

RTX PSK 23 cm 1.2288 Mbps per packet-radio

PRIMA PARTE

di Matjaz Vidmar, S53MV
(traduzione Andrej Santin, IV3KCB)

1. RTX PSK SEMPLIFICATO PER UTENTI

Sulla rivista CQ Elettronica 10, 11, 12/97 e 1/98 ho presentato il mio primo rtx PSK da un megabit in banda 13 cm per packet-radio. Questi rtx si sono comportati egregiamente durante gli inverni passati senza malfunzionamenti o perdite di link, nemmeno quando si interrompevano i link in 70 cm e 23 cm a

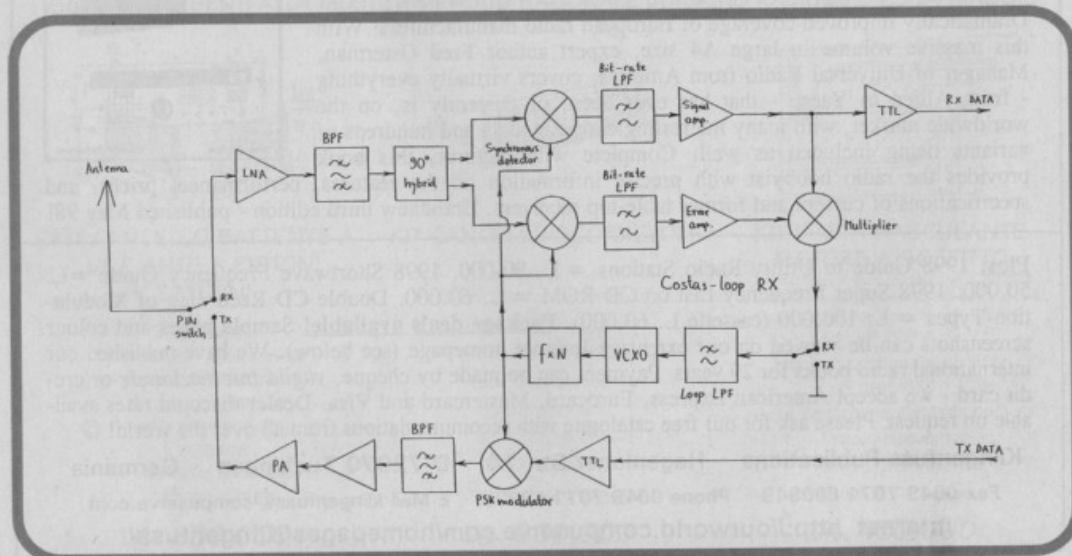
causa della neve e del ghiaccio sulle antenne.

Perciò quando ci si abitua a rtx migliori e a maggiori velocità, non si può più tornare indietro.

Il prossimo passo sono perciò gli accessi a un megabit anche per gli utenti. Gli rtx PSK 13 cm funzionano bene, ma richiedono parecchio lavoro per il montaggio e anche molta esperienza per la taratura. Ecco perché con questo progetto intendo sfruttare tutte le buone qualità della modulazione PSK ma con un rtx di più facile realizzazione.

2. RTX PSK A CONVERSIONE DIRETTA

Un rtx più semplice si può realizzare con la modulazione diretta del trasmettitore e la conversione diretta in ricezione (figura 1). Per il modulatore PSK usiamo un mixer (moltiplicatore) direttamente sulla frequenza di trasmissione. Per il demodulatore PSK usiamo un anello di Costas. In questo modo ci possono essere dei componenti in co-



① RTX PSK a conversione diretta.

mune tra TX e RX come ad esempio l'oscillatore a quarzo e la catena dei moltiplicatori semplificando ulteriormente il progetto.

Lrtx PSK 13 cm prima menzionato usa già la modulazione diretta sulla frequenza d'uscita, però la parte ricevente è più complessa con la doppia conversione, due medie frequenze e relative bobine. In questo tipo di ricevitore la maggior parte dell'amplificazione avviene in media frequenza così il demodulatore lavora con segnali relativamente alti.

Al contrario con la conversione diretta otteniamo la maggior parte dell'amplificazione nella parte a bassa frequenza, dopo la demodulazione. Il demodulatore (mixer) lavora con segnali molto bassi, poiché il ricevitore a conversione diretta ha all'ingresso solo un amplificatore ad alta frequenza a basso rumore (LNA) ma a basso guadagno sufficiente a coprire solo il rumore del miscelatore (demodulatore).

Conoscendo esattamente la frequenza e la fase della portante del trasmettitore basterebbe, in un ricevitore a conversione diretta, per la

demodulazione di un segnale bifase (BPSK) solo un miscelatore. Questo è poco probabile, perciò bisogna avere un sistema che prima faccia la correzione della frequenza del ricevitore e poi sincronizzi la fase dell'oscillatore sulla portante del trasmettitore. L'informazione sull'errore di fase che pilota la retroazione si ottiene con un miscelatore che è sfasato di 90 gradi rispetto al demodulatore.

Nel ricevitore a conversione diretta i due mixer dell'anello di Costas, il demodulatore del segnale e il demodulatore dell'errore di fase lavorano con segnali molto bassi, nell'ordine di microvolt.

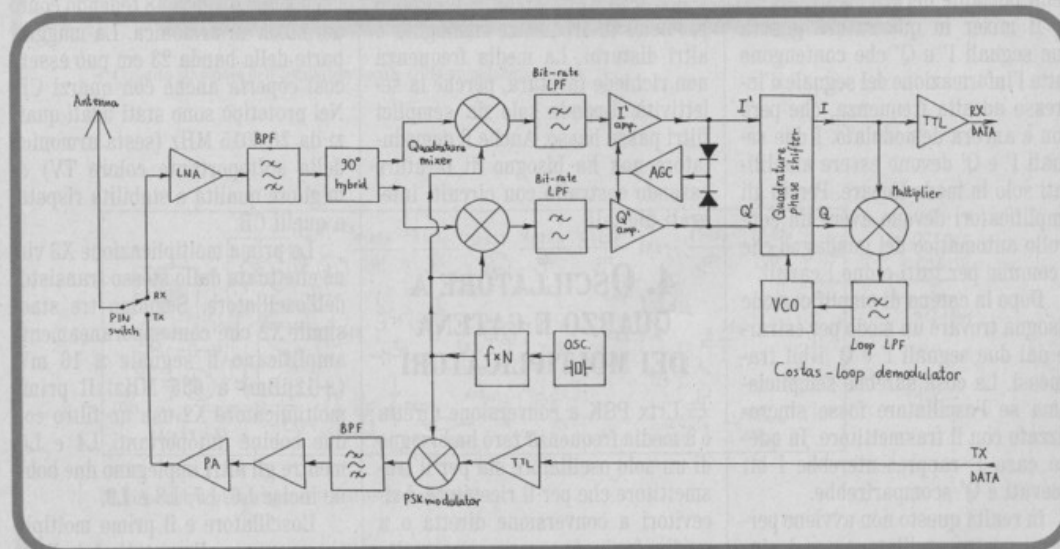
Perciò tutti e due i segnali demodulati a bassa frequenza compresa la componente in continua devono essere amplificati. Essendo l'amplificazione della componente in continua complicata, bisogna toglierla già in fase di trasmissione con uno scrambler tipo quello usato nei SuperVozelj (che sarà descritto in un successivo articolo).

I due amplificatori di bassa frequenza vengono normalmente chiamati con le abbreviazioni inglesi I

(In-phase) e Q (Quadrature). Nella ricezione di segnali PSK digitali questi due amplificatori possono essere molto semplici, perché i due livelli digitali possono essere limitati senza alcuna distorsione. Il segnale I rappresenta direttamente il segnale d'uscita del ricevitore, invece il prodotto tra I e Q viene usato per pilotare l'anello ad aggancio di frequenza/fase.

La realizzazione di questo ricevitore non è semplice. L'anello ha un'amplificazione molto alta (amplificatori I e Q) e può diventare instabile. Un altro problema rappresenta l'interruzione dell'anello di aggancio quando bisogna andare in trasmissione e portare l'oscillatore su un'esatta frequenza.

Il prototipo di un ricevitore a conversione diretta come questo appena descritto ha funzionato egregiamente. L'unico problema insormontabile è rappresentato dall'oscillatore a quarzo che non si lascia modulare in frequenza con facilità. La risposta ad una modulazione veloce è parecchio distorta (il che conosciamo molto bene dai vecchi rtx WBFM 23 cm con la modulazio-



© RTX PSK a media frequenza zero.

ne diretta del quarzo) e pregiudica la realizzazione di una retroazione sufficientemente veloce. In altre parole, questo tipo di ricevitore richiedeva un basso errore in frequenza (massimo +/- 2 kHz) e tempi di aggancio dell'anello anche di alcuni secondi.

3. RTX PSK A MEDIA FREQUENZA ZERO

Il ricevitore PSK può essere realizzato anche con una singola media frequenza a frequenza zero. Se a prima vista (figura 2) questo tipo di ricevitore sembra più complesso è molto simile a quello a conversione diretta appena descritto, sia per il funzionamento che per la complessità dei circuiti.

Anche il ricevitore a media frequenza zero ha una bassa amplificazione nella parte ad alta frequenza (LNA), seguita dal mixer in quadratura e dagli amplificatori I/Q a bassa frequenza. La differenza è nell'oscillatore che lavora a frequenza fissa più vicino possibile a quella della portante del trasmettitore.

Il mixer in quadratura genera due segnali I' e Q' che contengono tutta l'informazione del segnale d'ingresso ad alta frequenza, che però non è ancora demodulato. I due segnali I' e Q' devono essere amplificati solo in modo lineare. Perciò gli amplificatori devono avere un controllo automatico del guadagno che è comune per tutti e due i canali.

Dopo la catena di amplificazione bisogna trovare un modo per estrarre dai due segnali I' e Q' i bit trasmessi. La cosa sarebbe semplicissima se l'oscillatore fosse sincronizzato con il trasmettitore. In questo caso I' rappresenterebbe i bit ricevuti e Q' scomparirebbe.

In realtà questo non avviene perché il nostro oscillatore non è sincronizzato ne in fase ne in frequen-

za. La differenza di fase fa sì che parte dell'informazione va in I' e parte va in Q'. Perciò per riavere il segnale trasmesso bisogna opportunamente sommare vettorialmente i due segnali I' e Q'.

La differenza di frequenza invece fa ruotare il vettore così ottenuto. Il demodulatore perciò, oltre a ricostruire il vettore, dovrà anche saper ruotarlo ad una velocità adeguata ma in senso contrario.

Questo compito sembra a prima vista complicato, ma trattandosi di segnali a frequenza relativamente bassa (meno di 1 MHz), si possono utilizzare circuiti integrati economici. L'intero demodulatore Costas I/Q PSK si può costruire con una manciata di 74HCxxx e soprattutto funziona subito senza nessuna taratura!

I vantaggi del ricevitore a media frequenza zero si potrebbero sfruttare anche per ricevere un segnale in fonia SSB.

Un rtx PSK con media frequenza zero è molto semplice e richiede pochissime tarature. Il realtà basta tarare solo l'oscillatore. La parte RF può essere costruita a larga banda, senza taratura, perché non ci sono problemi di frequenze immagine o altri disturbi. La media frequenza non richiede taratura, perché la selettività dipende solo da semplici filtri passa basso. Anche il demodulatore non ha bisogno di tarature essendo costruito con circuiti integrati digitali.

4. OSCILLATORE A QUARZO E CATENA DEI MOLTIPLICATORI

Lrtx PSK a conversione diretta o a media frequenza zero ha bisogno di un solo oscillatore sia per il trasmettitore che per il ricevitore. I ricevitori a conversione diretta o a media frequenza zero sono molto sensibili al rumore prodotto nel-

l'oscillatore locale.

Nell'rtx sia il trasmettitore che il ricevitore usano mixer in armonica, perciò sono pilotati con lo stesso segnale dell'oscillatore a frequenza dimezzata. Per lavorare in banda 23 cm (1.27 GHz) la frequenza dell'oscillatore è 635 MHz.

Dal punto di vista dell'utente sarebbe preferibile un PLL sintetizzato per poter coprire l'intera banda 23 cm. Nel rtx descritto ci sono due controindicazioni per usarlo. La prima è che il modulatore PSK influirebbe sul VCO del PLL portando ad una indesiderata modulazione FM.

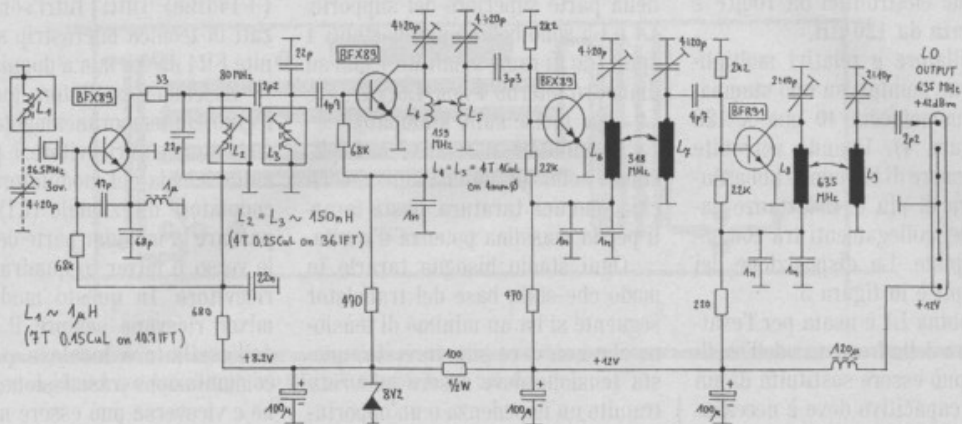
La seconda è che i PLL usano oscillatori quarzati in fondamentale che sono meno stabili di quelli in overtone.

Nell'rtx descritto ho perciò optato per una soluzione collaudata: oscillatore in overtone seguito da una catena di moltiplicatori. Il circuito (figura 3) usa un oscillatore a 26.5 MHz e quattro moltiplicatori X3, X2, X2 e X2. L'induttanza da 1µH nell'emettitore dell'oscillatore assicura il funzionamento in overtone.

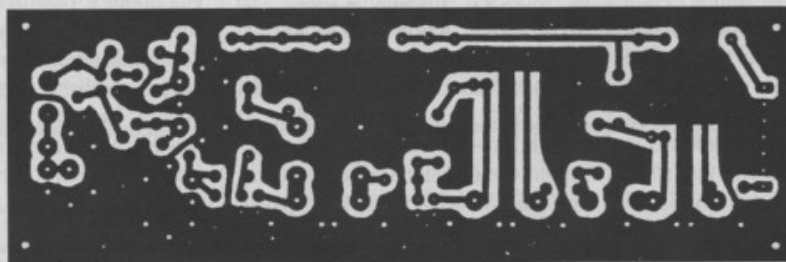
Il fattore di moltiplicazione finale è 24 che diventa 48 tenendo conto dei mixer in armonica. La maggior parte della banda 23 cm può essere così coperta anche con quarzi CB. Nel prototipo sono stati usati quarzi da 26.6015 MHz (sesta armonica della sottoportante colore TV) di migliore qualità e stabilità rispetto a quelli CB.

La prima moltiplicazione X3 viene effettuata dallo stesso transistor dell'oscillatore. Seguono tre stadi simili X2 che contemporaneamente amplificano il segnale a 16 mW (+12dBm) a 635 MHz. Il primo moltiplicatore X2 usa un filtro con due bobine autoportanti L4 e L5, mentre gli altri impiegano due bobine incise L6, L7, L8 e L9.

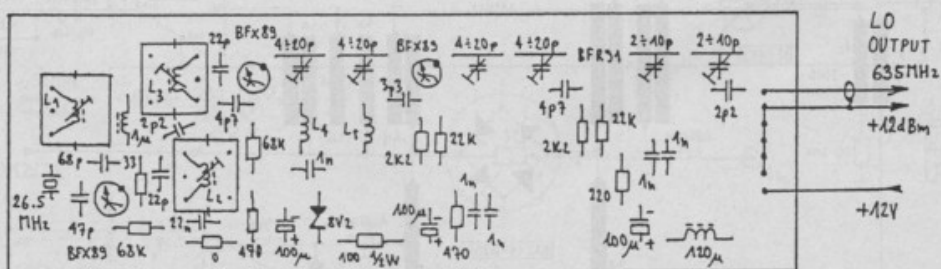
L'oscillatore e il primo moltiplicatore sono alimentati dal diodo zener 8V2 per assicurare maggiore



③ Schema elettrico dell'oscillatore locale 635 MHz.



④ Circuito stampato dell'oscillatore locale (FR4 monofaccia 0,8 mm).



⑤ Disposizione dei componenti dell'oscillatore locale.

stabilità e filtraggio del rumore.

Un'ulteriore filtraggio viene fatto dai due elettrolitici da 100 μ F e l'impedenza da 120 μ H.

Loscillatore e relativi moltiplicatori sono montati su uno stampato FR4 monofaccia 40 mm X 120 mm (figura 4). Usando vetronite dello spessore di 0.8 mm si abbassano ancora di più le induttanze parassite dei collegamenti tra componenti e piste. La disposizione dei componenti è in figura 5.

La bobina L1 è usata per l'esatta taratura della frequenza dell'oscillatore e può essere sostituita da un trimmer capacitivo dove è necessario. Maggiore sarà questa correzione, maggiore sarà la dipendenza alla temperatura dell'oscillatore. Perciò consiglio per L1 un valore il più basso possibile, una bobina variabile da 1 μ H dovrebbe andare bene (7 spire filo di rame smaltato 0.15 mm su supporto 10.7 Mhz con centrale fisso e cappuccio in ferrite mobile 10mm x 10mm).

Le bobine L2 e L3 hanno 150 nH e sono avvolte su supporti per medie frequenze TV 36 MHz con nucleo in ferrite mobile e cappuccio in plasti-

ca 10mm x 10mm. L2 e L3 hanno 4 spire filo di rame smaltato 0.25 mm nella parte superiore del supporto. L4 e L5 sono bobine autoportanti 4 spire filo di rame smaltato 1 mm su diametro interno 4 mm. L6, L7, L8 e L9 sono incise sullo stampato.

Loscillatore e relativi moltiplicatori sono gli unici stadi che richiedono una taratura: basta tararli per la massima potenza d'uscita.

Ogni stadio bisogna tararlo in modo che sulla base del transistor seguente si ha un minimo di tensione che non deve superare -1V; questa tensione deve essere misurata tramite un'impedenza o un'opportuna resistenza per evitare di influire sul funzionamento. In fine si esegue la taratura dell'oscillatore sull'esatta frequenza di lavoro.

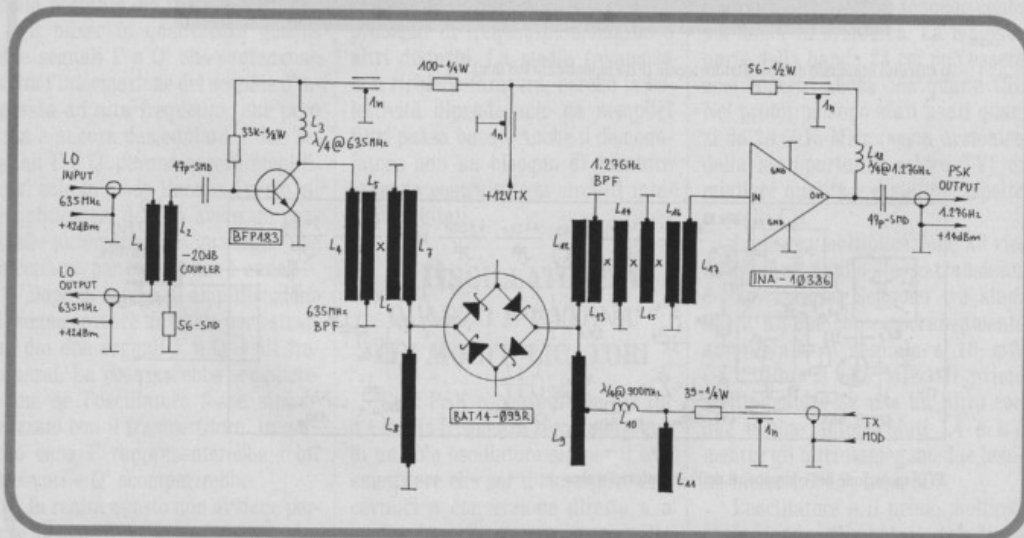
5. MODULATORE PSK 1270 MHz

Lo schema del modulatore PSK 1270 MHz è in figura 6. Oltre al modulatore-mixer ci sono anche l'accoppiatore direzionale, l'amplificatore dei 635 MHz, i due filtri passa

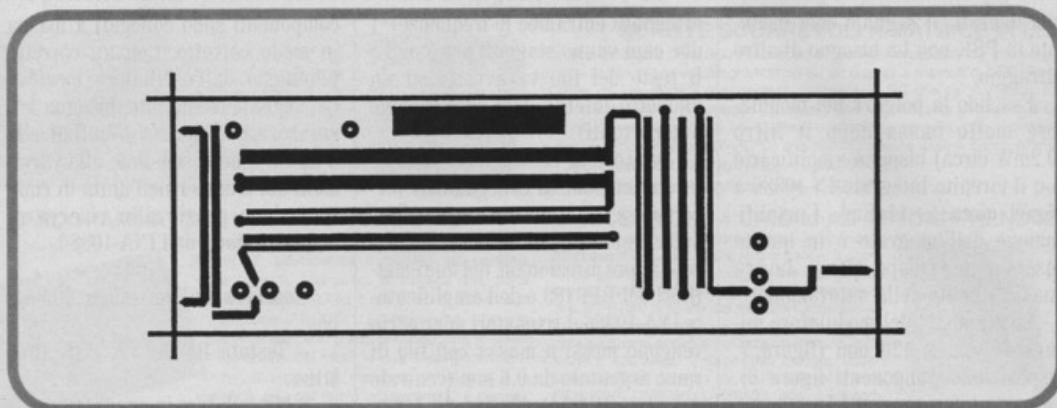
banda 635 MHz e 1270 Mhz e l'amplificatore del segnale PSK a 25 mW (+14dBm). Tutti i filtri sono realizzati in tecnica microstrip su vetronite FR4 da 0.8 mm a doppia faccia.

Essendo l'oscillatore locale collegato contemporaneamente al trasmettitore e al ricevitore, è presente sulla scheda del modulatore un accoppiatore direzionale (L1), che fa passare la maggior parte del segnale verso il mixer in quadratura del ricevitore. In questo modo i due mixer ricevono sempre il segnale dell'oscillatore locale e perciò la commutazione trasmissione/ricezione e viceversa può essere molto veloce.

Una piccola parte del segnale dell'oscillatore (1% circa della potenza) invece viene prelevata dall'accoppiatore direzionale L1/L2 e mandata al transistor amplificatore BFP183. Il guadagno è fissato a 20 dB il che corrisponde all'attenuazione introdotta dall'accoppiatore. A prima vista può sembrare una soluzione complicata. In realtà questo sistema richiede un solo elemento attivo (transistor BFP183) e il resto è realizzato con le piste incise sullo stampato.



© Schema elettrico del modulatore PSK 1270 MHz.



Ⓒ Circuito stampato del modulatore PSK 1270 MHz (FR4 doppia faccia 0,8 mm).

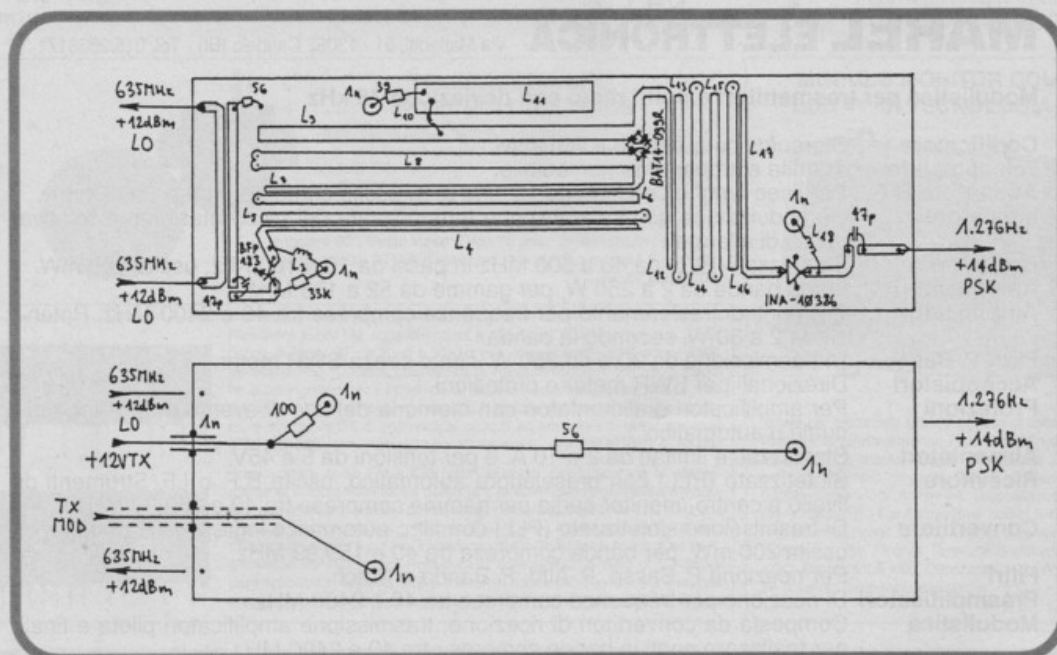
Il filtro passa banda all'uscita del BFP183 (L4, L5, L6 e L7) ha una banda passante di 50 MHz circa e serve ad attenuare la seconda armonica a 1.27 GHz che si genera nel transistor BFP183. Questa provocherebbe una distorsione e un'asimmetria della modulazione PSK.

Per il modulatore ho usato un mixer in armonica (viene modulata

la portante a 635 MHz e successivamente lasciata passare solo l'armonica a 1270 MHz), perché con questo circuito si raggiunge una buona simmetria ovvero una buona attenuazione della portante (30 dB circa) senza complicate tarature con costosa strumentazione (analizzatore di spettro). Il mixer in armonica usa quattro diodi schottky

BAT14-099R che sono già collegati a ponte all'interno della custodia SMD; sebbene basterebbero solo due diodi in anti parallelo, quattro diodi danno un segnale con più potenza all'uscita.

All'uscita del mixer c'è un filtro passa banda per 1270 MHz (L12, L13, L14 e L15) che elimina il residuo dei 635 MHz e altri prodotti



Ⓒ Disposizione dei componenti del modulatore PSK 1270 MHz.

indesiderati. Il segnale così modulato in PSK non ha bisogno di altro filtraggio.

Essendo la potenza del modulatore molto bassa dopo il filtro (0.2mW circa) bisogna amplificarlo con il circuito integrato IN-10386 a 25mW circa (+14dBm). L'amplificazione dell'integrato è in questo caso un po' troppo alta e lavora quasi al limite della saturazione.

Lo stampato del modulatore misura 40 mm X 120 mm (figura 7, disposizione componenti figura 8). La parte inferiore non è incisa, ma fa' da piano di massa per i microstrip. Usando vetronite FR4 da 0.8 mm le perdite RF a 1.3 GHz sono piuttosto elevate.

Le uniche bobine che bisogna avvolgere sono le impedenze da un quarto d'onda L3, L10 e L18 fatte con filo di rame smaltato 0.25 mm. L3 è lunga 12 cm (un quarto d'onda a 635 MHz), L18 7 cm (1270 MHz) e L10 9 cm (una via di mezzo per

attenuare entrambe le frequenze). I due capi vanno stagnati per 5 mm e il resto del filo va avvolto su un diametro interno da 1 mm (bobine autoportanti).

Durante la costruzione bisogna fare attenzione ai collegamenti verso massa dei risonatori microstrip, della resistenza da 56 ohm, dell'accoppiatore direzionale, dei due emettitori del BFP183 e dell'amplificatore INA-10386. I risonatori microstrip vengono messi a massa con filo di rame argentato da 0.6 mm (centrale del cavo RG-214) nei fori da 1 mm nei punti indicati saldandoli bene da entrambi i lati. La resistenza da 56 ohm e i due elementi attivi sono messi a massa tramite fori da 3.2 mm chiusi dalla parte della massa con un pezzetto di foglio di rame e riempiti con stagno fino a raggiungere il contatto della resistenza SMD o del semiconduttore.

Anche il modulatore non ha bisogno di nessuna taratura se tutti i

componenti sono collegati a massa in modo corretto. Con un corretto pilotaggio dall'oscillatore locale e dal segnale modulante, bisogna misurare all'uscita 25 mW. Il livello d'uscita è poco sensibile alle variazioni del trimmer nell'unità di commutazione grazie alla riserva di amplificazione dell'INA-10386.

Continua sul prossimo numero con:

- Testata RF del rtx PSK 1270 MHz;
- Miscelatore in quadratura I/Q per 1270 MHz;
- Amplificatore I/Q a due canali con AGC comune;
- Demodulatore PSK I/Q di Costas;
- Commutazione RX/TX;
- Assemblaggio del RTX PSK 23 cm.

RTX PSK 23 cm 1.2288 Mbps per packet-radio

SECONDA PARTE

di Matjaz Vidmar, S53MV
(traduzione Andrej Santin, IV3KCB)

6. TESTATA RF DEL RTX PSK 1270 MHZ

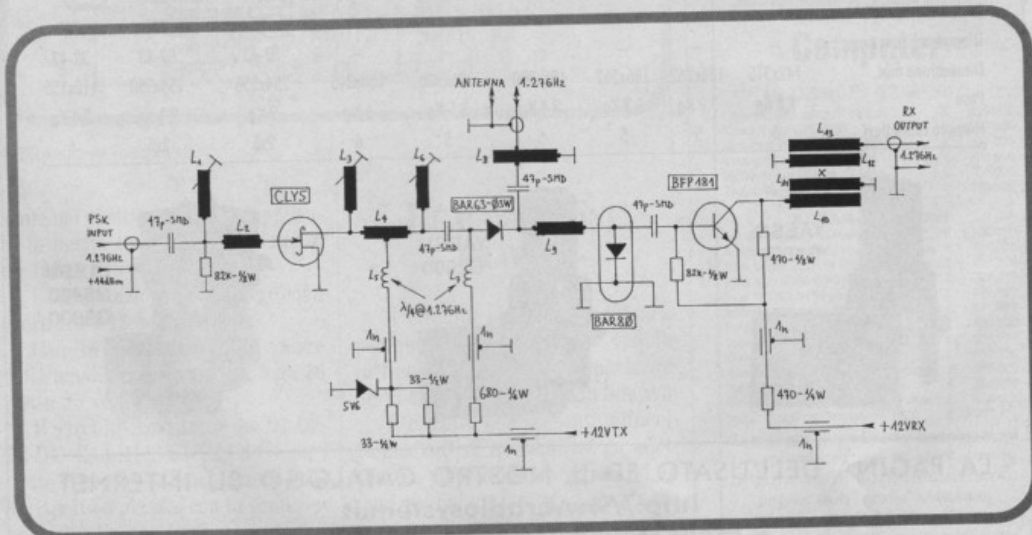
Lo schema è mostrato in figura 9. L'unità contiene l'amplificatore finale di potenza del trasmettitore, il preamplificatore con il filtro RF passa banda del ricevitore e il commutatore d'antenna a diodi PIN. Anche questa unità è costruita in tecnica microstrip su vetronite FR4 a doppia faccia da 0.8 mm.

Nell'amplificatore di potenza del

trasmettitore è utilizzato un solo transistor GaAs CLY5, con 16 dB di guadagno e 1W (+30dBm) di potenza d'uscita. Nel vecchio rtx WBFM 23 cm ci volevano ben tre stadi amplificatori per raggiungere la stessa potenza. Il transistor CLY5 lavora a bassa tensione 5.5V e la tensione negativa sul gate se la genera da solo rettificando il segnale d'ingresso.

Il commutatore d'antenna è costruito con due diversi diodi PIN BAR63-03W e BAR80. I chip dei due diodi sono molto simili, l'unica dif-

ferenza è nella custodia. BAR63-03W è costruito in modo da avere una bassa capacità parassita e viene usato come interruttore RF in serie. Al contrario il diodo BAR80 ha una bassa induttanza parassita e viene usato come interruttore RF parallelo (diodo "shunt"). Il commutatore è realizzato in modo che in trasmissione siano chiusi entrambi gli interruttori. La linea da un quarto d'onda L9 serve per far vedere al trasmettitore il corto circuito del diodo BAR80 come un circuito aperto.

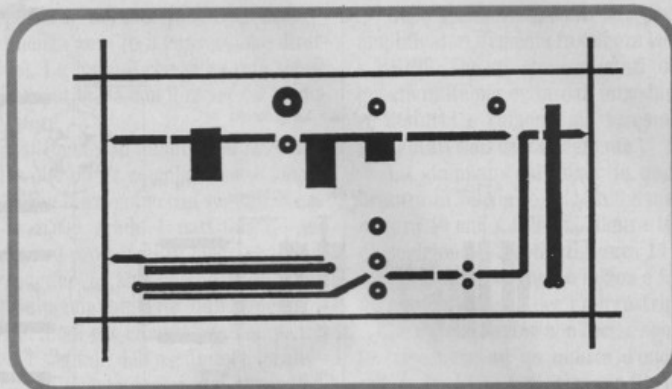


© Schema elettrico della testata RF PSK 1270 MHz.

Il preamplificatore usa un transistor BFP181 che dovrebbe avere una cifra di rumore attorno ai 2dB e un guadagno di 15dB senza particolari tarature. Il filtro passa banda (L10, L11, L12 e L13) deve attenuare i forti disturbi dei trasmettitori di potenza fuori banda per evitare il rivelamento diretto di modulazioni d'ampiezza ovvero per evitare prodotti indesiderati nel mixer in quadratura. La banda passante è di 100 MHz circa e le perdite sono di 3dB circa usando vetronite FR4.

Lo stampato della testata RF in vetronite FR4 da 0.8 mm misura 40 mm x 80 mm (figura 10, disposizione componenti figura 11). La parte inferiore non è incisa e fa da piano di massa per i microstrip.

Le uniche due bobine non incise sono le impedenze ad un quarto d'onda a 1270 MHz L5 e L7 fatte con filo di rame smaltato 0.25 mm della lunghezza di 7 cm. I due capi vanno stagnati per 5 mm e il resto del filo di rame va avvolto su un diametro

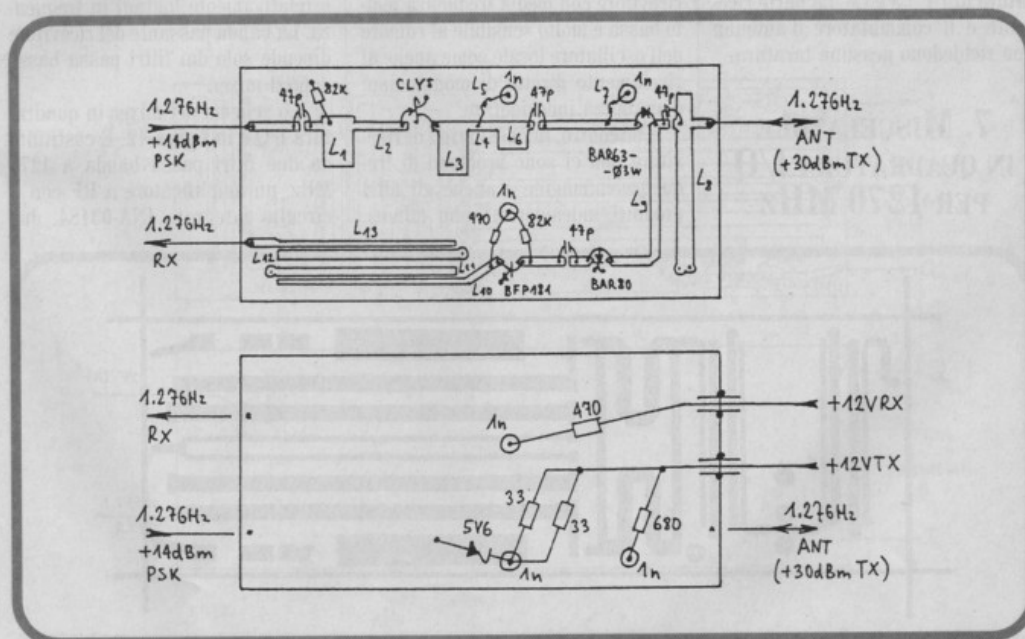


99 Circuito stampato della testata RF PSK 1270 MHz (FR4 doppia faccia 0,8 mm).

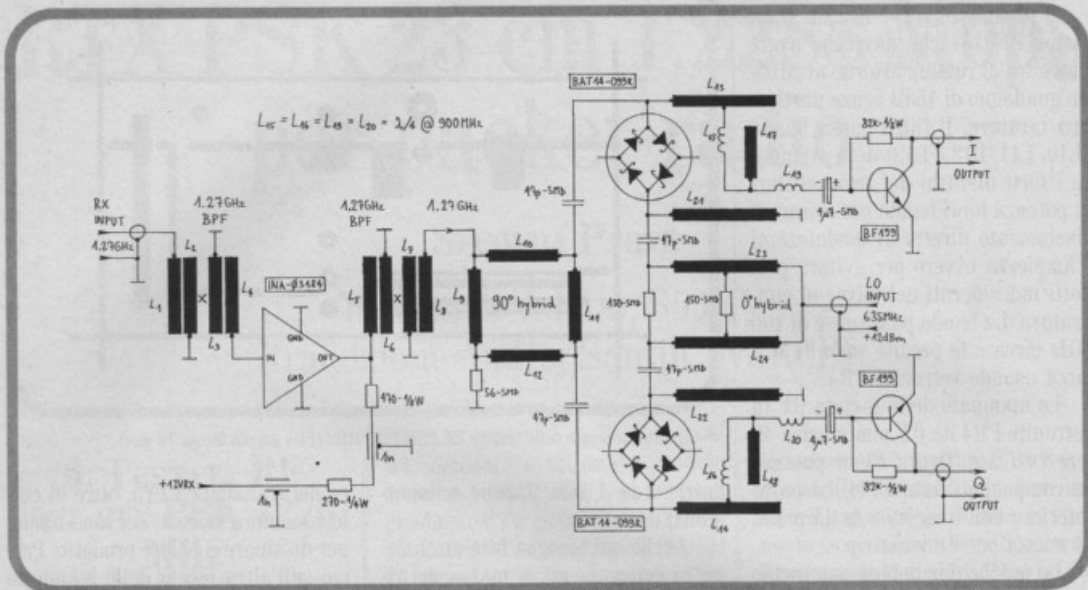
interno da 1 mm (bobine autoportanti).

Anche qui bisogna fare attenzione ai collegamenti di massa dei risonatori microstrip e dei semiconduttori CLY5, BAR80 e BFP181. I primi vengono messi a massa con filo di rame argentato da 0.6 mm mentre i secondi con gocece di stagno come nel modulatore. I due sour-

ce del transistor CLY5, oltre al collegamento a massa, servono anche per dissipare il calore prodotto. Perciò sull'altra faccia dello stampato bisogna saldare un foglio di ottone 15 mm x 15 mm x 0.5 mm e riempire di stagno i due fori da 3.2 mm e 5 mm. Il diodo BAR80 va a massa tramite due fori da 2.5 mm e il transistor BFP191 tramite due



100 Disposizione dei componenti della testata RF PSK 1270 MHz.



Ⓢ Schema elettrico del mixer in quadratura I/Q 1270MHz.

fori da 3.2 mm.

Se correttamente montato l'amplificatore di potenza eroga almeno 800mW che diventano 1W con la taratura di L1, L3 e L6. La parte ricevente e il commutatore d'antenna non richiedono nessuna taratura.

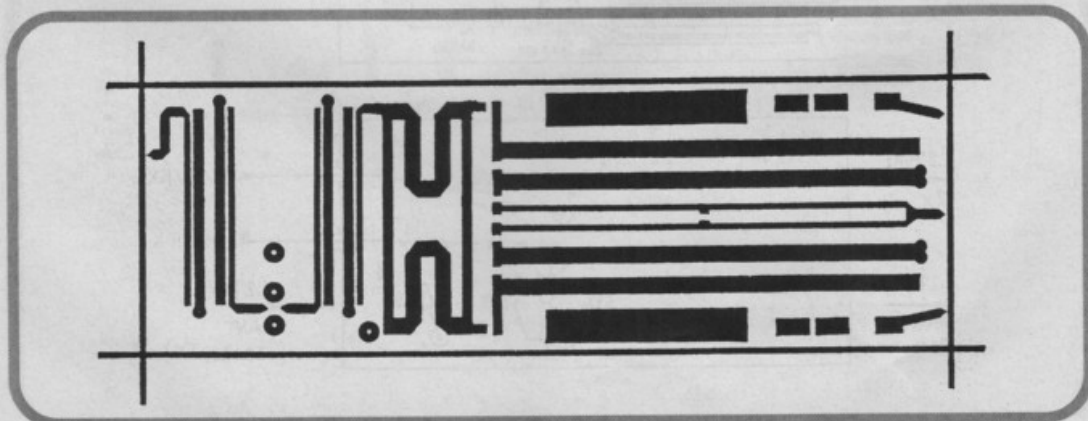
7. MISCELATORE IN QUADRATURA I/Q PER 1270 MHz

La progettazione del miscelatore per un ricevitore a conversione diretta, o a media frequenza zero, si differenzia un po' dai soliti mixer. Il ricevitore con media frequenza molto bassa è molto sensibile al rumore dell'oscillatore locale come anche al rivelamento diretto di modulazioni d'ampiezza indesiderate.

Per contro, in questo tipo di ricevitore non ci sono problemi di frequenze immagine e anche gli altri prodotti indesiderati sono minori.

Per questo non hanno bisogno di grande selettività nella parte RF. I filtri passa banda servono solo ad attenuare i forti segnali fuori banda e relativamente lontani in frequenza. La banda passante del ricevitore dipende solo dai filtri passa basso dopo il mixer.

Lo schema del mixer in quadratura I/Q è in figura 12. È costituito da due filtri passa banda a 1270 MHz, un amplificatore a RF con il circuito integrato INA-03184, due



Ⓢ Circuito stampato del mixer in quadratura I/Q 1270 MHz (FR4 doppia faccia 0,8 mm).

mixer in armonica identici sfasati di 90 gradi con relativi preamplificatori con transistor BF199. Anche questa unità è costruita su vetronite FR4 da 0.8 mm. I due filtri sono gli stessi usati nella testa a RF con 100 MHz di banda passante e 3dB di perdita. Per coprire la cifra di rumore dei mixer e le perdite dei filtri servirebbero 20dB di guadagno. Il guadagno del circuito INA-03184 è un po' alto (25dB), ma con il transistor più economico BFP181 era troppo basso (15dB).

Il mixer in quadratura è composto da due mixer in armonica, dello stesso tipo usato nel modulatore. Questi si sono dimostrati validi per più ragioni. Grazie al collegamento simmetrico dei diodi viene soppresso molto bene il rumore dell'oscillatore locale e l'eventuale rivelazione di forti segnali RF all'ingresso. La seconda è che usando il segnale dell'oscillatore locale dimezzato si hanno meno problemi nella schermatura delle varie unità, cosa molto im-

portante nei ricevitori a media frequenza zero (o a conversione diretta). La terza è che si ha una totale compatibilità con il mixer del modulatore.

Il mixer in quadratura deve avere due mixer completamente identici che funzionano con segnali sfasati di 90 gradi. I partitori devono essere progettati in modo che mantengano lo sfasamento a 90 gradi indipendentemente dall'impedenza dei diodi che cambia con l'ampiezza del segnale dell'oscillatore locale.

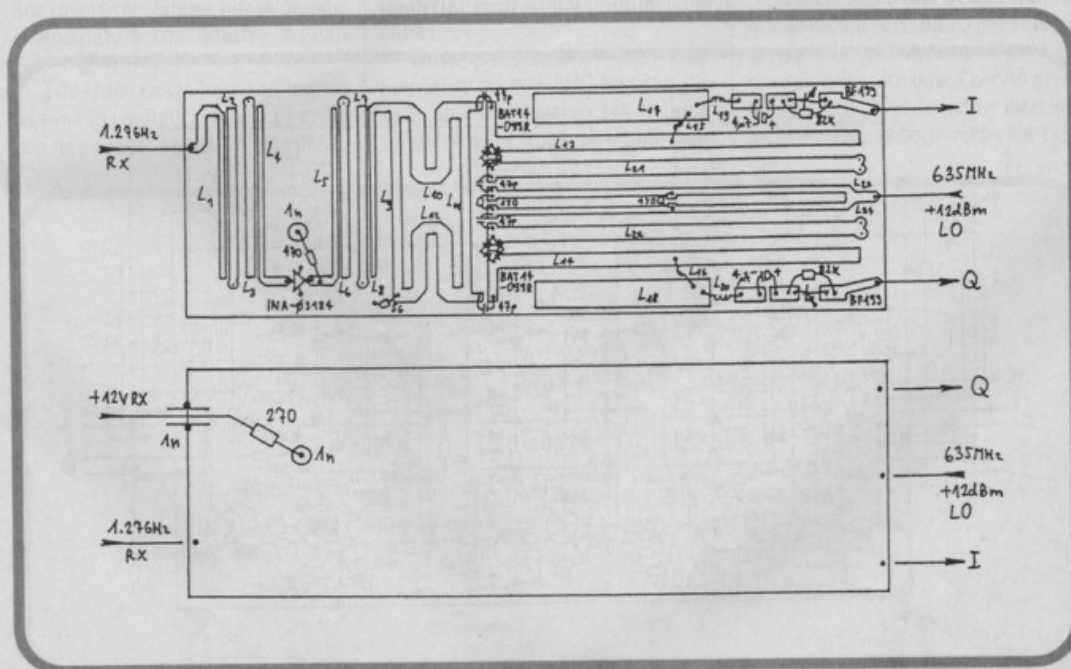
In questo caso i due mixer vengono pilotati con lo stesso segnale dall'oscillatore locale e lo sfasamento viene effettuato sull'ingresso del segnale RF (L9, L10, L11 e L12). I due partitori contengono delle resistenze per assicurare la simmetria e lo sfasamento indipendentemente dall'impedenza dei diodi. Questo tipo di circuito assicura senza alcuna taratura una simmetria migliore del 5% e un errore di fase minore di 5 gradi.

Dopo i mixer seguono due preamplificatori di media frequenza con i BF199. Questi sono montati su questa unità per evitare di introdurre disturbi e rumore, ma vengono alimentati dall'unità seguente.

Lo stampato del mixer in quadratura in vetronite FR4 da 0.8 mm misura 40 mm x 120 mm (figura 13, disposizione componenti figura 14). La parte inferiore non è incisa e fa' da piano di massa per i microstrip.

Le uniche bobine non incise sono le impedenze ad un quarto d'onda L15, L16, L19 e L20 fatte con filo di rame smaltato 0.25 mm di 9 cm. I due capi vanno stagnati per 5 mm e il resto del filo smaltato va avvolto su un diametro interno da 1 mm (bobine autoportanti).

Durante la costruzione bisogna fare attenzione ai collegamenti di massa dei risonatori microstrip, della resistenza 56 ohm e dell'amplificatore INA-03184. I risonatori microstrip vengono messi a massa con filo di rame argentato da 0.6



Ⓢ Disposizione dei componenti del mixer in quadratura I/Q 1270 MHz.

e la velocità di risposta a 1mS.

Ogni stadio amplificatore è realizzato con transistor BF199 che raggiungono tranquillamente alcuni MHz di banda passante. Ogni transistor ha all'uscita un inseguitore d'emettitore per evitare che gli stadi si influenzino tra di loro. Essendoci due canali identici ci sono perciò sei stadi amplificatori.

Il controllo automatico del guadagno viene realizzato usando transistor MOS come resistenze variabili all'ingresso dell'amplificatore. La simmetria tra i due canali I e Q viene assicurata usando transistor MOS dello stesso circuito integrato 4049UB. In questo caso il circuito integrato CMOS 4049UB viene usato in modo inusuale. La restante parte del 4049UB si comporta come dei diodi che non influenzano il funzionamento dell'AGC.

La tensione di pilotaggio dell'AGC viene ottenuta tramite i diodi rettificatori 1N4148. Sono collegati in modo che la tensione dell'AGC dipende dal canale I o Q con l'ampiezza maggiore. Il rapporto d'ampiezza I/Q è perciò assicurato essendo tutti i transistor MOS dello stesso circuito integrato 4049UB uguali.

Lo stampato dell'amplificatore I/Q è in vetronite FR4 monofaccia da 1.6 mm (figura 16, disposizione componenti figura 17). Non essendoci elementi da tarare anche in questo caso bisogna fare attenzione ai componenti montati. Le resistenze devono essere al 5% di tolleranza, invece i condensatori devono essere a film al 10% (sicuramente non ceramici!). I transistor possono essere comuni BF199 perché nella maggior parte dei casi le tolleranze si annullano tra di loro.

Per verificare il funzionamento, prima di tutto si devono controllare le tensioni continue. Poi proviamo separatamente se funziona l'AGC in entrambi i canali. In fine si deve provare la simmetria con entrambi i segnali I e Q presenti e con diversi valori d'ampiezza.

Continua sul prossimo numero con:

- Demodulatore PSK I/Q di Costas;
- Commutazione RX/TX;
- Assemblaggio dell'RTX PSK 23 cm;
- Conclusioni.

sto si può fare semplicemente con una rete di resistenze. Con un commutatore analogico CMOS scegliamo quella fase che corrisponde al segnale ricevuto. L'errore massimo che possiamo avere con 16 fasi è di 11.25 gradi. Questo corrisponde ad un peggioramento del rapporto segnale/rumore di soli 0.017dB al massimo!

Lo schema di questo demodulatore PSK è in figura 18. Dall'amplificatore I/Q riceviamo un segnale con quattro fasi +I, +Q, -I e -Q che pilotano il partitore resistivo composto da 28 resistenze. Dal partitore si possono ricavare 16 diverse fasi che vanno al commutatore elettronico 74HC4067.

Al commutatore segue un filtro passa basso per eliminare i picchi prodotti dalle commutazioni. Il segnale demodolato viene portato a livelli logici TTL dal comparatore LM311 e dalle porte logiche 74HC. In questo modo l'uscita RX DATA (RXM) può pilotare il sincronizzatore dei bit (descrambler) anche tra-

mite un lungo spezzone di cavo coassiale da 75 ohm.

Il commutatore deve essere opportunamente pilotato, più precisamente bisogna farlo girare con la differenza delle frequenze. La differenza delle due frequenze la otteniamo con l'anello di Costas. L'altro commutatore 74HC4067 è identico al primo con la differenza che ha uno sfasamento di 90 gradi ovvero uno spostamento di quattro fasi consecutive in un sistema a 16 fasi.

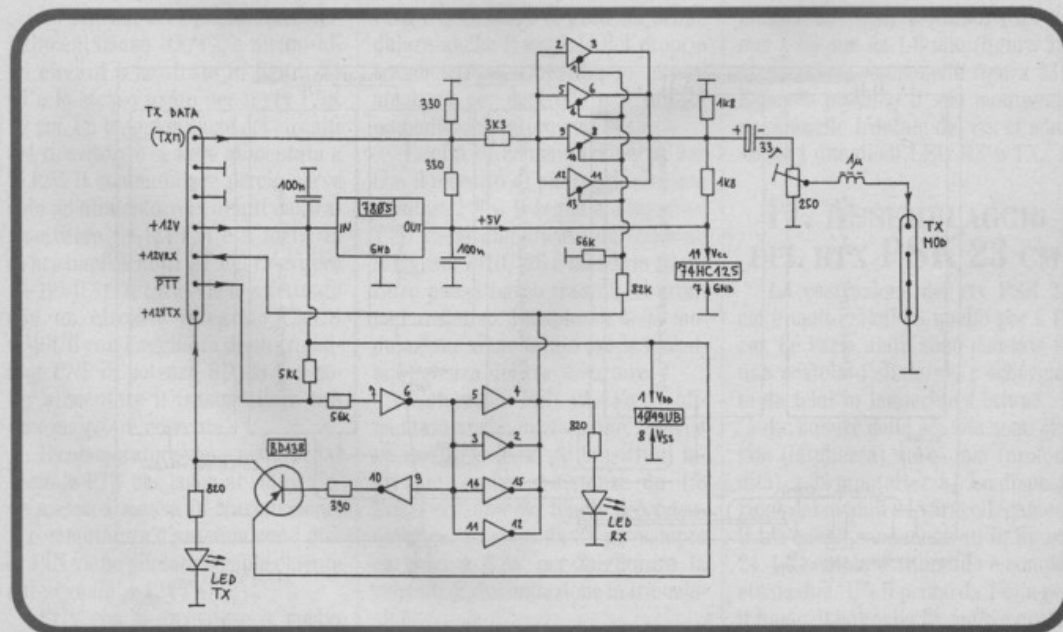
L'uscita del secondo demodulatore in quadratura è proporzionale all'errore di fase. Se lo moltiplichiamo con il vero segnale demodolato otteniamo il segnale per pilotare il VCO dell'anello ad aggancio di fase. In base alla polarità della differenza di frequenza bisogna girare il commutatore avanti o indietro. Perciò il VCO deve generare una frequenza positiva o negativa.

La soluzione più semplice per realizzare un VCO del genere è digitale. Usiamo due contatori 74HC191, che possono contare avanti o indie-

tro, con un clock di 6144kHz. L'ingresso del VCO è proprio il segnale avanti/indietro (up/down). Se è a livello logico basso i due commutatori 74HC4067 girano in avanti ad una frequenza di 24kHz. Al contrario se è a livello logico alto i due commutatori girano indietro a 24kHz.

Se l'ingresso avanti/indietro cambia lo stato logico i due commutatori girano ad una frequenza che è la media degli zero e degli uno all'ingresso. Se il rapporto è uno a uno allora i commutatori sono fermi. Il circuito appena descritto si comporta come un VCO che oscilla da -24kHz a +24kHz.

Essendo l'ingresso del VCO digitale, il prodotto tra l'errore di fase e il segnale demodolato viene effettuato direttamente da una porta logica EXOR (piedini 1,2 e 3 del 74HC86). Il segnale viene poi ripulito da due D flip-flop (74HC74) per evitare stati metastabili nei due contatori 74HC191. Il tutto si comporta come un PLL di primo ordine senza



Ⓢ Schema elettrico della commutazione RX/TX.

il filtro passa basso nella retroazione.

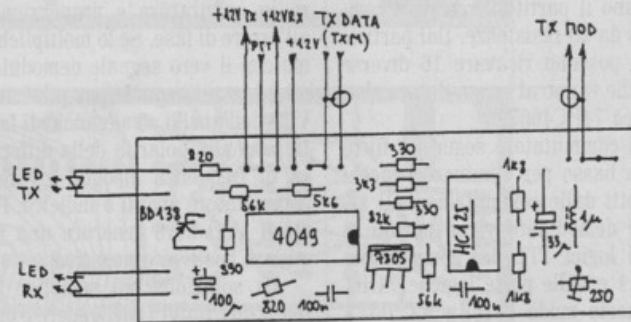
Per essere più realisti, questo demodulatore può correggere una differenza di frequenza di +/-15kHz, essendo +/-24kHz un valore teorico in assenza di rumore. Un clock maggiore aumenterebbe l'area di aggancio, ma aumenta il guadagno dell'anello di Costas è perciò la sensibilità al rumore. Il circuito è stato provato con successo fino ad un clock di 20 MHz.

Lo stampato del demodulatore PSK I/Q Costas è in vetronite FR4 da 1.6 mm a doppia faccia e misura 60 mm X 120 mm (figura 19, disposizione componenti figura 20). Per l'alimentazione dei circuiti digitali a +5V è usato un regolatore 7805 che per dissipare meglio viene fissato in orizzontale allo stampato.

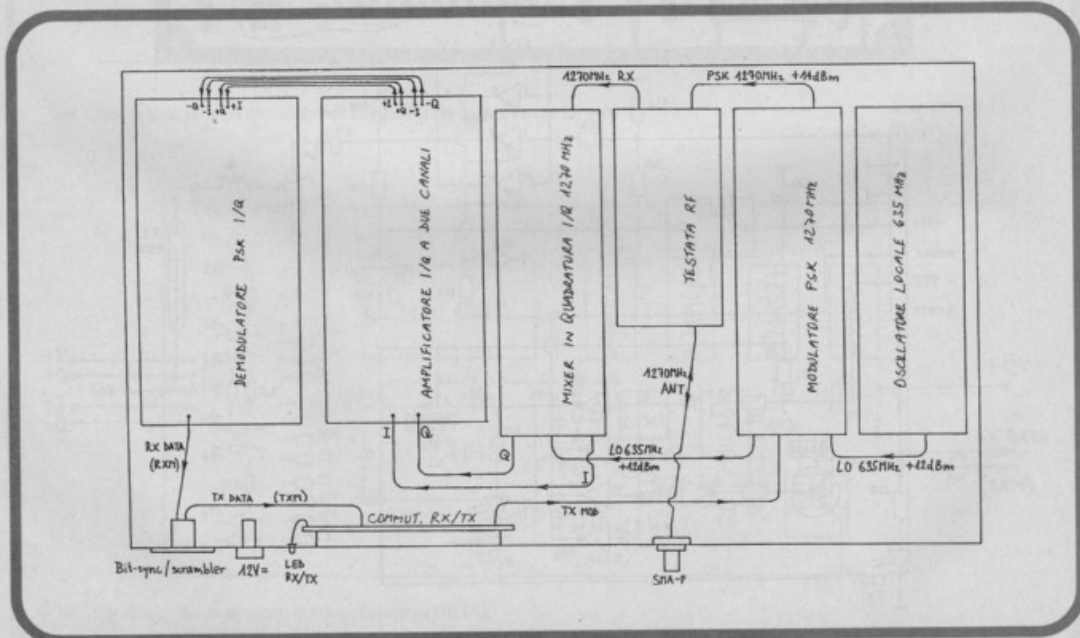
I commutatori CMOS producono disturbi durante la commutazione che si vedono come brevissimi istanti di corto circuito verso massa. Nella famiglia 74HC40xx questi disturbi sono minori che nella vecchia fami-



⊗ Circuito stampato della commutazione RX/TX (FR4 monofaccia 1,6 mm).



⊗ Disposizione dei componenti della commutazione RX/TX.



⊗ Disposizione dei moduli del RTX PSK 23 cm.

glia 40xx. Il circuito descritto generalmente non funziona con i 4067 comuni.

Anche il demodulatore non richiede taratura. Per controllare il funzionamento vengono utili alcuni punti di controllo. Controlliamo il diagramma ad occhio e l'errore di fase con l'oscilloscopio la cui base dei tempi è sincronizzata dall'unità di sincronizzazione dei bit. L'occhio deve risultare ben aperto e l'ampiezza dell'errore di fase deve risultare più di tre volte (precisamente $1/\sin(22.5 \text{ gradi})$) minore dell'ampiezza dell'occhio.

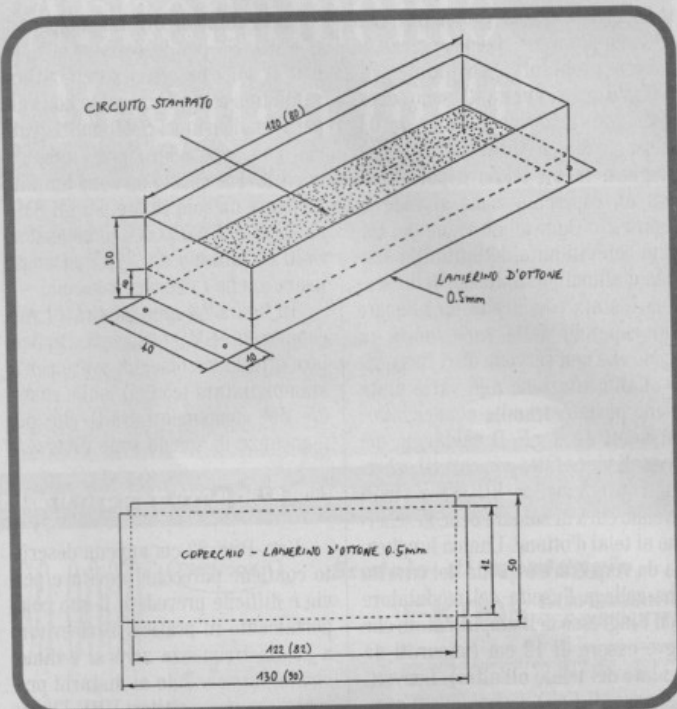
Infine si può misurare la differenza di frequenza del ricevitore misurando la tensione media all'ingresso avanti/indietro dei contatori 74HC191. L'oscillatore può essere tarato misurando all'ingresso 2.5V con un voltmetro analogico mentre si sta ricevendo un segnale PSK modulato.

10. COMMUTAZIONE RX/TX

Lo schema del commutatore dell'alimentazione RX/TX e alcuni altri circuiti è mostrato in figura 21 ed è lo stesso usato per il rtx PSK 13 cm. La maggior parte dei circuiti del ricevitore è sempre alimentata a +12V. Il commutatore perciò serve solo ad alimentare i circuiti del trasmettitore (+12V TX) e a toglierla ai preamplificatori RF del ricevitore (+12V RX). Il tutto viene effettuato con un circuito integrato CMOS 4049UB con l'aggiunta di un transistor PNP di potenza BD138 per poter alimentare il trasmettitore con una maggiore corrente.

Il commutatore viene pilotato dal segnale PTT che come al solito viene messo a massa in trasmissione. Il commutatore d'antenna con i diodi PIN viene pilotato semplicemente dal segnale +12V TX.

Ertx con il ricevitore a media frequenza zero e il demodulatore



⊗ Costruzione dei telai.

PSK I/Q Costas è in grado di demodulare anche il segnale del proprio trasmettitore. Questo può essere sfruttato per controllare il funzionamento dell'intero rtx.

L'unità di commutazione ha anche il circuito di pilotaggio del modulatore PSK. Il segnale d'ingresso TTL viene amplificato dal circuito integrato 74HC125 e mandato ad un filtro passa basso tramite un trimmer resistivo. L'ampiezza della modulazione viene tarata per la massima potenza del trasmettitore.

L'integrato 74HC125 viene alimentato anche in ricezione, ma viene inibito tramite gli opportuni ingressi. Le due resistenze da 1.8 Kohm servono per tenere il condensatore al tantalio da $33 \mu\text{F}$ sempre caricato a 2.5V per migliorare la velocità di commutazione in trasmissione.

Lo stampato del circuito di com-

mutazione è in vetronite FR4 30 mm x 80 mm da 1.6 mm (figura 22, disposizione componenti figura 23). Essendo previsto il suo montaggio su pannello frontale del rtx ci sono anche i due diodi LED RX e TX.

11. ASSEMBLAGGIO DEL RTX PSK 23 CM

La costruzione del rtx PSK 23 cm è molto simile a quello per i 13 cm. Le varie unità sono montate in una scatola d'alluminio e schermate da telai in lamierino d'ottone.

Le misure della scatola sono 320 mm (larghezza) x 175 mm (profondità) x 32 mm (altezza). La disposizione dei moduli e i vari collegamenti tra questi sono mostrati in figura 24. La scatola d'alluminio è composta da due "U". Il primo da 1 mm per il fondo, il pannello frontale e quello posteriore. Il secondo da 0.6 mm per

il coperchio la cui profondità è di 190 mm per avere due sporgenze da 7.5 mm (anteriore e posteriore).

Solo quattro unità RF sono schermate con lamierino d'ottone da 0.5 mm e i vari circuiti stampati sono stagnati in un telaio e poi chiusi con un coperchio come si vede in figura 25. Ogni telaio viene poi fissato con viti autofilettanti alla scatola d'alluminio. L'altezza della scatola è stata così scelta da premere sui coperchi delle varie unità in modo che non servono altri fissaggi.

L'alimentazione alle varie unità viene portata tramite condensatori passanti da 1 nF. Il cablaggio dei segnali viene fatto con cavetti schermati in teflon tipo RG-188 o simili avendo cura di saldare bene lo schermo ai telai d'ottone. L'unica lunghezza da rispettare è quella del cavetto che collega l'uscita del modulatore con l'ingresso dell'amplificatore che deve essere di 12 cm (misurati da un lato del telaio all'altro). I cavetti dei segnali I e Q devono avere sempre la stessa lunghezza!

Lrtx contiene diversi componenti SMD. Se per le resistenze SMD non ci sono problemi perché utilizzabili fino a 10 GHz, questo non vale per i condensatori SMD multistrato che non sono adatti per l'alta frequenza. Per questo mi sono limitato ad usare un solo valore per gli SMD da 47pF. Al posto dei condensatori SMD al tantalio da 4.7μF si posso usare anche i classici a goccia.

In figura 26 sono mostrati i vari componenti SMD utilizzati. Particolare attenzione bisogna avere per le stampigliature (codici) sulle custodie dei componenti SMD che per mancanza di spazio sono diverse.

12. CONCLUSIONE

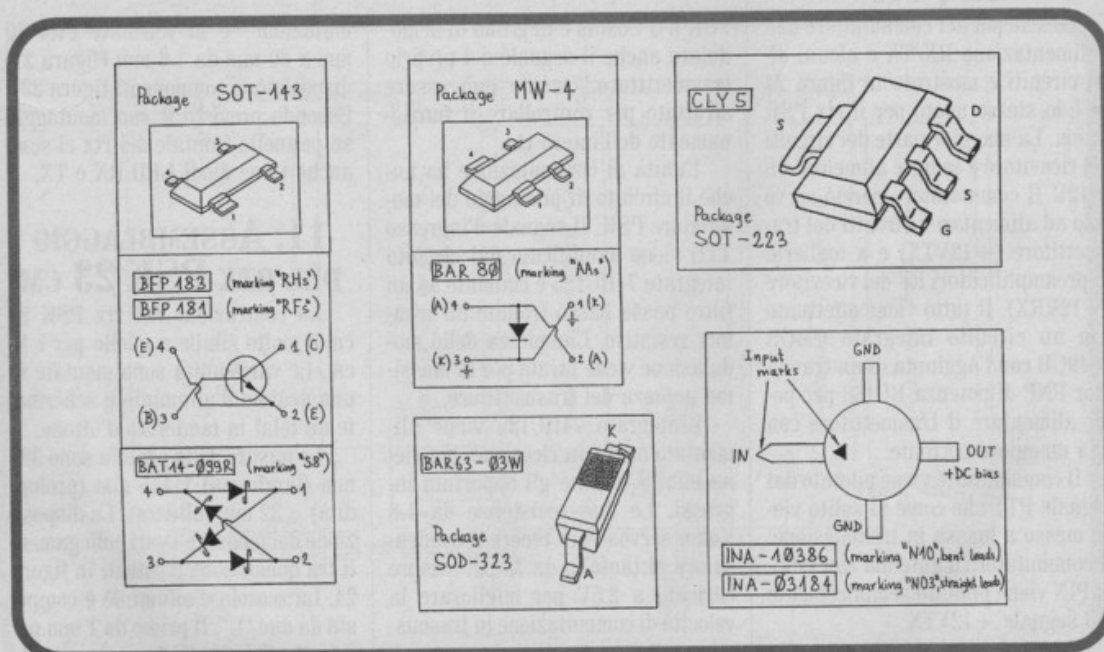
Lrtx PSK 23 cm appena descritto contiene parecchie novità e perciò è difficile prevedere il suo comportamento in pratica. Il ricevitore a media frequenza zero si è dimostrato più sensibile ai disturbi provocati dai trasmettitori UHF TV che funzionano a metà frequenza (635

MHz). Se verrà usato nelle vicinanze di tali trasmettitori bisognerà montare all'ingresso un'ulteriore filtro passa banda o usare antenne in cavità o in guida d'onda.

Su una tratta radio reale di 6 Km senza visibilità ottica si è dimostrato equivalente agli rtx PSK 13 cm pur usando antenne con minor guadagno.

Nel rtx PSK 23 cm i tempi di commutazione RX/TX non sono più legati a fattori fissi (tempo di innescio di un oscillatore a quarzo), ma da costanti RC dell'AGC e altri circuiti. In questo caso si aggira attorno ad 1mS, la metà degli rtx PSK 13 cm.

La novità maggiore è rappresentata dalla grande semplicità per la costruzione. Rispetto al rtx PSK 13 cm contiene meno telai per schermare le unità, meno bobine e sicuramente meno tarature. Per questo i tempi di costruzione per questo rtx sono dimezzati rispetto al rtx PSK 13 cm.



⊗ Custodie e sigle componenti SMD.