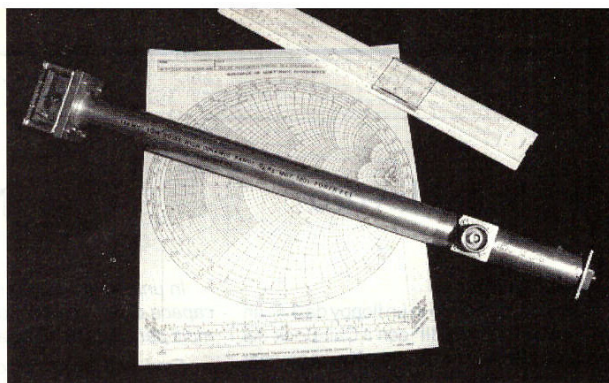


## Homemade

Domenico Marini - I8CVS  
Via A. De Gasperi, 89 - Parco Merola  
80059 Torre del Greco

### Preamplificatore per 144 MHz a GaAs-FET di potenza



**Abstract** • Extremely low noise figure, very high gain and high level third-order intercept point can be all obtained at 144 MHz using GaAs-FET's designed for power amplifiers at 10 GHz. This very interesting and unexpected effect was at first casually discovered by amateurs in 1990 when WB5KGL needed a high dynamic range preamplifier for a commercial application near 150 MHz and he hoped that power FET would handle the strong local signals. Using 10 GHz power FET's WB5KGL obtained at VHF kind of like building an HF 160 meters receiver front-end using a 4CX-250. The same results were obtained and described in (1) and (2) by WA5VJB and WD5AGO respectively. This cavity preamplifier prototype for 144 MHz was designed by the author following the WD5AGO idea and it exhibited a NF of 0,22 dB and gain of 25 dB during official measurements at the eighth Experimentation Symposium in Orvieto (Italy). Probably the larger gate of power FET's devices for 10 GHz just work better at VHF because the power FET's have 3000 times as much gate area than the small signal FET's, and so a very, very low internally generated noise, but what's really is happening must be still carefully investigated because power FET's got poor noise figure at 432 MHz. It looks like the present 10 GHz power FET's designs are going to be useful for just 144 and 220 MHz.

**Q**UESTO PREAMPLIFICATORE (foto 1 e 4) impiega un GaAsFET della NEC MGF-1801, progettato per fornire in trasmissione 150 mW a 10GHz, ma si può usare un MGF-1601, oppure il più potente MGF-2116 o NE 8004 da 2 W. Tutti questi dispositivi, montati nella presente cavità per 2 metri, forniscono una NF tipica di circa 0,25 dB, guadagni di 25 dB ed una  $IP_3$  di circa +7dBm all'ingresso o maggiore, a seconda del GaAsFET impiegato.

Si consiglia pertanto di leggere i riferimenti bibliografici (1), (2), (3) dai quali sono partito per questa realizzazione, invogliato da I5TDJ che me ne consigliò l'uso per risolvere il problema della desensibilizzazione del mio preamplificatore a 145,950 MHz per Oscar-13, dovuta a forti segnali FM in banda 2 metri emessi da OM vicini, operanti su 145,450 MHz.

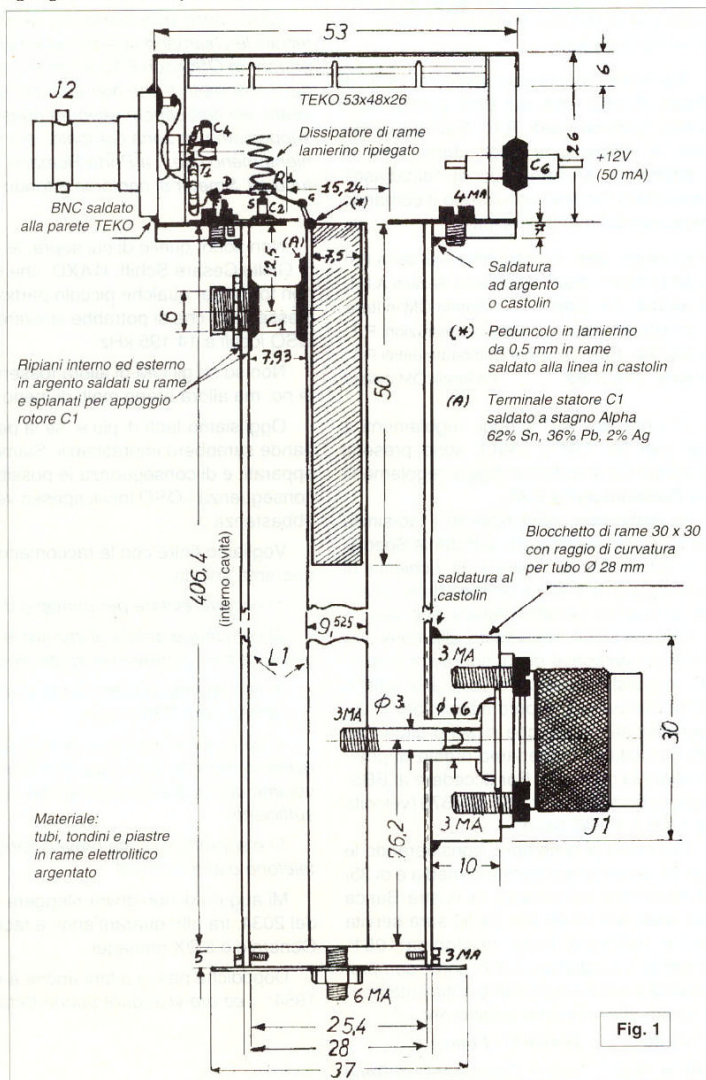
Preamplificatori ad alta dinamica e punto di intersezione del terzo ordine intorno a +17 dBm all'ingresso, ideati dal dott. Norton della ANZAC, furono descritti in (4), (5), (6), ma la NF ottenibile in 144 è dell'ordine di 1,5 o 2 dB, ottima per chi lavora via satellite, ma non ideale per chi fa dell'EME. I GaAsFET di potenza consentono invece di ottenere una  $IP_3$  ed un G elevati, unitamente a bassissima NF.

La utilità di tale preamplificatore è evidente. Siccome il dispositivo MGF 1801 assorbe 50 mA a 3,9 volt alla NF più bassa, la potenza assorbita risulta circa 200 mW e giacché il GaAsFET lavora in classe A, anche ammettendo un rendimento del 30%, si può contare su una potenza resa di 60 mW all'uscita.

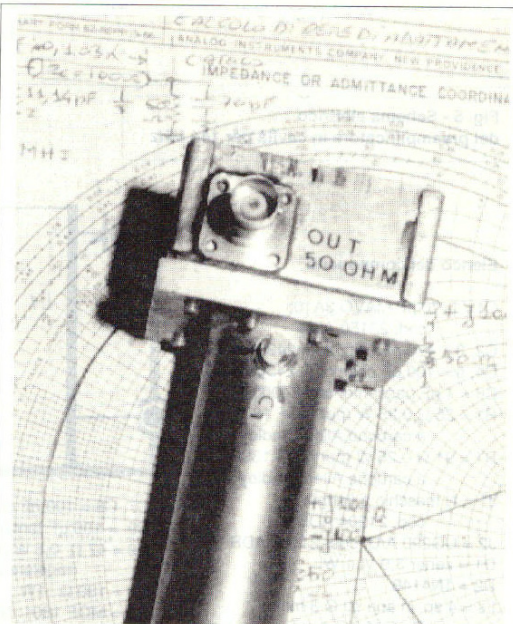
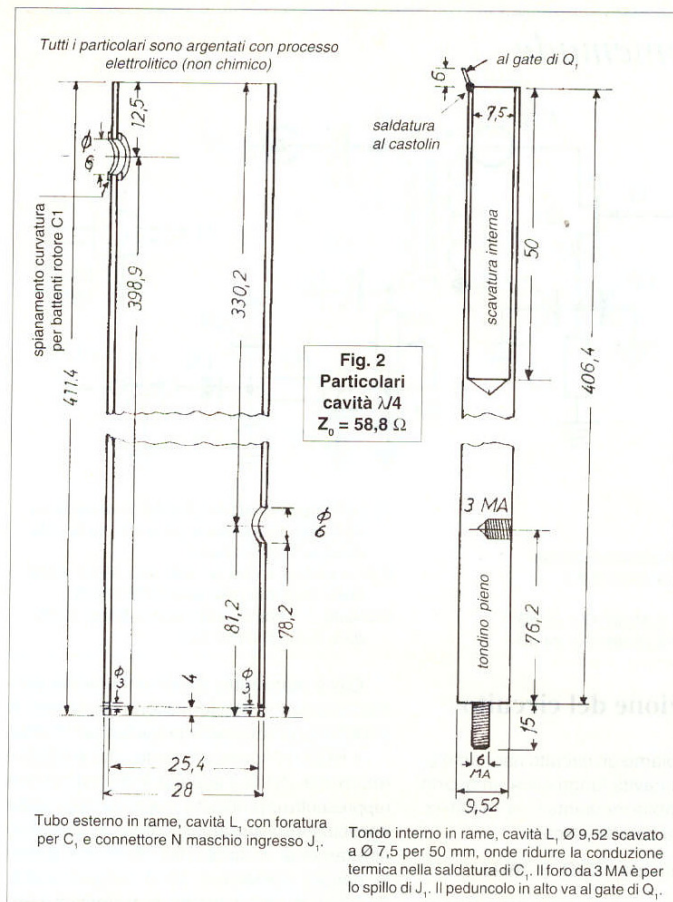
Se il guadagno misurato è di 25 dB, ossia 316 volte, si ottiene che una potenza riferita all'ingresso di 60 mW/316 = 0,189 mW non è in grado di portare il GaAsFET in compressione perché a tale livello il GaAsFET lavora ancora in regime lineare.

Gli 0,189 mW corrispondono a -7,23 dBm all'ingresso. Dal momento che, per definizione, il punto di intersezione del terzo ordine  $IP_3$  è più alto di 15 dB del punto in cui si ha la compressione a -1 dB come descritto in (7), si deduce che la  $IP_3$  si aggira su +7,8 dBm all'ingresso.

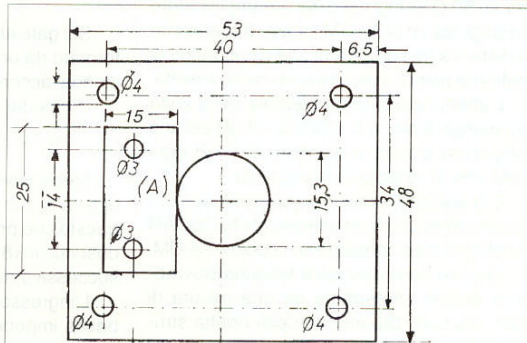
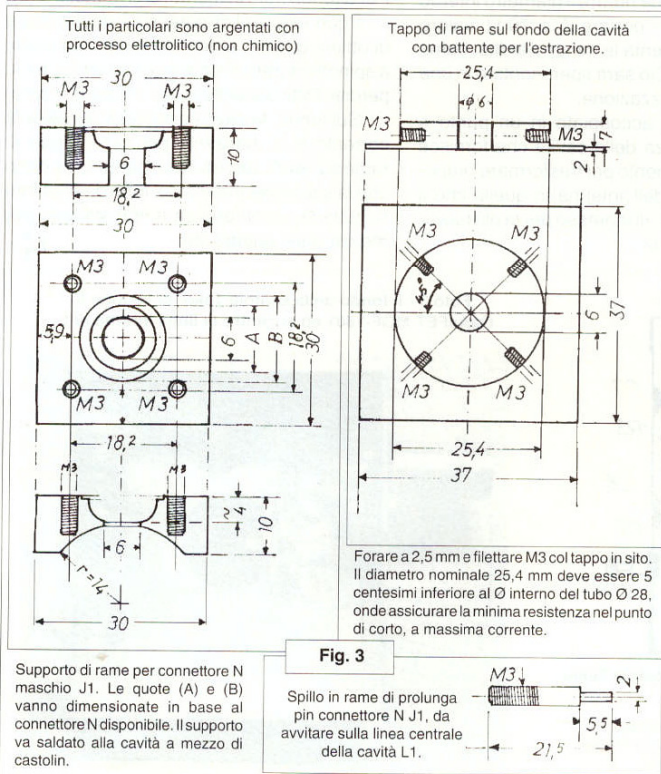
Foto nel titolo: preamplificatore in cavità per 144 MHz ad alta dinamica, con MGF-1801



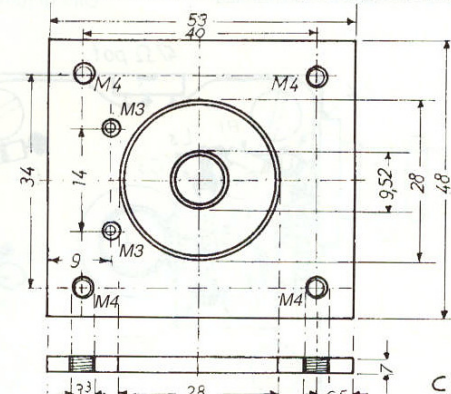




**Foto 2 -** Preamplicatore per 144 MHz con MGF-1801. Si vede il connettore di uscita BNC sulla scatola Teko ed il condensatore  $C_1$  di accordo sulla cavità.



**Fig. 4a -** Foratura fondo della scatola Teko (53 x 48 x 26)  
(A) i due fori Ø 3 di fissaggio lamierino porta GaAsFET vanno praticati in sito. Il lamierino da 25 x 15 è di rame argentato, spessore 0,5 mm



**Fig. 4b -** Piastra della testata cavità in piatto di rame. Foratura per viti e tubo esterno cavità Ø 28. I tubi della cavità sono disegnati in pianta

Tutti i fori della testata vanno praticati usando per sagoma il fondo della scatola Teko, con foratura iniziale di Ø 1,5 mm

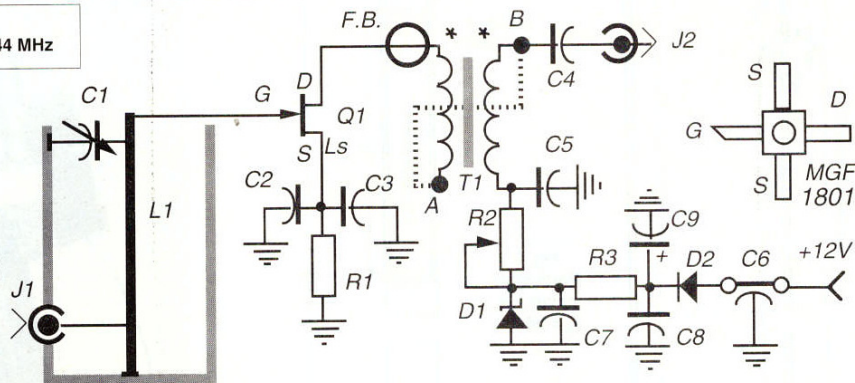


## Homemade

**Fig. 5 - Schema elettrico del preamplificatore in cavità per 144 MHz**

### Elenco dei componenti

C1 = 1+10 pF MAVO 3A10;  
cod. 23150 ADB  
C2, 3 = 470 pF chip; cod. 24300 ADB  
C4, 5 = 100 pF chip; cod. 24300 ADB  
C6 = 1 nF passante; cod. 24000 ADB  
R1 = 25  $\Omega$  0,25 W (per MGF 1801)  
a carbone Allen Bradley  
R1 = 91  $\Omega$  0,25 W (per MGF 1302)  
a carbone Allen Bradley  
J1 = N maschio a flangia;  
cod. 21204 ADB  
J2 = UG290 A/U; cod. 21103 ADB  
D1 = zener 3,9 V, 1 W  
D2 = 1N4148  
Ls = 4 sp. in aria su  $\varnothing$  3 mm,  
filo CuAg  $\varnothing$  1 mm spaz. 1 mm



C7, C8 = 100 nF chip  
C9 = 100  $\mu$ F tantalio  
R2 = 47  $\Omega$  0,5 W potenziometro Cermet  
(regolare per la minor N.F.)  
R3 = 180  $\Omega$  1W  
Q1 = MGF 1801: NF = 0,24 dB; G = 25 dB  
Q1 = MGF 1302: NF = 0,30 dB; G = 24 dB

T1 = 4/1 (6 sp. bifilari filo 0,3 smalt.); collegare un inizio con l'altra fine e poi a C4, su toroide Amidon T25-12 (Esco).  
F.B. = perlina ferrite ad alto  $\mu$ ; resist. circa 50k $\Omega$  fra il foro (con tester ICE 680R)  
Richiami: \* = fine avvolgimento bifilare > (collegare A con B e con C4).

In realtà è molto difficile che un OM si ritrovi circa 0,2 mW pari a -7dBm ovvero 97 mV su 50  $\Omega$  all'ingresso del preamplificatore inviatigli da un altro OM locale, a meno che la distanza fra i due sia di una cinquantina di metri e la potenza del vicino sia molto elevata.

L'attenuazione di un segnale nella zona del campo lontano è infatti di 22 dB ad una lunghezza d'onda e aumenta di 6 dB ogni volta che si raddoppia la distanza.

Ciò spiega perché un preamplificatore di queste prestazioni sia utile per chi fa OSCAR ed EME in aree densamente popolate da OM.

Queste considerazioni teoriche dovrebbero essere confermate da una misura di IMD, ma non disponendo della adatta strumentazione descritta in (7), (16), (19) mi riprometto di verificarle un altro anno al Symposium di Orvieto, ove pare saranno richieste anche prestazioni di dinamica.

### Descrizione del circuito

Sul gate abbiamo un circuito risonante  $L_1$  formato da una cavità lunga circa un quarto d'onda, accordabile mediante  $C_1$  a 144 MHz. L'impedenza caratteristica è:

$$Z_0 = 138 \log_{10} D_2/D_1 = 59 \Omega.$$

Meglio sarebbe ridurre il diametro interno di  $L_1$  a 8 mm per portare  $Z_0$  a 70  $\Omega$ , valore questo che presenta le minori perdite, come descritto in (8). Ciò sarà sperimentato in una successiva realizzazione.

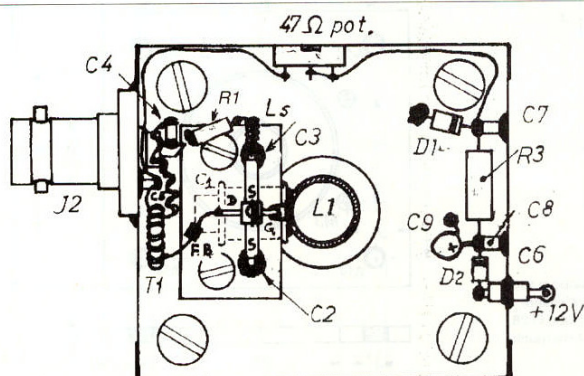
L'ingresso è accoppiato in un punto a bassa impedenza della cavità che fornisce un buon adattamento per trasformare l'impedenza di 50  $\Omega$  dell'antenna in quella che il FET vuol vedere all'ingresso per la più bassa cifra di rumore NF.

Ciò è stato fatto sperimentalmente perché i costruttori non forniscono i parametri S a 100 MHz per i dispositivi progettati per 10 GHz.

Il ROS di ingresso è molto alto e infatti il return loss (S11) è appena 4 dB, ma ciò non rappresenta un problema, in quanto nelle nostre applicazioni il preamplificatore è collegato direttamente al dipolo dell'antenna e quindi le perdite addizionali sono inapprezzabili. Per ulteriori note in merito, ci si riferisca a (9).

Il connettore N di ingresso J, deve essere di ottima qualità, argentato e non nichelato, a spinotto dorato e rodato per minimizzare le perdite. Diffidare delle imitazioni senza nome.

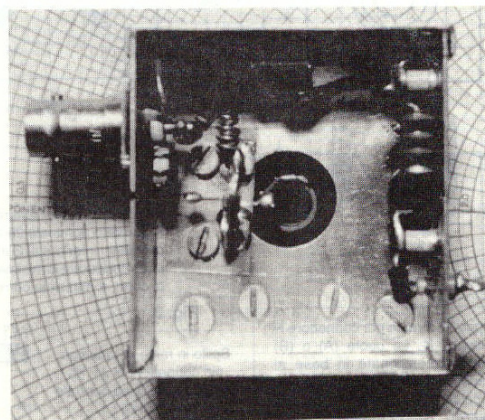
Sul fondo, la cavità è in corto circuito e la corrente è la massima, per cui il tappo di rame sul fondo deve fare un contatto perfetto con la superficie interna del tubo da 25,4 mm su tutta la circonferenza e non soltanto per mezzo delle quattro viti.



**Fig. 6 - Disposizione dei componenti sul fondo e pareti della scatola Teko.**

Sul foro centrale è visibile la linea interna di  $L_1$ .  
Il condensatore C1 è indicato in tratteggio perché è nell'interno della cavità.  
Il GaAsFET è montato su un rettangolo di rame argentato da 0,5 mm (mm 25 x 15) ed avvitato con due viti  $\varnothing$  3 mm per evitare shock termici ai componenti.

**Foto 3 - Il fondo della scatola Teko: si vedono il GaAsFET MGF-1801 ed al centro la linea interna di  $L_1$ .**





## Homemade

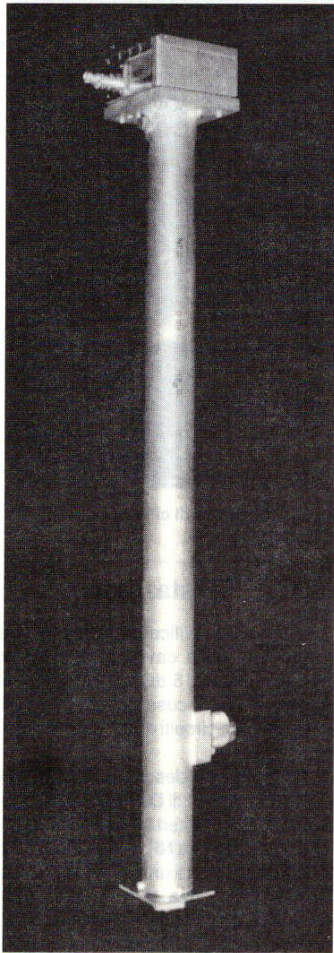


Foto 4 - Vista d'insieme del preamplificatore in cavità per 144 MHz

Ciò vale anche per il battente della linea interna di  $L_1$ , la cui superficie di contatto sul tappo del fondo deve essere perfettamente lavorata e levigata di tornio, avanzando lentamente la torretta portautensile, in modo che dopo la stretta del dado risulti stabile e concentrica con la massima superficie di contatto possibile. L'argentatura di tutta la cavità, specie nell'interno, deve essere fatta dopo la lucidatura del rame e deve avere un riporto di almeno  $5 \mu\text{m}$  (micron).

L'argentatura deve essere elettrolitica.

I riporti con processi chimici non sono adatti a parti che devono rimanere all'esterno, esposte alle intemperie (foto n. 4).

L'estremità della linea centrale aperta in alto è il punto a massima tensione. In questo punto il tondino da 9,5 mm in rame è scavato al tornio per 50 mm, onde ridurlo ad un tubo e minimizzare così la sua massa diminuendo la conduzione termica che impedirebbe la saldatura di  $C_1$  e del gate.

L'estremità della linea è stata munita di una linguetta di rame molto sottile da 0,5 mm di spessore, saldata al castolin.

Su questa linguetta verrà poi saldato facilmente il gate con stagno Alpha al 2% di argento (figg. 2 e 6).

Tutti i materiali della cavità sono in rame elettrolitico e sono reperibili in commercio.

Il condensatore di accordo  $C_1$  da 1 a 10 pF (Murata o Air-Tronic, codice 23150 ADB) è avvitato sulla parete del tubo esterno da 28 mm. Per assicurare un buon contatto del rotore di  $C_1$  su tutta la superficie, e non soltanto su due punti del raggio di curvatura del tubo esterno, si è praticato al cannello un riempimento di argento nell'interno ed all'esterno del tubo, procedendo poi alla spianatura per assicurare un'ampia superficie di contatto, sia al battente interno di  $C_1$  che al dado di ottone esterno.

Dopo aver fissato  $C_1$  al tubo esterno bisogna centrare la linea interna di  $L_1$  in modo che questa sia a perfetto contatto con lo statore di  $C_1$ . Se ciò non fosse, bisogna sagomare  $L_1$  affinché ciò avvenga. Se, al contrario, la linea interna di  $L_1$  fosse disassata e la saldatura a  $C_1$  avvenisse centrandola con la forza, ne seguirebbe inevitabilmente il distacco della capsula dello statore di  $C_1$  al cessare della pressione.

La saldatura deve essere fatta con stagno Alpha al 2% di argento, usando un saldatore da 250 W a resistenza (del tipo di quelli che i bobinatori usano per saldare le sbarre sui collettori dei motori a c.c.). L'estremità superiore della linea centrale di  $L_1$  deve essere già ravvivata a stagno in corrispondenza di  $C_1$  prima del montaggio.

Scaldare prima la massa di rame di  $L_1$  e, a fusione dello stagno avvenuta, colare anche sulla capsula dello statore, senza però insistere molto.

Durante questa operazione, il dado del rotore non deve essere eccessivamente stretto. Il bloccaggio definitivo del dado avverrà moderatamente dopo il raffreddamento, pena la rottura del cilindro ceramico di  $C_1$ .

Data la massa di  $L_1$ , durante la saldatura la temperatura di  $C_1$  raggiunge quella di fusione dello stagno e la capsula dello statore potrebbe liquefarsi, flottando sul supporto di ceramica, dissaldandosi e mettersi in corto circuito col rotore.

Per evitare che ciò avvenga, bisogna avvitare tutto il rotore di  $C_1$  fino in fondo allo statore e tornare indietro di un giro.

Con questo sistema il rotore terrà auto-centrato lo statore sullo spillo interno in teflon, evitando danni a  $C_1$ .

Ora bisogna controllare se la cavità si accorda a 144 MHz e siccome non è possibile sapere se  $C_1$  è andato o meno in corto circuito durante l'escursione termica e giacché con il tester la misura non si può fare per via della cavità in parallelo, la misura va fatta con il G.D.M. (grid-dip meter), strumento

questo in voga fino a venti anni fa e misconosciuto ai giorni nostri. Siccome possiamo accedere solo al punto della cavità aperto in alto, dove c'è il massimo di tensione, l'accoppiamento della cavità al G.D.M. deve essere capacitivo e non induttivo.

Prendere due fili di rame smaltato lunghi 50 mm e, tenendoli isolati, intrecciarli ad un'estremità per 10 mm in modo da formare una capacità di circa 1 pF.

Saldare uno degli estremi liberi dei fili alla linguetta centrale di  $L_1$  e collegare l'altro ad uno degli spinotti della bobina del G.D.M., dopo aver posto quest'ultimo per la misura su 144 MHz.

Sintonizzando  $C_1$  si dovrà ottenere un dip profondissimo a circa metà corsa della capacità, il che dimostra che il Q della cavità è molto alto e tutto va bene.

Se il dip non si verifica,  $C_1$  è andato in corto circuito e va sostituito.

Il campo di accordo di  $C_1$  è circa più o meno 10 MHz, come è possibile verificare variando la frequenza del G.D.M.

Siccome la maggior parte delle perdite di una cavità ad un quarto d'onda è concentrata nella zona dove la corrente è più alta, cioè sul fondo, dove il conduttore centrale è in corto con la parete interna del tubo esterno, tutti i pezzi sono stati lavorati con un piccolo tornio di precisione per modellismo ed il lavoro è stato fatto da I8KCL.

Chi volesse cimentarsi nella costruzione e fosse privo dei mezzi necessari, lo può interpellare per farsi duplicare le parti meccaniche dei disegni 1, 2, 3, 4 e foto 2.

La grande precisione delle superfici a contatto fra loro, argentatura compresa, è necessaria per tenere basse le perdite del circuito di ingresso, onde ottenere una bassa cifra di rumore NF.

Il più delle volte anche la NF di un buon GaAsFET si innalza per via delle perdite nel circuito di ingresso.

WD5AGO nella descrizione in (2), dai cui schizzi si è preso spunto per questa realizzazione, dice di aver saldato a stagno il fondo della cavità con la linea centrale ma la resistività dello stagno è  $11 \times 10^{-6} \text{ W/cm}$  ed è peggio che il contatto diretto fra superfici argentate e avvitate, perché la resistività dell'argento è appena  $1,6 \times 10^{-6} \text{ W/cm}$ .

Chi volesse ottenere risultati pari al tutto argentato e poi montato, dovrebbe saldare il fondo della cavità al castolin con l'uso del cannello, ma dopo gli risulterebbe impossibile ripulire nell'interno il fondo dalle incrostazioni e lucidare l'interno dei tubi ossidatisi per fare l'argentatura.

Recentemente, I5XUZ mi ha parlato di un sistema di saldatura ad argentana con l'impiego di aria surriscaldata, che non è da sottovalutare in queste applicazioni.

Ne consegue che il sistema qui descritto sembra essere il più pratico ed il migliore, anche se più laborioso.



## Homemade

Il drain è alimentato attraverso un trasformatore bifilare 2 x 6 spire di filo smaltato da 0,3 mm, su toroide Amidon T25-12.

L'uscita viene prelevata capacitivamente dalla presa centrale del trasformatore (fig. 5).

Stare attenti a collegare l'inizio di un avvolgimento con la fine dell'altro. Nello schema, gli inizi sono contrassegnati con un asterisco.

### Stabilità

La stabilità è buona, purché l'ingresso sia chiuso su un carico da 50  $\Omega$  puramente resistivo o lievemente reattivo.

Con l'ingresso aperto od in corto circuito, il preamplificatore può autooscillare e quindi, in trasmissione, il relé di antenna deve chiudere l'ingresso del preamplificatore su una terminazione da 50  $\Omega$ . Alcuni relé coassiali hanno già queste terminazioni incorporate.

Siccome un MGF-1801 guadagnerebbe anche fino a 28 + 30 dB, bisogna ridurre il guadagno per migliorare la stabilità inserendo delle perdite resistive sul drain mediante una perlina di ferrite, la cui resistenza ohmica, misurata col tester agli estremi del foro, sia circa 50 k $\Omega$ .

Questa gradazione riduce il guadagno a 25 dB, sempre oltremodo sufficiente a contribuire alla riduzione della NF totale del sistema completo di stadi successivi.

### Polarizzazione

La polarizzazione di gate è ottenuta tramite la caduta sul resistore di source. Questo è riportato a massa con due condensatori a chip da 470 pF.

Per migliorare la stabilità con MGF-1801 è stato necessario inserire l'induttanza  $L_s$  sul source.

Se ci fossero ulteriori problemi di instabilità bisognerebbe sostituire solo uno dei due chip di source da 470 pF con uno da 27 pF.

I chip usati sono parallelepipedi, ma è meglio usare dei ceramici trapezoidali od a disco, che sono meno fragili perché montati di piatto.

Le escursioni termiche tendono a rompere questi chip e perciò bisogna tenere i reofori di source un po' ripiegati, anziché tesi.

### Dissipazione termica

Per evitare shock termici a tutti i componenti intorno al GaAsFET, questo compreso, il montaggio va fatto separatamente su un rettangolino di rame argentato da 0,5 mm di spessore e 25 x 15 mm di lato, avvitandolo poi sulla testata della cavità, dopo avervi saldato già i chip da 470 pF, come in fig. 6.

Dato infatti il notevole spessore della testata stessa (7 mm di rame), sarebbe impossibile saldare a stagno questi componenti a causa della grande massa di rame sottostante.

La resistenza  $R_i$  e la induttanza  $L_s$  non-

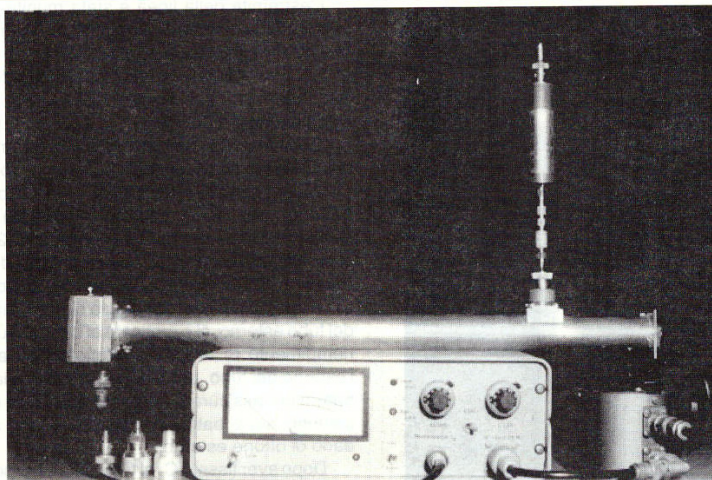


Foto 5 - Il preamplificatore collegato al misuratore automatico di cifra di rumore di DL9BV (descritto su DUBUS 2/1990).

ché il GaAsFET vanno saldati a piastrina già fissata sul fondo della scatola Teko quando la lastrina è già stata stretta, altrimenti le deformazioni romperebbero i chip da 470 pF.

Un GaAsFET che assorbe 50 mA a 3,9 V dissipa circa 200 mW, per cui occorre prevedere uno smaltimento del calore.

Ciò è tanto più importante se si impiegheranno MGF-2116 o NE-8004 con dissipazione di 1 + 2 W.

Nel montaggio in questione la maggior parte del calore viene smaltita dal troppo sottile reoforo di gate, saldato sulla linea  $L_1$ . Gli altri reofori conducono poco.

Per trasmettere bene il calore e migliorare lo smaltimento, è stato preparato un dissipatore in lamierino di rame argentato largo quanto il case del FET, ripiegato a fisarmonica ed incollato con una goccia di Attak sulla superficie del case nella faccia opposta all'uscita dei terminali.

### Alimentazione

L'unico modo per alimentare il GaAsFET senza distruggerlo è quello proposto dallo schema in fig. 5 che impiega una resistenza di caduta con a valle un diodo zener da 3,9 V. In tale caso, se il potenziometro da 50 ohm è tutto inserito, la maggior parte della corrente (50mA) fluirà attraverso lo zener.

Riducendo la resistenza del potenziometro, la corrente aumenterà nel FET, diminuendo però nello zener. La NF più bassa si trova a potenziometro quasi tutto escluso e quando la corrente di drain è circa 50mA.

Ciò avviene ovviamente ad una tensione leggermente più bassa dei 3,9 V dello zener.

Usando questo circuito non c'è rischio di superare i 50 mA nel GaAsFET, comunque, regolando il potenziometro da 50  $\Omega$ .

### Prestazioni

Questo preamplificatore è molto selettivo, dato il Q della cavità molto alto ed il guadagno cala di 15 dB appena fuori della banda dei 2 metri, cosa questa impossibile da ottenere con circuiti di ingresso a costanti concentrate.

L'esemplare qui descritto con MGF-1801, misurato col PANFI di DJ9BV (foto 5) pubblicato in (10) e col sistema Hot-Cold pubblicato in (11) ha dato una NF di circa 0,25 dB pari a 17 kelvin. Per dare un'idea più concreta di tali cifre, la potenza di rumore di questo preamplificatore, riportata all'ingresso, è pari a quella prodotta da un resistore da 50  $\Omega$  a temperatura di 17 kelvin o -256 °C trasferita su un carico di impedenza coniugata.

Questa potenza corrisponde a -186 dBm per Hz di banda. Siccome la cifra di rumore è riferita per definizione, alla potenza che un resistore da 50  $\Omega$  a temperatura ambiente di 17 °C, corrispondenti a 290 kelvin, può trasferire su un carico di impedenza coniugata ed è pari a -174 dBm per Hz di banda, si ha che il fattore di rumore è:

$$F = (290 + 17)/290 = 1,058$$

Giacché la cifra di rumore NF è 10 volte il logaritmo di F sarà:

$$NF = 10 \log_{10} 1,058 = 0,25 \text{ dB}$$

Ciò dimostra, per così dire, quanto "freddo" sia il nostro preamplificatore pur stando a temperatura ambiente.

Se possedessimo cioè un preamplificatore ideale che non producesse alcun rumore e vi collegassimo all'ingresso una resistenza da 50  $\Omega$  raffreddata fino a -256 °C e se i guadagni dei due preamplificatori, il nostro e quello ideale, fossero uguali, sarebbero uguali anche le potenze di rumore all'uscita, sempreché il nostro fosse chiuso all'ingresso su



## Homemade

un resistore da 50  $\Omega$  alla temperatura dello zero assoluto, cioè a 0 K, o -273 °C.

Le misure ufficiali effettuate nel corso del Symposium di Orvieto il 10 ottobre 1993 hanno dato i seguenti valori.

144 MHz	145 MHz	146 MHz
NF = 0,34 dB	NF = 0,28 dB	NF = 0,24 dB
G = 24,69 dB	G = 24,44 dB	G = 23,93 dB

Impiegando in questa cavità il più comune FET MGF-1302, WD5AGO ha ottenuto una NF di 0,28 dB e G di 24 dB. Ciò significa che la NF di questo FET più comune, che in circuiti convenzionali a 144 MHz si aggira tipicamente su 0,7 dB, può scendere di molto se il circuito di ingresso ha perdite molto basse.

Quando la NF raggiunge livelli così bassi, la fascia di incertezza della misura può raggiungere errori pari o superiori alla grandezza misurata.

Per approfondimenti su questa considerazione e per la procedura di taratura regolando  $C_1$  e  $R_2$  per la più bassa NF, si rimanda a quanto già detto su (12) e (9).

### Reperibilità dei GaAsFET

La reperibilità in Italia di questi FET non è difficile, ma costosa.

Al tempo di questa realizzazione nel 1991, ebbi la fortuna di reperirli in USA a prezzi irrisori su informazione di ISTDJ, ricavata dalla EME Newsletter di K2UYH del dicembre 1990.

I FET venivano forniti da KY7B, David Chase (P.O. Box 20331 Phoenix, AZ 85036 USA) al prezzo di cinque dollari per MGF-1801 e dieci dollari per MGF-2116. Si potrebbe provare a vedere se si trovano ancora. Altra fonte, a basso costo (QST) è presso Microwave Components of Michigam.

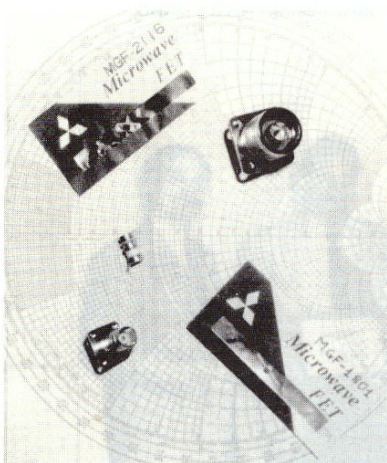


Foto 6 - Alcuni componenti impiegati. E' evidente il tipo di condensatore  $C_1$ .

### I risultati

Le prove "in aria" con questi GaAsFET di potenza dettero inizialmente agli americani risultati deludenti perché il circuito di ingresso convenzionale era a costanti LC concentrate e perciò troppo largo.

Il guadagno si aggirava sui 15 + 20 dB fin sotto gli 80 MHz e WA5VJB, W5UN e VE7BQH ebbero problemi di intermodulazione nel traffico via Luna, perché situati vicino a forti stazioni broadcast FM.

Le difficoltà furono superate da WA7CJO e WD5AGO, che usarono per primi la cavità da un quarto d'onda dai cui schizzi ed informazioni sono stati studiati ed elaborati i disegni costruttivi delle figg. 1, 2, 3, 4.

Questo preamplificatore funziona ottimamente a Napoli, zona calda a RF per via di almeno un centinaio di stazioni FM private.

Se ci dovessero essere problemi di intermodulazione o presenza di forte rumore bianco, significherebbe che il preamplificatore autooscilla, magari su frequenza fuori banda alla quale la Z dell'antenna non è 50  $\Omega$ .

Il preamplificatore è stato tarato per la più bassa NF con una testina generatrice di rumore da 50  $\Omega$  (puramente resistivi) su una banda elevatissima che supera i 10 GHz e perciò l'ingresso lavora nelle migliori condizioni.

In pratica bisogna che anche l'antenna sia puramente resistiva, almeno a 144 MHz o perlomeno poco reattiva.

E' quindi necessario che il ROS sia vicinissimo a 1, anche perché se il preamplificatore vede una  $Z_0$  diversa da quella su cui è stato tarato, la NF si alza e tutto il lavoro sarà stato inutile.

Si legga al riguardo il riferimento (13).

Chi volesse sperimentare in merito è invitato a fare la cavità con  $Z_0 = 70 \Omega$ , riducendo il diametro interno di  $L_1$  a 8 mm, ed a portare il preamplificatore al Symposium di Orvieto il prossimo anno.

Questo preamplificatore è un po' scomodo da montare in vetta all'antenna, ma le prestazioni ripagheranno abbondantemente un lavoro piuttosto impegnativo.

Ulteriore raccomandazione: non si faccia cadere la cavità e non la si trasporti nel portabagagli, perché le vibrazioni della linea interna di  $L_1$  romperanno la ceramica di  $C_1$ : mettetela perciò sul sedile posteriore.

Non vi venga neppure la tentazione di mettere un distanziatore in teflon sulla linea in alto per irrobustirla: ivi la tensione è massima e quindi le perdite aumenterebbero e la NF si alzerebbe troppo.

Si raccomanda la lettura della bibliografia citata, specialmente di 1), (2), (8), (12).

Si resta a disposizione per ulteriori informazioni, preferibilmente via Oscar-13 a 145.950 MHz.

### Bibliografia

- 1) Proceedings of the 24th Conference of the Central States VHF Society. ARRL Catalog N° 3266: Power GaAsFET preamps, by Kent Britain WA5VJB, page 6-8.
- 2) Proceedings of the 25th Conference of the Central States VHF Society. ARRL Catalog N° 3614: 144 MHz GaAsFET preamplifier, by Tommy Henderson WD5AGO, page 35-36.
- 3) EME Newsletter, K2UYH - dicembre 1990.
- 4) VHF Communications 1/1978: A new type of preamplifier for 145 MHz and 435 MHz receivers, by M. Martin DJ7VY.
- 5) VHF Communications 4/1978: A modern receive converter for 2m receivers having a large dynamic range and low intermodulation distortion, by M. Martin DJ7VY.
- 6) DUBUS N°2/1992: High IP-LNA 432 by R.Bertelsmeier DJ9BV.
- 7) Ham Radio Magazine October 1975: Receiver noise figure sensitivity and dynamic range - What the numbers mean, by James R. Fisk W1DTY.
- 8) VHF Communications 4/1990: An unconditionally-stable low noise GaAsFET Pre-Amplifier, by Dragoslav Dobricic YU1AW.
- 9) Radio Rivista 9/93: Preamplificatore a basso rumore per 432MHz, di I8CVS Domenico Marini
- 10) Novel Approach to Automatic Noise Figure Measurement, by DJ9BV e DF7VY - DUBUS 2/90 -3/90 - 4/90.
- 11) Hot and cold resistors as UHF noise source, by K4VOW e WA5UVM - QST Sept/76.
- 12) Il mio preamplificatore è regolato per la miglior cifra di rumore?, di Piero Moroni ISTDJ Radio Rivista 4/88.
- 13) Note sull'accoppiamento di antenne, di ISTDJ Piero Moroni - Atti dell'Ottavo Symposium VHF-UHF, Orvieto 10 ottobre 1993.
- 14) A high dynamic-range MF/HF receiver front end: QST February 1993, by Jacob Makhinson N6NWP.
- 15) Ham Radio Magazine October 1975: High Dynamic range receiver input stages.
- 16) La misura di MSD e IMD nei ricevitori per onde corte: Radio Rivista 12/92, di IN3IYD Giorgio Vanin.
- 17) Amplificatore a transistor ad alta dinamica con controeazione a trasformatore: Radio Rivista 5/91, di Alessandro Santucci IO5KK.
- 18) Generatore automatico di rumore: Radio Rivista 3/79 e Radio Rivista 4/79, di I4BER Goliardo Tomassetti.
- 19) Prodotti di intermodulazione e punto di intersezione del terzo ordine: Radio Rivista 1/89, di I8CVS Domenico Marini.
- 20) Misurare col rumore: Radio Rivista 4/93, di IOGLU Giancarlo Ludovisi.
- 21) Transverter ad alta dinamica 144/28 MHz: Radio Rivista 1/93 di P. Gristina IT9 FTG.



**Domenico Marini • I8CVS**  
Via A. De Gasperi, 89 • Parco Merola  
80059 Torre del Greco NA

## Preamplificatore a GaAsFet per 144 MHz Modifiche e miglioramenti

**L**e caratteristiche del preamplificatore descritto su R.R. 1/94 pag. 20-25, possono essere migliorate modificando il circuito di uscita e usando un GaAsFet di potenza MGF-2116. I risultati sono stati verificati con misure di NF,  $IP_3$  e risposta in frequenza. Prima di leggere queste note è opportuno consultare l'articolo originale.

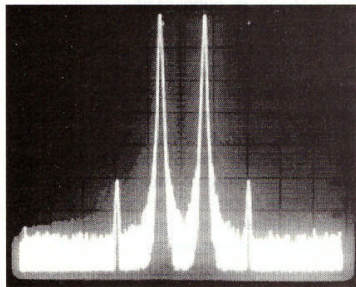
### L'aspetto teorico del circuito di uscita

Questo preamplificatore funziona bene anche col modesto MGF-1302. Questo GaAsFet vuole una  $I_D$  di circa 10 mA per la più bassa NF. Se  $V_{DS}$  è 3,9 V ed essendo 1,5 V la tensione del ginocchio oltre la quale il GaAsFet inizia a condurre, la massima impedenza al drain è  $(3,9 - 1,5) / 0,01 = 290 \Omega$ .

Siccome l'impedenza del carico in uscita è 50  $\Omega$ , affinché il drain trasferisca la massima potenza, occorre un trasformatore con rapporto 4/1 che faccia salire a 200  $\Omega$  l'impedenza del carico. In queste condizioni, se l'ingresso viene collegato a un carico puramente resistivo da 50  $\Omega$ , oppure a un'antenna con ROS prossimo a 1, il preamplificatore è stabile. Staccando però il carico di ingresso il preamplificatore autooscilla perché  $K < 1$  e  $S_{22} < 2$  dB.

Questa è la situazione in cui lavora il preamplificatore descritto su R.R. 1/94. Come vedremo, modificando il circuito di uscita, il preamplificatore diventa stabile. Con MGF-1302 si ottengono circa  $NF = 0,35$  dB associata a  $G = 25$  dB e  $IP = -11$  dBm.

Usando invece GaAsFet di potenza della famiglia MGF-1801 e MGF-2116, si può ottenere  $NF = 0,25$  dB associata a  $G = 28$  dB e



**Foto 2 -** Preamplificatore in cavità per 144 MHz con MGF-2116. I prodotti di intermodulazione del terzo ordine sono attenuati di 50 dB quando entrambi i segnali di ingresso sono a -30 dBm. Il punto di intersezione  $IP_3$  è  $0,5 \times 50 + (-30) = -5$  dBm. Scan width = 20 kHz/div; vert. div = 10 dB; BW = 1 kHz.

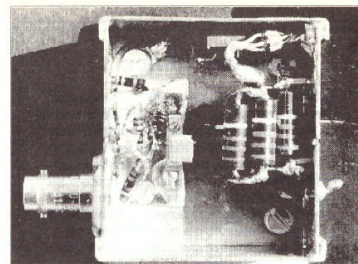
$IP = -5,5$  dBm ma con questi dispositivi il problema più grande è il rapporto del trasformatore di uscita.

Se un MGF-1801 ha  $I_D = 56$  mA e  $V_D = 5,1$  V, la massima impedenza o punto di lavoro del drain sarà:

$$(5,1 - 1,5) / 0,056 = 64 \Omega$$

e perciò una trasformazione in uscita 200/50 con rapporto 4/1 è troppo grande. Con questo rapporto il drain vede 200  $\Omega$  anziché 64 e così il dispositivo va in limitazione di tensione e corrente a causa del cattivo adattamento di impedenza determinando un peggioramento di  $IP$  che scende fino a -10 dBm all'ingresso. Siccome  $K < 1$  e  $S_{22} < 2$  dB, l'amplificatore autooscilla staccando il carico di ingresso (antenna o testina del Panfi).

Per aumentare  $K$  al di sopra di 1 e far



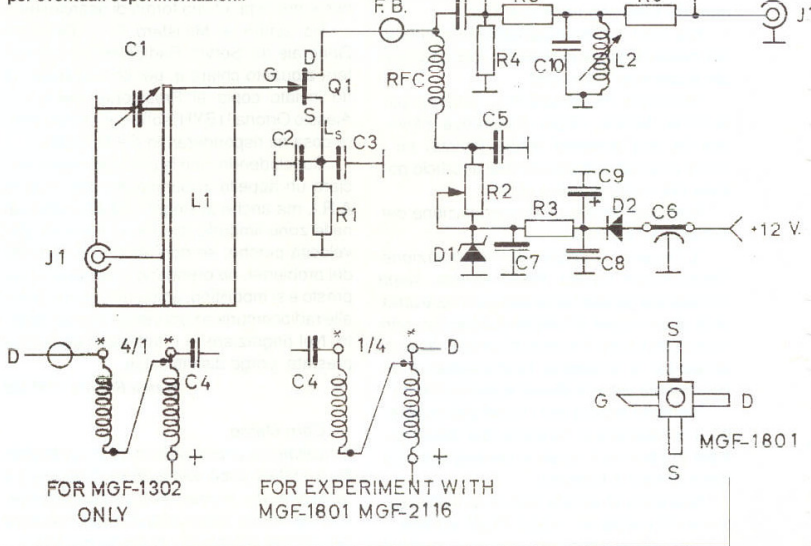
**Foto 1 -** Scatola superiore del preamplificatore in cavità per 144 MHz con MGF-2116. E' visibile il GaAsFet col dissipatore insieme alle induttanze L2 e L3 del diplexer. Al centro si intravede la linea interna di L1. A destra R3 formato da tre resistori da 150  $\Omega$  e due da 330  $\Omega$  in parallelo per fare 38  $\Omega$  10 W. In alto il diodo zener D1 da 5,6 V 10W. Sulla fiancata superiore il potenziometro

vedere un'impedenza al drain più bassa di 64  $\Omega$ , il trasformatore è stato semplicemente invertito nel rapporto 1/4 e così il drain vede un'impedenza di  $50/4 = 12,5 \Omega$ .

Con questa semplice modifica suggerita da DJ9BV, dopo simulazione col programma Microwave Harmonica, si è ottenuto  $IP = -9$  dBm,  $K > 1$  e  $S_{22}$  di ben 30 dB. Con un isolamento così alto l'amplificatore non autooscilla più, nè a carico di ingresso staccato, nè senza perline di ferrite sul drain. Con ciò si aumenta anche il guadagno perché si diminuiscono le perdite senza influenzare  $NF$  che resta sempre 0,25 dB.

A causa delle elevate correnti di drain, intorno a 50 mA con MGF-1801, e 100 mA con MGF-2116, il trasformatore 1/4 è stato avvolto su un nucleo binoculare Siemens del

**Fig. 10 -** Schema elettrico del preamplificatore a GaAsFet in cavità per 144 MHz. Sono riportate le varianti per l'uso di MGF-1302 e dei trasformatori bifilari nei rapporti 4/1 e 1/4 per eventuali sperimentazioni.





## Homemade

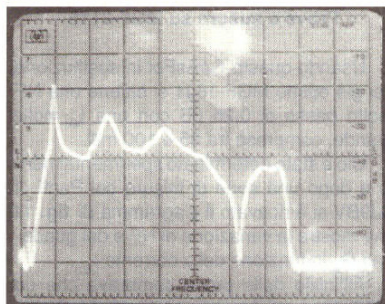


Foto 5 - Risposta in frequenza del preamplificatore per 144 MHz in cavità senza diplexer e collegato direttamente all'analizzatore di spettro. Il livello del generatore tracking è -45 dBm. Il guadagno a 144 MHz è 27 dB (-18 dBm). Il guadagno al di sopra dei 144 MHz, fino a 1300 MHz, sulle frequenze in cui la cavità di ingresso presenta dei modi di risonanza, è oltre 15 dB (-30 dBm). A 1250 MHz c'è un notch. La risposta in frequenza senza diplexer è scadente. Scan width = 150 MHz/div.; vert. div. = 10 dB.

tipo grande U17 cat. 26002 ADB e ciò allo scopo di evitare saturazione del nucleo. Si ha motivo di credere che il trasformatore stesso introduca intermodulazione degradando IP che non supera i -9 dBm all'ingresso.

A questo punto l'idea di ISTDJ è stata risolutiva. Se un MGF-2116 è alimentato con 5,6 V e 100 mA, la massima impedenza di drain sarà  $(5,6-1,5) / 0,1 = 41 \Omega$ . Essendo questa impedenza molto vicina a  $50 \Omega$ , il

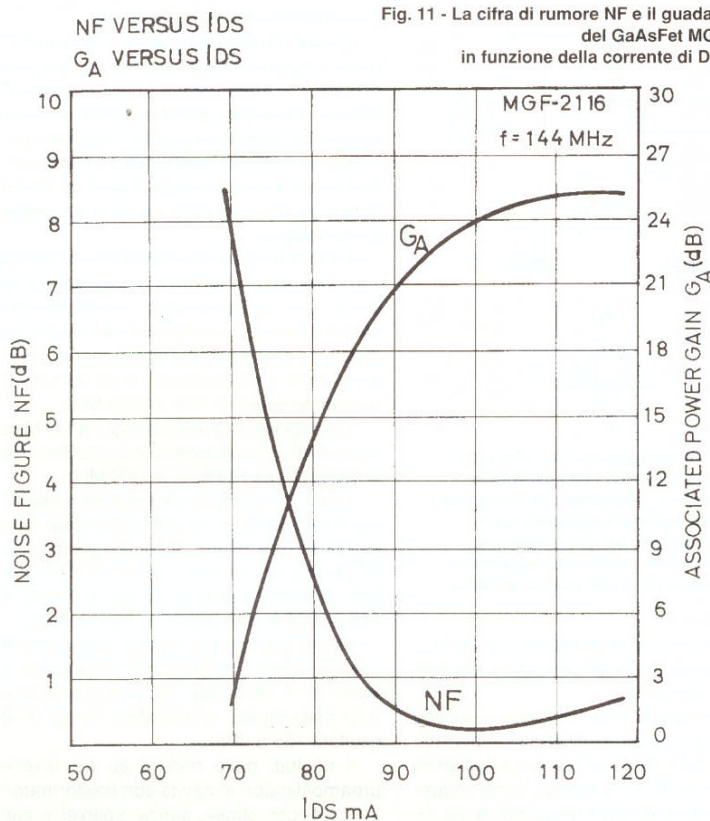


Fig. 11 - La cifra di rumore NF e il guadagno  $G_A$  del GaAsFet MGF-2116 in funzione della corrente di Drain  $I_{DS}$ .

Tabella 1 - Lista dei componenti

C1	1 ÷ 10 pF Tekelec, Airtronic, serie 5700, Cod. 23150 ADB
C2, C3	470 pF trapezoidali, Cod. 24210 ADB
C4, C5	1000 pF chip o trapezoidali Cod. 24210 ADB
C6	1nF passante, Cod. 24000 ADB
C7, C8	100 nF chip, Cod. 24451 ADB
C9	100 $\mu$ F 35 V tantalio
C10	47 pF npo, Cod. 24400 ADB
C11	12 pF npo, Cod. 24400 ADB
R4	56 $\Omega$ 0,25 W Allen Bradley antiinduttiva impasto RCR07. Special-IND (Milano)
R5, R6	47 $\Omega$ 0,25 W Allen Bradley antiinduttive impasto RCR07. Special-IND (Milano)
$L_s$	Per MGF-1302 e MGF-1801 piegare a 90° i due terminali di source per 4,5 mm da ambo i lati.
	Per MGF-2116 vedere disegno fig. 12
RFC	Choke 0,56 $\mu$ H. Delevan, tipo assiale, Cod. 26360 ADB
R1	Per MGF-1302 91 $\Omega$ 0,25 W Allen Bradley antiinduttiva RCR07.
	Per MGF-1801 18 $\Omega$ 0,25 W Allen Bradley antiinduttiva RCR07.
	Per MGF-2116 22 $\Omega$ 0,25 W Allen Bradley antiinduttiva RCR07
R2	Potenzimetro Cermet 47 $\Omega$ , 1 giro
R3	Per MGF-1302 180 $\Omega$ 1W; MGF-1801 71 $\Omega$ 6W; MGF-2116, 38 $\Omega$ 10W
Q1	MGF-1302; MGF-1801; MGF-2116. Vedere testo e fig. 10
T1	Solo per MGF-1302 trasformatore 4/1. Avvolgere 6 spire bifilari di filo smaltato $\varnothing$ 0,3 mm su toroide Amidon T25-12 o nucleo binoculare Siemens A7-U17. Cat. 26002 ADB. I due fili 0,3 mm vanno attorcigliati fra loro 5 volte per centimetro
$\varnothing$	Perlina di ferrite Amidon 43 o equivalente (res. 50 k $\Omega$ ). Provare prima senza
FB	Teko 53x48x26 mm con coperchio
Box	Maschio N con flangia, SSB Electronic 7337
J1	Connettore BNC femmina da pannello UG-290 A/U. Cod. 21103 ADB
J2	Diodi zener 1W: MGF-1302 3,9 V; MGF-1801 5,1 V; MGF-2116, 5,6 V, 10W.
D1	1N4148 o equivalente
D2	Tre spire di filo di rame smaltato $\varnothing$ 0,3 mm. $\varnothing$ interno 3 mm, lunghezza 2 mm; 27 nH
L2	Sette spire filo di rame smaltato $\varnothing$ 0,3 mm. $\varnothing$ int. 4 mm. Lungh. avv. 6 mm; 108 nH
L3	

trasformatore si può omettere perché il drain è già ben adattato al carico di uscita. Eliminare il trasformatore significa diminuire le perdite e aumentare G e IP.

La miglior soluzione è stata quella di sostituire il trasformatore con una impedenza RF da 0,56  $\mu$ H con bassa resistenza ohmica. Come regola empirica, la reattanza induttiva del choke  $2 \pi f L$  deve essere circa quattro volte l'impedenza del drain. Con l'uso del choke, IP all'ingresso è salito a -5,5 dBm.

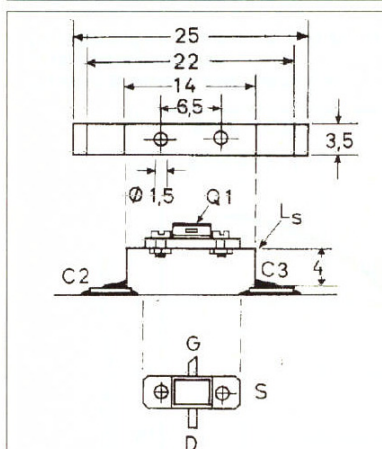
### Stabilità e risposta in frequenza

Usando il trasformatore o il choke, il circuito di uscita è sostanzialmente a larga banda e l'unica selettività sembrerebbe dovuta alla cavità in ingresso e parrebbe molto maggiore di quella fornita da un circuito LC a costanti concentrate, ma ciò è falso. La cavità di ingresso presenta infatti molti altri modi di risonanza al di sopra di 144 MHz e perciò l'amplificatore amplifica di circa 15 dB anche la maggior parte dei segnali al di sopra dei 144 MHz fino a 1300 MHz, dove è stato possibile misurarli con l'analizzatore di spettro (foto 5). Questo fenomeno è anche descritto in (7).

La cavità di ingresso non ha il compito di assicurare la selettività del sistema bensì quello di fornire con le minime perdite possi-



## Homemade



**Fig. 12 - Montaggio del GaAsFet MGF-2116 sulla staffa che costituisce l'induttanza  $L_p$  realizzata con lamierino di rame argentato spessore 0,5 mm piegato come da quote riportate. C2 e C3 sono condensatori ceramici trapezoidali da 470pF saldati di piatto.**

bili la trasformazione di impedenza fra la Z dell'antenna e quella del dispositivo alla cifra di rumore più bassa.

Per ottenere la selettività occorre invece un circuito accordato in uscita che abbia il più possibile una Z di circa 50  $\Omega$ , sia a risonanza che sopra e sotto la risonanza, come suggerito da DJ9BV e G4SWX. In questo modo, se il drain vede in uscita una Z di 50  $\Omega$  a tutte le frequenze, l'amplificatore oltre che essere selettivo avrà  $K > 1$  e sarà stabile. Il circuito che permette di ottenere questa funzione è il diplexer.

Dallo schema di **fig. 10** si vede che l'uscita del GaAsFet ha due circuiti accordati a 144 MHz. Quello serie, L3-C11, a risonanza presenta una Z molto bassa e cortocircuita L2-C10-R5-R6. Quello parallelo L2-C10 a risonanza presenta Z elevata. In questa situazio-

ne, a 144 MHz l'impedenza che il drain vede è circa quella del carico in uscita.

Per tutte le altre frequenze, sopra e sotto la risonanza, il circuito serie comincia a presentare Z elevata mentre quello parallelo Z bassa e così il drain viene terminato sui 50  $\Omega$  resistivi del diplexer. Usando il diplexer l'amplificatore non autooscilla neppure staccando l'antenna e senza la perline di ferrite sul drain che si può omettere a tutto vantaggio del guadagno.

La **foto 5** mostra la risposta in frequenza senza il diplexer e la **foto 6** con diplexer, così come vista sull'analizzatore di spettro HP 8555A e tracking generator HP 8444A. Senza diplexer il preamplificatore guadagna 25 dB a 144 MHz e mediamente 15 dB su tutte le frequenze superiori fino a 1300 MHz.

Con diplexer invece il guadagno a 144 MHz resta 25 dB e l'amplificatore perde 10 dB su tutte le frequenze da 144 MHz a 1300 MHz.

Ora il preamplificatore è stabile e selettivo. Per verificare i risultati sono state fatte anche misure di intermodulazione presso ISTDJ usando un analizzatore HP 8554 B e due oscillatori a quarzo da 144.917 MHz e 144.942 MHz ben isolati fra loro (**foto 2**).

Prima della misura è stato verificato che l'uscita dei due segnali dal sommatore a livello di -7 dBm (**fig. 13**) non provocasse IMD nello stesso analizzatore la cui IP è risultata +25,5 dBm.

I risultati delle misure su tre diversi preamplificatori in cavità con trasformatori 4/1, 1/4, con choke, senza diplexer e con diplexer sono riportati in **tabella 2**. Le prestazioni migliori sono state ottenute nelle seguenti condizioni:

- 1) MGF-1302 con trasformatore 4/1 e diplexer
- 2) MGF-1801-MGF-2116 con choke da 0,56  $\mu$ H e diplexer

Nella configurazione 2 si ottiene:

- a) stabilità  $K > 1$
- b) return loss di uscita  $S_{22} > 30$  dB
- c) IP all'ingresso -5,5 dBm

### Prove e misure su MGF-2116

Usando questo GaAsFet in sostituzione del già ottimo MGF-1801 si ottiene una NF molto bassa di 0,25 dB con una  $I_D$  molto grande, compresa fra 95 e 100 mA.

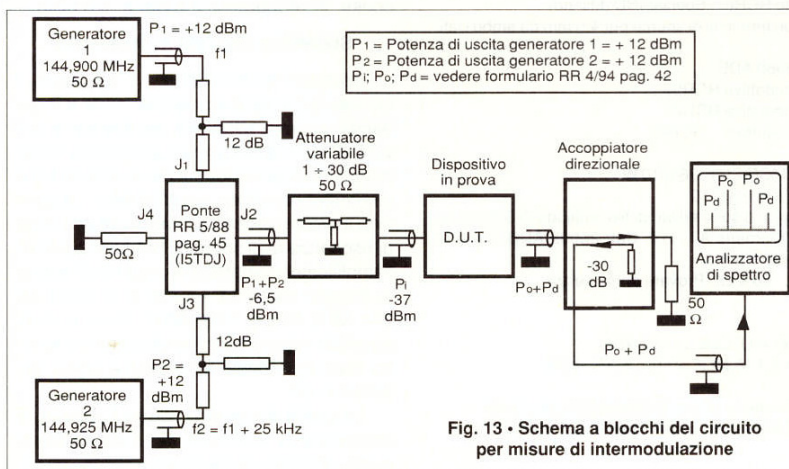
Ciò è stato determinato sperimentalmente e dopo una serie di misure col Panfi di DJ9BV si è ricavato il diagramma di **fig. 11** che mostra la variazione di NF e del guadagno  $G_A$  in funzione della corrente  $I_{DS}$ .

All'inizio delle prove sembrava che un MGF-2116 non fosse adatto a un preamplificatore perché alla notevole  $I_D$  di 70 mA la NF risultava addirittura di 8 dB. Aumentando però la corrente a 100 mA si è avuto, come previsto, un brusco calo della NF fino a un minimo di 0,25 dB. Per valori di  $I_D$  superiori a 100 mA, la cifra di rumore tende a risalire leggermente e raggiunge un massimo di 0,5 dB a 115 mA, **fig. 11**. Correnti superiori a 100 mA risultano pericolose per l'integrità del GaAsFet a causa della poco efficiente dissipazione termica del dispositivo in questo tipo di montaggio.

Il vantaggio principale di una NF così bassa, ottenuta con una corrente  $I_D$  così alta, è il conseguente aumento di IP e del guadagno perché la potenza di uscita di un MGF-2116 è di gran lunga maggiore di quella ottenibile coi 10 mA di un MGF-1302 usato comunemente in preamplificatori a bassa NF per 144 MHz la cui IP misurata è risultata -11 dBm. La misura di IP su un MGF-2116 usando la stessa strumentazione ha dato invece -5,5 dBm. Anche ammettendo un errore di  $\pm 0,5$  dB nel valore assoluto della misura, un miglioramento di circa 6 dB rappresenta dB duri da guadagnare se si pensa che NF è anche diminuita da 0,35 a 0,25 dB. Lo schema a blocchi usato per la misura di IMD è quello di **fig. 13**.

Perché affrontare tutto questo lavoro se una NF inferiore al dB in 144 MHz non serve? Potrebbe obiettare qualcuno. In traffico tropo o via satellite serve a poco ma in EME un preamplificatore con NF = 0,25 dB associata a  $G = 28$  dB e IP = -5,5 dBm fa molto. Vedere a tale proposito R.R. 3/94 pag. 31

Un valore di IP pari a -5,5 dBm potrebbe sembrare basso solo perché la pubblicità di alcuni preamplificatori riporta valori strabilianti e positivi. Bisogna considerare però che il costruttore dichiara quasi sempre la IP all'uscita senza specificarlo e ciò gonfia il numero in modo ingannevole. Se il costruttore non specifica IP all'ingresso o all'uscita e se il valore è positivo, IP è certamente riferito all'uscita trattandosi di un GaAsFet. Per ottenere IP all'ingresso bisogna sottrargli il guadagno in dB. Nessun preamplificatore, anche a GaAsFet di potenza, fra i tre misurati con ISTDJ ha fornito IP superiori a -5,5 dBm (**tabella 2**) perché il dispositivo va in compressione molto prima di quanto ci si aspetti a giudicare dalla potenza assorbita.



**Fig. 13 - Schema a blocchi del circuito per misure di intermodulazione**



## Homemade

La simulazione per un MGF-1801 con adattamento di impedenza di uscita ottimale, fatta apposta da DJ9BV, fornisce  $IP = +1,5$  dBm. I calcoli spiccioli danno addirittura  $+7,8$  dBm. La misura fatta da I5TDJ, anche ammettendo un errore di  $\pm 0,5$  dB dovuto alla calibrazione dell'analizzatore, ha dato  $-5,5$  dBm e qui ci si deve fermare essendo la misura il più vicino possibile al vero, tanto più che l'analizzatore HP 8554A è stato confrontato con un altro della Rohde & Schwarz.

Un ulteriore miglioramento del preamplificatore è stato ottenuto riducendo il diametro esterno della linea interna di L1 a  $\varnothing 7$  mm.

Con questo valore l'impedenza caratteristica della cavità risulta:  
 $Z_0 = 138 \log_2 (D2/D1) = 138 \log_2 (25,4/7) = 77 \Omega$   
 questo valore di impedenza caratteristica, come descritto in (6), cap. 12-11, rappresenta quello per cui il Q a vuoto di una cavità risonante è il massimo possibile. Ciò è importante in quanto, come riportato in (7), la perdita di inserzione della cavità di ingresso in dB è data da:

$$20 \log (1 - QL / QU)$$

dove QL è il Q sotto carico e QU è il Q a vuoto. Questa equazione ci dice che per avere basse perdite bisogna fare il rapporto QL/QU il più piccolo possibile.

### Modifica pratica con MGF-2116

Il nuovo MGF-2116 è stato montato sulla stessa piastrina di rame 25x15 mm, già montata nella scatola Teko originale (foto 1).

Il source del GaAsFet è una sbarretta di rame dorato di notevole massa, che non si deve saldare e quindi va fissato con due viti da  $\varnothing 1,4$  mm attraverso i due fori predisposti dal costruttore.

Il GaAsFet è perciò avvitato sulla superficie piana di una staffa sagomata ad (U) rovesciata (fig. 12) che, con la sua pur piccola induttanza, costituisce  $L_s$  assolvendo così alla duplice funzione di supporto meccanico

al dispositivo e di impedenza per migliorare la stabilità (foto 1).

La fig. 12 mostra le dimensioni della striscia di lamierino in rame argentato, spessore 0,5 mm, e il modo di piegarla ad (U). Le gambe della (U) verranno poi saldate sui due condensatori ceramici trapezoidali C2 e C3 che vanno montati di piatto. Saldare C2 e C3 alla piastrina 25x15 mm, avvitare strettamente la stessa alla flangia superiore della cavità. Saldare le due viti di fissaggio (U) di  $L_s$  su C2 e C3. Avvitare il GaAsFet su  $L_s$ .

Se la piastrina venisse avvitata alla flangia con tutto già saldato in opera, durante la stretta delle due viti di fissaggio si provocherebbe la rottura della ceramica di C2 o C3 perché la piastrina non è mai piana. Il più delle volte non ci si accorge che la metallizzazione di C2 o C3 è staccata e così il preamplificatore funziona male o autooscilla.

L'autopolarizzazione si ottiene con un resistore di caduta R1 da 18-22  $\Omega$  1/4W (tabella 1), inserito fra source e massa sostituibile con un trimmer Cermet da 50  $\Omega$  che andrà regolato insieme a R2 per ottenere la NF più bassa con la  $I_D$  più alta possibile. Siccome R1 è bypassato per la RF da C2 e C3, la lunghezza del collegamento fra il source e l'eventuale trimmer potenziometrico non ha importanza e così R1 si può montare su un lato della scatola Teko. R1 variabile deve avere sempre una R fissa in serie da 10  $\Omega$  per protezione.

In tal modo, regolando R1 e R2, è possibile scegliere il valore di  $V_{DS}$  che dà la più bassa NF con una  $I_D$  di circa 100 mA.

Per ottenere una  $I_D$  di 100 mA con R1 da 22  $\Omega$  senza danneggiare il GaAsFet, comunque regolando R2, è necessario sostituire lo zener D1 con uno zener da 5,6 V, 10 W (tabella 1). Non usare assolutamente un regolatore. Affinché lo zener, da solo, assorba almeno 85 mA con R2 tutto incluso, alimentando a 12 V, R3 deve essere ridotta a 38  $\Omega$  10W. Con questo valore, ai capi dello

zener ci saranno 5,6 V e la  $I_D$  del GaAsFet è circa 70 mA con R2 tutto incluso.

L'assorbimento totale a 12 V è circa costante su 150 mA, comunque regolando R2. Aumentando il valore di R2 la corrente diminuisce sul drain e aumenta attraverso lo zener e viceversa. Per misurare quanto assorbe effettivamente il drain bisogna scollegare R2 dal choke e inserirvi un milliamperometro per leggere  $I_D$ .

Per migliorare la dissipazione termica del GaAsFet si è usata la solita striscia di lamierino in rame ripiegato più volte a zig-zag che è stata attaccata sul case con una piccolissima goccia di Attak.

Il preamplificatore è estremamente vulnerabile ai forti shock meccanici a causa della lunghezza di L1. Una banale caduta da verticale a orizzontale provoca un contraccolpo su C1, ossia sull'unico punto di attacco sul lato caldo di L1.

La ceramica di C1 si rompe trascinandosi dietro il gate con danni irreparabili al dispositivo.

### Taratura e messa a punto

Prima di alimentare il GaAsFet staccare R2 e verificare che ai capi di D1 la tensione sia quella prescritta per il GaAsFet usato secondo i dati di Tabella 1.

Verificare che la corrente nello zener sia sopportata per molte ore senza eccessivo riscaldamento dello stesso e di R3, dopodiché risaldare R2.

Collegare il preamplificatore al Panfi interponendo un postamplificatore a bassa NF con guadagno di almeno 15 dB e un convertitore 144/28 MHz con G = 20 dB.

Attaccare la testina del Panfi all'ingresso e regolare C1 e R2 per la più bassa NF. Inserire almeno 40 dB di attenuazione fra l'uscita a 28 MHz del convertitore e l'ingresso del Panfi e regolare questo attenuatore in modo che il livello del segnale a 28 MHz non

Tabella 2 - Misure di intermodulazione su preamplificatori in cavità per 144 MHz a GaAsFet di potenza per 10 GHz

Tipo di GaAsFet	$V_D$ [V]	$I_D$ [mA]	R1 [ $\Omega$ ]	Drain Z [ $\Omega$ ]	NF [dB]	Con trasformatore 4/1					Con trasformatore 1/4					Con choke 0,56 $\mu$ H				
						Po [dBm]	Pd [dBm]	IMD [dB]	IP <sub>N</sub> [dBm]	G [dB]	Po [dBm]	Pd [dBm]	IMD [dB]	IP <sub>N</sub> [dBm]	G [dB]	Po [dBm]	Pd [dBm]	IMD [dB]	IP <sub>N</sub> [dBm]	G [dB]
MGF-1801 senza diplexer	3,9	50	25	48	0,25	-14	-72	58	-8	23										
MGF-1801 con diplexer	5,1	56	18	64	0,35	-14,5	-52,5	38	-18	22,5	-16,5	-72,5	56	-9	20,5	-16	-79	63	-5,5	21
MGF-2116 con diplexer	5,6	100	22	41	0,25						-10	-63	53	-10,5	27	-9	-69	60	-7	28

Equazioni usate: formulario Radio Rivista 4/94 pag. 42

P<sub>in</sub> = potenza di ingresso = -37 dBm; P<sub>o</sub> = potenza di uno dei due segnali di uscita [dBm]

P<sub>d</sub> = potenza di uno dei due prodotti del terzo ordine [dBm]

IMD = (P<sub>o</sub> - P<sub>d</sub>);

IP<sub>N</sub> = 1/2 IMD + P<sub>in</sub>;

P<sub>d</sub> = P<sub>o</sub> - IMD;

G = P<sub>o</sub> - P<sub>in</sub>

Z = (V<sub>D</sub> - 1,5) : I<sub>D</sub>



## Homemade

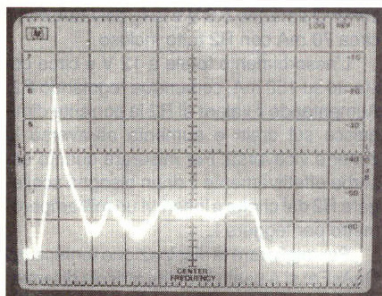


Foto 6 - Come foto 5 ma con diplexer in uscita. Il livello del generatore tracking è -45 dBm. Il guadagno a 144 MHz è 25 dB (-20 dBm). Al di sopra dei 144 MHz e fino a 1300 MHz il preamplificatore attenua il segnale di ingresso di 10 dB (-55 dBm). La risposta in frequenza è ottima. Scan width = 150 MHz/div; Vert. div. = 10 dB.

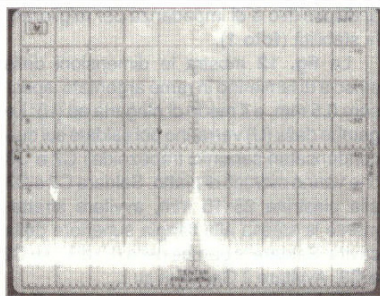


Foto 7 - Preamplificatore in cavità con MGF-2116 e diplexer collegato a un convertitore 144/28 MHz. Frequenza centrale 145 MHz. Livello di rumore in uscita (-45 dBm) con generatore di rumore off a 290 K. Scan width = 2 MHz/div. Vert. div. = 10 dB; BW = 1 kHz.

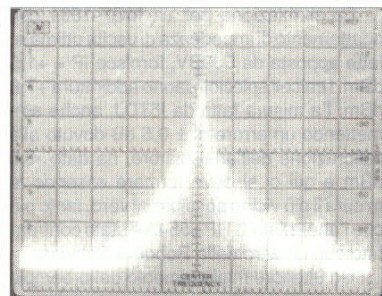


Foto 8 - Come foto 7 ma con generatore di rumore ON a  $9 \times 10^4$  K (ENR = 25 dB). Livello di rumore in uscita (-18 dBm). Il guadagno cala di 20 dB agli estremi di banda 144 e 146 MHz. La curva è simmetrica. Scan width = 2 MHz/div. Vert. div. = 10 dB, BW = 1 kHz.

sia sufficiente ad azionare l'AGC.

In questo modo l'indicazione del Panfi di DJ9BV è proporzionale al guadagno. Regolare ora la spaziatura di L2 e L3 per la massima indicazione dello strumento usando una bacchetta di vetronite a punta sottile. Verificare che a coperchio chiuso il guadagno sia il massimo possibile.

Controllare la  $I_D$  inserendo un milliamperometro fra R2 e il choke. Variando R2 l'assorbimento totale a 12 V deve restare costante su 30 mA con MGF-1302, 100 mA con MGF-1801 e 150 mA con MGF-2116. In mancanza di un Panfi tarare secondo le istruzioni in (3) e (4).

Per vedere l'uscita del preamplificatore su un analizzatore di spettro occorre molta cautela perché in caso di autooscillazione un MGF-2116 eroga 2 W bruciando il mixer dello strumento.

Inizialmente inserire almeno 30 dB di attenuazione. Staccare il generatore dall'ingresso e ruotare C1 e R2.

Verificare che non ci siano autooscillazioni almeno fino a 2 GHz. In ogni caso, prima di staccare il generatore dall'ingresso è buona norma togliere alimentazione a 12 V al preamplificatore.

Collegando il preamplificatore all'analizzatore tramite un convertitore 144/28 MHz il pericolo di danni allo strumento non sussiste perché il convertitore va in saturazione erogando al massimo 50 mW (+17 dBm) e così 10 dB di protezione all'uscita del convertitore sono sufficienti. Il mixer di un HP 8555A resiste fino a +10 dBm.

Per fare misure di IMD è necessario collegare il preamplificatore all'analizzatore direttamente.

Per non correre rischi collegare all'uscita del preamplificatore un accoppiatore direzionale caricato su 50  $\Omega$  che abbia un disaccoppiamento di almeno 30 dB come in fig. 13.

L'uscita disaccoppiata va allo strumento.

Con questa precauzione, se l'amplifica-

tore autooscilla, lo strumento riceve in ingresso solo 2 mW circa, pari a +3 dBm e non si danneggia. Lo schema per misure di IMD è riportato in fig. 13.

### Conclusioni

I GaAsFet di potenza per 10 GHz, usati come amplificatori di deboli segnali, forniscono la più bassa NF possibile a 144 MHz. Mentre un prodotto commerciale con MGF-1302 ha dato una IP misurata di -11 dBm, usando GaAsFet di potenza MGF-1801 e MGF-2116 si è misurato un miglioramento di circa 6 dB.

Un preamplificatore con MGF-2116 in cavità con diplexer all'uscita ha fornito NF = 0,25 dB, associata a G = 28 dB e IP = -5 dBm.

Si ritiene che questi tre valori associati siano un buon traguardo raggiungibile con dei GaAsFet. Aumentare ulteriormente IP rispetto ai valori misurati (-5 ÷ -7 dBm), è molto arduo perché, anche realizzando un adattamento di impedenza di uscita ottimale, questi GaAsFet di potenza per 10 GHz hanno una elevata transconduttanza e perciò vanno in limitazione di tensione e di corrente a basse potenze di ingresso perché la trasformazione di impedenza fra i 50  $\Omega$  dell'antenna e quella del dispositivo per la più bassa NF è molto elevata.

Risultati paragonabili sono ottenibili a 220 MHz, ma a 432 MHz la NF aumenta e perciò questi dispositivi non sono utilizzabili vantaggiosamente.

In ogni caso, questo preamplificatore, così modificato, consentirà una migliore ricezione EME o via satellite rispetto alla prima versione di R.R. 1/94, con prodotti di intermodulazione più attenuati e minor sovraccarico qualora esistessero segnali forti in banda 2 m emessi da OM situati nelle immediate vicinanze.

Ringrazio I5TDJ ing. Piero Moroni, per aver trovato soluzioni brillanti al problema e per le misure di IMD nel suo laboratorio.

DJ9BV, Rainer Bertelsmeier, per l'incoraggiamento ad approfondire questa ricerca sui GaAsFet di potenza, per le simulazioni da lui effettuate e per il progetto del diplexer che riveste un ruolo fondamentale nel miglioramento della selettività e della stabilità. Mi scuso infine con coloro che avendo già costruito il preamplificatore dovranno lavorare per modificarlo, ma ciò fa parte del nostro mestiere di radioamatori nel cercare di migliorare molto, con poco e con pochi soldi.

Un'ultima considerazione riguarda i risultati misurati. Questi sono sempre molto inferiori a quanto ci si possa aspettare dalle simulazioni e dai calcoli.

Anche ammettendo un errore di  $\pm 0,5$  dB nel valore assoluto della misura, i valori comparativi fra oggetti diversi misurati con gli stessi strumenti, nello stesso momento, sono molto indicativi.

Sono in corso ulteriori modifiche nel circuito d'ingresso, che sarà capacitivo anziché induttivo, e di cui sarà data notizia a misure effettuate.

### Bibliografia

- 1) "Receiver noise figure, sensitivity and dynamic range-What the numbers mean" by James R. Fisk, W1DTY: Ham Radio Magazine, October 1975.
- 2) "I prodotti di intermodulazione" di I8CVS, Domenico Marini: Radio Rivista 1/89.
- 3) "Preamplificatore a basso rumore per 432 MHz" di I8CVS Domenico Marini: Radio Rivista 9/93.
- 4) "Il mio preamplificatore è regolato per la miglior cifra di rumore?" di I5TDJ Piero Moroni: Radio Rivista 4/88.
- 5) "The ARRL UHF/Microwave Experimenter Manual, Cat. n. 3126, ARRL Bookshelf, ARRL, 225 Main Street, Newington, CT 06111 USA.
- 6) "Microwave Handbook" volume 2 RSGB by M.W. Dixon, G3PFR, Cat. n. 3606 ARRL Bookshelf, 225 Main Street, Newington, CT 06111 USA.
- 7) "RF" by Zack Lau, KH6CP/1: QEX February 1993 pagg. 17-18.
- 8) "Ponte per la misura del ROS" di Piero Moroni I5TDJ: Radio Rivista 5/88.