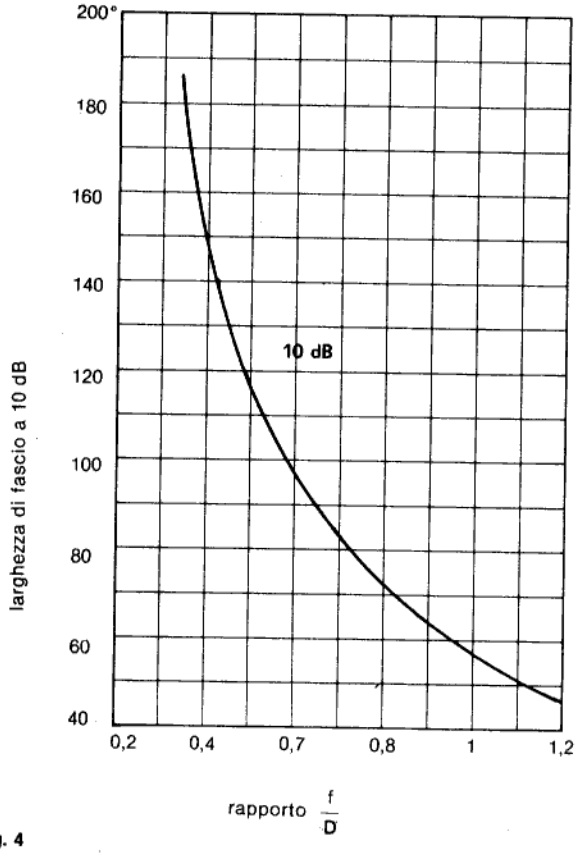


Fig. 4

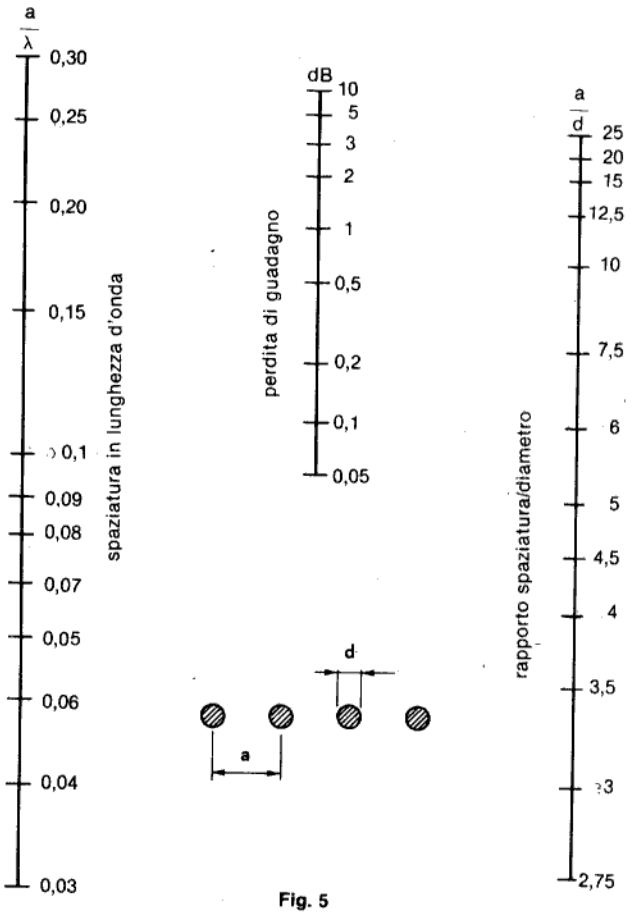


Fig. 5

In ogni caso, questo tipo di perdita si aggira fra la frazione di dB e pochissimi dB.

Naturalmente, il caso peggiore di distorsione di superficie si verifica quando la curva non è esattamente parabolica, bensì si sposta dolcemente ma gradualmente dal corretto profilo.

In tal caso, la perdita di guadagno può anche essere elevata in quanto viene coinvolta nella distorsione una larga zona del riflettore.

Modalità costruttive

Il materiale per il riflettore

Finché le dimensioni delle parabole si aggirano su 1 ÷ 2 m, esse vengono normalmente realizzate con materiale pieno, e in particolare con lastra di alluminio.

Aumentando le dimensioni, i problemi di sostegno e resistenza al vento diventano sempre più gravi, talché può essere consigliabile l'uso della lamiera forata o della rete metallica, a patto però che vengano rispettate certe precauzioni.

Chiaramente, più larghi sono i fori o le maglie, più bassa sarà la resistenza al vento; ma fori o maglie larghe significano anche possibilità di perdite non indifferenti.

In linea di larga massima, si può dire che la perdita provocata dall'adozione di una superficie non piena

può essere contenuta entro 1 dB se le dimensioni massime delle aperture (intese perpendicolarmente al piano di polarizzazione) sono inferiori a circa $\lambda/10$.

Comunque la fig. 5 riporta, con dati molto più ampi e precisi, la perdita di guadagno in funzione delle dimensioni della maglia.

Va infine ricordato che, ove la struttura del riflettore parabolico sia a rete, il contatto elettrico fra i fili perpendicolari delle varie maglie non è tanto importante.

Infatti, i fili orizzontali contribuiscono sostanzialmente a riflettere l'onda orizzontale, ed altrettanto fanno i fili verticali con l'onda verticale; sono quindi le componenti della polarizzazione a determinare la riflessione da parte dei fili corrispondenti che costituiscono il riflettore.

«L'ombra» dell'illuminatore

Il tipo di alimentazione che prevede la presenza dell'illuminatore di fronte al disco riflettore costituisce un ostacolo che inevitabilmente ostruisce, e quindi oscura, una parte del disco provocando perciò una certa perdita di guadagno.

L'effetto però è piuttosto modesto, e ciò non costituirà sorpresa in quanto la sezione dell'illuminatore, immersa nel fascio di onde piane che partono dalla superficie riflettente, costituisce ostacolo di dimensioni molto modeste rispetto ad essa, ed oltretutto viene, almeno in parte, aggirato dalle onde (che non sempre e non tutte sono perfettamente piane e parallele), senza contare una certa diffrazione ai bordi.

In conclusione, anche con diametri dell'illuminnatore/sorgente ben superiori a quelli normalmente usati, la perdita provocata da tale ostacolo è tranquillamente contenuta entro 1 dB (infatti, la superficie interessata è sempre ben minore di quella del riflettore).

Bibliografia

HENNEY - Radio Engineering Handbook.
RSGB VHF-UHF Manual.
RADIO RIVISTA - Rubrica Microonde.
HAM RADIO - luglio 75.