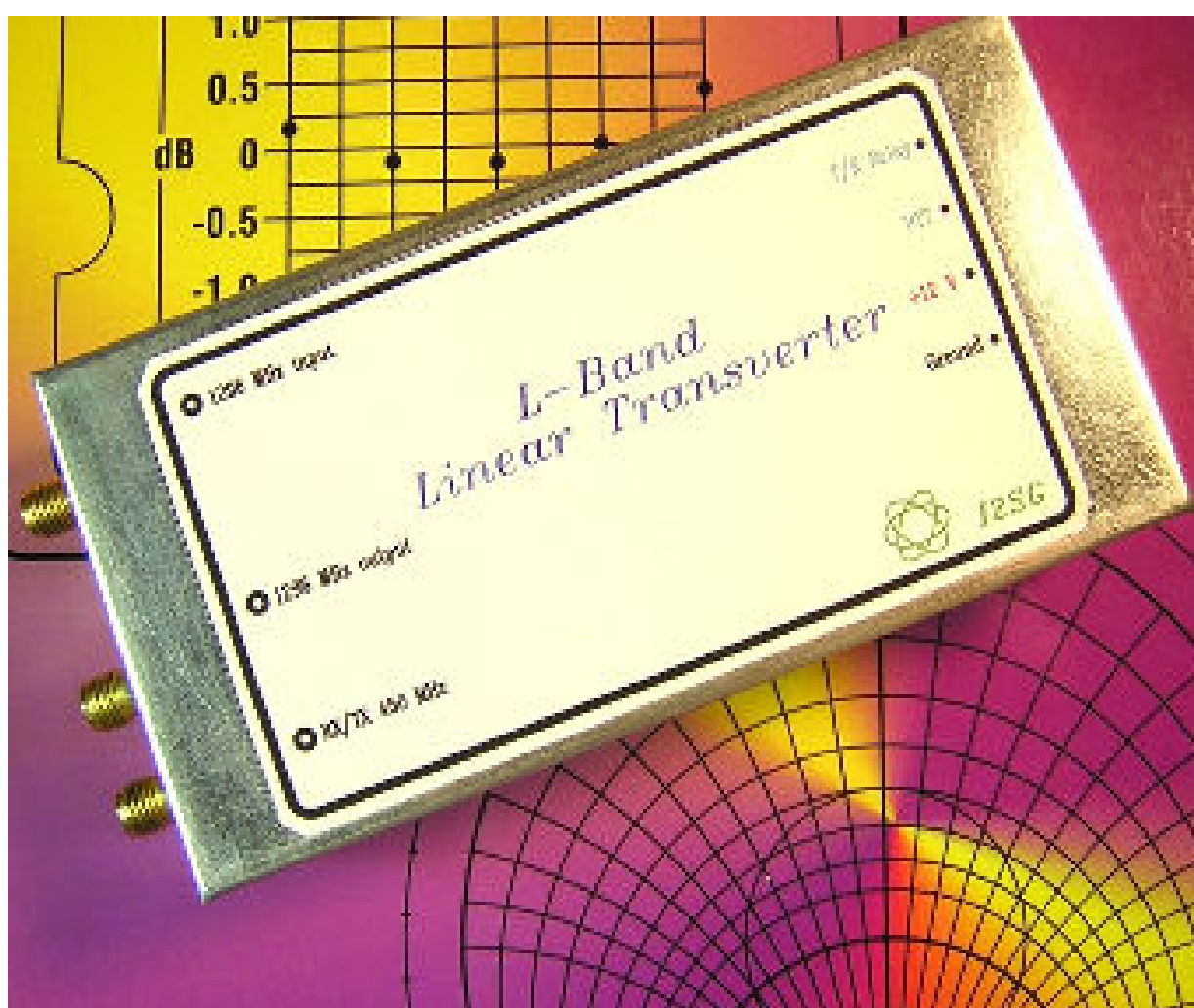


Transverter lineare NO-TUNE

23cm/70cm

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)



1- UNO SVILUPPO PER RADIOAMATORI

Lo sviluppo descritto è nato da una precisa esigenza postami da alcuni radioamatori della Sezione A.R.I. di Parma che si dedicano alle bande alte , ATV inclusa. In particolare per le comunicazioni di supporto alla *Amateur Television* nella banda dei 23 centimetri , v'era l'opportunità di riutilizzare un gran numero di ricetrasmettitori (FM) dismessi (funzionanti a 430...460 MHz) e disponibili come *surplus* a costi unitari irrisori. Obiettivo primario erano dunque i collegamenti "*talk-back*", analogamente a quelli che si svolgono in 2 metri per l'attività nelle bande le microonde. Quasi universalmente i *transverter* per la banda dei 23 cm , siano prodotti commerciali o prodotti *home-made* come quelli sviluppati dal sottoscritto nei primi anni '80 , traslano la banda dei 23 cm nella banda dei 2 metri , risultando questa la più conveniente sul piano tecnico. Il vantaggio principale scaturisce dalla relazione armonica tra le frequenze. Ad esempio la frequenza di 1296 MHz corrisponde all'ottava armonica di 144 MHz ed alla terza armonica di 432 MHz , sicché in trasmissione le inevitabili non-linearità degli stadi di amplificazione ed i prodotti di ordine superiore dei convertitori di frequenza si traducono in un segnale d'uscita con spettro ricco di segnali spuri. Mentre l'ottava armonica è sufficientemente lontana ed i livelli dei segnali indesiderati possono essere tenuti sufficientemente bassi , la terza armonica è vicina ed è molto più difficile conseguire buoni risultati. Inoltre , con la trasposizione nella banda dei 432 MHz abbiamo che la seconda armonica dell'oscillatore locale del *transverter* dista ugualmente 432 MHz dalla frequenza utile a 1296 MHz. Ciò implica che nel processo di conversione otteniamo anche un secondo segnale con frequenza uguale o prossima a quella desiderata. Avendo chiari questi limiti lo sviluppo è stato affrontato considerando sufficiente il margine di manovra costituito dall'agilità in frequenza dei *transceivers* sino a 460 MHz , il modestissimo costo degli stessi e... non ultimo , l'incentivo a generare qualcosa di nuovo a 1,2 GHz , a distanza di molti anni dalla mia ultima realizzazione per questa banda. Per estendere l'impiego anche ai possessori di apparati moderni in SSB o ai cultori del traffico classico nel segmento '*Narrow-Band*' , (ovvero 1296...1298 MHz) la sezione TX del *transverter* include esclusivamente amplificatori lineari (Classe A) ed il relé di commutazione d'antenna è esterno , in modo da poter includere facilmente eventuali preamplificatori a basso rumore e/o moduli amplificatori di potenza. Il *transverter* è strutturato in un singolo modulo che include tutti gli stadi , le uscite necessarie per il comando locale o remoto , il comando del relé d'antenna (T/R) , il circuito VOX e la possibilità di alimentazione attraverso il cavo coassiale di connessione al *transceiver*. In sintesi le prestazioni sono: **Frequenza centrale di lavoro =1296 MHz, Frequenza di conversione ingresso-uscita = 450 MHz, Potenza d'uscita = 0,3 Watt, Cifra di rumore N.F. =4,5 dB, Potenza di pilotaggio @ 450 MHz regolabile da 0,1W a 0,5W, Tensione d'alimentazione 12...13,8V.**

2- ARCHITETTURA DEL CIRCUITO

Nell'impostazione del progetto il primo punto è stata l'analisi delle frequenze in gioco e le conseguenti risposte spurie sia in trasmissione che in ricezione. I segnali spuri e le risposte indesiderate principali ed adiacenti al segnale utile sono riconducibili a 3 gruppi principali:

- I) - **In ricezione** : le componenti armoniche dell'oscillatore a quarzo impiegato per la generazione del segnale di Oscillatore Locale (**OL**) di conversione.
- II) - **In trasmissione** : le componenti armoniche del segnale del *transceiver* , ovvero del segnale da trasporre a 1296 MHz
- III) - **In trasmissione ed in ricezione** : le componenti di conversione dovute alla seconda armonica di **OL** e le componenti di intermodulazione di terzo ordine.

In relazione alle componenti di cui ai punti I) e II) , la frequenza di **OL** e' stata scelta pari a 846 MHz ottenendola dalla nona armonica di un oscillatore base controllato con quarzo a 94 MHz.

Ne consegue che per operare alla frequenza nominale di 1296 MHz il ricetrasmittitore - impiegato come canale di Media Frequenza - deve essere sintonizzato a 450 MHz. (i.e. $846+450=1296$)

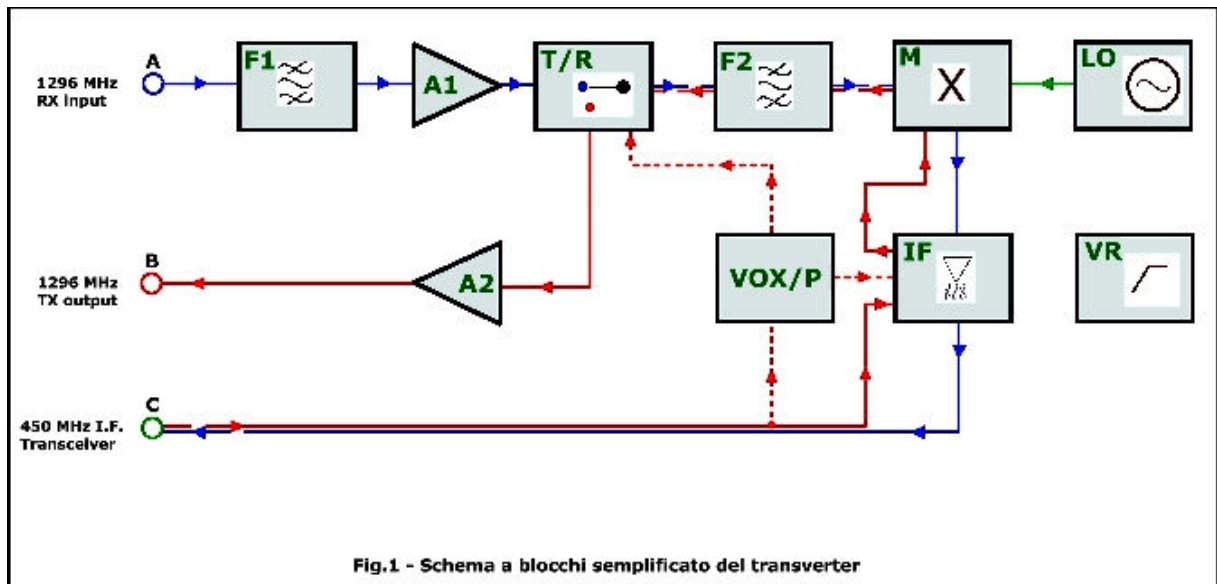
Con questa combinazione abbiamo che:

a) - Le armoniche dell'oscillatore a quarzo più vicine al segnale utile sono la tredicesima e la quattordicesima - rispettivamente a 1222MHz e 1316 MHz. - che quindi cadono al di fuori delle frequenze a noi assegnate.

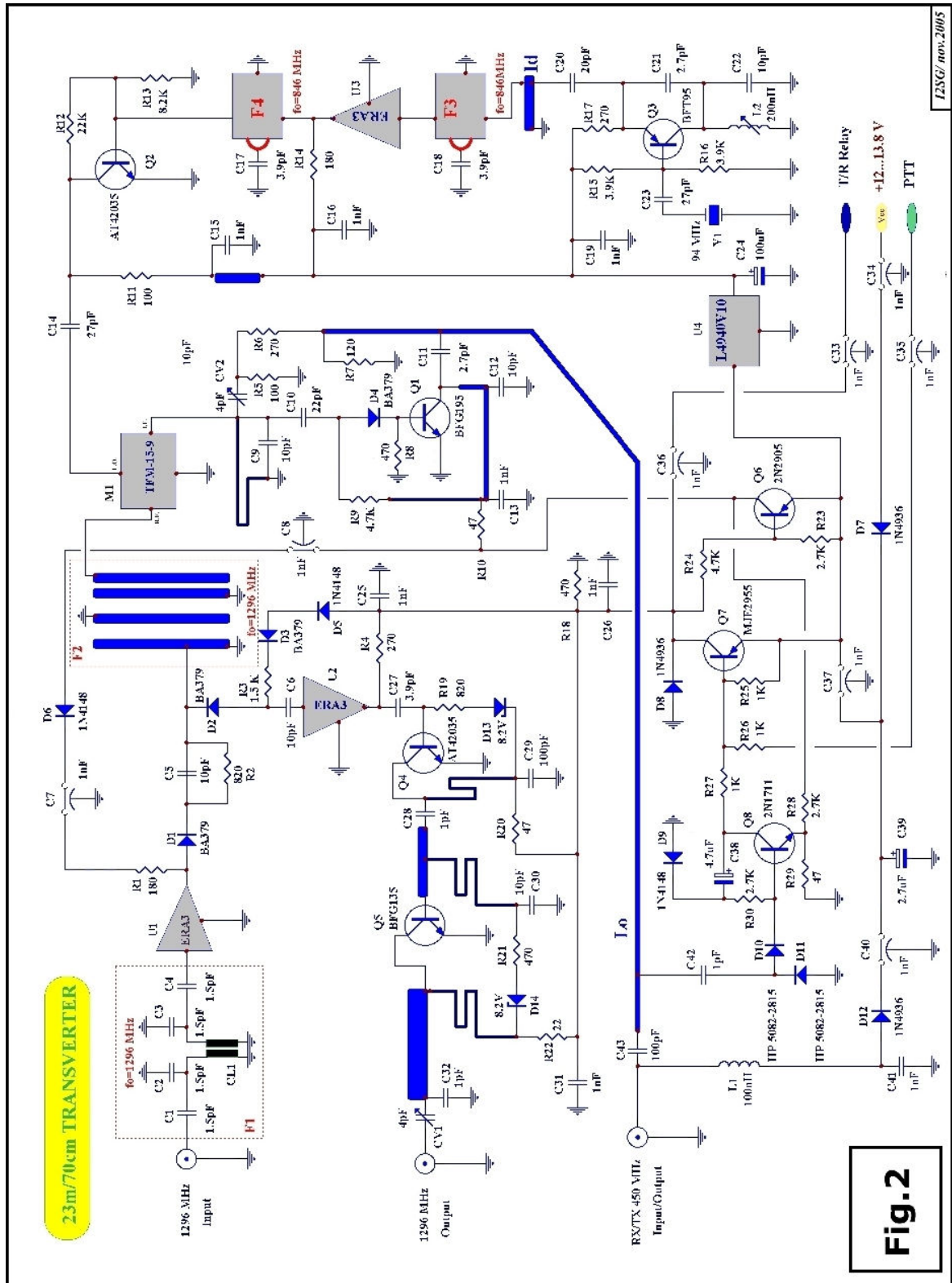
b) - La terza armonica del *transceiver* cade a 1350 MHz , quindi distante dalla frequenza utile.

c) - Il segnale di conversione in seconda armonica del *mixer* (più vicino) è posizionato a 1242 MHz.. Infatti : $(846 \times 2) - 450 = 1242$ MHz. Questo segnale indesiderato , unitamente a quello a 1350 Mhz, dipende principalmente dalle caratteristiche del *mixer* che , pertanto , dovrà avere caratteristiche di primo ordine.

Nell'intervallo di sintonia di 10...20 MHz e con il presupposto di impiegare un buon *mixer* , possiamo attenderci quindi risultati accettabili , con la possibilità di poter spingere se necessario , la pulizia dello spettro di trasmissione inserendo filtri adeguati in uscita. Naturalmente questa esigenza è raccomandabile del caso il *transverster* venga utilizzato unitamente ad amplificatori di potenza relativamente elevata. Il circuito sviluppato ha ricalcato l'architettura che ho già ampiamente sperimentato con successo nelle bande microonde superiori e che è illustrata nello schema a blocchi di Fig.1 , ove in color rosso è indicato il percorso del segnale in trasmissione ed in blu il percorso di quello in ricezione.



Con questa architettura si utilizza il medesimo filtro di selezione del segnale utile a 1,2GHz (**F2**) sia in trasmissione che in ricezione così come il mescolatore che è bidirezionale essendo del tipo doppio doppio-bilanciato con diodi Schottky. La commutazione del flusso dei segnali tra ricezione e trasmissione è ottenuta con un circuito **T/R** a stato solido pilotato da un circuito **VOX** per il funzionamento automatico o comandato in modo manuale. Le altre scelte conseguenti sono state coerenti col criterio di una realizzazione **NO-TUNE**, o quasi, per facilitarne la riproduzione e garantire la consistenza delle prestazioni con le tolleranze di lavorazione del circuito stampato e la dispersione delle caratteristiche dei componenti passivi ed attivi. Con riferimento allo schema elettrico di Fig.2, le osservazioni ed i commenti più importanti sono i seguenti.



12SG/ nov.2005

Fig.2

1) - In ricezione lo stadio di amplificazione d'ingresso **U1** e' costituito da un **MMIC** (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) all'Arseniuro di Gallio preceduto dal filtro di banda **F1** che previene il sovraccarico da parte di segnali fuori -banda intensi , quali quelli TV in banda IV e V.

2) - L'amplificatore **U1** è seguito dal commutatore elettronico **T/R** costituito dai diodi **D1** e **D2**. Questi sono diodi PIN che - in ricezione - collegano la porta del filtro **F2** di reiezione della frequenza immagine all'uscita di **U1**, o alternativamente, all'ingresso di **U2** quando il transverter è in trasmissione. In ricezione **D1** conduce essendo applicata la tensione d'alimentazione all'amplificatore **U1**, mentre **D2** è aperto perché l'amplificatore di trasmissione **U2** non è alimentato: in trasmissione si verifica la condizione inversa. Il principio di funzionamento dei diodi PIN e l'impiego come commutatori RF è descritto alla Ref.1.

3) - Il *mixer* **M1** ha la porta R.F. direttamente collegata al filtro **F2** @ 1296 MHz, la porta I.F. connessa all'ingresso all'amplificatore **Q1** @450 MHz (alimentato solo in ricezione) e quella dell'oscillatore locale (L.O.) all'uscita di **Q2** che eroga una potenza di circa 10 mW @ 846 MHz.

4) - In trasmissione il trasmettitore risulta terminato su un carico di 50 ohm costituito dalle resistenze **R5**, **R6**, **R7** e dal trasformatore d'impedenza costituito dalla linea **L0** lunga un quarto d'onda a 450 MHz. Una parte del segnale a 450 MHz erogato dal *tranceiver* è accoppiato alla porta I.F. del *mixer* dal trimmer **CV2**, potendo regolare in tal modo il livello necessario in funzione della potenza di eccitazione nell'intervallo 100...500mW.

5) - In trasmissione, la funzione del diodo **D4** è di isolare la porta I.F. del *mixer* che altrimenti risulta fortemente accoppiata dalla capacità collettore-base del transistor BFG195 a **C11** e quindi alla linea **L0**.

6) - L'Oscillatore Locale è costituito da tre stadi e due filtri passa-banda ceramici uguali (**F3** ed **F4**) con frequenza centrale di 846 MHz. Il risonatore a quarzo a 94 MHz **Y1** (in 5a *overtone*) è utilizzato nello stadio oscillatore base che impiega un transistor PNP a basso rumore tipo BFT95. La bobina **L2** consente la taratura fine della frequenza di funzionamento al valore nominale di 94.000 KHz. Dall'Oscillatore base a 94 MHz è estratta la nona armonica (846 MHz) col filtro **F3** che precede l'amplificatore monolitico **U2** (tipo ERA3). Per massimizzare il livello della nona armonica il condensatore **C20** è chiuso a massa con un circuito "idler" (per la circolazione delle correnti armoniche non desiderate) costituito dal tronco di linea **Id**. Il terzo stadio della catena **OL** è realizzato col transistor **Q2**, pilotato dal secondo stadio attraverso il filtro **F4**. I tre stadi che costituiscono la catena **OL** sono alimentati a 10 V con un regolatore integrato a tre terminali **U4** caratterizzato da una tensione minima di funzionamento molto bassa (*low drop-out*): ciò consente di inserire i diodi **D7**, **D12** a protezione d'inversione di polarità unitamente ad una tensione minima di funzionamento di 12V.

7) - La catena di amplificazione in trasmissione - costituita da **U2** , **Q4** , **Q5** - non include regolazioni salvo il *trimmer* **CV1** per l'ottimizzazione della potenza d'uscita. Non è da escludere che anche questo componente possa essere in futuro sostituito con un condensatore fisso.

8) - Il circuito VOX e di commutazione delle tensioni di alimentazione RX-TX coinvolge i dispositivi : **D8** , **D9** , **D10** , **D11** , **Q6** , **Q7** , **Q8**.

Con il *transceiver* in ricezione **Q8** si trova in interdizione ed il condensatore **C38** è caricato ad una tensione prossima a quella di alimentazione (Vcc) : pertanto anche **Q7** non conduce , mentre **Q6** e' portato in saturazione ($V_{CESAT} < 1V$) essendo la sua base connessa al potenziale di massa attraverso le resistenze **R18** , **R24**. In queste condizioni **U1** e **Q1** sono alimentati. Quando il *transceiver* è portato in trasmissione la potenza erogata è dissipata in **R5** , **R6** , **R7** ed il segnale rettificato da **D10** , **D11** porta in conduzione **Q8** che scarica rapidamente **C38** attraverso **D9** , **R2** e pilota in "chiusura" **Q7**.(perché la sua base è richiusa a massa attraverso **R27** , **Q8** , **R29**) Contestualmente essendo **Q7** in saturazione ($V_{CESAT} < 0,3V$) , **Q6** non conduce perché la tensione base-emettitore è prossima a 0V. In trasmissione quindi risultano alimentati **U2** , **Q4** , **Q5** e non alimentati **U1** e **Q1**. Il passaggio in ricezione del *transverter* avviene con ritardo perché allorquando la tensione rettificata da **D10** , **D11** si porta a zero , il condensatore **C38** si carica (ad una tensione prossima a Vcc) attraverso la base di **Q8** mantenendolo in conduzione per un certo tempo. La reazione positiva introdotta da **R28** , **R29** introduce una isteresi nel ciclo di commutazione. In altri termini, otteniamo che il livello minimo del segnale necessario per la commutazione da ricezione a trasmissione risulta circa 3 dB più alto di quello massimo per ritornare in ricezione . Con i valori indicati il circuito VOX commuta in trasmissione quando la potenza d'ingresso supera la soglia di 50 mW e ritorna in ricezione (con ritardo di circa 3 secondi) se il livello scende sotto i 25 mW. Notiamo che il collettore di **Q7** è collegato ad un terminale per il comando del relé coassiale d'antenna. Il diodo **D8** ha funzione "damper" per il carico induttivo costituito dalla bobina del relé. La commutazione RX-TX può anche essere manuale chiudendo a massa il terminale di **R26** . Nel comando manuale il passaggio da trasmissione a ricezione non e' ritardato perché **Q8** , in entrambi gli stati , rimane in interdizione.

9) - L'induttanza di blocco **L1** unitamente al condensatore **C41** separano la componente continua quando il *transverter* è alimentato attraverso il cavo coassiale di collegamento al ricetrasmittitore pilota a 450 MHz.

3- IL FILTRO DI PRESELEZIONE 'F1' A 1296 MHz

In tutti i segmenti dedicati ad 1,2 GHz 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. Ciò implica che , particolarmente nei collegamenti terrestri , nella banda dei 23cm l'ingresso dei ricevitori , o dei *transverters* , deve prevedere l'impiego di amplificatori con dinamica adeguata ed essere opportunamente protetto. E' un fatto che diversi ottimi progetti di preamplificatori a basso rumore spesso non risultano utilizzabili in termini pratici se non adeguatamente preceduti da filtri. Ciò risulta particolarmente necessario con le antenne Yagi o con quelle paraboliche con illuminatore non in guida d'onda che blocca tutti i segnali con frequenza più bassa di quella di taglio della guida medesima. Il sacrificio in termini di Cifra di Rumore deriva dal fatto che le perdite dissipative del filtro si sommano (in dB) alla Cifra di Rumore propria dello stadio amplificatore RF.

Ma nei collegamenti terrestri , Cifre di Rumore bassissime hanno impatto irrilevante perché comunque 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.

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 : questo è un argomento non pertinente a questo lavoro ma che sarà trattato in altra sede. Nei collegamenti terrestri , ad esempio , un ricevitore con *Noise Figure* di 1,5 dB , con segnali deboli , presenta un'uscita con rapporto Segnale/Rumore 1,5 dB migliore rispetto ad un ricevitore ideale con **NF**= 0 dB : chi è in grado di percepirne la differenza ?

Nel progetto trattato il filtro passa-banda **F1** e' stato scelto e dimensionato ponendo i seguenti obiettivi :

- a) Realizzazione su circuito stampato con microstrip e senza di elementi di taratura.*
- b) Fianco inferiore del filtro con pendenza non inferiore a 30 dB/ottava.*
- c) Attenuazione minima di 20 dB per frequenze inferiori @800 MHz o superiori a 2300 Mhz*
- d) Attenuazione in banda passante inferiore a 0,5 dB.*

Nell'ambito dei gradi di libertà del progetto è stato inoltre impostato il vincolo di impiegare condensatori di un unico valore e tolleranza. Quest'ultimo punto è vantaggioso perché il criterio del **NO-TUNE** si sposa con la necessità di reperire un solo componente con tolleranza garantita.

Con riferimento alla Fig.2 osserviamo che il filtro impiega 4 condensatori uguali da 1,5 pF ed una coppia di linee di trasmissione **CL1**. Queste sono linee *microstrip* realizzate sul circuito stampato , con lunghezza di molto inferiore al quarto d'onda e risultano accoppiate prevalentemente dal campo magnetico.

In Fig.3 sono riportate le caratteristiche del filtro , ottenute con sintesi ed ottimizzazione a mezzo di calcolatore. In colore rosso e scala a destra abbiamo l'andamento dell'attenuazione **[S21]** in funzione della frequenza ed in colore verde l'adattamento d'impedenza (*return-loss*) **[S11]** ; la curva blu mostra l'andamento dell'attenuazione in banda passante con i relativi valori riportati nella scala espansa di sinistra. In figura sono anche indicate le finestre di attenuazione minima richiesta ad 800 MHz e 2300 MHz.

Con i parametri dissipativi impostati nel progetto , la perdita di inserzione teorica di **F1 @1300 MHz** vale circa 0,2dB : gli elementi considerati sono il Qo dei condensatori e le perdite delle 2 *microstrip* che dipendono dal laminato del circuito stampato. E' da osservare che , differentemente da quanto avviene con l'impiego FET discreti , nel nostro caso il filtro risulta terminato con un'impedenza relativamente prossima a 50 ohm per un'ampia gamma di frequenze perché l'amplificatore monolitico ERA3 che segue ha VSWR d'ingresso contenuto. (1:1,5 max)

Ciò deriva dal fatto che questo MMIC include una contro-azione resistiva che , penalizza le prestazioni in Cifra di Rumore , ma assicura sia la stabilità incondizionata che impedenze d'ingresso e d'uscita non molto distanti da 50 ohm.

Nei tre esemplari sinora costruiti le perdite di inserzione del filtro - dedotte dalle misure della Cifra di Rumore complessiva del *transverter* (NF= 4,5 dB) - sono state in tutti i casi inferiori a circa 0,5 dB e lo scarto rispetto al valore teorico è dovuto , molto probabilmente , alle tolleranze dei condensatori (+/- 0.1 pF max). Da segnalare inoltre che l'amplificatore ERA3 può essere sostituito da un altro MMIC migliore : il tipo ERA8 . Questo prodotto ha tipicamente un guadagno 3dB più alto , un VSWR d'ingresso più basso ed una Cifra di Rumore inferiore di 0.5 dB. Purtroppo questo dispositivo non è facilmente reperibile se non in quantitativi minimi elevati.

Altri MMIC alternativi sono il tipo SNA 386 ed il tipo RF2044. In tutti i casi , comunque , debbono essere utilizzati amplificatori con dinamica adeguata , ovvero con punto di compressione del livello d'uscita ($P_{o@-1dB}$) non inferiore a +10dBm , per evitare i problemi di sovraccarico citati.

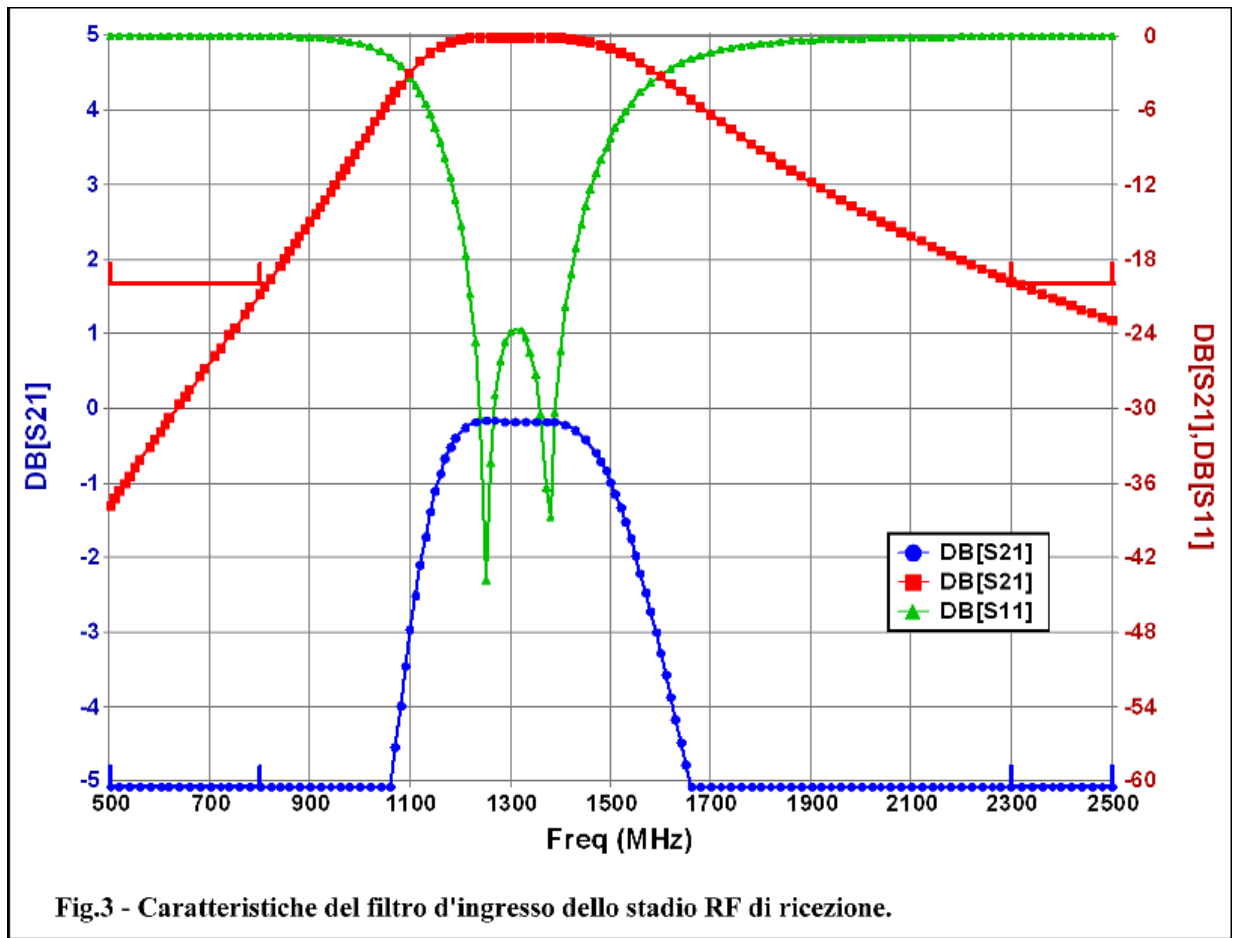


Fig.3 - Caratteristiche del filtro d'ingresso dello stadio RF di ricezione.

4- IL FILTRO DI REIEZIONE IMMAGINE 'F2' A 1296 MHz

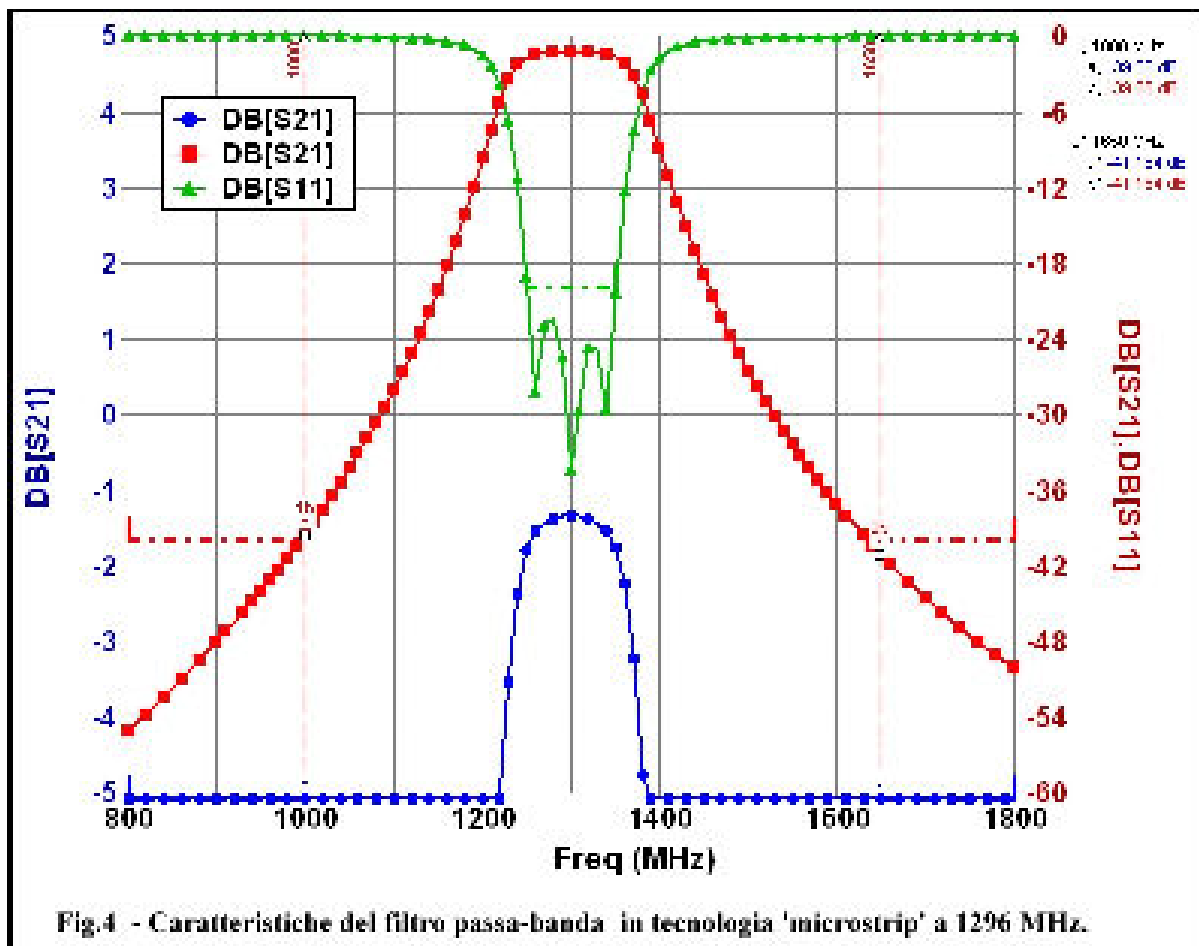
Il filtro di reiezione della frequenza immagine e degli altri prodotti di conversione distanti dalla frequenza di 1296 MHz è costituito da 4 tronchi di linea *microstrip* lunghi un quarto d'onda.

In Fig.2 notiamo che la struttura è costituita da 4 linee parallele accoppiate : tre con una estremità connessa a massa costituiscono altrettanti circuiti risonanti ed una - con l'estremità aperta - si comporta come elemento di accoppiamento , senza peso nella funzione di trasferimento.

In Fig.4 è riportata l'andamento dell'attenuazione [S21] (scale 0-60 dB e 0-5dB) e l'adattamento [S11] (scala 0-60dB) risultanti dal processo di sintesi ed ottimizzazione a mezzo di calcolatore.

Il filtro è stato dimensionato ponendo come limiti un'attenuazione minima di 40 dB per le frequenze inferiori a 1000 MHz e superiori a 1650 MHz , e la perdita di ritorno migliore di -20dB nell'intervallo 1250...1350 MHz.: in questo intervallo l'attenuazione del filtro è contenuta entro circa 1,5dB massimi. Notiamo che in corrispondenza della frequenza dell'Oscillatore Locale il filtro esibisce 50 dB di attenuazione che si sommano a 30 dB di soppressione del *mixer* , sicché il residuo di portante in

trasmissione è trascurabile. Anche l'attenuazione della frequenza immagine supera ampiamente i 60 dB., mentre i prodotti spuri vicini che cadono nell'intervallo 1200....1300 MHz non vengono discriminati. Questi possono essere abbattuti solo con filtri passa-banda molto stretti che non sono realizzabili con *microstrip* su circuito stampato perché richiedono risonatori con coefficiente di risonanza elevato. A queste frequenze, tali filtri sono generalmente realizzati con cavità coassiali risonanti e nei casi migliori impiegando leghe metalliche a basso coefficiente di dilatazione termica per assicurarne la stabilità delle caratteristiche con la temperatura.

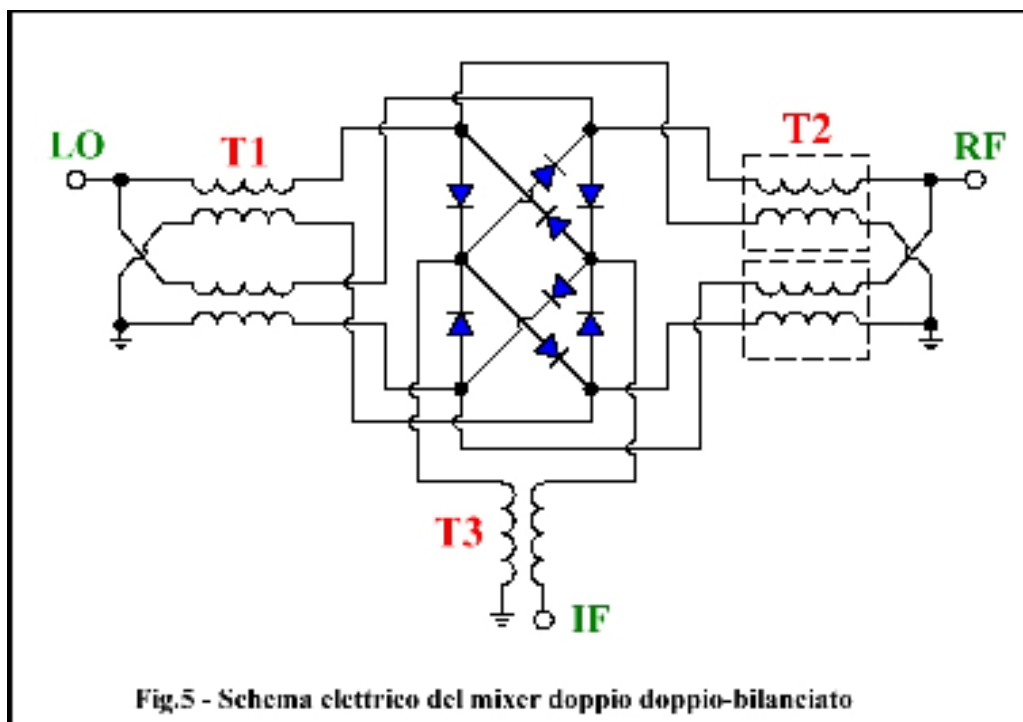


L'accoppiamento con tronco di linea aperto di una delle due porte del filtro è stata una scelta strategica per disporre i collegamenti ingresso-uscita sui lati diametralmente opposti della struttura, consentendo in tal modo una disposizione razionale sul circuito stampato e la minimizzazione degli accoppiamenti parassiti. L'accoppiamento alla seconda porta è invece ottenuto con "presa" (*tapping*) sul risonatore terminale: in tal modo si ottiene anche la chiusura a massa della corrente che scorre nei diodi PIN di commutazione **D1** e **D2**.

5- IL MIXER 'M1'

Come già osservato , le caratteristiche del mescolatore incidono in modo determinante per : la qualità del segnale in trasmissione , le caratteristiche di intermodulazione e le risposte indesiderate. Per questo progetto è stato utilizzato il mescolatore doppio doppio-bilanciato (chiamato anche triplo-bilanciato) di medio livello tipo TFM-15-9 della Mini-Circuits - uno dei migliori prodotti di questo costruttore - che consente d'ottenere una dinamica adeguata sia in ricezione che in trasmissione , con soppressione nominale di 40 dB dei prodotti di conversione indesiderati.

In Fig.5 è dato lo schema elettrico di questo mescolatore . Esso è composto da 3 trasformatori ed 8 diodi Schottky. T1 e T2 sono trasformatori a larga banda con fili funzionanti come linee di trasmissione , mentre T3 e' quello di Media Frequenza. Per assicurare un buon bilanciamento (anche al variare della temperatura) i diodi sono composti da 2 quaterne realizzate in struttura monolitica. (cioè in un singolo cristallo semiconduttore)



Il livello nominale di Oscillatore Locale richiesto è di +10dBm. Il mescolatore presenta una perdita di conversione prossima a 7 dB con segnali RF ed LO sino a 3 GHz ed IF da 10MHz a 800 MHz.

In Fig.6 sono riportati i valori tipici dei prodotti di conversione risultanti dalla combinazione delle armoniche "m" del segnale RF e quelle "n" dell'Oscillatore Locale , ovvero i prodotti con frequenza:

$$(m)f_{RF} \pm (n)f_{LO}$$

Il numeri delle armoniche dei segnali RF ed OL sono riportati rispettivamente nella colonna verticale in colore rosso ed in quella orizzontale in colore blu.

I numeri in colore nero esprimono - per le diverse combinazioni armoniche - i livelli di attenuazione , in Decibel , rispetto al segnale utile preso come riferimento ed indicato in colore verde , nella casella $m=1, n=1$. I dati riportati si riferiscono alla condizione d'impiego con potenza di Oscillatore Locale di +10 dBm e livello di segnale RF di -5 dBm

Armonica 'm' del segnale R.F.	0	-	25	13	25	16	25	25	
	1	13	LIV. RIF.	42	10	30	30	39	
	2	63	53	71	59	58	62	58	
	3	69	63	70	69	73	64	72	
	4	72	73	74	72	73	73	74	
	5	72	72	74	74	74	72	73	
			0	1	2	3	4	5	6
Armonica 'n' dell'Oscillatore Locale									

Fig.6 - Livelli relativi dei prodotti di conversione del mixer
(attenuazione in dB rispetto il segnale utile)

In merito matrice dei valori riportati osserviamo :

a) - La prima riga in alto fornisce il livello del residuo di OL alla frequenza fondamentale (cioè' $n=1$) ed alle frequenze armoniche ($n= 2 , 3 , 4 , 5 , 6$) , senza RF segnale applicato

b) - Similmente , la prima colonna a sinistra , per $n=0$, fornisce i livelli del segnale RF d'uscita , senza segnale di OL.

c) - Cerchiato in colore rosso e' la risposta indesiderata di seconda armonica più alta e vicina al segnale utile . Ovvero : $2 \times f_{LO} - 1 \times f_{RF} = 1242 \text{ MHz}$. Questa risposta è presente sia in trasmissione che in ricezione

d) - Tutte le altre risposte sono oltre -60...-70 dB rispetto il segnale utile. Quelle di interesse sono : la combinazione **m=3 , n=3 @1188 MHz** (solo in trasmissione) e quella **m=3 , n=0**. Quest'ultima , che è la terza armonica del segnale di eccitazione a 450 MHz del *transceiver* , è presente solo in trasmissione con una riga a **1350 MHz**.

Naturalmente i valori indicati di riferiscono al solo stadio mescolatore in condizioni d'impiego ideali e con terminazioni alle porte puramente resistive. Nelle condizioni effettive d'impiego in questo *transverter* i valori indicati risultano peggiorati di qualche Decibel , anche a causa delle non-linearità degli altri stadi.

Continua

BIBLIOGRAFIA

1)"T/R d'antenna con diodi PIN" I2SG - Compendium UHF e Microonde, pag.220