

## Convertitore per la banda S

Il convertitore che descrivo in questo articolo è il terzo convertitore che ho costruito per la banda S seguendo i stessi concetti e cercando di migliorarne le prestazioni. Il convertitore si compone di un preamplificatore selettivo RFA a 1.7 GHz, di un mixer con un transistor bipolare, uscita a 150 MHz e del oscillatore locale quarzato con la relativa catena di stadi moltiplicatori per arrivare a 1.552 GHz. Nella costruzione ho inoltre cercato d'impiegare materiali di facile reperibilità e di evitare soluzioni che richiederebbero difficili lavori meccanici.

### Descrizione del circuito

Il preamplificatore RF si compone di tre stadi praticamente uguali tra di loro; il guadagno si aggira sui 6 dB per stadio. Con questo preamplificatore si può ottenere una cifra di rumore del convertitore sui 6-7 dB, tre stadi sono necessari per "mascherare" il rumore del mixer. I circuiti selettivi, linee  $L_{14}$ ,  $L_{15}$ ,  $L_{16}$  e  $L_{17}$ , sono disposti tra i singoli stadi del preamplificatore. Questa configurazione circuituale a un solo lato negativo: l'amplificazione per stadio è leggermente inferiore di quella ottenibile con un accoppiamento a larga banda tra i stadi; vediamone adesso i pregi. Questa è l'unica soluzione che permette di avere una ragionevole resistenza ai forti segnali fuori gamma accompagnata

da una accettabile cifra di rumore. Disponendo tutta la selettività tra il preamplificatore ed il mixer, il convertitore diventerebbe assai sensibile alle frequenze fuori gamma, specialmente alle frequenze basse. Il guadagno dei transistori impiegati (BFR34A o simili) cresce velocemente al calare della frequenza, va infatti da 7dB circa a 1.7GHz a 15dB a 700MHz, oltre 20dB a 150MHz e può raggiungere 40dB nelle onde corte. Risulta evidente che dobbiamo in ogni caso ridurre l'amplificazione alle frequenze basse anche per prevenire autooscillazioni su queste frequenze. Nei prototipi costruiti ho notato che le linee risonanti, poste tra i stadi come in Fig.3., non attenuano sufficientemente le frequenze basse, da qui l'impiego di condensatori d'accoppiamento di 1pF (1.5pF per il primo stadio) tra la linea risonante e la base del transistor. L'influenza di questi condensatori a 1.7GHz è minima, ho notato un lieve incremento del guadagno, sembra che questi condensatori compensano le induttività parassite dei transistori. Il mixer è costruito con un transistor bipolare BFR91, emettitore a massa, entrambi i segnali (RF ed oscillatore locale) vengono inviati alla base. Un mixer con un transistor bipolare al Si a 1.7GHz una cifra di rumore peggiore di un mixer con un diodo schottky, perciò è richiesto un guadagno maggiore dal preamplificatore RF. Un mixer a diodo schottky però introdu-

ce una perdita di  $6 \div 8$  dB, un mixer a transistor a invece guadagno e non richiede un preamplificatore FI a basso rumore. Un mixer a transistor è anche più facile da realizzare. Per avere un buon guadagno di conversione è essenziale che la base del transistor (emettitore a massa) veda nel circuito una bassa impedenza per la frequenza della FI. L'impedenza d'uscita di un mixer a transistor è elevata, la trasformazione a  $50 \Omega$  è fatta con un circuito a pi-greco, che funge allo stesso tempo da filtro passa-basso. Il valore centrale della prima FI è 150 MHz, ridimensionando la bobina  $L_{18}$  si potrebbe fare funzionare il circuito del convertitore anche con valori di FI tra 70 e 300 MHz. Per la conversione da 1.76 GHz a 150 MHz è necessario un segnale a 1.55 GHz. Questa frequenza viene ottenuta da un oscillatore quarzato seguito da stadi moltiplicatori. L'ideale sarebbe disporre di un quarzo a 97 MHz e con quattro duplicatori si giungerebbe a 1.552 GHz. Il problema è scegliere la frequenza del oscillatore quarzato in modo che nessuna delle sue armoniche cade nella banda di media frequenza ( $140 \div 160$  MHz). Nel convertitore che descrivo ho impiegato un quarzo da 48.5 MHz in terza overtone (S20 in banda 2<sup>m</sup>). Poiché la sua terza armonica cade nella gamma della media frequenza, ho fatto oscillare il quarzo sulla sua frequenza fondamentale a circa 16.166 MHz.

La nona armonica è assai inferiore di livello rispetto alla terza ed in questo modo è possibile ridurre il disturbo. Il transistor dell'oscillatore funge anche da duplicatore a 32.333 MHz, segue un triplicatore a 97MHz ed un amplificatore-filtro a 97MHz. Chiudendo questi stadi in un contenitore ermetico per la RF (sulla Fig.7. questo contenitore appare senza coperchio) sono riuscito ad attenuare le armoniche nocive al di sotto del livello del rumore del convertitore. Seguono quattro stadi duplicatori, con i quali otteniamo 194MHz, 388 MHz, 776MHz e 1552MHz, tutti realizzati con transistori bipolari nella configurazione emettitore a massa. Il rendimento di un moltiplicatore di frequenza a transistor dipende da due fattori: ampiezza del segnale applicato alla base e l'impedenza, che la base vede nel circuito per la frequenza d'uscita. Sovrapilotando un stadio moltiplicatore il rendimento cala leggermente o rimane uguale; pilotando invece un stadio moltiplicatore con un segnale insufficiente il rendimento cala rapidamente, tanto più, quanto più elevato è il fattore di moltiplicazione. In una catena di stadi moltiplicatori dobbiamo perciò sempre leggermente sovrapilotare tutti i stadi per ottenere un certo margine di sicurezza di funzionamento. Per ottenere un buon rendimento da un stadio moltiplicatore, la base del transistor deve vedere nel circuito una bassa impedenza per

la frequenza d'uscita. A frequenze sotto i 500MHz le configurazioni circuitali generalmente impiegate già da sole danno una bassa impedenza. Oltre i 500MHz le induttività parassite aumentano l'impedenza e diminuiscono il rendimento del stadio. La soluzione è un condensatore da pochi pF tra base e massa (emettitore); adottata anche nel quarto e quinto duplicatore (vedi Fig. 2. e Fig. 4.)

#### Costruzione del convertitore

Inanzitutto conviene iniziare la costruzione con l'oscillatore quarzato, di seguito costruire e provare, stadio per stadio, i moltiplicatori. Costruire il mixer e poi aggiungere i stadi amplificatori RF. L'oscillatore quarzato ed i primi due stadi moltiplicatori sono costruiti su circuito stampato alloggiato dentro una scatola metallica chiusa con numerose viti (il circuito su Fig. 4.) Questa schermatura è necessaria per attenuare le armoniche indesiderate dell'oscillatore quarzato, alcune delle quali cadono nella FI. Il segnale a 97MHz è filtrato da ben 4 circuiti accordati prima d'uscire dalla scatola schermante; l'alimentazione è filtrata con il passante da 1nF e l'impedenza VK200. Non fornisco il disegno del circuito stampato poiché la configurazione circuitale varia a seconda del quarzo, del quale si dispone. In un'altra versione ho per esempio impiegato un quarzo da 8.050 MHz, era evidentemente necessario un ulteriore stadio duplica-

tore. Comunque quando disegnate il circuito stampato tenete bene in mente che soltanto il segnale a 97MHz deve raggiungere l'uscita. E quindi obbligatorio disporre i stadi in fila e fare le masse larghe. Schermi sul stampato invece generalmente non servono a nulla. Impiegando un quarzo da 97MHz in terza o quinta overtone la costruzione si semplifica, non sarebbe nemmeno necessario schermare l'oscillatore. Volendo fare un convertitore a sintonia variabile si potrebbe impiegare anche un VFO o un sintetizzatore. Visto che la frequenza si aggira sui 97MHz che cadono nella gamma FM radiodiffusione, questi componenti si trovano sul mercato già precostruiti o in formadi kit.

I quattro stadi duplicatori fino a 1552MHz, il preamplificatore RF ed il mixer fanno un unico blocco meccanico (Fig.6.), purtroppo per esigenze di disegno ho dovuto dividere lo schema in tre blocchi (Fig.2, Fig.3. e Fig.4.). Il telaietto è in lamiera zincata, profilo a U, lungo 16cm, largo 38mm ed alto 18mm. Tra i circuiti d'ingresso e d'uscita dei stadi sono posti dei schermi - lamierini d'ottone saldati al telaietto. I transistori sono posti in appositi fori praticati nei lamierini in modo che i terminali di base e collettore vengano per la via più breve nei relativi scompartimenti mentre il terminale dell'emettitore è saldato direttamente al lamierino. È consigliabile saldare il ter

minale dell'emettitore per la via piu breve, un'induttivita nel circuito dell'emettitore riduce il guadagno del stadio. I trimmer da  $1 \div 5$  pF sono del tipo a pistone. Nei circuiti a 1.7GHz la capacita richiesta non supera i  $2 \div 3$  pF, percio sarebbe opportuno impiegare trimmer di capacita inferiore. A causa della loro induttivita parassita, la capacita effettiva di questi trimmer a 1.7GHz e maggiore della capacita misurata alle frequenze basse. Le linee  $L_{10}$ ,  $L_{11}$ ,  $L_{12}$ ,  $L_{14}$ ,  $L_{15}$ ,  $L_{16}$  e  $L_{17}$  sono di lamiera di rame e sono tenute a circa 3.5mm dal piano di massa. Il spessore della lamiera a poca influenza sulle caratteristiche elettriche delle linee. Tutti i condensatori al di sotto di 5pF sono realizzati con pezzi di vetronite ramata da ambedue i lati (la vetronite di 1.5mm di spessore a circa  $3$  pF/cm<sup>2</sup>) poiche in commercio sono difficilmente reperibili i condensatori ceramici senza terminali. E importante che i condensatori da 2.2pF tra base e massa del BFR34A 5. duplicatore e tra collettore e massa del BFR91 mixer abbiano i collegamenti al circuito i piu corti possibili. Tutti i rimanenti condensatori, ad eccezione dei due elettrolitici, devono essere ceramici. Puo sembrare strano, ma la scelta dei transistori non e affatto critica: BFR34A, BFR90, BFR91, BFT65 e MRF901 anno dato quasi i stessi risultati a 1.7GHz. Sono sconsigliabili invece i transistori PNP come il BFT95; nonostante abbiano una  $f_T = 5$ GHz, danno

un guadagno inferiore a 1.7GHz rispetto ai transistori NPN. Sullo schema avrete sicuramente notato i punti di misura TP per misurare le tensioni sulle basi dei transistori. E' difficile misurare una tensione RF in un circuito senza disturbarlo. Osservando il circuito pero notiamo che abbiamo dei diodi capaci di roaddrizzare proprio nei punti dove dobbiamo misurare le tensioni RF - sono le giunzioni base-emettitore dei transistori. Senza segnale la tensione sulla giunzione BE si aggira sui  $0.6 \div 0.8V$ , applicando il segnale questa tensione si abbassa e puo anche diventare negativa. In questo modo possiamo tarare la catena dei moltiplicatori con un comune tester. Il rendimento dei stadi moltiplicatori decresce con l'aumentare della frequenza, i stadi vanno dimensionati per avere circa  $1V_{pp}$  sulla base del transistor seguente alle basse frequenze (100MHz) fino a circa  $100mV_{pp}$  sulla base del mixer (1.55GHz). Un inconveniente assai difficile da spiegare puo capitare con i stadi moltiplicatori a transistori alle frequenze elevate, specialmente quando sono sovrapiotati. Un elemento non-lineare sul quale viene applicata una tensione RF ad elevata frequenza puo comportarsi come una resistenza negativa a frequenze piu basse. Questo e anche il principio di funzionamento dei amplificatori parametrici. L'elemento che puo provocare inconvenienti di questo genere e la giunzione

BE del transistor, il rimedio è una corretta taratura del circuito accordato di base ed una corretta polarizzazione del transistor.

Per la taratura credo che ognuno può autocostruirsi i fili di Lecher ed un generatore di rumore con un diodo zener. Come sorgente di segnale a 1.7GHz si può anche impiegare una vecchia radiosonda meteorologica. (Mi risulta che molti radioamatori ne posseggono una e non sanno cosa farne.) Per i nostri scopi è comunque utilizzabile soltanto il triodo oscillatore in cavità con l'antenna ground-plane, il tutto montato assieme all'oscillatore di modulazione in un involucro di plastica tubolare. Il triodo richiede 100V di anodica e 6V per il filamento. La griglia si può collegare al catodo tramite una resistenza. Le sonde sono generalmente tarate a 1680MHz, la vite sulla cavità serve per aggiustare la frequenza. Non smontate la cavità poiché difficilmente riuscireste a farla funzionare di nuovo sulla frequenza voluta. È possibile anche costruire un oscillatore a transistor a 1.7GHz e tararlo con i fili di Lecher. Sconsiglio invece d'impiegare un'armonica dell'oscillatore di un tuner UHF per TV poiché è molto facile tarare il convertitore su un'altra armonica oppure sulla frequenza fondamentale.

Il convertitore è previsto per essere alimentato via cavo. Come si vede dallo schema, si può ali-

mentare via cavo un eventuale preamplificatore. La cifra di rumore di questo convertitore è sufficientemente bassa per ricevere un satellite del tipo Meteosat con un'antenna parabolica da 1m di diametro. Purtroppo nel momento in quale scrivo questo articolo soltanto i satelliti Tiros N e NOAA 6 sono attivi in gamma 1.7GHz, il Meteosat 1 può considerarsi fuori uso da un'anno. Spero vivamente che quando leggerete questo articolo sarà già attivo il Meteosat 2, il suo lancio è previsto per il febbraio 1981.

*Nidmar Matjai*  
YU3UMV

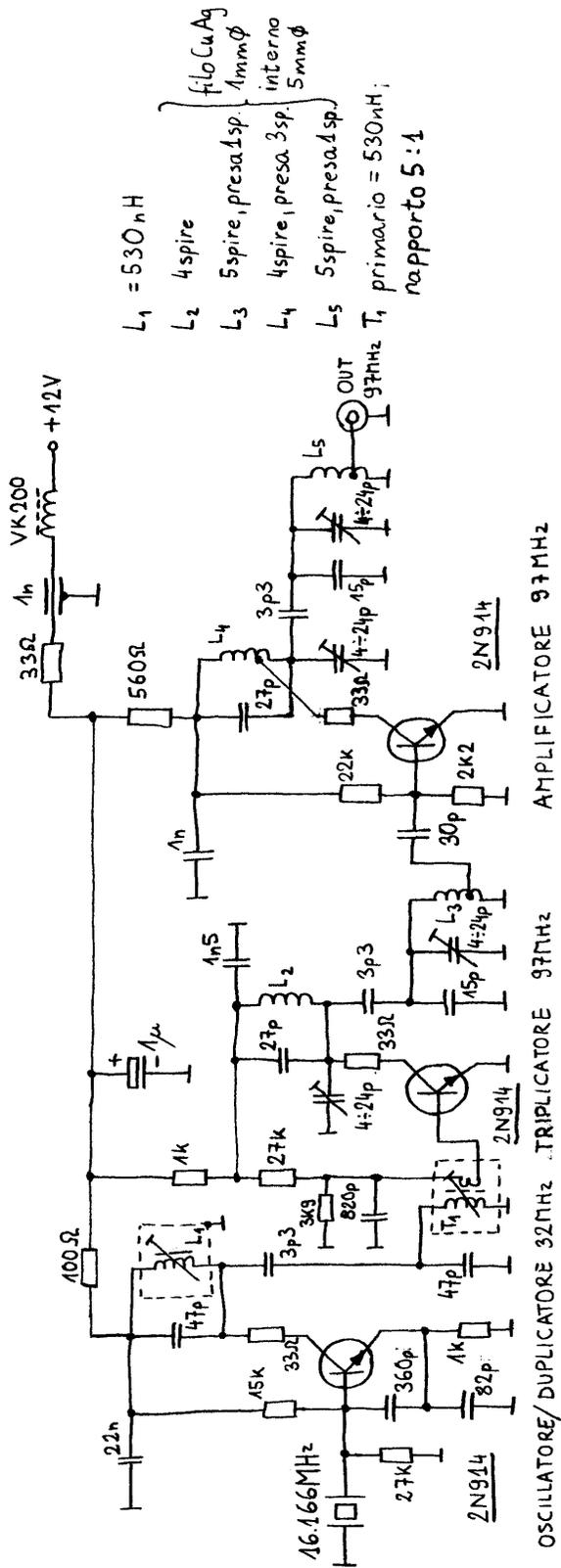


Fig.1 - Oscillatore quarzato ed i primi due stadi moltiplicatori

N. GORICA, 9.11.1980 *Nidmar Natari*



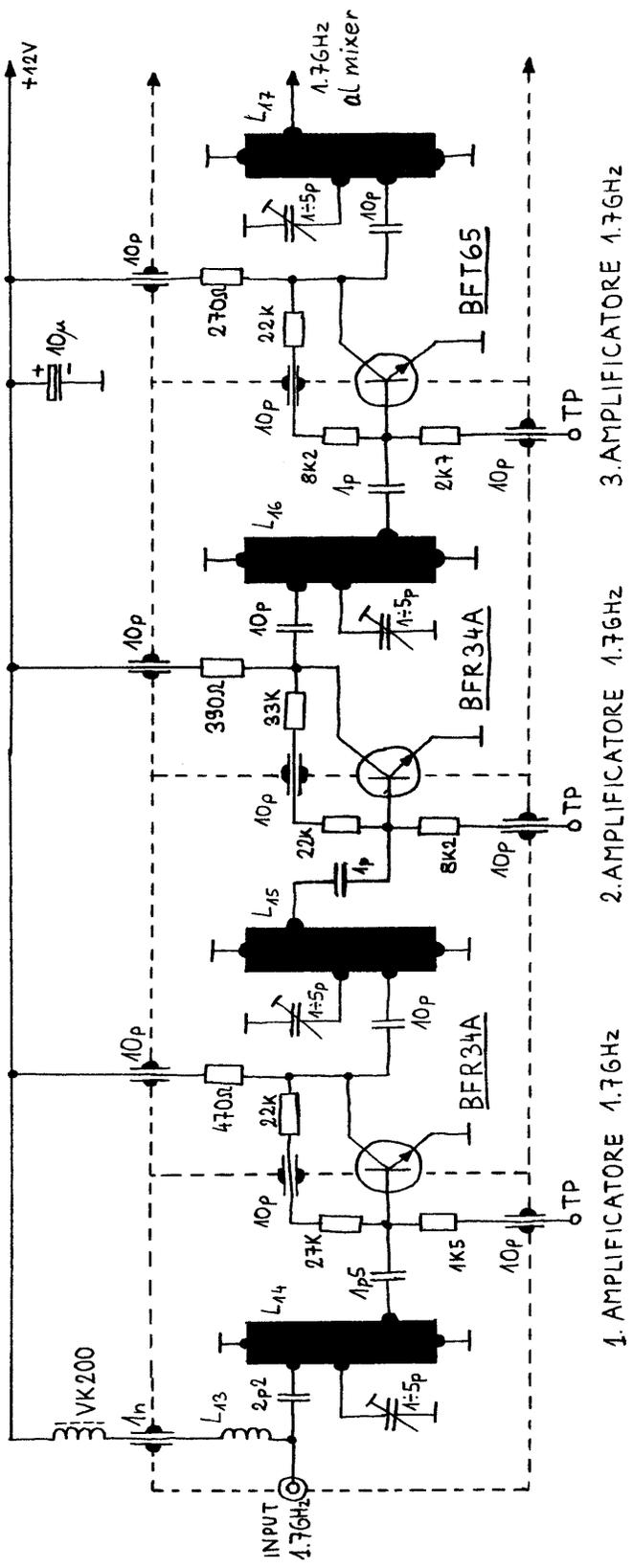
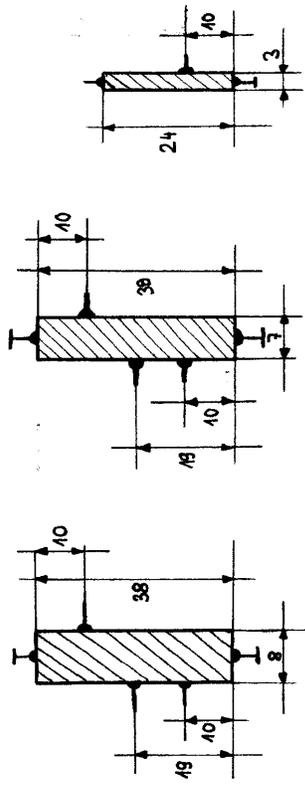


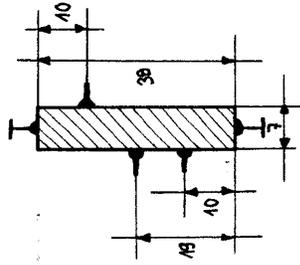
Fig.3 - Amplificatore RF a 1.7GHz

N.GORICA, 9.11.1980 *Nidmarlatyoi*

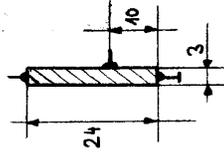




L<sub>14</sub>; L<sub>15</sub>; L<sub>16</sub>; L<sub>17</sub>



L<sub>12</sub>

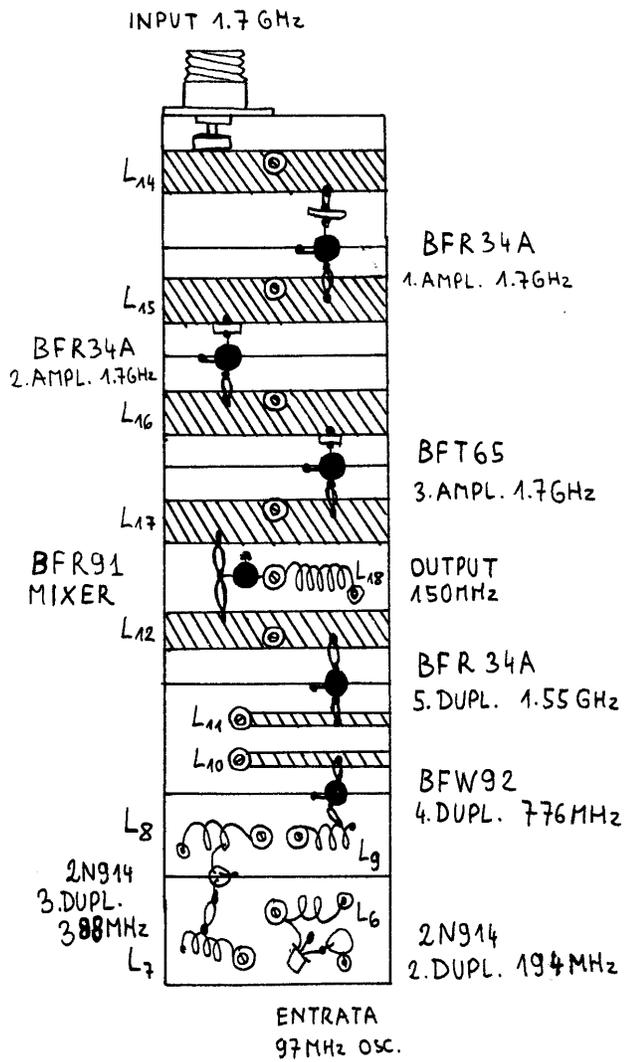


L<sub>10</sub>; L<sub>11</sub>

- |                 |  |   |
|-----------------|--|---|
| L <sub>6</sub>  | 3 spire  | } filo Cu Ag 1mm $\phi$<br>interno $\phi$ = 5mm<br>spaziate |
| L <sub>7</sub>  | 4 spire; presa 1 sp.   |   |
| L <sub>8</sub>  | 2 spire; presa 1,5 sp.                                       |   |
| L <sub>9</sub>  | 3 spire; presa 1 sp.   |   |
| L <sub>13</sub> | 3 spire  |   |
| L <sub>18</sub> | 10 spire; filo Cu 1mm $\phi$ , interno $\phi$ = 5mm, serrate |   |

Fig. 5. - Tabella delle bobine

N. GORICA, 10.11.1980



N. GORICA, 10. 11. 1980 / Sidmanre Kotjaci

Fig. 6. - Disposizione dei stadi del convertitore



Fig. 7-Foto del convertitore con le schermature rimosse