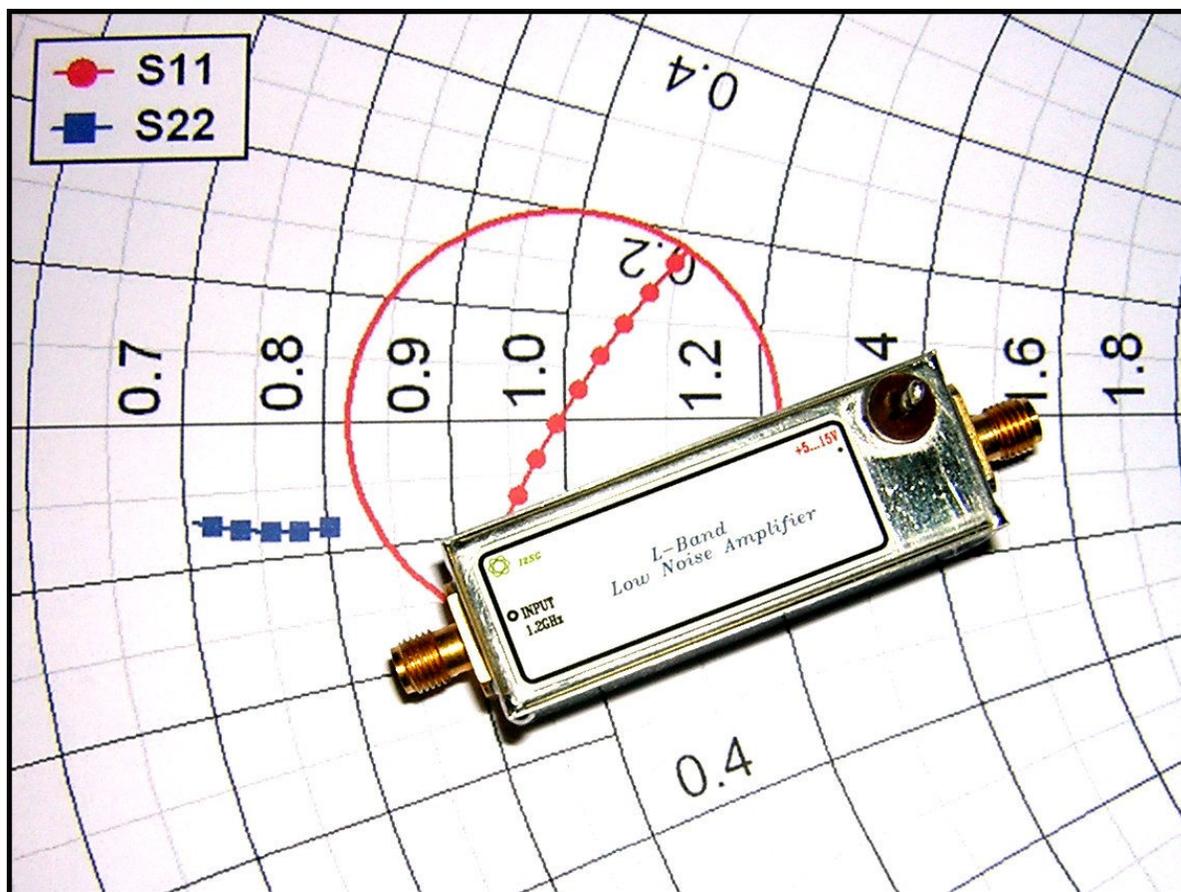


Amplificatore con MMIC a basso rumore per i 23 centimetri

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)



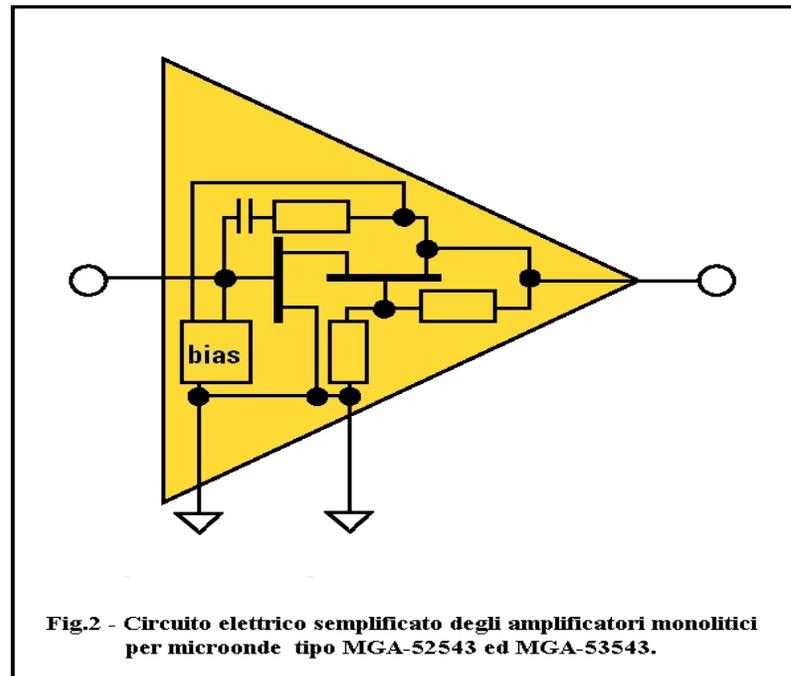
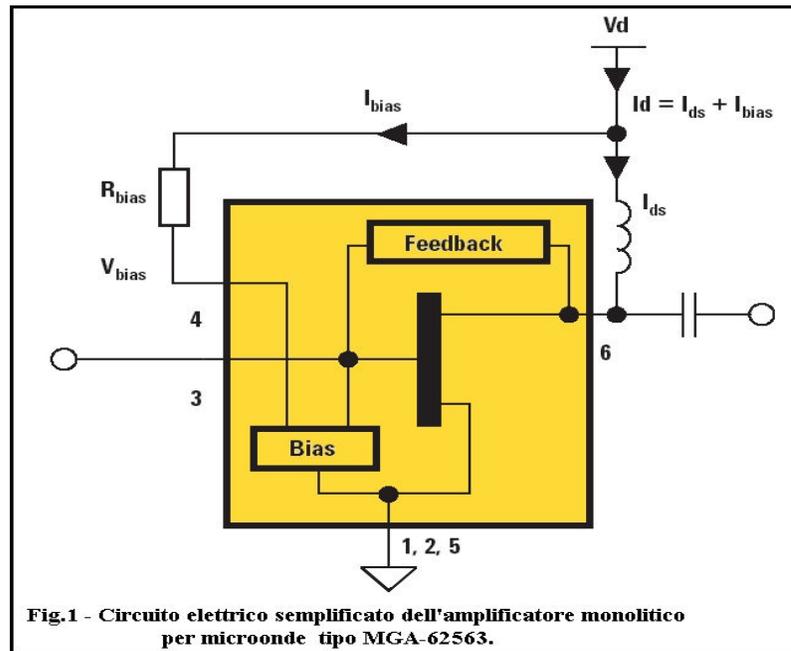
Realizzazione di un modulo amplificatore a basso rumore adeguato per collegamenti terrestri in banda “L”. Il progetto descritto è il più semplice tra gli sviluppi di preamplificatori che sono stati recentemente impostati per la banda dei 23 cm ed è basato sull’impiego di un circuito integrato monolitico ad elevata dinamica, preceduto da un filtro d’ingresso con risonatore ceramico per garantire una buona resistenza al sovraccarico ed VSWR contenuto.

1 - TRE "MMIC" INTERESSANTI

Lo sviluppo della telefonia cellulare ha reso disponibile a costi molto contenuti una vastissima gamma di componenti attivi e passivi per applicazioni a radiofrequenza. Essendo prodotti in volumi elevati ed a causa dal rapido evolvere delle tecnologie, questi dispositivi sono largamente diffusi anche nel mercato del *surplus*, risultando pertanto facilmente acquisibili per le nostre applicazioni. Particolarmente interessanti sono i Circuiti Integrati R.F. per microonde generalmente identificati come **MMIC**. (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) Questi dispositivi sono disponibili in diverse versioni, con l'impiego di transistori bipolari o transistori ad effetto di campo (FET in strutture monolitiche che includono anche resistenze ed elementi reattivi. Tra i prodotti più recenti vi sono alcuni amplificatori a FET controeazionati facilmente utilizzabili nella banda dei 23 centimetri, con cifra di rumore adeguata per applicazioni terrestri (1...1,5dB) e buona dinamica. Questi **MMIC** sono i tipi **MGA-62563**, **MGA-52543** ed **MGA-53543**, prodotti dalla ex Divisione Semiconduttori Agilent.(oggi Avago) In fig.1 e Fig.2 sono riportati gli schemi elettrici semplificati di questi amplificatori che funzionano con una singola tensione di alimentazione e che a 1,3 GHz sono incondizionatamente stabili, ovvero non hanno alcuna combinazione di impedenze di chiusura ai terminali d'ingresso e d'uscita in grado di portarli in autoscillazione. ($K > 1$)

Il tipo **MGA-62563** è costituito da un singolo FET con una rete di reazione "parallelo" *drain-gate* e la corrente di funzionamento è fissata dal valore una resistenza esterna. (**R_{bias}** in Fig.1) Il FET è del tipo *enhancement*: ciò significa che il canale è formato dal campo elettrico dovuto alla tensione di polarizzazione di *gate*, ovvero il FET è in stato di interdizione con $V_g = 0V$ ed entra in conduzione applicando una tensione positiva alla griglia. La cifra di rumore ad 1,3 GHz di questo amplificatore vale circa 1dB ed è quasi totalmente dovuta alla potenza di rumore associata alla resistenza di reazione *drain-gate*, essendo il rumore intrinseco del solo FET circa 0,2...0,25dB. ($T_e = 14...18$ Kelvin) Questo dato lo si desume elaborando i parametri "S" (*scattering*) e di rumore forniti dal costruttore: da ciò si evince anche che il circuito interno di polarizzazione della *gate* impiega una rete attiva ad alta impedenza (specchio di corrente) che non introduce perdite dissipative all'ingresso e quindi non ha peso nella cifra di rumore complessiva dell'amplificatore. I tipi **MGA-52543** e **MGA-53543** impiegano invece due FET in connessione "*cascode*", analoga alla configurazione largamente diffusa in VHF/UHF nell'era dei tubi a vuoto con triodi ad alta transconduttanza e che al tempo era impiegata nei *tuner* per TV e negli stadi R.F. d'ingresso di alcuni ricevitori professionali. Questi due dispositivi hanno una doppia rete di controeazione (serie-parallelo) ed hanno una cifra di rumore moderatamente più elevata di quella del tipo **MGA-62563** ($NF = 1,5dB @ 1,3GHz$) perché - analogamente ai circuiti con i triodi - in questa connessione il secondo FET apporta un contributo alla cifra di rumore complessiva dell'amplificatore. La caratteristica più interessante di questi due dispositivi è l'elevata dinamica: il punto di intercetta di terzo ordine in uscita del tipo **MGA-53543** vale **OIP₃ = +39 dBm**, con una corrente di lavoro di solo 54 mA. Pertanto questi sono prodotti ideali ove si ricerchi una elevata resistenza all'intermodulazione in presenza di segnali intensi in banda o nell'impiego come secondo stadio, nel caso si desideri realizzare amplificatori ad alto guadagno. Da segnalare inoltre che entrambi i dispositivi ad 1,3 GHz hanno un **VSWR** contenuto sia in ingresso che in uscita. (*return-loss* tipico inferiore a -14 dB) Ciò è vantaggioso perché si possono connettere filtri passa-banda sia in ingresso che in uscita, evitando di interporre circolatori quali necessari per una corretta impedenza di terminazione ai filtri medesimi.

L'amplificatore descritto in questa nota impiega un singolo **MMIC** tipo **MGA-62563** ed è realizzato con una soluzione "**a costo minimo**", suscettibile di essere riprodotta in modi diversi anche da chi non ha esperienza specifica nel settore delle onde centimetriche, con la ragionevole certezza di ottenere un buon risultato. In sintesi le prestazioni sono : **Guadagno = 18dB** , **NF = 1,4 dB** ($T_e = 110$ Kelvin) , **OIP₃ = +33dBm**, **Alimentazione Vcc = 6...18V / 80mA**.



2 - UNA COSTRUZIONE SEMPLICE ED UN PÓ ORIGINALE

La costruzione descritta non prevede l'impiego di un circuito stampato essendo tutti i componenti interconnessi in aria con saldature tra questi, i connettori d'ingresso ed uscita ed il piano di massa. Ad eccezione dell'MMIC tutti i componenti sono del tipo "antico", provvisti di terminali e non per montaggio superficiale. (SMD) Solo un elemento è un pochino esotico sicché - per coloro che volessero cimentarsi in questa costruzione - non vi sono ostacoli insuperabili per procurarsi quanto necessario, con l'ovvio presupposto che la "volontà di fare" non può essere acquistata. Con riferimento allo schema elettrico dell'amplificatore riportato in Fig.3, alcune note sono di seguito esposte.

23 cm Low Noise Amplifier

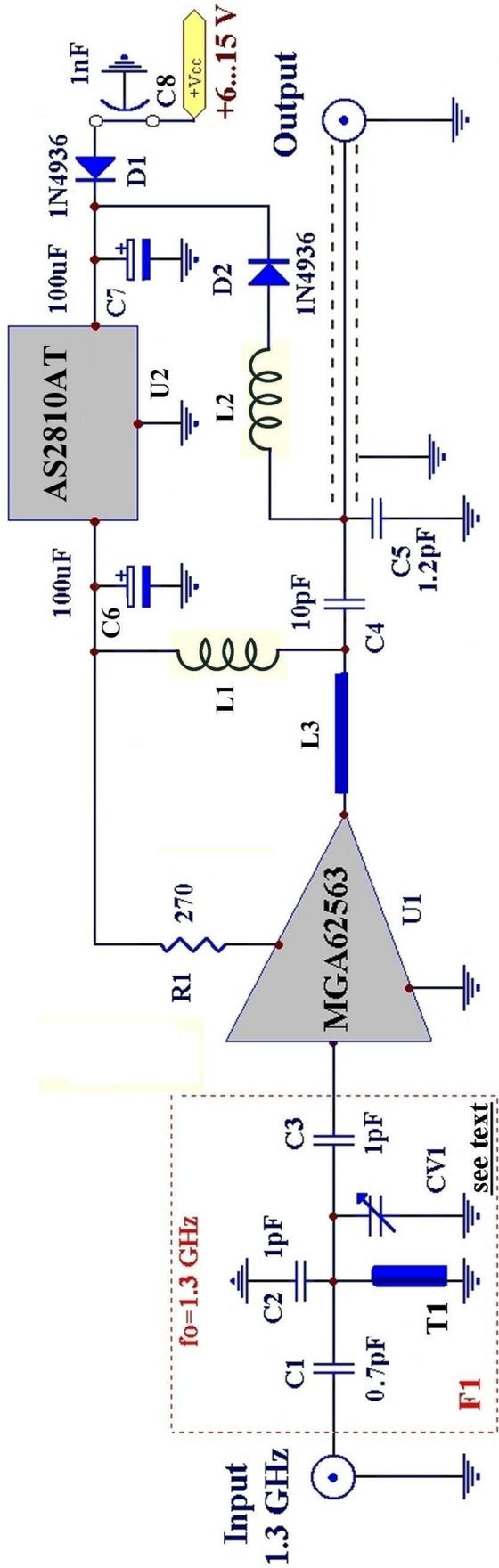


Fig.3 - Schema elettrico dell'amplificatore con MGA-62563

- 1) Il circuito d'ingresso dell'**MMIC** è costituito da un filtro passa alto per attenuare i segnali intensi a frequenze inferiori che potrebbero sovraccaricare l'amplificatore. Ciò perché in tutti i segmenti dedicati ad 1,2GHz i radioamatori debbono convivere con la presenza di segnali molto forti sia in banda (ad esempio i RADAR) che fuori banda come i segnali TV in banda V. Pertanto la ricerca della migliore sensibilità del sistema di ricezione e quindi della minore Cifra di Rumore (**NF**) non può essere disgiunta dalle caratteristiche di insensibilità ai fenomeni di intermodulazione. L'attenuazione nominale di questo filtro è di 20dB a 800MHz. e la perdita di inserzione - con i componenti utilizzati - è minore di 0,4 dB. E' previsto un solo elemento di regolazione (**CV1**) per ottimizzare le prestazioni in funzione del segmento di frequenza che si intende utilizzare. Nel nostro Paese i radioamatori, per la banda dei 23 centimetri, hanno assegnato in statuto secondario tre segmenti: **1240...1245MHz**, **1267...1270MHz** (per traffico via satelliti) e **1270...1298MHz**.
- 2) Il circuito monolitico **MGA-62563** è alimentato con una tensione stabilizzata di 3,3V fornita da un regolatore integrato a 3 terminali (**U2**) e la corrente di funzionamento del FET - stabilita dalla resistenza (**R1**) - è di 70mA. E' stata impostata una corrente di lavoro relativamente elevata per massimizzare il valore di **OIP3** a scapito di un degradamento - marginale - della cifra di rumore. (>0,1 dB)
- 3) La tensione di alimentazione - con valore nell'intervallo 6...18V.- può essere fornita localmente o attraverso il cavo coassiale di interconnessione all'uscita dell'amplificatore. La tensione minima di alimentazione può essere ridotta a 5V omettendo i diodi (**D1**) e (**D2**) che sono inseriti a protezione d'inversione di polarità.
- 4) I componenti (**L3**) e (**C4,C5**) introducono una attenuazione aggiuntiva a quella del filtro d'ingresso per le frequenze inferiori al GHz e superiori a 2GHz.

3 - IL FILTRO D'INGRESSO 'F1'

Il filtro d'ingresso è stato inizialmente dimensionato con l'impiego di 3 condensatori uguali da 1pF (**C1,C2,C3**) per facilitarne la scelta tra quelli - convenzionali con reofori - a più alto **Qo**, ovvero basso "tangendelta" al fine di contenere al minimo le perdite di inserzione che pesano direttamente sulla cifra di rumore complessiva dell'amplificatore. Anche il tronco di linea (**T1**) deve avere un **Qo** elevato: in questa realizzazione si è scelta la soluzione originale di impiegare una linea coassiale costituita da un risonatore a dielettrico in quarto d'onda alla frequenza di risonanza di 2GHz e **Qo** di circa 500. Alla frequenza di 1,3GHz questo risonatore equivale ad un tronco di una linea coassiale lunga 60 gradi elettrici ed impedenza caratteristica $Z_0=16$ ohm. Questa soluzione consente una realizzazione molto compatta, senza alcuna lavorazione meccanica.

Anche i risonatori a dielettrico sono disponibili sul mercato del *surplus* o possono essere recuperati da oscillatori (VCO) di alcuni moduli utilizzati nelle *base-stations* della telefonia cellulare. Il condensatore variabile (**CV1**) è realizzato con una piccola bandella saldata al piano di massa o con pochi millimetri di filo. Il parallelo di (**C2**) e (**CV1**) può essere sostituito da un *trimmer* per UHF, ma con la precauzione che la capacità minima totale sia uguale od inferiore ad 1pF.

I "*Gigatrimmer*" con corpo in ceramica non sono generalmente adeguati, mentre sono molto buoni quelli di basso valore con dielettrico in zaffiro sintetico che però hanno costo elevato, anche nel mercato del *surplus*.(6...8 Euro)

I moduli (valori in Decibel) dei parametri *scattering* di trasferimento (**S21**) e di adattamento d'ingresso (**S11**) di questo filtro di preselezione sono riportati in Fig.4. Notiamo che la perdita del filtro in banda passante si mantiene inferiore a 0,4dB nell'intervallo impostato di 1270...1300MHz (curva verde e relativi valori della scala espansa a destra) mentre l'attenuazione a 800 MHz vale 20dB. (curva blu e valori riferiti alla scala di sinistra)

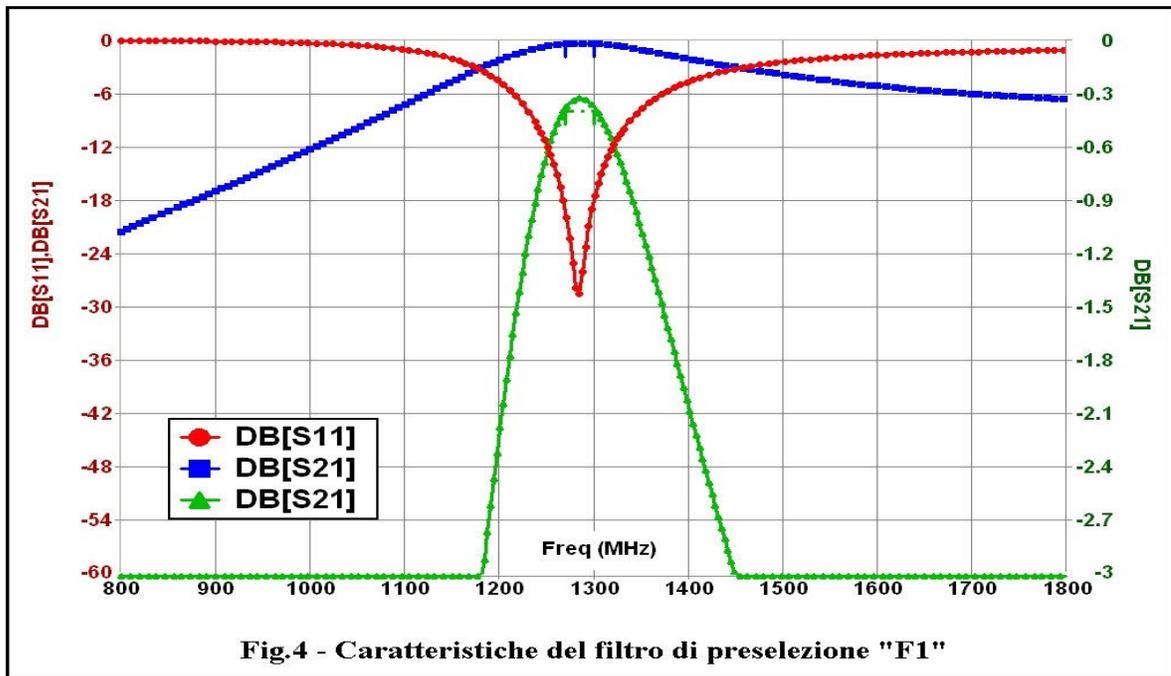


Fig.4 - Caratteristiche del filtro di preselezione "F1"

A frequenze inferiori al GHz l'attenuazione sale con una pendenza di 18dB/ottava. La perdita del filtro è dovuta al fattore di merito dei componenti reali utilizzati, quali impostati nel progetto che è stato dimensionato per un'impedenza caratteristica $Z_0=50$ ohm. Tuttavia è necessario considerare che il filtro non è terminato con un carico puramente resistivo di 50 ohm, essendo collegato all'amplificatore MGA-62563 che presenta un VSWR d'ingresso non trascurabile. Pertanto si è proceduto ad una valutazione complessiva della risposta in frequenza che - senza aggiustamenti o modifiche rispetto ai valori teorici - è riportata in Fig.5.

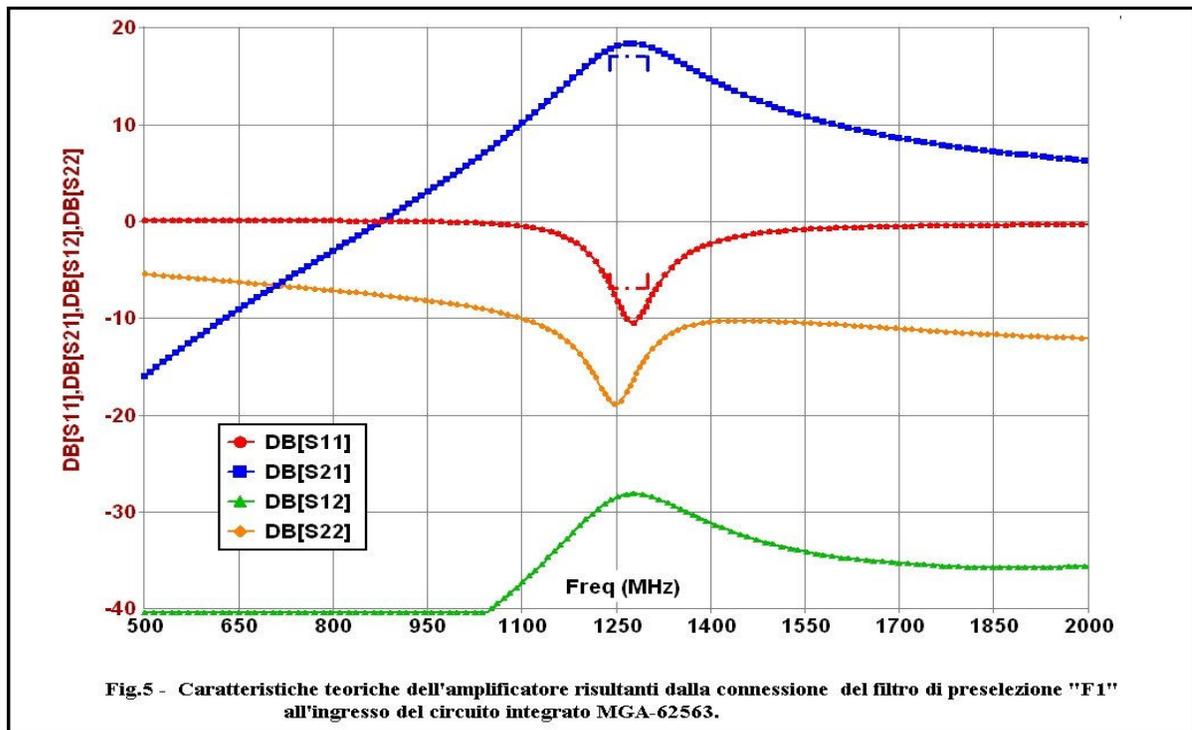


Fig.5 - Caratteristiche teoriche dell'amplificatore risultanti dalla connessione del filtro di preselezione "F1" all'ingresso del circuito integrato MGA-62563.

Notiamo che il guadagno (S21) complessivo dell'amplificatore con il filtro di preselezione è in linea con le aspettative, risultando il valore massimo superiore ai 18dB.(curva blu)

Ma osserviamo anche che l'adattamento d'ingresso è sensibilmente peggiore di quello del solo filtro correttamente terminato quale riportato in fig.3: nel punto migliore il *return-loss* vale **S11= -10dB** (curva rossa) con limiti di -7dB nell'intervallo impostato di **1240...1270MHz**. Ricordiamo che la frequenza del picco della risposta in frequenza è regolata dal valore di **(C2+CV)** e che per modeste variazioni di sintonia (+/-30MHz) le condizioni di adattamento (**VSWR**) non mutano sensibilmente. I cambiamenti che si possono impostare per il filtro di preselezione d'ingresso possono seguire 2 strade:

a) ottimizzazione per NF minimo

b) ottimizzazione per VSWR minimo

Nel nostro caso l'ottimizzazione per rumore minimo è da scartare almeno per tre valide ragioni :

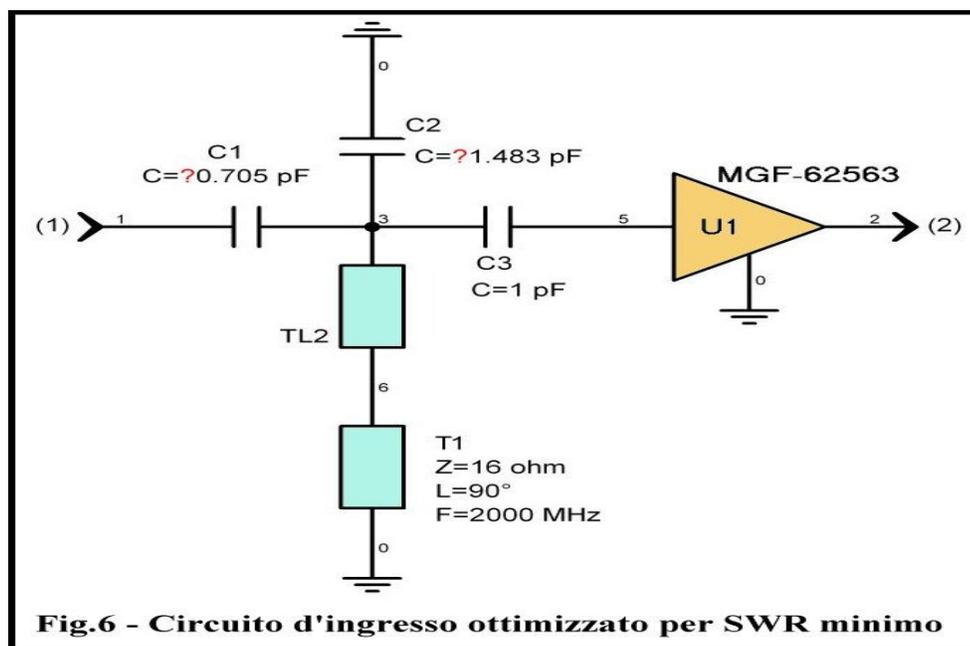
I) - Nei collegamenti terrestri, cifre di rumore bassissime hanno impatto irrilevante perché la temperatura di rumore dell'antenna - e quindi della potenza di rumore all'ingresso del ricevitore - nel migliore dei casi è quella ambiente, ovvero prossima a 300 Kelvin.(Ref.1) Questa potenza di rumore rappresenta la soglia naturale con la quale ci dobbiamo misurare e che vale **-174dBm/Hz**. Solo nei collegamenti verso lo spazio profondo e con antenne adeguate è mandatorio (ma non sufficiente) ricercare il decimo o il centesimo di Decibel in meno perché abbiamo una soglia di rumore naturale più bassa, essendo il valore limite costituito dalla radiazione di fondo dell'Universo corrispondente ad una temperatura inferiore a 3 Kelvin: questo è un punto da ricordare. Nei collegamenti terrestri un ricevitore con **Noise Figure** di 1dB, per segnali deboli, presenta un'uscita con rapporto Segnale/Rumore 1dB peggiore rispetto ad un ricevitore ideale con **NF= 0dB**: chi è in grado di percepirne la differenza?

II) - Il circuito **MGA-62563** - oltre ad avere una cifra di rumore intrinseca relativamente elevata per effetto della controreazione resistiva - presenta uno scarto modesto tra le condizioni di impedenza ottima di sorgente e quella con 50 ohm reali.(circa 0,2 dB) Ciò risulta evidente dai grafici e dai parametri di rumore forniti dal costruttore. In queste condizioni che senso ha una ottimizzazione per **NF** minimo? Se fossimo interessati a rumori inferiori al Decibel avremmo dovuto prendere in considerazione altri dispositivi, come ad esempio i PHEMT della stessa Casa che ad 1GHz hanno un rumore intrinseco prossimo a 0.1 dB. (Temperatura di rumore $T_e=7$ Kelvin) In questo caso tuttavia dovremmo accettare **VSWR** d'ingresso elevatissimi, oltre 1:10. Infatti una cifra di rumore prossima a 0dB implica componenti dissipative d'ingresso del dispositivo prossime a zero, sicché l'impedenza d'ingresso del FET è riconducibile ad una reattanza capacitiva pura che non potremmo in alcun modo trasformare in 50 ohm resistivi. Ciò a meno di ricorrere a configurazioni complesse come quelle a coppie di amplificatori rigorosamente uguali connessi in parallelo da accoppiatori in ingresso ed uscita, ovvero soluzioni raffinate e molto distanti dalle possibilità radiantistiche.

III) - Con l'ottimizzazione per **NF** minimo perderemmo la caratteristica interessante che è resa fattibile con l'impiego dell'**MGF-62563**: la possibilità di far precedere l'amplificatore da filtri di banda senza l'onere di utilizzare circolatori (o isolatori) che oltretutto sono oggetti costosi e non di facile reperibilità. Ad 1,3GHz l'impiego di filtri di banda efficienti con fianchi ripidi e connessi a monte del sistema di ricezione è un'esigenza sempre più diffusa per tagliare i segnali adiacenti molto intensi che inevitabilmente inducono fenomeni di sovraccarico ed intermodulazione. Ad esempio i RADAR in alcune regioni, costituiscono un limitazione importante. Per il corretto funzionamento di questi filtri è assolutamente necessario che l'ingresso dell'amplificatore presenti un rapporto d'onde stazionarie (**VSWR**) moderato o prossimo a 1:1.

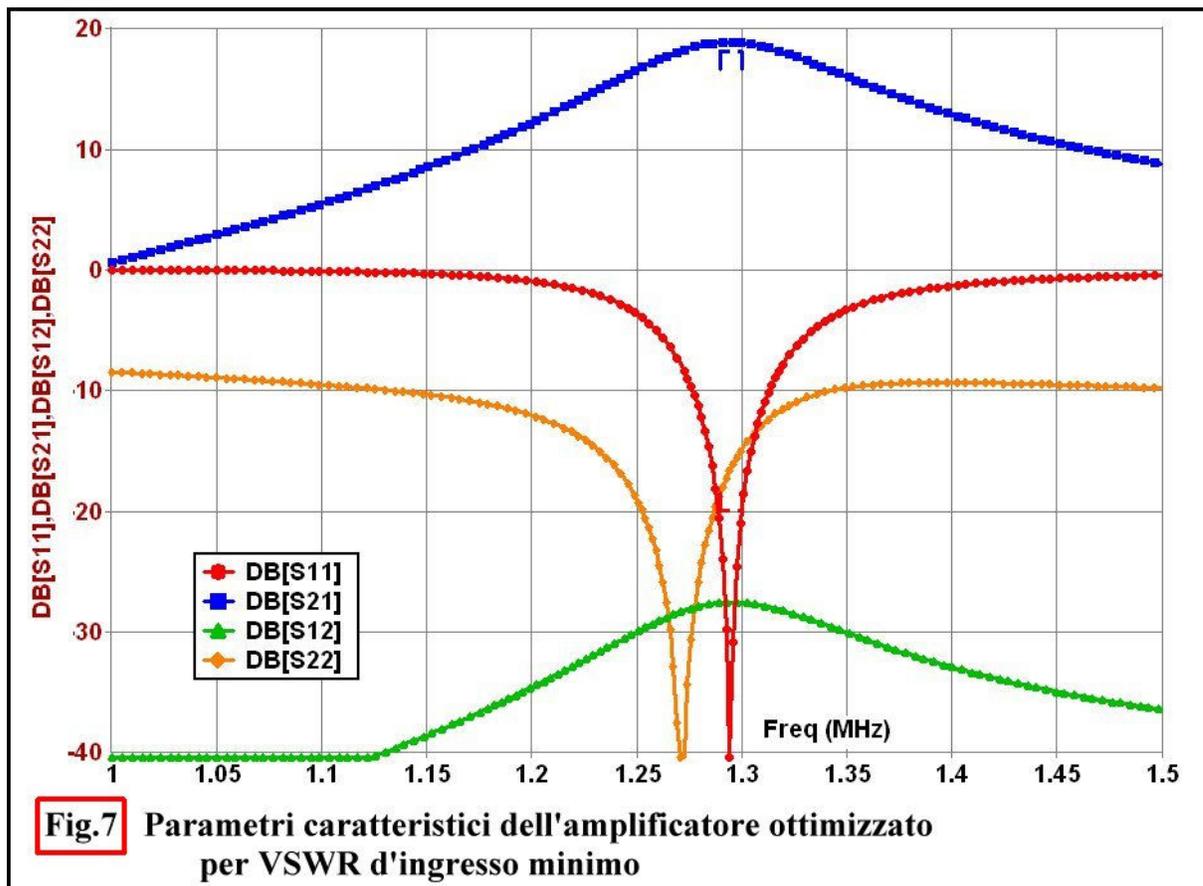
4 - OTTIMIZZAZIONE PER "VSWR" D'INGRESSO MINIMO

L'ottimizzazione per il migliore adattamento d'impedenza d'ingresso è stata condotta con l'impiego di P.C. ed un programma dedicato. In Fig.6 è illustrato il circuito impostato ed i valori ottimali ricercati per (C1) e (C2). Questi sono risultati rispettivamente 0,7pF e 1,5pF. Quindi nel filtro (F1) di Fig.3, il valore del condensatore d'ingresso deve essere ridotto di 0,3pF rispetto il valore iniziale di 1pF, ripristinando la sintonia con un contestuale aumento del valore di (C2+CV1). Il circuito integrato MGF-62563 è definito caricando nel programma la matrice dei parametri "S" fornita dal costruttore per la corrente di lavoro di 70mA.(vedere Tab.1) Il tronco di linea (TL2) è stato invece inserito per simulare la lunghezza del terminale di connessione della linea (T1).(3 millimetri)



Il grafico di Fig.7 riporta l'andamento in funzione della frequenza dei 4 parametri *scattering* dell'amplificatore dopo il processo di ottimizzazione: le differenze con le caratteristiche riportate in Fig.5 sono evidenti. Altre osservazioni sono:

- Il processo di ottimizzazione è stato impostato ponendo come limite $S_{11} < -22\text{dB}$ nell'intervallo 1290...1300MHz
- Il guadagno $[S_{21}]$ supera i 18dB per una banda molto più ampia di quella di ottimizzazione ed il valore massimo teorico vale 18,7dB.
- Adattando l'ingresso, anche l'uscita dell'amplificatore risulta adattata a 50 ohm, ma ad una frequenza leggermente diversa di quella d'ingresso.
- Il guadagno inverso $[S_{12}]$ vale -28dB e come si evince anche dai parametri 'S' in Tab.1, l'amplificatore ha un fattore di stabilità maggiore dell'unità. La Cifra di Guadagno (*Gain Figure*) corrispondente vale: $GF = [S_{21}]/[S_{12}] = 216$. Questo valore è leggermente più alto di quello intrinseco del solo circuito integrato MGF-62563, calcolato con i dati in Tab.1 ad 1,3 GHz ($GF=209$) cui corrisponde un fattore di stabilità $K=1,55$.(Ref.2)



!MGA-62563
 !s-parameters at vd=3V, Id=70mA. Last updated 24/09/03 AR.

TAB.1

#	GHZ	S	MA	R	50				
0.1	0.179	-84.1	14.26	155.8	0.041	4.9	0.133	-168.3	
0.2	0.182	-92.0	13.81	153.3	0.041	5.0	0.138	-172.0	
0.3	0.188	-100.0	13.31	150.5	0.041	5.2	0.144	-175.5	
0.4	0.198	-107.9	12.79	147.4	0.041	5.6	0.149	-179.0	
0.5	0.212	-115.9	12.22	143.8	0.04	6.1	0.155	177.3	
0.6	0.229	-122.9	11.68	140.0	0.04	6.7	0.159	174.0	
0.7	0.248	-129.3	11.16	135.8	0.04	7.4	0.162	170.9	
0.8	0.268	-135.1	10.66	131.2	0.04	8.3	0.165	168.2	
0.9	0.29	-140.0	10.22	126.1	0.04	9.4	0.167	165.7	
1.0	0.312	-144.2	9.80	121.0	0.04	10.7	0.169	164.2	
1.1	0.335	-148.5	9.36	115.8	0.04	12.2	0.169	163.2	
1.2	0.353	-152.5	8.95	111.1	0.041	13.7	0.17	162.7	
1.3	0.365	-155.4	8.56	106.6	0.041	15.3	0.164	161.9	
1.4	0.372	-157.6	8.19	102.5	0.042	16.9	0.153	161.2	
1.5	0.379	-159.7	7.84	98.6	0.043	18.3	0.143	161.0	
1.6	0.385	-162.3	7.50	94.9	0.044	19.7	0.133	160.0	
1.7	0.39	-165.3	7.16	91.1	0.046	20.9	0.12	159.8	
1.8	0.392	-168.2	6.86	87.8	0.047	22.0	0.11	160.0	
1.9	0.393	-171.2	6.58	84.6	0.049	22.9	0.1	160.4	
2.0	0.392	-174.1	6.32	81.6	0.051	23.7	0.091	160.7	

Nota:
 Nella prima colonna a sinistra e' indicata la frequenza di lavoro in GHz . Per ogni riga , in sequenza , sono riportati modulo e fase dei parametri S11,S21,S12,S22. (Zo=50 Ohm)

L'incremento del fattore di stabilità "K" è dovuto alle perdite dissipative del filtro d'ingresso. Dalla Tab.1 possiamo calcolare anche il **Massimo Guadagno Disponibile (MAG = Maximum Available Gain)** dell'MGF-62563 funzionante a 70mA. Stante la bassa reazione interna del dispositivo, il **MAG** è essenzialmente uguale al **Massimo Guadagno Unilatero** e vale:

$$\text{MAG} = \frac{|S_{21}|^2}{((1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2))}$$

$$\text{MAG} = 77$$

$$\text{MAG} = 10 \log(77) = 18.9 \text{ dB}$$

Si ricorda che il **Massimo Guadagno Unilatero** si ha quando si assume $|S_{12}|=0$ e le porte d'ingresso e d'uscita del dispositivo sono adattate per il massimo trasferimento di potenza. Notiamo che il guadagno dell'amplificatore dopo l'adattamento è essenzialmente coincidente con il **MAG** calcolato del circuito integrato cui è sottratta la perdita dissipativa del filtro passa-alto d'ingresso.

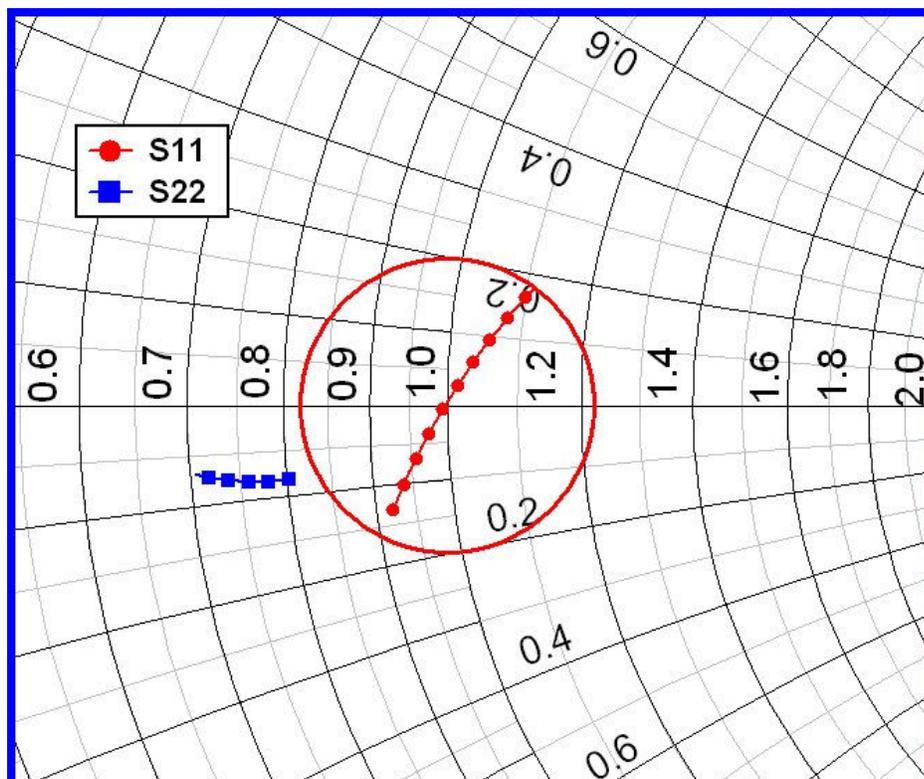


Fig.8 - Ottimizzazione per minimo VSWR d'ingresso nella banda 1290..1300 MHz

Invece, quanto osservato al punto (c) ed evidenziato anche in Fig.8, è dovuto principalmente alla reazione capacitiva interna del circuito integrato. Tuttavia essendo la reazione contenuta, il *return-loss* in uscita - entro la banda di ottimizzazione - risulta non maggiore di -13dB. Nella carta di Smith di Fig.8 il cerchio rosso delimita il luogo dei punti con $S_{11} < -20\text{dB}$, ovvero **VSWR** d'ingresso minore di 1:1,22.

Prima di iniziare l'impostazione della realizzazione è stata condotta una verifica sperimentale del Filtro "F1" per controllarne le prestazioni. Il filtro è stato costruito con il cablaggio ed i componenti uguali a quelli che si è deciso d'impiegare successivamente per la costruzione dell'amplificatore.(vedere Fig.10) Ad 1,3GHz ed alle frequenze inferiori il filtro ricalca essenzialmente i valori calcolati mentre a frequenze superiori ai 2 GHz le caratteristiche di trasferimento si discostano sensibilmente. Questo fatto, prevedibile, è dovuto alla risonanza propria dei condensatori che essendo del tipo convenzionale hanno una sensibile induttanza associata ai terminali di interconnessione. Tale comportamento è irrilevante per le nostre applicazioni ma potrebbe anche risultare utile perché l'attenuazione del filtro in corrispondenza della banda ISN a 2,4GHz è notevolmente superiore al valore calcolato.

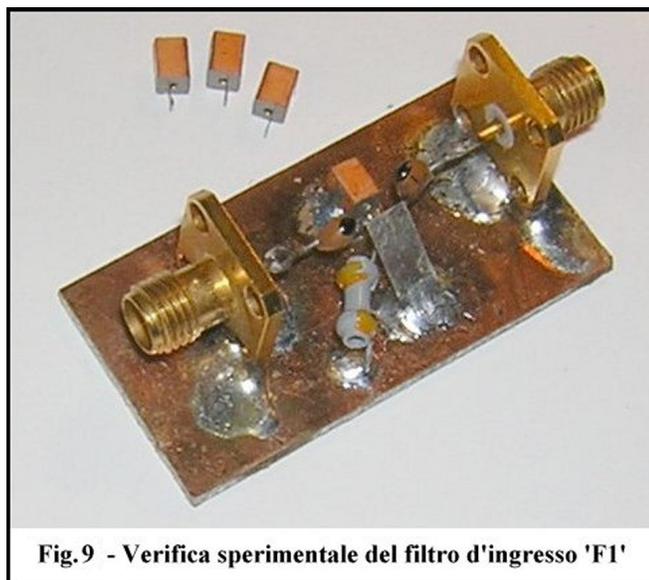


Fig.9 - Verifica sperimentale del filtro d'ingresso 'F1'

In Fig.9 notiamo anche le piccole dimensioni dei risonatori ceramici utilizzati e come questi possano essere facilmente interconnessi saldandoli al piano di massa. Osserviamo inoltre che per la sintonia è impiegata una sottile bandella saldata a massa e che viene deformata in fase di taratura variandone la distanza dal nodo di giunzione tra (C1), (C2), (C3) ed il risonatore ceramico (T1). Essendo la variazione della capacità molto piccola, in alternativa si può utilizzare un terminale di uno dei 3 condensatori del filtro, avvicinandolo al piano di massa e/o tagliandone la lunghezza a misura.

5 – REALIZZAZIONE

L'amplificatore è costruito impiegando un contenitore in lamierino stagnato di piccole dimensioni (millimetri 20 x 20 x 55) con due fori tranciati alle estremità per la interconnessione di connettori coassiali di vario tipo; questo contenitore è facilmente reperibile sul mercato italiano.(Fiorini, VR) In Fig.10 è illustrato uno dei primi 5 esemplari costruiti utilizzando connettori SMA, oggi largamente diffusi e disponibili a basso costo anche nel mercato del *surplus*. L'unica operazione meccanica è la foratura per l'alloggiamento del condensatore passante (C8) dell'alimentazione. Nel lato destro della fotografia notiamo che l'uscita dell'amplificatore è trasferita al connettore con un tronco di cavo coassiale semirigido la cui estremità è connessa a massa con una bandella larga 6..8 mm. Sotto e lateralmente al cavo coassiale sono posizionati e saldati i componenti dell'alimentazione. Unica difficoltà pratica è la saldatura dell'MMIC che richiede discreta manualità e deve essere eseguita con l'ausilio di una lente d'ingrandimento. Il circuito integrato impiega il contenitore standard SOT363 con dimensioni: 2 x 2 millimetri, piedini inclusi.

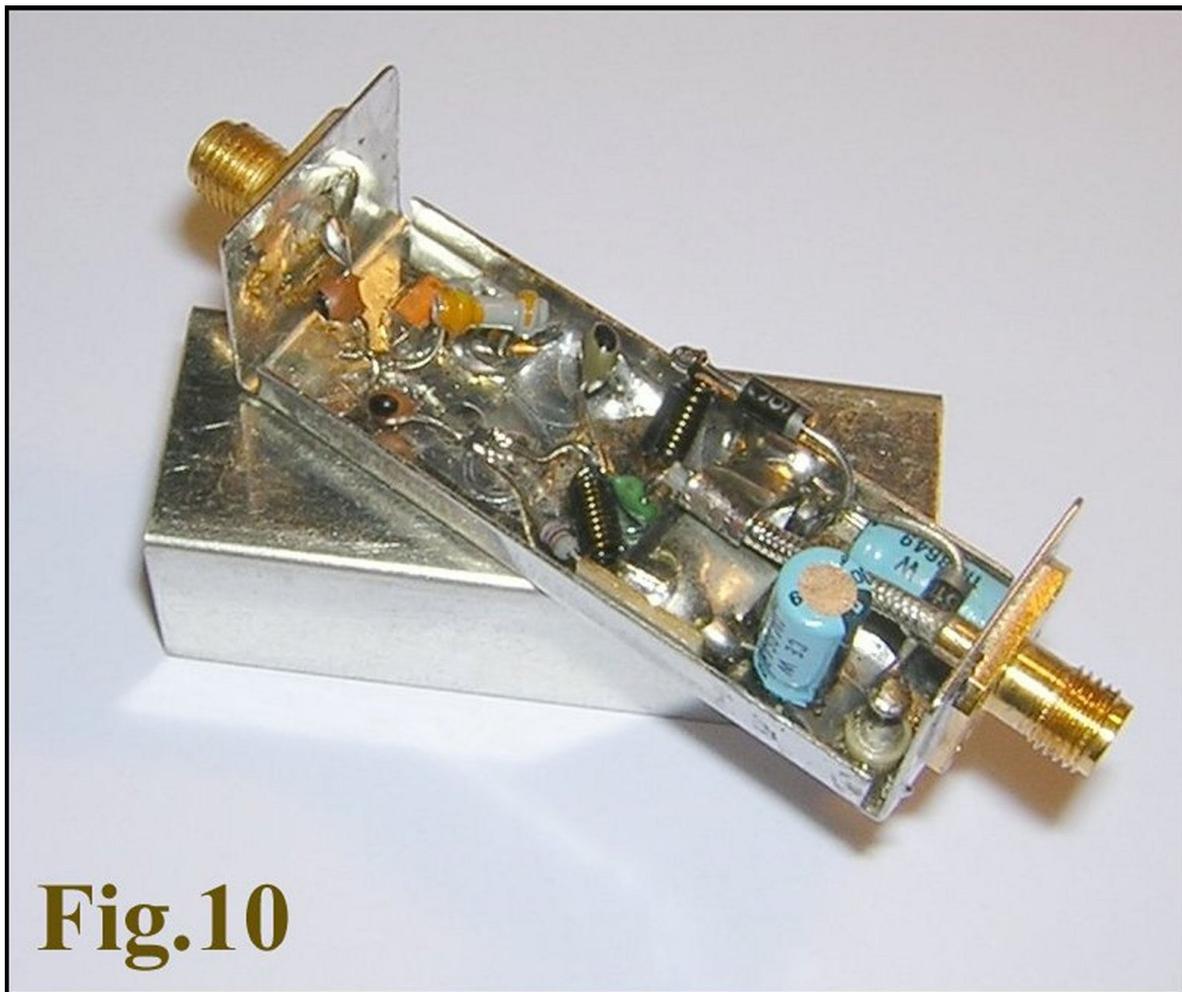
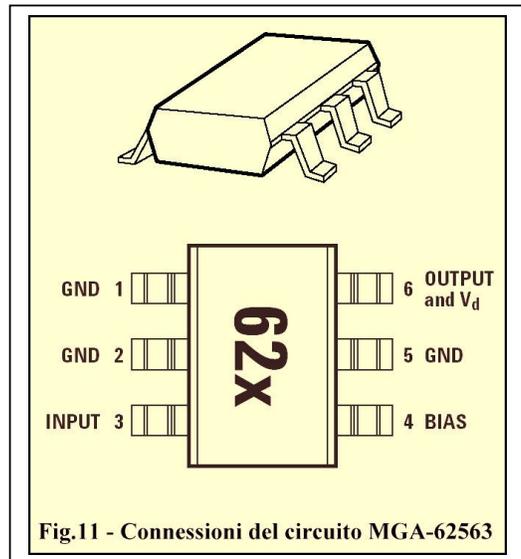


Fig.10

Con riferimento alle connessioni indicate in Fig.11, in sequenza le operazioni per la saldatura dell'MGA-62563 sono:

- 1) L'MMIC è posto su un piano in posizione rovesciata, con i piedini rivolti verso l'alto.
- 2) Con una pinzetta a punte sottili si piegano contro il piano i piedini No 3, 4 e 6., tenendo fermo il componente con l'ausilio di un cacciavite o altro utensile di dimensione adeguata.
- 3) Il circuito è quindi rovesciato con i piedini di connessione a massa rivolti verso il piano di appoggio. Quindi si piegano verso l'alto i piedini No 3, 4 e 6 che in tal modo risulteranno ruotati complessivamente di 180 gradi rispetto le condizioni d'origine.
- 4) In corrispondenza del punto di saldatura il contenitore dell'amplificatore è "bagnato" con la lega saldante ed un saldatore con punta di grosse dimensioni in modo da ottenere un'impronta larga e sottile. Il classico Weller con punta a temperatura No 8 è adeguato.
- 5) L'MMIC è posto sopra l'impronta precedentemente eseguita nella posizione desiderata di saldatura all'interno del contenitore. Quindi con il saldatore posizionato lateralmente si riporta allo stato liquido il sottile strato di lega precedentemente deposto. Per effetto menisco i pedini No 1, 2 e 5 risulteranno saldati a massa.
- 6) Quindi si saldano le connessioni ai piedini:d'ingresso (3) di *bias* (4) e d'uscita (6). Per questa operazione di impiega un saldatore con punta sottile ed alimentato a batteria o a gas considerando che abbiamo a che fare con FET GaAs. Le connessioni sono realizzate con fili sottili, precedentemente bagnati con lega saldante e con diametro non maggiore di 0,3mm. Se sufficientemente piccoli possono essere impiegati i reofori di (C3), (R1) e (C4). La connessione a (C4) deve essere lunga circa 12 mm e costituisce la linea (L3) del circuito d'uscita.

L'MMIC è posizionato a circa 15 millimetri dal connettore SMA d'ingresso e si consiglia di eseguire la saldatura dopo aver inserito tutti gli altri componenti ed aver controllato il corretto funzionamento del circuito d'alimentazione. L'elenco completo dei componenti è riportato in Tab.2 e nelle Fig.12 e Fig.13 è indicata la disposizione di questi all'interno del contenitore. In alternativa ai connettori SMA possono essere impiegati i tipi "BNC", "N" o "F"; tuttavia i BNC sono poco adeguati per uso esterno mentre i connettori "F" che sono disponibili sul mercato italiano sono scadenti anche nella costruzione e nei materiali. Le induttanze (L1) ed (L2) (in aria) sono costruite avvolgendo affiancate 10 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm su una punta con diametro di 2 mm. Il condensatore (C2) può essere a disco o tubolare, ma come per (C1) e (C2) deve essere ad alto Qo.

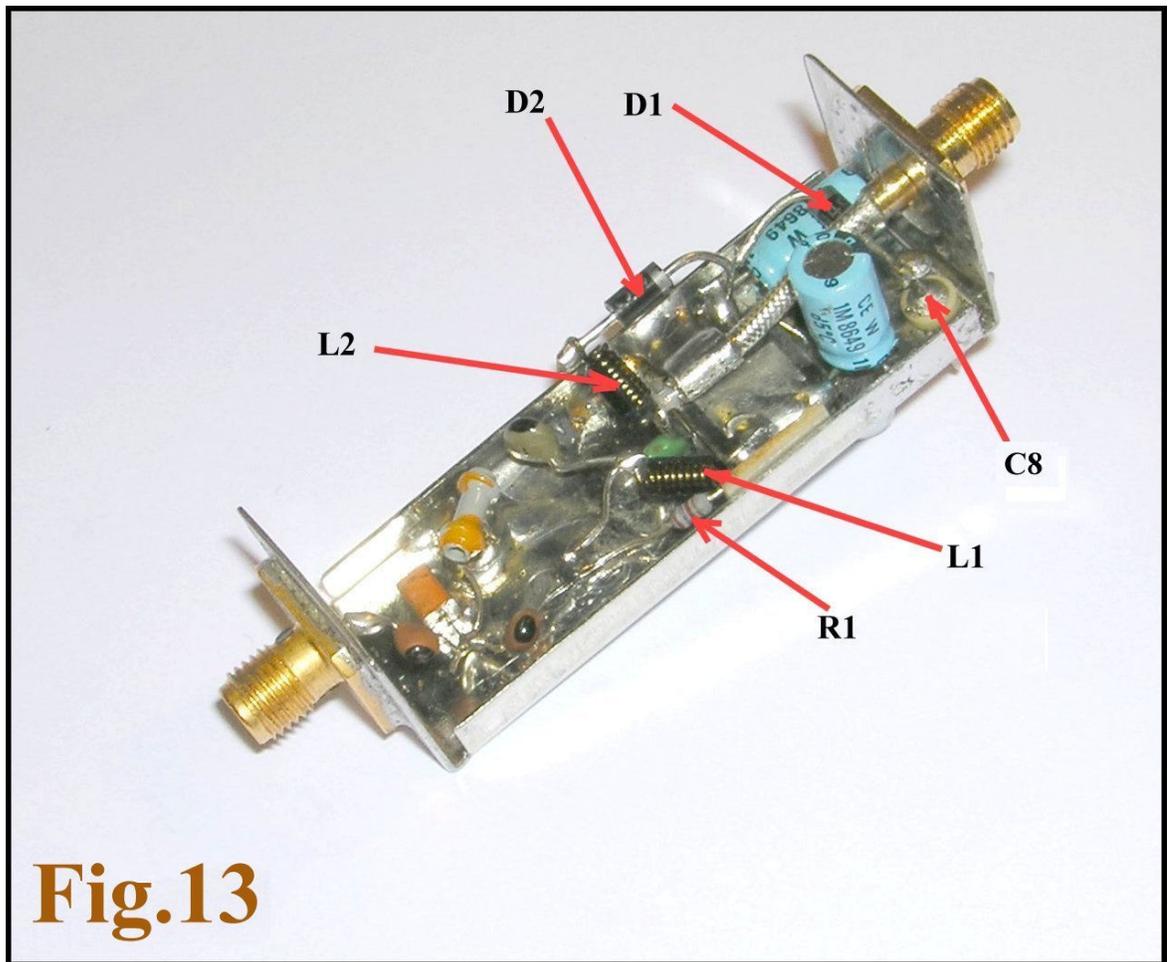
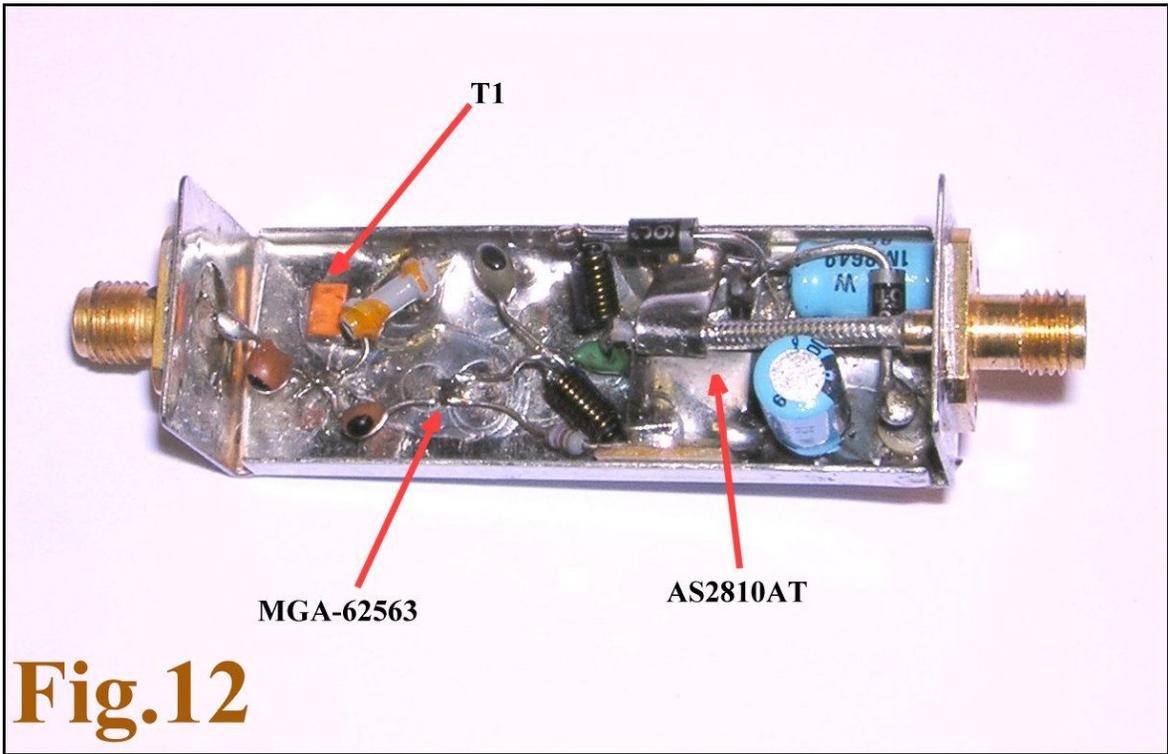


Sono generalmente molto buoni i piccoli condensatori a disco impiegati nei sintonizzatori UHF a componenti discreti, prodotti prima dell'avvento delle tecnologie a montaggio superficiale.(SMD) Per la misura dei condensatori e la selezione dei tipi migliori è stato utilizzato il ponte universale HP4265B. Il regolatore di tensione impiegato è del tipo a tre terminali con l'uscita connessa all'inserito di rame (*tab*) del contenitore: ciò consente la saldatura di (L2) ed (R1) direttamente sul "tab" senza incrocio dei fili di connessione all'MMIC. Alternativamente possono essere utilizzati altri circuiti integrati regolatori con tensione d'uscita a 3,3V, quale ad esempio il tipo L4955D3.3 con l'avvertenza che ha una diversa connessione ai terminali. Il risonatore ceramico (T1) è posizionato a circa 8 millimetri da entrambi i bordi (laterale e longitudinale) del contenitore e la saldatura al piano di massa non presenta alcuna difficoltà potendo impiegare una punta saldante di grandi dimensioni e temperatura elevata.(Weller No.8)

TAB.2 LISTA DEI COMPONENTI	
Posizione	Valore
C1, C3	: 1pF Ceramico minidisco +/-0,1pF
C2	: 1pF Ceramico minidi./ tubolare +/-0,1pF
C4	: 10 pF Ceramico minidisco
C5	: 1,2 pF Ceramico minidisco
C6, C7	: 100 uF Elettrolitico 25V
C8	: 1000pF Ceramico passante
D1, D2	: 1N4936
L1, L2	: 10 spire D:2 mm , filo smalt. 0,4mm
L3	: 12 mm filo d:0,3mm
R1	: 270 ohm 1/8 watt
U1	: MGF-62563 Avago
U2	: AS2810AT regolatore @ 3,3V

Nel campione illustrato la taratura in frequenza del filtro (F1) è fatta accorciando a misura un tratto del terminale di conduttore connesso alla giunzione di (C1), (C2), (C3), (T1) e verificando all'analizzatore il posizionamento in frequenza del punto con VSWR minimo.

Ultima operazione è la chiusura del contenitore con la saldatura del coperchio ai 4 spigoli di ciascuna delle due estremità, per conferire stabilità elettrica e meccanica.



6 – RISULTATI

In Tab.3 sono riportate le caratteristiche principali misurate sui primi 5 esemplari costruiti. In sintesi sono stati riconfermati, entro scarti modesti, le prestazioni quali attese dal lavoro di sintesi ed ottimizzazione svolto e descritto nei paragrafi precedenti. Nelle Fig.14 e Fig.15 è riportato l'andamento del guadagno (S_{21}) di due amplificatori.

TAB.3 CARATTERISTICHE			
PARAMETRO	Min	Tip	Max
# Guadagno	17,5	18	18,4 dB
# N.F. max @ BW > 50MHz	1,3	1,4	1,6 dB
# Banda passante @ -1dB		60	MHz
# BW @ VSWR input < 1:1,8		20	MHz
# Corrente Alim. Totale		80	mA

Il campione #2 è risultato a guadagno più basso ed il campione #4 a guadagno più alto tra i cinque amplificatori realizzati. È verosimile che parte di questa dispersione possa essere ridotta con una maggiore attenzione nella scelta dei componenti ed il guadagno possa essere mantenuto sempre uguale o superiore a 18dB. In entrambi i casi il guadagno a 750MHz scende di oltre 30dB rispetto il valore massimo mentre il guadagno unitario è posizionato a circa 1GHz. Notiamo anche che l'andamento del guadagno per frequenze superiori ad 1,5GHz sia diverso: come accennato ciò dipende dalla frequenza di risonanza propria dei condensatori impiegati nel filtro (F1).

I condensatori utilizzati in tutti gli amplificatori costruiti sono prodotti Rosenthal, essendo questi risultati i migliori tra quelli misurati. (C1) e (C3) sono a disco, con coefficiente di temperatura nullo (NPO) mentre per (C2) è stato impiegato anche un tipo a struttura tubolare dello stesso costruttore ma con coefficiente di temperatura N1500.

La banda passante dell'amplificatore misurata tra i punti @-1dB è risultata tipicamente di 60MHz.(vedere Fig.16) In questo intervallo la Cifra di Rumore (NF) ha variazioni minime, entro 0,1dB circa ed il valore tipico misurato a centro banda vale 1,4dB.

Questo risultato conferma le buone prestazioni in rumore dell'MGA-62563 che in banda "L" è l'amplificatore monolitico controreazionato oggi prodotto con cifra di rumore più bassa in assoluto. In Fig.16 è riportato l'andamento del parametro (S_{11}) in funzione della frequenza. La perdita di ritorno (*return loss*) nel punto migliore è di -30dB.

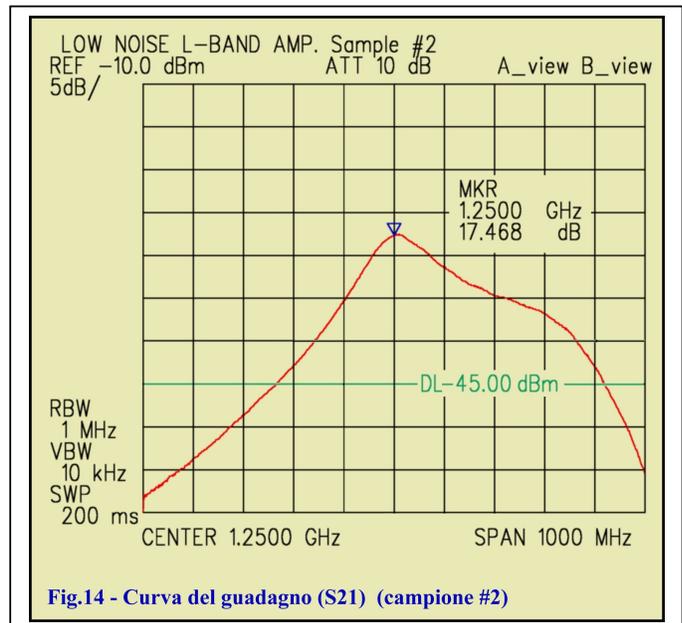


Fig.14 - Curva del guadagno (S_{21}) (campione #2)

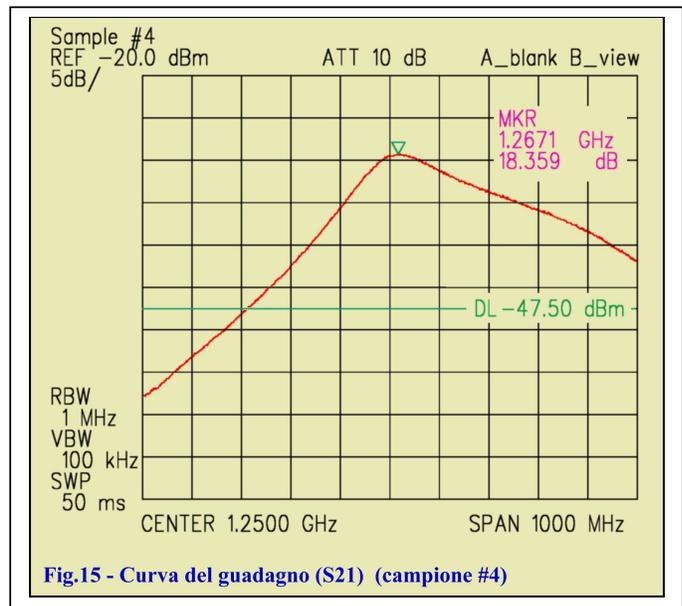


Fig.15 - Curva del guadagno (S_{21}) (campione #4)

In figura è tracciato anche il limite di banda per $S_{11} < -15\text{dB}$ corrispondente ad un rapporto d'onde stazionarie di 1:1,8. La larghezza di banda per VSWR contenuto entro questo limite vale tipicamente 20MHz. L'andamento di (S_{11}) è quello tipico di una rete a una singola coppia di poli sicché la banda di adattamento risulta limitata dalla banda passante di (F_1). Per ottenere risultati migliori a parità di banda passante sarebbe necessario disporre una filtro d'ingresso più complesso (a 4 o 6 poli) ma ciò non era compreso negli obiettivi posti all'origine di questo progetto ed implicherebbe comunque un deterioramento della cifra di rumore a causa delle perdite dissipative maggiori.

In ogni caso si considera buono il risultato conseguito essendo decisamente migliore di qualsiasi altra soluzione con FET discreti. Infatti entro i limiti di adattamento, ove necessario, è consentita la connessione all'ingresso di filtri a banda più stretta senza l'impiego di circolatori. A parte l'onere economico questi dispositivi non sono facilmente rintracciabili per queste frequenze, anche nel mercato del *surplus*.

In Fig.18 è riportato lo spettro dei segnali in uscita con la prova a 2 toni per la valutazione dinamica dell'amplificatore. La prova è stata condotta con 2 generatori Rohde & Schwarz (SMPC ed SME03) accoppiati con un circuito ibrido e filtri per la soppressione delle componenti armoniche. Per la misura - eseguita con la metodologia standard - è stata applicata all'ingresso dell'amplificatore una coppia di segnali a 1250MHz spazati di 200KHz.

In Fig.18 il livello netto in uscita di ciascuno dei 2 toni (cioè misurato al connettore SMA d'uscita) è di +2dBm pari a circa 0,28V efficaci sul carico di 50 ohm. In queste condizioni i prodotti di intermodulazione di 3° ordine, riferiti al singolo tono risultano soppressi di 63,4dB sicché il punto d'intercetta in uscita vale:

OIP3 = +33,7dBm. (vedere Fig.19)

Infatti questo è semplicemente calcolato sommando al livello del segnale utile il livello di soppressione del prodotto di intermodulazione in "dBc" diviso per 2.

Nel nostro caso:

$$\text{OIP3} = +2 + (63,4) / 2 = +33,7\text{dBm.}$$

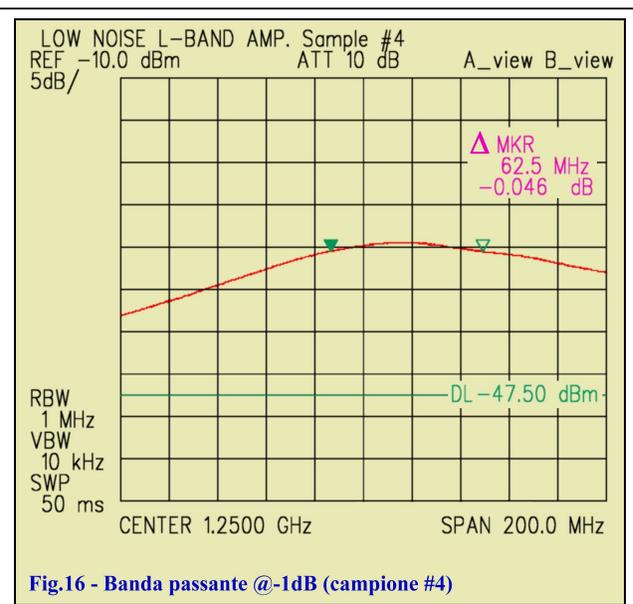


Fig.16 - Banda passante @-1dB (campione #4)

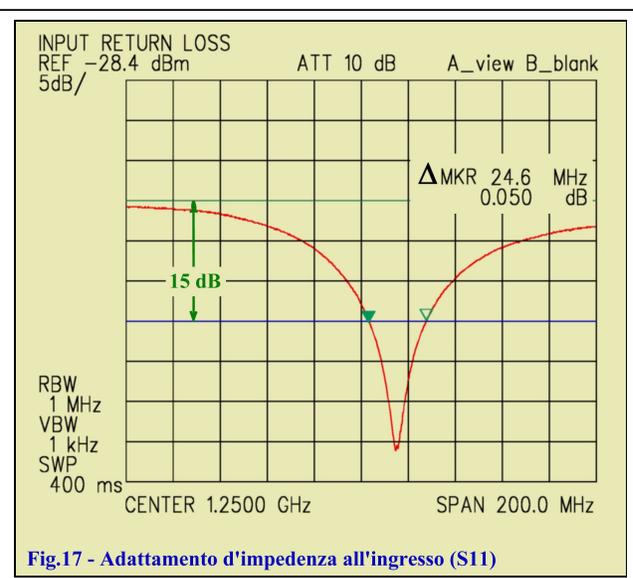
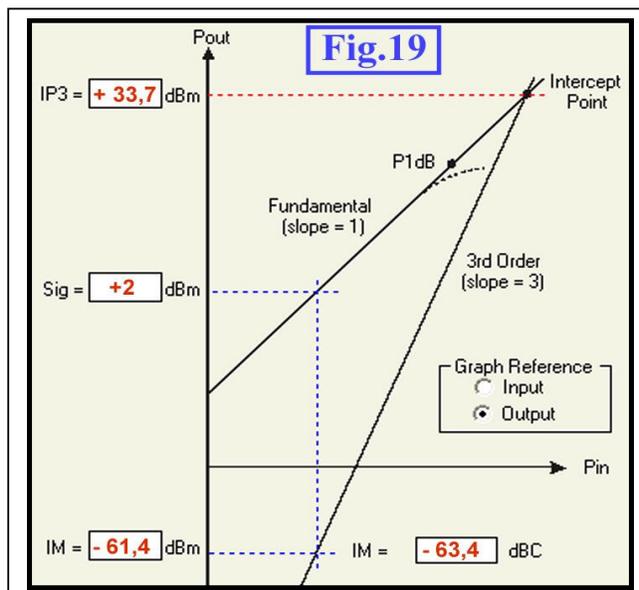


Fig.17 - Adattamento d'impedenza all'ingresso (S11)



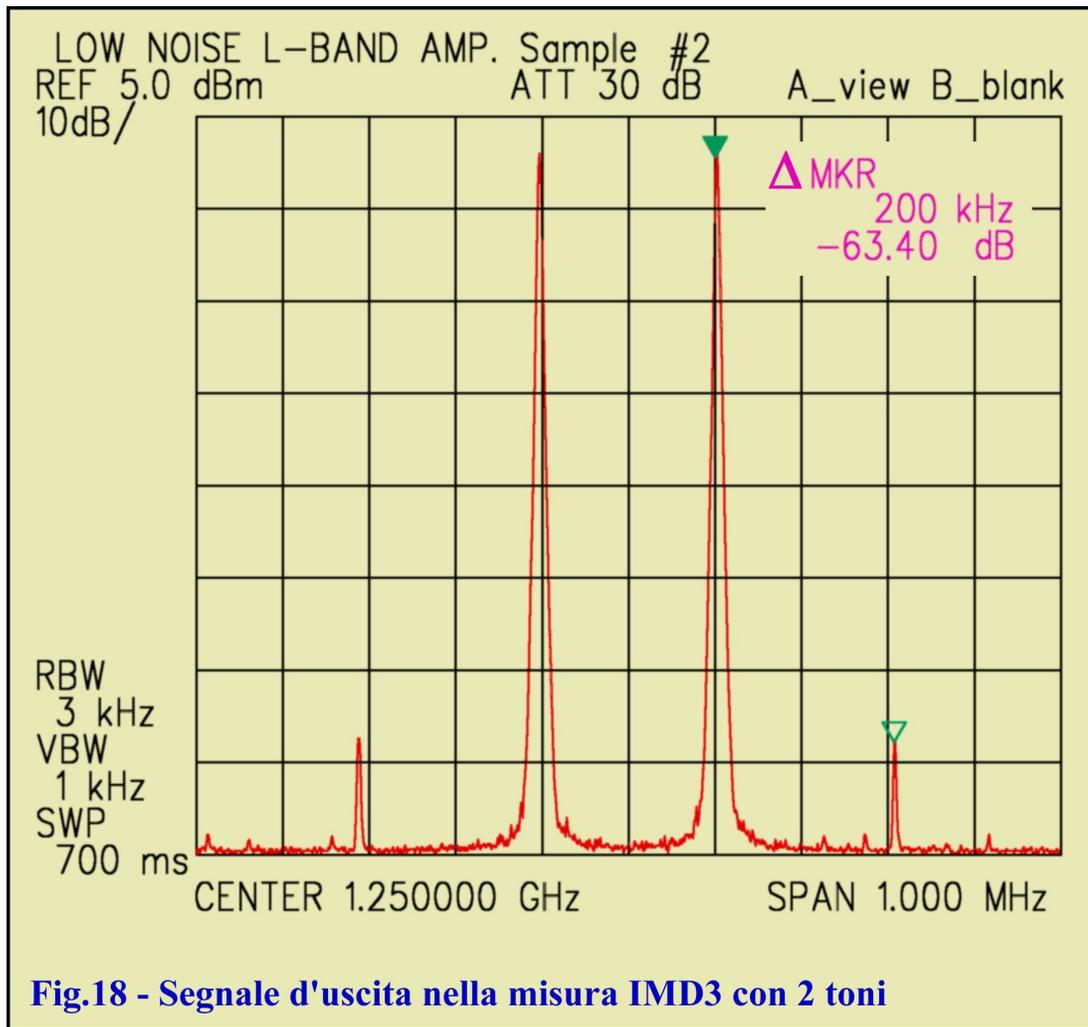


Fig.18 - Segnale d'uscita nella misura IMD3 con 2 toni

Questo risultato è in linea con le caratteristiche dell'**MGF62563** fornite dal costruttore e costituisce un ottimo punto di forza di questo amplificatore che non è riscontrabile in alcuno dei prodotti commerciali noti, con FET discreti, quali generalmente impiegati nella banda dei 23cm. Ciò è dovuto non solo alla elevata corrente di lavoro del dispositivo ma anche all'elevato tasso di controreazione. Consultando la letteratura tecnica relativa alla tecnologia di fabbricazione di questo **MMIC** si deduce che il FET integrato esibisce un prodotto banda-guadagno di oltre 50GHz sicché il tasso di controreazione ad 1GHz supera i 14dB.(Ref.3) Tali prestazioni depongono a favore di un impiego diffuso nelle nostre applicazioni non dimenticando tuttavia che per ottenere ciò è necessario acquisire manualità ed esperienza pratica per maneggiare componenti SMD di piccole dimensioni e produrre circuiti stampati con spaziature e risoluzioni micrometriche. Alcuni rinunceranno ma altri troveranno, come sempre è stato e con risorse limitate, soluzioni adatte nell'alveo della migliore tradizione del radiantismo sperimentale.

BIBLIOGRAFIA

- 1) "Compendium UHF e Microonde" I2SG - Edizione 8/2001
- 2) "Transistori per segnale RF " pag..211...218 in "Compendium UHF e Microonde" - I2SG - Edizione 8/2001
- 3) Avago Technologies : <http://www.avagotech.com>