

Domenico Marini • I8CVS

E-mail: domenico.i8cvs@tin.it

Milliwattmetro per radiofrequenza lineare in dB

Premessa

Questo milliwattmetro serve a misurare linearmente in dB potenze a RF con una dinamica di 70 dB da un minimo di -50 dBm (10 nW) a un massimo di +20 dBm (100 mW) e fino a 18 GHz come si vede in **Foto 1**.

La testina di misura impiega un diodo Low Barrier Schottky (LBSD) la cui elevata velocità di risposta rende lo strumento adatto ad essere usato soprattutto per misure in unione a uno sweep o volubatore per la taratura di molti DUT come filtri RF, antenne, preamplificatori per visualizzare e misurare le rispettive curve passanti e di ROS come si vede in **Foto 3** ed ecco il motivo per cui questo milliwattmetro è uno strumento versatile che permette di fare misure sia volubate che statiche con ottima precisione e perciò è utile nel laboratorio di qualunque OM sperimentatore, specialmente in microonde. Usando una testina di misura professionale piuttosto costosa fatta col diodo LBSD tipo HP33330B già completo di connettori e internamente di tutti i componenti discreti come si vede in **Foto 2**, lo strumento misura potenze da -50 dBm fino a +20 dBm per frequenze da 10 MHz a 18 GHz ed è quindi evidente che il cuore e il valore intrinseco dello strumento risiedono nelle caratteristiche del diodo usato nella testina di misura più che nel resto di tutto l'hardware.

Questo milliwattmetro è stato progettato e descritto originalmente da DJ4GC in Bibliografia (1) di cui si raccomanda la lettura.

Principio di funzionamento

L'amplificatore di misura logaritmico schematizzato in **Fig. 21** serve a linearizzare la risposta della tensione rivelata da un diodo Low Barrier Schottky il cui andamento tipico è visibile in **Fig. 2**.

La caratteristica più importante di un diodo rivelatore è il tratto di risposta nella

uscita è proporzionale al quadrato della tensione a radiofrequenza di ingresso e quindi è proporzionale alla potenza RF applicata.

Se la tensione di uscita del diodo viene amplificata e indicata su un voltmetro lineare l'indicazione del voltmetro sarà proporzionale alla potenza e quindi entro la regione quadratica l'indicazione della tensione di uscita fornisce direttamente l'andamento in watt della potenza RF applicata all'ingresso.

Qualunque diodo rivelatore con uscita inferiore a 10 mV ha una risposta quasi perfetta entro la regione quadratica con una gamma dinamica molto grande che si estende da 10 mV a scendere giù fino al livello del rumore intorno ai 10 μ V come si vede in **Fig. 2** e **Fig. 5**.

Un'importante caratteristica del diodo rivelatore nella regione quadratica è che la sua risoluzione è grande e piccole variazioni di livello del segnale in ingresso vengono raddoppiate rispetto a quelle che si avrebbero usando un rivelatore lineare e infatti la variazione di 1 dB nel livello RF di ingresso determina una variazione di 2 dB del livello in uscita. In **Fig. 5** gli

intervalli di potenza in ascissa corrispondono linearmente a 10 dBm ossia a intervalli di potenza di 10 volte mentre i corrispondenti intervalli di tensione in ordinata corrispondono linearmente a 10 mV e quindi entro la regione quadratica del diodo le tensioni possono essere usate per riferirle direttamente alle potenze applicate come si può leggere anche su RR 5/87 pagg. 56-57

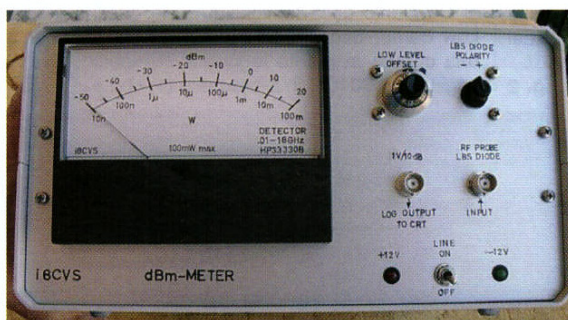


Foto 1 - Pannello frontale con scala tarata da -50 dBm a +20 dBm

sua regione quadratica o "square law region" il cui andamento è visibile in **Fig. 5** dove la tensione di uscita rivelata dal diodo è proporzionale alla potenza RF di ingresso.

In altre parole il termine square law di un diodo significa semplicemente che la sua tensione di

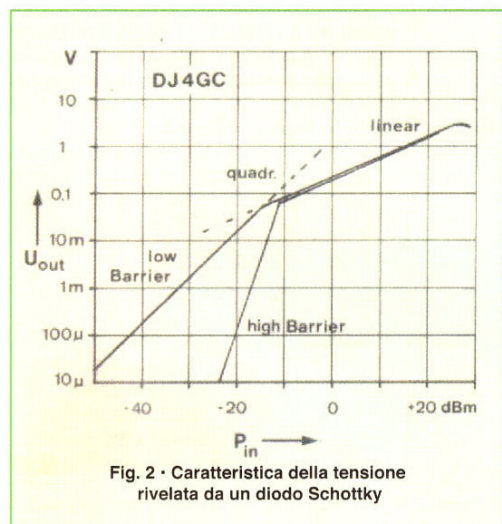


Fig. 2 - Caratteristica della tensione rivelata da un diodo Schottky

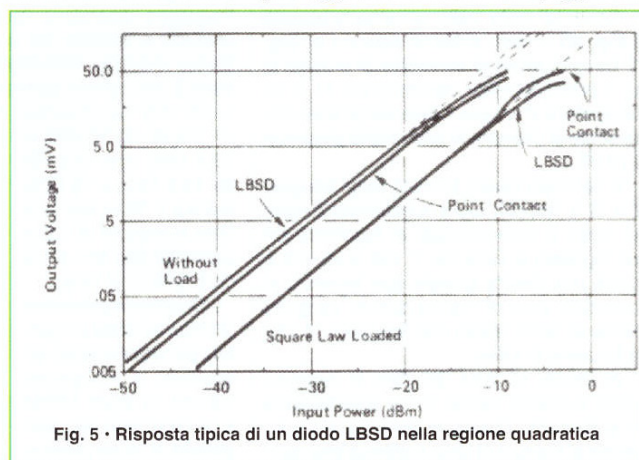


Fig. 5 - Risposta tipica di un diodo LBSD nella regione quadratica

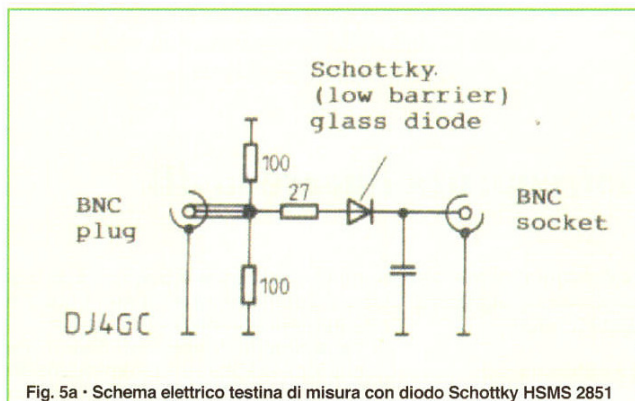


Fig. 5a - Schema elettrico testina di misura con diodo Schottky HSMS 2851

a cura di I4BER. In Fig. 5 da -50 dBm a -10 dBm siamo nella zona in cui vige la legge quadratica per cui la tensione di uscita è proporzionale al quadrato della tensione di ingresso e quindi della potenza e il punto in cui la caratteristica reale del diodo si discosta di 1 dB da quella ideale rappresenta il limite superiore del funzionamento quadratico del diodo che termina a circa -10 dBm.

Come si vede dal diagramma di Fig. 2 per potenze RF applicate al diodo superiori a -10 dBm e fino a +20 dBm (100 mW) l'uscita rivelata non è più proporzionale al quadrato della tensione a radiofrequenza applicata in ingresso ma diventa lineare e quindi per renderla proporzionale al quadrato della tensione di ingresso, bisogna inviarla all'ingresso dell'amplificatore di misura logaritmico schematizzato in Fig. 21.

L'amplificatore di misura logaritmico

Questo amplificatore serve a fare in modo che la scala dello strumento di misura della potenza espressa in dBm e in mW di Foto 1 sia tutta lineare in dB da -50 dBm a +20 dBm.

Come si vede nello schema a blocchi di Fig. 20 e nello schema elettrico di Fig. 21 l'amplificatore si compone di 4 stadi di cui il primo formato dall'integrato I1 è un convertitore V/A ossia tensione/corrente che consente di ottenere la necessaria dinamica di 70 dB.

Il secondo stadio formato dagli integrati I2 e I3 è l'amplificatore logaritmico l'uscita del quale è proporzionale al logaritmo del suo ingresso e varia da -7 volt a +2 volt e quindi per riferire queste due tensioni al potenziale zero di massa queste vengono inviate al terzo stadio con integrato I4 che ha funzione di offset.

Al disotto di circa -20 dBm in ingresso i diodi rivelatori hanno come caratteristica un andamento lineare in potenza di uscita mentre al disopra di circa 0 dBm la loro usci-

Circuito elettrico amplificatore di misura logaritmico

Questo amplificatore è stato progettato per funzionare con testine che impiegano vari tipi di diodi rivelatori come quelli comuni al Germanio della famiglia AA... e quelli Low Barrier Schottky ed ognuno può farsi una cultura in merito leggendo l'articolo originale di DJ4GC in Bibliografia (1) che è

Foto 2 - Diodo LBSD HP33330B con uscita negativa



intitolato proprio "50 Ω Wideband Detectors" ed insegna anche ad autocostruire le testine di misura a diodi.

Le prestazioni in dinamica e risposta in frequenza, dipendono dal tipo di diodo il più pregiato e costoso dei quali è quello Low Barrier Schottky HP33330B che si vede in Foto 2 che accetta potenze di ingresso fino a 200 mW con linearità +/- 0.3 dB da 10 MHz a 12.4 GHz e +/- 0.6 dB da 12.4 GHz a 18 GHz mentre il ROS fino a 8 GHz è migliore di 1.2 e aumenta solo fino a 1.5 da 8 GHz a 18 GHz.

Questo amplificatore di misura è stato progettato per essere tarato ed adattarsi a una grande varietà di diodi LBSD e al Germanio sia con polarità di uscita positiva

ta è lineare in tensione per cui nella zona di transizione fra questi due livelli di potenza esiste un mix fra le due risposte che vengono compensate dal quarto stadio con integrato I5 che è un equalizzatore come si vede nelle Fig. 20 e Fig. 21.

sia negativa. Come si vede in Fig. 21 gli amplificatori operazionali usati negli stadi I1 del V/A converter e I2 più I3 nel Log Amplifier sono integrati OP07DP a bassissimo rumore e grande stabilità di guadagno e la cui velocità di risposta supera ampiamente quella richiesta per lavorare in unione a generatori di segnali sweep.

Il limite inferiore di sensibilità alla rivelazione dei diodi detta anche TSS (Tangential Signal Sensitivity) si aggira a inizio scala intorno ai -50 dBm e il rumore proprio di questi operazionali OP07DP è nell'ordine di alcuni microvolt DC per cui il rumore termico dei diodi e quello degli operazionali, è dello stesso ordine di ampiezza e quindi a inizio scala, l'indice dello strumento tende ad oscillare leggermente ma questa instabilità sparisce completamente regolando il trimmer potenziometrico P3 che si vede nello stadio Offset Stage dello schema elettrico in Fig. 21.

Siccome le testine di misura commerciali hanno i diodi rivelatori con uscita che può essere positiva o negativa, l'ingresso dello stadio convertitore V/A tensione/corrente è dotato di un commutatore DPDT ossia a due vie e due posizioni, una positiva e l'altra negativa, come si vede sul pannello frontale di Foto 1.

Questo commutatore deve essere della migliore qualità possibile, per minimizzare le tensioni di rumore termico che si possono generare nei contatti e che possono essere superiori a quelle del segnale in ingresso da misurare, specialmente quando si lavora a bassi livelli intorno a -30 dBm e a scendere fino a -50 dBm.

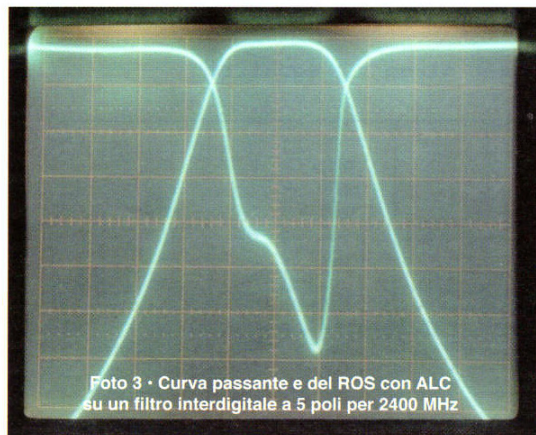
Presso la ESCO, col numero di catalogo 1003171, ho trovato nel surplus, i commutatori adatti della Grayhill che sono nuovi e piccolissimi con diametro del corpo 12 x 8 mm e, albero diametro 3.2 mm, tutti ermeticamente sigillati e contatti dorati.

Questi commutatori sono a due vie e 5 posizioni, ma dotando la manopola di un blocco meccanico autocostruibile, è possibile usare solo le prime due posizioni come si vede nel commutatore "LBS DIODE POLARITY" sul pannello frontale in Foto 1.

I rimanenti operazionali I4 e I5, rispetti-



Fig. 10 - Montaggio della testina di misura su connettori BNC



vamente negli stadi "offset stage" ed "equalizer", sono comuni integrati $\mu A741$.

Nell'amplificatore logaritmico, l'influenza della temperatura sui due transistor a basso rumore T1 e T2 tipo BC-549B oppure BC-550B, è in opposizione una all'altra e quindi tende a cancellarsi in larga misura, ma è consigliabile rinchiudere il case TO-92 degli stessi, dentro un unico dissipatore di calore sagomato con bandella di rame riempita di grasso al silicone per semiconduttori, in modo da tenere i transistor alla stessa temperatura e, per questo motivo, come si vede sul PCB di **Fig. 22** e in **Foto 4**, i transistor T1 e T2 sono montati vicini uno all'altro.

Al momento in cui decisi di costruire due prototipi di questo strumento in **Foto 6**, per farne un analizzatore di reti scalare, il circuito stampato di **Fig. 22** disegnato da DJ4GC, non era più disponibile presso VHF Communications e quindi lo dovetti ridisegnare coi trasferibili su un laminato di vetronite G-10 ramata a singola faccia, come si vede in **Fig. 23**.

Questo PCB, ha dimensioni di 116 x 48 mm ed è montato nell'interno di una scatola surplus di alluminio fresato, insieme al potenziometro multigiri P1 a 10 giri da 50 k per la regolazione del Low Level Offset e insieme al commutatore DPDT di ingresso per la commutazione di polarità dei diodi ed hanno entrambi i loro alberi fuoriuscenti sul pannello frontale dello strumento, come visibile in **Foto 4** e **Foto 5**.

Il valore del potenziometro multigiri P1, può variare da 10 k a 100 k in funzione delle caratteristiche imprevedibili dell'integrato I1 della famiglia OP07 oppure OP77 nelle sue versioni OP07DP, OP07EPZ, OP77EP e, data la variabilità di versioni in commercio, ho scelto per il potenziometro P1 il valore intermedio di 50 k a filo modello 534B della Beckman catalogo ESCO 301047.

Il potenziometro P1 sul pannello frontale, è munito per comodità di regolazione e lettura, di una manopola contagiri modello 16-1-11 originale Spectrol, con diametro 22 mm e 15 giri, con risoluzione centesimale e foro da 1/4 pollice per l'albero. (catalogo ESCO 1010300).

Il contenitore di alluminio dell'amplificatore, è stato recuperato nel surplus ed è totalmente schermato contro l'ingresso di campi elettromagnetici esterni, mediante un coperchio con finger stock più filtri EMC per l'alimentazione e cavi schermati per gli ingressi Pt1 Pt2 Pt3 e le uscite Pt7 Pt8 Pt9.

L'alimentatore, di cui si omette lo schema elettrico ma che si vede in **Foto 5**, è un comune alimentatore duale +12 volt e -12 volt con due regolatori di tensione rispettivamente 7812 e 7912 entrambi da 1.5 A e quindi è abbondantemente sovradimensionato in quanto lo strumento assorbe solo circa 100 mA.

Lo strumento di misura è un microamperometro da 100 μA fondo scala che ho scelto di ampie dimensioni 124 x 93 mm per avere una buona lettura ed è reperibile presso la RS con numero di catalogo 196-8569 ma, in ogni caso, si possono usare anche strumenti di recupero fino a 1 mA fondo scala, purché siano di ampie dimensioni.

Per le scale che vanno ridisegnate come nel nostro caso, la RS fornisce anche una scala vergine col numero di catalogo 196-8799 che porta già disegnato l'arco di 90° su cui andranno riportati i nuovi valori dello strumento in dBm, nW μW e mW come si vede in **Foto 1** per cui il lavoro di riscrivere numeri e lettere sulla nuova scala con un normografo e un graphos a inchiostro di china, è molto semplificato.

Chi è opportunamente attrezzato, potrà ridisegnare la scala con un computer dotato di adatto software come il Paintshop Pro e una buona stampante.

Scelta e montaggio componenti sul PCB

I componenti strategici del circuito elettrico di **Fig. 21** sono i seguenti.

Gli amplificatori operazionali I1-I2-I3 della famiglia OP07 sono intercambiabili con quelli a minor rumore della famiglia OP77 e sono reperibili alla RS coi seguenti numeri di catalogo:

OP07EPZ catalogo RS 523-0161
OP77EP catalogo RS 411-214

I transistor a basso rumore T1 e T2 BC549B sostituibili col tipo BC550B sono reperibili alla RS coi seguenti numeri di catalogo:

BC549B catalogo RS 296-100
BC550CG catalogo RS 545-2254

Il potenziometro multigiri P1 da 50 k a filo modello 534B della Beckman è sul catalogo ESCO col numero 301047.

Il commutatore DPDT della Grayhill a due vie e 5 posizioni è sul catalogo ESCO col numero 1003171.

Per evitare generazione di rumore che si manifesterebbe a livelli di potenza intorno ai -50 dBm bisogna evitare i resistori a grafite spiralizzata e quelli a carbone ma tutti devono essere da 1/4 watt a strato metallico tolleranza 5% reperibili alla ESCO come assortimento di 850 pezzi, 10 per valore alla rinfusa, col numero di catalogo 306400 oppure in confezioni nastrate 1/4 watt da 100 pezzi per valore indicando il valore, resistivo prescelto e al costo di Euro 1,06 ogni 100 pezzi.

Per facilitare la sostituzione degli integrati durante la taratura, tutti gli amplificatori operazionali sono montati su zoccoli a basso profilo per integrati a 8 pin con contatti a molla, visibili dall'esterno a integrato calzato che offrono ottima garanzia di contatto nel tempo.

Prima della saldatura, gli zoccoli sul PCB vanno leggermente sollevati dalla vetronite, infilando sotto lo zoccolo e fra i piedini una striscia di cartoncino di spessore circa 1 mm poi estraibile e ciò serve ad evitare che durante la saldatura lo stagno e il colofonio possano colare nell'interno dello zoccolo bloccando o contaminando le molle dei contatti.

I tre diodi 1N4148 in serie fra loro e collegati sul piedino 2 di I5, vanno montati sollevati in aria sul PCB, in modo che durante la taratura sia possibile aprire la serie e aggiungere facilmente un diodo in più se occorre.

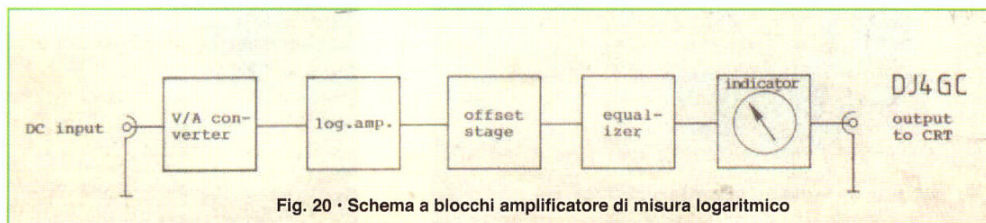
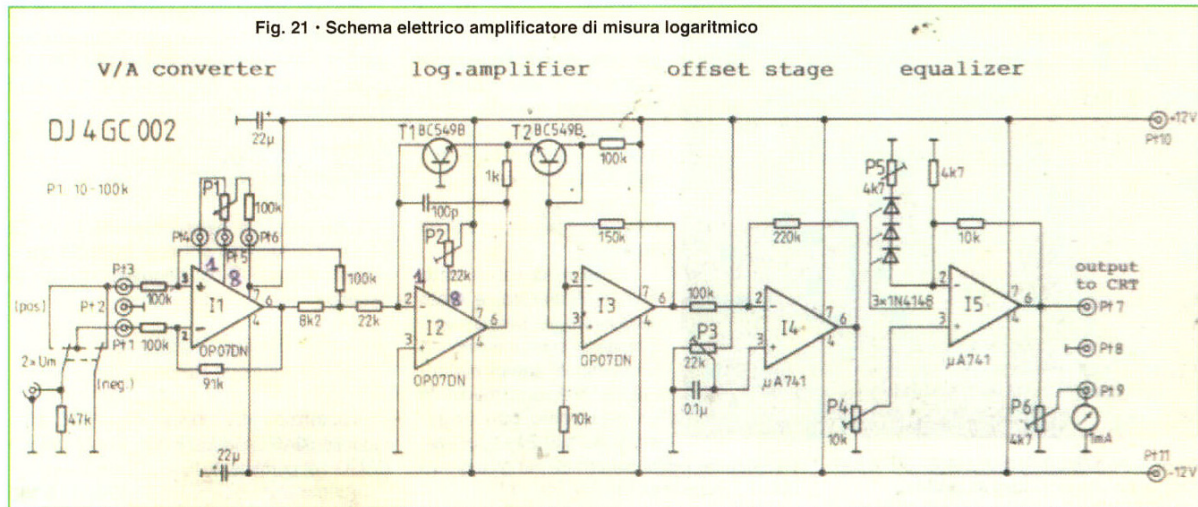


Fig. 20 - Schema a blocchi amplificatore di misura logaritmico

— E' permesso suggerire —

Fig. 21 • Schema elettrico amplificatore di misura logaritmico



Taratura amplificatore di misura logaritmico

La prima operazione consiste nel ridisegnare la scala vergine del microamperometro ampia 90° dividendola in 7 parti angolarmente e linearmente uguali da -50 dBm a +20 dBm usando goniometro e compasso per marcare le nuove divisioni sull'arco di misura, come si vede in **Foto 1**.

Il buon esito di tutto il lavoro, consisterà nel tarare l'amplificatore di misura logaritmico in modo tale che le potenze applicate da -50 dBm a +20 dBm facciano coincidere l'indice del microamperometro sulle rispettive divisioni, cosa questa laboriosa specialmente nella parte alta della scala al disopra della regione quadratica del diodo da -10 dBm a +20 dBm ma tarando con cura l'amplificatore secondo la procedura sottoindicata, si otterrà una precisione di misura con un errore inferiore a ± 1 dB.

Per la taratura, occorre un generatore di segnali calibrato e dotato di attenuatore

variabile ed ho usato un Signal Generator HP8640B che arriva fino a 512 MHz ed ha un attenuatore entrocontenuto che va da -130 dBm a +20 dBm con scatti di 10 dBm

stadio finale con tensione DC variabile fino ad ottenere una potenza di uscita di 100 mW (+20 dBm) misurata su un Power Meter come ad esempio un HP 435A.

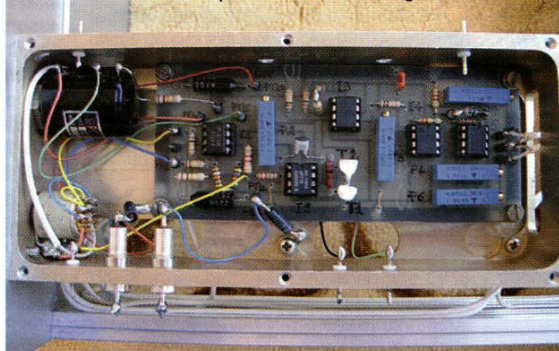
L'uscita RF di 100 mW, va inviata ad un attenuatore esterno variabile da almeno 0 dB a 70 dB a scatti di 10 dB, la cui uscita verrà applicata all'ingresso dell'amplificatore di misura logaritmico da tarare.

Procedura di taratura dell'amplificatore

1) Senza applicare alcun segnale in ingresso, regolare il potenziometro multigiri P1 sul pannello frontale in modo da portare a 0 volt la tensione misurata verso massa all'uscita del resistore da 8.2 k collegato sul piedino 6 dell'integrato I1 sul V/A converter.

2) Il punto in cui la tensione è stata portata a 0 volt, è il comune fra l'unione dei tre resistori da 8.2 k, 100 k e 22 k. Collegare

Foto 4 • Contenitore di alluminio fresato e amplificatore di misura logaritmico



ciascuno. In alternativa, si può usare un piccolo transceiver del tipo FT290R o IC202 per 144 MHz regolato a bassa potenza di 500 mW e ulteriormente attenuato alimentando lo

Foto 5 • Vista interna con amplificatore di misura e alimentatore duale

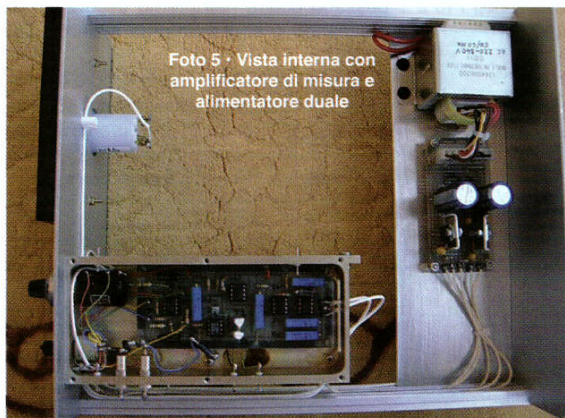


Foto 6 • Due dBm-Meters misurano la potenza passante e riflessa come analizzatore di reti scalare

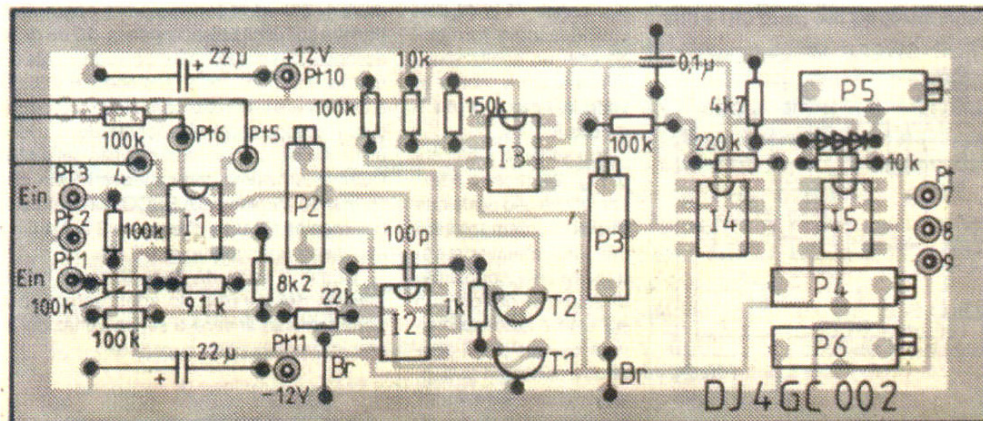


Fig. 22 - PCB amplificatore di misura logaritmico lato componenti e lato piste in trasparenza

temporaneamente a massa questo punto comune con un filo molto corto.

3) Collegare temporaneamente un resistore da 22 k fra collettore ed emettitore del transistor T1 e regolare il trimmer di offset P2 dell'integrato I2, in modo da portare a 0 volt la tensione sul piedino di uscita 6.

4) Scollegare dalla massa il filo collegato sul punto comune dei tre resistori da 8.2 k, 100 k e 22 k e scollegare il resistore da 22 k fra collettore ed emettitore di T1.

L'amplificatore logaritmico è ora tarato e la sua uscita sul piedino 6 di I2, dovrà variare da -5 volt a +1 volt, entro l'intera dinamica di 70 dB dell'amplificatore.

5) Collegare la testina di misura all'ingresso dell'amplificatore e iniettare su questa l'uscita RF del generatore di segnali a 144 MHz mediante l'attenuatore a scatti.

Quando il livello del segnale in ingresso al diodo della testina viene variato fra -20 dBm e -50 dBm in scatti di 10 dB, siamo nella regione quadratica del diodo e l'indice del microamperometro dovrà coincidere coi valori in dBm disegnati sulla scala.

Qualora ciò non avvenga, fare collimare le indicazioni col potenziometro P1 e regolare il trimmer P3 da 22 k dello stadio di offset I4 in modo che la sua uscita sul piedino 6 sia 0 volt quando la potenza applicata è -50 dBm. Questa regolazione assicura che l'uscita dello stadio offset sul piedino 6 dell'operazione μA 741 di I4 sia sempre positiva rispetto a massa.

6) Aprire la serie dei 3 diodi 1N4148 sul piedino 2 dell'integrato I5 e inserirvi un microamperometro analogico tipo tester ICE 680R sulla portata 50 μA fondo scala e, con l'attenuatore a scatti, regolare il livello del segnale di ingresso sull'amplificatore a -10 dBm e regolare il trimmer multigiri P4 sul

piedino 3 dell'integrato I5 fino a quando la corrente che scorre nella serie dei diodi è appena percettibile e, nel caso che la corrente fosse troppo elevata, aggiungere un quarto diodo 1N4148.

La tensione misurata sul piedino 3 di I5 sarà circa 1.4 volt. Il trimmer P4 determina la posizione del ginocchio sulla caratteristica di compensazione dell'amplificatore.

7) I tre diodi e il loro trimmer P5 in serie

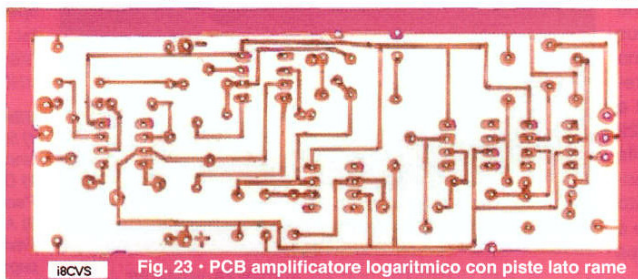


Fig. 23 - PCB amplificatore logaritmico con piste lato rame

correggono la linearità della tensione rivelata dal diodo nella testina di misura sulla parte alta della scala da 0 dBm a +20 dBm e, il trimmer multigiri P5, deve essere regolato in modo che le variazioni di tensione all'uscita dell'amplificatore fra 0 dBm e +20 dBm siano esattamente le stesse di quelle che si hanno fra -10 dBm e -50 dBm.

8) Il trimmer potenziometrico P6 sul piedino 6 dello stadio equalizzatore I5, deve essere regolato per ottenere una deviazione a fondo scala dell'indice del microamperometro quando la potenza applicata è +20 dBm mentre la linearità su tutta la scala deve essere

Foto 7 - Curva passante e del ROS su filtro interdigitale a 2400 MHz con due dBm-Meters connessi come analizzatore di reti scalare

ottimizzata regolando alternativamente e più volte i trimmer potenziometrici P4, P5 e P6.

La testina di misura

La testina con diodo HP33330B è fuori produzione e difficile da trovare e quindi bisogna ripiegare su quelle LBSD usate reperibili su Ebay, come anche la HP423B ed altre, ma tutte a costi considerevoli che si aggirano intorno ai \$ 200,00 USA.

Ciononostante lo schema elettrico di Fig. 5a illustra una testina economica con diodo Low Barrier Schottky HSMS 2851 che ho autocostruito con polarità positiva in contenitore coassiale e che lavora bene fino a 5 GHz con una potenza massima in ingresso di +10 dBm mentre la regione quadratica del diodo si estende da 10 μV fino a circa 10 mV.

La testina è montata su una strisciolina di PCB in laminato Rogers PTFE ramato su doppia faccia e costante dielettrica $\epsilon_r = 2.55$.

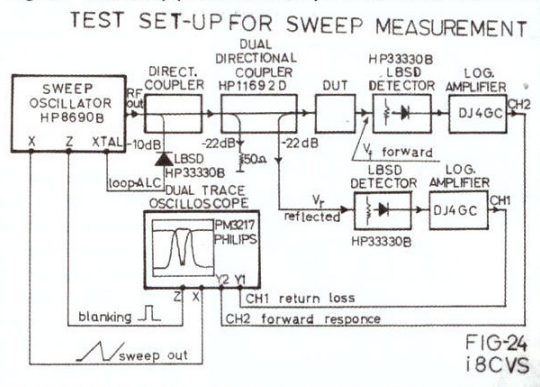
Il PCB è saldato sulla massa e sul pin centrale di un connettore avvitabile da pannello BNC femmina e poi è infilato in un tubetto di rame che porta all'altro estremo un connettore BNC maschio come si vede in Fig. 10.

Il PCB è stato inciso con un bisturi da hobbistica X-ACTO per creare le piste mentre tutti i componenti sono per montaggio superficiale SMD.

Il diodo HSMS 2851 per montaggio superficiale costa solo 2,5 Euro ed è reperibile all'indirizzo Internet in Bibliografia. (4)



Fig. 24 • Test set-up per misure sweep sui due canali CH1 e CH2



Uso dello strumento

L'uso principale di questo milliwattmetro, è quello di visualizzare e misurare in dB le curve di risposta e del ROS su filtri RF, antenne, preamplificatori e in generale di qualunque dispositivo DUT (Device Under Test) collegandolo come in Fig. 24 a un generatore di segnali Sweep, un buon accoppiatore direzionale e un normale oscilloscopio a doppia traccia.

Per le mie misure impiego uno Sweep Oscillator HP 8690B surplus con cassette di misura estraibili fino a 18 GHz, più un accoppiatore direzionale doppio HP 11692D da 2 a 18 GHz e disaccoppiamento di -22 dB su entrambe le porte quella della potenza incidente e quella della potenza riflessa come si vede in Foto 9 e Fig. 24 mentre l'oscilloscopio a doppia traccia è un surplus Philips PM 3217 fino a 50 MHz.

Ad esempio, usando un solo milliwattmetro, è possibile visualizzare e misurare una alla volta o la curva di risposta passante di un filtro oppure la curva della potenza riflessa del ROS e, in genere, di un qualunque DUT. Usando invece due milliwattmetri e un oscilloscopio a doppia traccia, come in Fig. 24, è possibile visualizzare e misurare contemporaneamente le due curve, quella della risposta passante e quella del ROS sui

due canali Y1 e Y2 dell'oscilloscopio formando così un analizzatore di reti scalare, come si vede in Foto 6, Foto 7 e Foto 8.

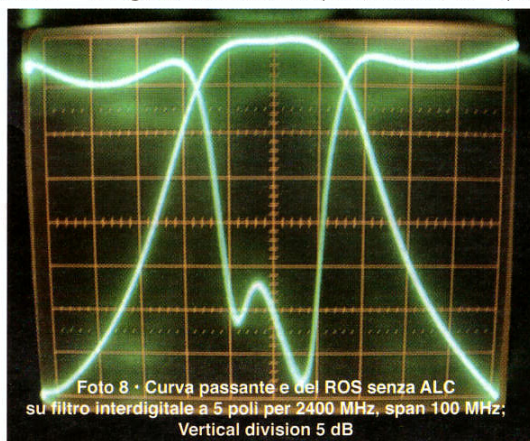


Foto 8 • Curva passante e del ROS senza ALC su filtro interdigitale a 5 poli per 2400 MHz, span 100 MHz; Vertical division 5 dB

sua uscita RF non ha ampiezza costante ma specie sulle frequenze oltre 2 GHz, ha un'ondulazione di circa +/- 5 dB per cui gli spettrogrammi vengono distorti superiormente con due gobbe, come quelli di Foto 7 e Foto 8.

Per risolvere il problema, questo sweeper ha un ingresso esterno XTAL che serve per iniettarsi un segnale negativo e formare un loop ALC o leveling, che linearizza l'uscita RF e la rende di ampiezza circa costante

entro +/- 0.3 dB. Il segnale per il loop ALC si preleva sull'uscita disaccoppiata -10 dB di un accoppiatore direzionale e poi raddrizzata da una testina con diodo LBS tipo HP33330B o tipo diverso, purché con uscita DC negativa. L'accoppiatore direzionale deve avere un'uscita piatta "flat" come quello della MA-COM piccolissimo con connettori SMA che ho trovato surplus dalla ESCO col numero di catalogo 1017003 e che va da 2 a 8.4 GHz con disaccoppiamento di -10 dB.

Come si vede da Foto 3, dopo l'inserimento del leveling, lo spettrogramma è perfettamente lineare e senza variazioni di ampiezza nella parte superiore.

Conclusioni

Il costo di questo milliwattmetro, unitamente a quello di uno Sweep Oscillator più quello di un accoppiatore direzionale doppio e di un oscilloscopio a doppia traccia, acquistati sul mercato surplus a prezzi da OM, consente di attrezzare un banco di prova che non ha le pretese di fare misure professionali, per le quali occorrono strumenti che avrebbero costi accessibili a pochi OM, ma, in ogni caso, con un poco di "Ham Ingenuity" si possono ancora realizzare in casa strumenti dignitosi che permettono di sperimentare e imparare lavorando su una vasta quantità di DUT, con precisione accettabile che va dalle VHF alle microonde.

Bibliografia

- 1) 50 Ω Wideband Detectors by Carsten Vieand DJ4GC VHF Communications 2/1988
- 2) Detectors Applications Note 41 Hewlett Packard
- 3) Antenna Gain Measurements Part-2 by Fred Brown, W6HPH QST December 1982 page 28
- 4) <http://www.rfmicrowave.it/>
- 5) <http://www.esco.it/>
- 6) The ARRL UHF/MICROWAVE Experimenter Manual, ARRL Order No 3126 ISBN 0-87259-312-6



Vi è piaciuto questo articolo?
Se Si potete votarlo
on-line visitando il
nostro sito www.ari.it

Mi piace!



Foto 9 • Accoppiatore direzionale doppio HP11692D e filtro interdigitale 5 poli a 2300 MHz sotto misura



Foto 10 • Pannello posteriore del dBm-Meter