

まえがき

体調を崩してしばらく QRT をしていましたがコンデションの回復と共に又ぞろ製作の虫が起き出して来たのが今年の始めでした、そう思い出すとやりたいことは山ほどありましたが先ず手始めに QRT 前にやりかけていた 5.7GHz のトランスバーターの再設計をする事にしました。以前に製作したトランスバーターのほこりを払ってはみたものの、バラクタやキャピテイアンプでは何とも時代遅れの様でこの際思い切って最新のストリップラインに依るワンボード型のトランスバーターを造ることにしました。

先ず資料集めのため手元にある何年前からの CQ 誌や HAM Journal 等の関係記事の中から参考になる様なものを集めてみました、それぞれ素晴らしい力作ぞろいですが只残念なことは設計の基礎について書かれたものが今ひとつ少ないようでしたのでその点を重点に考えて見る事にしました、全体の構成としては今迄に内外の雑誌に発表されたものの寄せ集めの様になりましたが各部については私なりの改良(改悪?)を加えてあります。

全体の構成は第 1 図のブロックダイアグラム及び第 2 図の回路図の様に受信回路は HEMT をトップとした RX3 段 + 3db ハイブリッドミキサ、送信回路はラットレースミキサ + 3 段アンプの構成で出力約 50mW を得ています、同じ形式のミキサーにしなかったのは両方の実験をして見たかったからです、局発回路は 2.24GHz, 5 ~ 10mW を 2 倍し 1 段アンプで RX, TX ミキサに各々 10mW を与えています、従って 5760MHz が 1280MHz の IF になります、使用するデバイスとしては RX1 段目に FHX06LG、送信回路の 1 段目にはゲインを考えて MGF1302、その他の FET は 2SK571 が割合に安価に入手出来ましたので使うことにしました、ミキサダイオードは hp 社の DBS 用のダイオード HSMS8202 を使ってみました、IF 回路と電源切り替えにはオーソドックスにリレーを使っています。

このトランスバーターに必要な 2.24GHz の局発としては水晶発振を 2 倍したのものや、PLL 回路で一挙に目的周波数を作り出す方法などが考えられますが、何れもスプリアスやノイズの点で長短が有りますので、ここではどちらもテスト出来る様に別のユニットとしました。

以上の構成によるトランスバーターの回路は 80mm x 160mm の PPO 基板(松下電工のガラス熱硬化基板)に組み込んであります、このトランスバーターは今年のハムフェアで私達の MWAC のブースに展示してありましたので、ご覧になった方も多いと思います、現在 MWAC のクラブ員の方々が製作されており、既に 5 ~ 6 局がオンエアされています、製作も順調で調整と言ってもバイアス用のボリュームを回すだけで 50mW + - 10mW 位に納まっていますので、再現性はかなり良いほうではないかと自負しています、なおこの基板及び完成品とも若干の用意が有りますので興味のある方は編集部気付けでお申し込みください。

次に各段の設計について書いてみます。

ガリひそ FET を使った増幅回路について。

ここでは今まで HAM 雑誌であまり触れられていない基礎的な事や、日頃私が疑問に思っていた事などについて多少突っ込んで書いてみたいと思いますので理論が面倒な方はここは読み飛ばして組立編から読んでください。

今までも FET を使用したアンプの設計については多くの方が発表されていますが、マイクロ波帯では主として S パラメーターを使ったマイクロストリップラインによる設計が一般的です。そしてこれに就いては HAM Journal の第 63 号に OM が詳細に述べられていますので、詳しくはそちらを見て頂くとして此处では省略しますが、只ここで考えなくてはならない事は、S11 および S22 に対してのみマッチングをとる方法では周波数が高くなると実際との誤差が大きくなります。これは S11 というのは FET の出力側を 50 オームでターミネートした時入力側から見た反射係数の値です。従って、S11 に対してマッチングをとる時は出力側は 50 オームのラインのみで構成し、次に接続されるものも 50 オームのインピーダンスを持つものでなければなりません。もし出力側に S22 にマッチングする様な回路を接続すると、入力側出力側共に mismatching となり、FET の持つ最大の特性

を引き出すことはできません。この様に S11、S22 は相互に関係し合うため、入出力側とも同時にマッチング取る（この時マッチングゲインは最大になる）ためには S12、S21 をも計算に入れた回路を作らなければなりません。この計算は一寸厄介で手計算では非能率的ですのでコンピュータで計算することになりますが、幸い古くからこの計算用のプログラムは数多く発表されていますのでご存知の方も多いと思います。私は HAM RADIO 誌 1982 年 10 月号に Greg Vatt が発表した computer-aided UHF preamplifier design をもとにして N88BASIC に書き換えたものにストリップラインや安定係数 K、雑音指数などの計算ができ更にスミスチャート上にプロットするグラフィックを付け加えた RF-DES7.BAS を作って愛用しています、ちなみに本家の USA でも Vatt のプログラムに手を加えた AMPDES.BAS がアマチュアの間で使われている様です。この RF-DES7 は、使用するデバイスの名前と使用周波数を入力するとそれにたいするマッチングポイント ms、 ml の値とさらにマッチング回路定数を計算してくれるものですが、ここで問題になるのは安定係数 K の存在です、この K の値は 1 以上になっていけば問題なしに前述の ms、 ml を算出できますが K が 1 以下の時は計算できません、この K が 1 以下のとき入出力共マッチングするようにしていくとゲインがどんどん増えていってついには発振するようになってしまうためです。この K の値は前述のプログラムで計算できますが、データブックの S パラメーターの表には載っているものもあります。殆どのガリヒ素 FET では K が 1 以上になるのは 10GHz 以上の場合で今回の 5.7GHz では K を 1 以上にする為の工夫が必要です。この K を 1 以上にする方法は幾つかありますが此处ではソースにインダクタンスを入れる事にしました、以下 2SK571 で約 0.2nH のインダクタンスを入れない時と入れた場合の K の変化を第 1 表に示しました。之で見ても 4.75GHz から 6.5GHz で K が改善されている事が分かります。具体的には 2SK571 のソースリード 1mm 当たり約 0.5nH の値を持っていますので 0.8mm 厚の基板を使用する場合ソースリードを真直ぐ基板を通して裏側でハンダ着けすることにしました。またスルーホールランドの上にソースリードをハンダ着けする様なパターンではソースリードの先約 1mm 位の所でハンダすると良いと思います。ただしこの様にソースにインダクタンスを入れて K を改善する方法はどんな周波数にでも適用できるわけではありませんが、1~6GHz のアンプにはよく行われています、デバイスにも依りますが、一般的なガリヒ素 FET では 1~2GHz に 1 nH、5~6GHz で 0.2nH 位が適当です、なお之が長過ぎるとゲインが下がるだけでなく、返って発振するので注意が必要です。この 571 の 5.7GHz で RF-DES7 に依る計算結果を第 3 図に示して置きました。このプログラムでは回路のロス計算に入れていませんので、実際に組み立てたものは計算より 1~2db 少なくなります、それ以外ではかなり正確です、只このソフトでは単一周波数のみの計算ですので全体の周波数特性を見るために私は IBMPC 上で働く Eagle Ware 社のシュミレーションソフト SuperStar Pro を使って最終的に回路定数を決定しています。又第 3 図ではマッチング素子としてオープンスタブを使う場合とショートスタブを使う場合の両方の計算結果が出ていますが、ここでこれらの違いについて考えてみます。いずれのスタブを使っても目的周波数で特性は同じようにできますが、前後の周波数特性はちがってきます、簡単にいえばオープンスタブはローパス回路となりショートスタブはハイパス型の特性を持つようになります、FET を使ったアンプは低い周波数で高いゲインを持っているため、オープンスタブを使った時には目的周波数よりかなり低い周波数でゲインの高い所ができることが多いものです、その周波数近辺に放送等があると思わぬ混変調の原因となるので注意が必要です、かつて 1200MHz のプリアンプをマイクロストリップラインで作った時に UHF TV の第二高周波による混変調に悩まされたものです。オープンスタブとショートスタブの組み合わせはバンドパス特性となります、2SK571 を使ってスタブの違いによる周波数特性を SuperStar でシュミレーションしてみたものを第 4 図から第 5 図に示しました。

マイナスバイアス回路と電源供給回路について

前述の様に低い周波数で高いゲインを持つことや、高い周波数での位相の回り込みによる発振をさけるために、バイアス回路や電源回路にも対策が必要です。具体的には第 6 図の様な回路が使われていることは良く知られているところです。ここで L1 は目的周波数

で 1/4 波長のハイインピーダンスライン、L2 では同じく 1/4 波長のローインピーダンスのオープンスタブで構成しています、従って L1 と L2 の接続点のインピーダンスは目的周波数ではアースに対してショートとなります、このため L1 とストリップラインの接続点からこの回路を見た時はハイインピーダンスとなり、目的周波数ではこの回路は切り離されたものとなって何等の影響も与えません。しかしこれ以外の周波数ではこの回路の影響を無視することはできなくなり発振などのトラブルの原因になります、図中の R と C はこれを改善するためのものです。ここではこの素子の働きの説明は省略して R、C がある時と無い時との計算結果を第 2 表に示しました、これで見ても 2GHz から 4GHz の K がかなり改善されている事がはっきりと解かります。電源回路はリレー用の 12V 以外の +5V は 3 端子定電圧 IC から、-5V は DCDC コンの 7660 で供給しています。

ミキサ回路について

このトランスバーターのミキサ回路には送受信とも Hp 社の HSMS8202 という DSB 用が開発されたミキサダイオードを使用しました。このダイオードは特性の揃ったペアダイオードが一つのパッケージに入っていてハイブリッド回路やラットレース回路に使いやすい形をしています、HP 社ではこのダイオードの等価回路を発表しています。

第 7 図 (HP 社コミュニケーション コンポーネント カタログより転載) のでマッチング回路を考えて見ました、第 8 図はこの部分を抜き出して見たもので、ダイオードの片側は目的周波数や局発周波数で 1/4 波長のオープンスタブに接続されていますので等值的にアースされていると考えられます、従ってマッチング回路は 50 オームをダイオードの S11 に変換するものとなります、このダイオードの 5GHz での S11 は約 95 オーム - J17 オームですからマッチング回路は 70 オームのストリップラインを 1/4 波長弱接続するだけで出来上がります。このダイオードとラットレース回路に依る送信ミキサの特性を取って見たのが第 9 図です、LO が 10dBm、IF が 0dBm でフィルターアウトが約 -10dBm を得ていますのでコンバージョンロス は 10db 位になりました、受信用ミキサについては特性を取って見ませんでした、総合的に見て同じくらいのロスになっているものと思います。送信回路ではこれを MGF1302 で一段アンプ後 2SK571 の 2 段アンプで 30db 程増幅して出力は 17dBm (50mW) 前後になります (フィルターロス 3db を含む・第 10 図、第 11 図)。

受信回路は前述の様に FHX06 + 2SK571 × 2 段のアンプでフィルターを含めた総合特性を実測したのが第 12 図 ~ 第 13 図でノイズフィギュア 1.2db とゲイン 27db を得ています (フィルターロス 3db を含む)。入力側のリターンロス はノイズフィギュアを下げる様に設計しましたので図の様に 12db 程です。

局発 2 倍及び増幅回路について

局発回路は 2.24GHz を 2 倍して 4.48GHz としています、今まで発表されている 2 倍回路はそれなりに良い性能を持っている様ですが残念な事にはその設計の仕方が発表されていません、2 倍回路の解析にはノンリニアのシュミレーションが必要で、EEsof 社の LIBRA か Supercompact 社の Microwave Harmonica 等が必要ですが、PC 版でも 2 ~ 300 万ほどするので、とても手の出る物では有りません、私は効率のよい 2 倍回路の設計方法がないのかと探していましたが、たまたまある機会に Artech House 社の NONLINEAR MICROWAVE CIRCUITS の中に FET を使った 2 倍回路の設計が有るのを見付けました、早速応用したのが第 14 図の回路です、回路構成としては出力側のトラップ回路、マッチング回路、入力側マッチング回路、バイアス回路で出来ています、出力側のトラップ回路は入力周波数の 1/4 波長のオープンスタブで、これによって出力側に表れる入力周波数及び奇数倍の成分はショートされます、出力周波数ではこのトラップは目的周波数で 1/2 波長となり何等の影響も与えません、従って入力回路のマッチング定数は出力側の S22 をショートしたと考えると計算します。又入力側のバイアス回路は入力周波数で 1/4 波長のショートスタブで出来ていますので入力周波数には影響は与えませんが出力成分の入力側への洩れはこのスタブでショートされます、従って出力側のマッチング回路は入力側と同様に S11 をショートとして計算されます、以上の結果は第 15 図の様になりました。これらの計算は 2 倍効率を除いては前述の RF-DE7 や Super Star で計算で

きます、この 4.48GHz は続く 2SK571 で増幅されヘアピン型フィルターでスプリアスを取り除いた後 3db カプラーで 2 分配され送受信ミキサーに送られます。

段間接続用カップリングコンデンサーについて

前々から諸 OM の回路を見て疑問に思っていた事の一つにカップリングコンデンサの容量がありました、回路素子の要素には R,C,L がありますが具体的なパーツとしては一つの要素だけで成り立っている事は無く多少の違いはあってもこの三つが同時に含まれていません、そしてこの事はマイクロ波の回路を考える時には無視できない事となります段間カップリングコンデンサについても同様で、純粋に容量のみであるならばその持つリアクタンスが接続される回路のインピーダンス(ここでは 50 オーム)の 1/10 以下であれば問題ないのですが(5.7GHz では約 5pF 以上)実際には通常使われているセラミック型チップコンデンサでは約 0.5nH のインダクタンス分がありますので、このコンデンサのインピーダンスは +J12.5 オームとなり 5.7GHz では段間にコンデンサではなく約 0.35nH のインダクタンスが入った事になります。

従ってこのコンデンサの容量を選ぶにはインダクタンスによる直列共振周波数が使用周波数に近いものが良いと考えられます、見当としては 2.4GHz で 5pF、5.7GHz で 2pF、10GHz で 1pF です。尚この直列共振周波数はメーカーによって又種類、大きさ、構造等によって異なりますので詳しくはメーカーの資料を見て選ぶ必要が有りますが、マイクロ波のデータが少ないのは困ったものです。

キャリコン回路について

IF ラインとの結合にピックアップループを使用したもので前々から私の愛用している回路です、ダイオードと IF ラインを小容量のコンデンサで結合する回路よりも良好な動作をする様です、以下これについて少し説明してみます。キャリコン回路が動作する時は言うまでもなく親機が送信になった時でこの時点ではトランスバーターはまだ受信状態です、従って IF 回路は受信回路のローパスフィルターを通過してミキサーに接続されています、この IF 側から見たインピーダンスが 50 オーム近くなっていれば反射は起こりませんが実際はかなりかけ離れていることが多く、この為親機からのパワーが十分送り込まれずピックアップ用のコンデンサーに与えられる電圧が低くなってキャリコンの動作が不安定になる様なトラブルを起こします、この様な時は親機のパワーを増やしても思う様にキャリコンの動作が改善されないものです、また親機との接続ケーブルの長さを変えて見ると大幅に変化があります。この点ピックアップループではアース側が直接アースに落ちているので方向性はなく、進行、反射の区別なく電力をピックアップしてくれるので VSWR に無関係となる様で、事実コンデンサをピックアップループに変更するだけで動作が安定します、具体的にはダイオードのリードにチューブをかぶせ IF ライン上に 10~15mm 位添わせるだけですがこれで 10mW 以上で動作させる事ができます。

フィルター回路の設計について

5.7GHz 及び 4.48GHz のスプリアス除去用としてマイクロストリップラインによるヘアピン型フィルターを使うことにしました、これは諸 OM の発表された記事によく出て来るフィルターですが、困った事には各部の寸法をどうやって決めてよいのか判りません、そこで之も Super Star でシュミレーションして見る事にしました、之を測定してみるとバンドパス特性は同じように出ていますが実物のほうが高い方へずれていますので、その割合でエレメントの長さを伸ばして再調整した第 16,17 図です、4.48GHz 用は第 18 図及び第 19 図です、シュミレーションと実測値の比較し易い様にスケールを合わせてあります、これで見るとかなり良く合っているようです、受信ミキサの後にはカットオフ 1.5GHz のローパスフィルターをストリップラインで作りました、フィルターについては周波数特性と共に重要な要素にリターンロス特性が有ります、これが悪いと接続されるデバイスのマッチング回路が設計通りでは巧く動作せず、スタブの位置をとんでもない所へ移動しないとゲインが上がらない事があります、この様な時には今一度フィルターの特性を調べる必要があります。

以上でこのトランスバーターを構成する各部分の設計が終わりましたので此れを纏めて見たのが第 2 図の回路図です。

プリント基板の製作について

回路図を書く事は出来ても之を具体的なプリントパターンにする事は計算による設計と違った大きな問題があります、FET アンプは 50 オームラインにデバイスを乗せ入出力側に適当なスタブをカットアンドトライで付ける事である程度のゲインやリターンロスの良いアンプを作ることが出来ますが、ストリップラインを使ったフィルター(ヘアピン型、エッジカップル型等)はその様には行きません、やり方としてはフィルター単体の特性を測定しながらカットアンドトライで目的のものを作って行くわけですが、一度で目的の特性の物を作る事は先ず無理で何回もこの作業を繰り返す事になりますがその度にフィルターを作り直さなければならず、5.7GHz のマイクロ波となると 0.1mm 単位の寸法の正確さが要求されるわけでテープを切って貼りつける方法ではルーペを覗きながらの作業になり私の様に視力のあやしくなった者には難しく、又拡大図面から原寸フィルムにする方法でも原図をプロッターで画いたとしても一回一回の試作に時間が掛かったり、時間節約の為にまとめて寸法の違ったものをいっぺんに作ってみても正解という訳にゆかず今一つ思うようにまかせません。プロの世界ではカッティングプロッターで遮光性のフィルムをカットしてポジやネガのフィルムを作る方法がある事は前から知っていましたので何とかアマチュアでもこの方法が使えないかと思ひ色々な資料を探して見ると、数社で作っている事が分かりましたが、その中でローランドデージー社のスケッチメイトと言うプロッターが価格が手ごろだったので目を着けてみました、只カタログでは専用シートを切る様になっているので同社の東京展示場に問い合わせた遮光性フィルム(俗称赤ネガ)もカット出来る事が分りその入手先も教えて頂けたので性能の点で不安が有りましたが購入に踏み切りました。

このプロッターはフラットベット型で通常のペンプロッターとしての使い方のほかにカッターナイフの刃先を使ってシートを切る事の出来るものです、この使い方の詳細は別に書く機会もあると思ひますのでここでは省略しますが私は 9801 とアスキー社のキャンデー4 という CAD ソフトを使ってプロッターに出力しています、このシステムのお陰で設計変更からフィルムのカット、基板の製作、測定の一サイクルが約一時間で出来る様になり 4~5 回これを繰り返せば大概の回路を完成させる事が出来る様になりました。この様にして単体アンプやミキサー、フィルター等をパーツとして登録しましたので、あとは此等を組み合わせてトランスバーター全体のフィルムをカットすることも全く簡単です、勿論カットする前にディスプレイ上や紙にプロットアウトしてチェックできますし、修正も数字を変更するだけの作業ですみます。

この様にして出来たトランスバーターのプリントパターンを第 20 図に部品配置図を第 21 図及び 22 図に示しました。

組み立て及び配線について

始めにジャンパー線をプリント基板の裏側へ取り付けます、ジャンパー線の数は RX 用 1 本、TX 用 1 本、+5V 用 1 本、- バイアス用 3 本の計 6 本必要です、この時各回路別に色分けしておくのと区別が出来るので後々便利です、第 表に長さとお色分けを書きおきましたので参考にして下さい、ジャンパー線の両端は 3mm ずつ被覆をむいて裏から穴を通して表のランドへハンダ付けして下さい。

次に表側へチップ抵抗の 51 オームを 15 ケ、10 オーム 20 オーム各 1 ケ、ATT1 と ATT2 の抵抗を各々必要な所へハンダ付けします、この様なチップ部品のハンダ付けをする時には予めハンダ付けする部分の片側へ薄く予備ハンダをして置きます、例えば 51 オームのチップ抵抗の場合は幅広いオープンスタブに軽くハンダを乗せ、ピンセットでチップ抵抗を押さえながら、そのハンダを使ってハンダ付けします、抵抗の反対側はその後でハンダ付けして下さい、この時のハンダは出来るだけ少量ですます様にします、部品が隣合う様な所では特に注意が必要で後から付ける部品が取り付け難くなります、私は 0.5mm のハンダを使っています、またハンダごても先端の細い小容量の(10~30W)絶縁の良いセラミック型のものを使って下さい。リークのあるハンダごてはガリひそ FET を破損する事がありますので十分注意して下さい、このリークを調べるにはハンダごてを電源に差し込んで、こての金具部分とアース間にテスターを AC 計にして(最小レンジで)少しでも針

の振れるものは使わないで下さい、AC100V ラインは片側がアースされている為プラグの極性に依っては振れない場合もありますので必ず極性を変えて調べて下さい。ATT1 と ATT2 の抵抗値は親機の出力と接続ケーブルのロスを考えて表中の何れかを選ぶ事になりますが、本機では送信出力の 1db コンプレッションレベルがミキサダイオードに与えられるパワーで 0dBm (1mW) になっていますので、それを基準にして、また受信用ミキサダイオードの破損を避ける為に IF 入力に 100mW を超えない様にして下さい、又キャリコンの感度は 20~30mW になっていますので、それ以上に選んで下さい。これらの抵抗が取付終わったらチップコンデンサをハンダ付けします、数は 2p 6 ケ、5p 1 ケ、10p 1 ケ、1000p 20 ケ 必要です、この時も抵抗と同じ様に出来るだけ少量のハンダで付ける様に心掛けて下さい。キャリコン回路の 1K オームの抵抗や 2SC2603 のトランジスタはこの時 1000p のコンデンサ 2 ケと共にハンダ付けして下さい、ダイオード 1SS99 も第 図の様にハンダ付けしますが、ダイオードのカソード側のリード線は出来るだけ短く (2~3mm 位) して下さい、アノード側は 12~13mm の細い絶縁チューブをかぶせてからストリップラインに密着する様に一端をアースポイントにハンダ付けします、このチューブは出来るだけ細い物を使って下さい、この線の長さや密着度によってキャリコンの感度が違って来ます、図の長さで 20~30mW で動作すれば OK です。

次に 10K の半固定抵抗を取付ますが、予め図の様に加工しておくとお楽です、取付はセンターが 51 オームと 1000p の接続点へ、あとの 2 本はアースと -5V のランドにそれぞれハンダ付けします、この半固定抵抗はチップ部品の上にまたがる為、ハンダの量が多いとショートの原因になりますので注意して下さい、念のためテスターでショートの有無を確かめておくとい良いでしょう。

次に電源回路の 3 端子レギュレーター IC とその回りの 10u のコンデンサを取付ます、受信回路は電流が少ないので IC は 100mA の物で間に合いますが、LO 回路と送信回路には出来るだけ容量の多い物を使って下さい、マイナス電源用の IC7660 にはキャンタイプと DIP8 ピンがありますが、どちらでも同じように使用できます、只コンデンサの極性を間違えない様にして下さい、ピンの 4 番と 5 番がマイナス側です。

更に同軸リレー G5Y と電源回路切り換えリレー G2E をハンダ付けします、この G5Y はオムロン製の小型高周波用リレーで規格は 900MHz ですが 1.2G でも十分働く様です、これ以外にも高見沢電機の UM1 や松下の RK1 というリレーもこの基板に使えます、G2E はピンを 90 度に曲げて表面からランドにハンダ付けします、G5Y は基板の穴に差し込んで裏からハンダ付けして下さい、裏側のランドが小さいのでハンダがアースにブリッジしない様注意して下さい、余分なピンは短く切っておきます、ダイオード 1S1588 もこの時にハンダ付けしておいてください。次にカーボン抵抗 (3、20、100、200 オーム) と 3V のツェナーダイオード RD3.0F をそれぞれの所へハンダ付けします。

ここまで終わった所で一服して今までの中でミスが無い事を確かめておいて下さい、最終工程の FET 取付の前に各部の電圧が正常に出て来ることを調べる為に +B 端子とアース間に +13.5V の電源を接続します、3 端子を出たところに +5V が 7660 の 5 番ピンに -5V が出ている事を確かめて下さい、又 10K の半固定抵抗を回してゲートのマイナス電圧が 0 から -5V まで変化する事を確認したらマイナス 5V がでる方向へ一杯に回しておきます、PTT 端子をアースすると送信側へ +5V がでます。マイナス電圧は -4V 位あれば正常です、尚異常な発熱等の無い事も確かめておいて下さい。

いよいよ最後にガリひそ FET とミキサダイオードをハンダ付けします、此等のデバイスは静電気に弱いのでその取り扱いには注意して下さい、前にも述べた様にリークの有るハンダごては厳禁です、FET のゲートとドレインのリードは 3mm 位に切って置きます、ソースリードは第 図の様に取付穴を通じて裏側でハンダ付けします、HEMT の足は短いので確実に行って下さい、この時のハンダの量も出来るだけ少量でハンダ付けします、ミキサダイオードの HSMS8202 も同様です。アッテネーターと送信ミキサダイオードの 10p との間は半月型の金属片で接続して下さい。

コネクタとケース入れについて

いよいよ最終工程のケース入れになりますが、これが意外に難問題で頭を悩ませる所で

す、この基板がスッポリ入る出来合いのケースがあれば簡単なのですが・・・

このコネクタについては後に述べますが、ここでは SMA 型の座を使う事にします、

この座には 4 つ孔の物と 2 つ孔の物が有りますが、何れでも同じように使用できます、但しフランジから直ぐにセンターピンが出ているものでなく、白いテフロン部分が数 mm 程出ている物を用意して下さい、もしこのコネクタが人手困難な方は本文の末尾を見て下さい。

ケースは私の使っている方法を 2 種類紹介します、1 つは第 図の様に 1mm 厚のしんちゅう板でプリント基板の回りを囲む形にハンダ付けでまとめるものです、この方法では始めに SMA 型のコネクタを板 A と板 B にビス止めしますが、其の前にコネクタの余分なテフロンを取り付け板の厚さに合わせて切り落としておきます、長く出たセンターピンも 3mm に切って下さい、更に基板にハンダ付けする側を半月形にヤスリ掛けしておきます。

組み立てはこのコネクタを取付けた板にプリント基板をハンダ付けしますが、両方が正しく直角になるよう十分に注意して下さい、これが狂うと後で治す事が難しくなりますので、それには一度に前面をハンダ付けする事無く、両端に軽く仮ハンダして三角定規等で直角を確かめながらハンダ箇所を増やして行きます、第 図の様な雇い(治具)を作って置くと良いでしょう。前後のハンダ付けが終わったら側板をハンダ付けしますが、平らな板の上などで曲がりの無い様にして下さい、此等のハンダ付けには 80~100W 位のハンダごてが必要です、最後にコネクタのセンターピンをハンダ付けするのを忘れない様に。

底板やカバーの取り付けには幾つかの方法が考えられますが、簡単には基板の四隅にある 3mm の孔に図の様なビスを取り付けてそれにビス止めします。

このハンダでケースを作る方法では簡単とは言えない点も有りますが、特別な部品が必要ないので、試作の時などに愛用しています、コネクタを取付け板にハンダ付けしたのを見掛けますが、綺麗でないのとコネクタを他に流用するにも不便なので(何しろお値段が高いので...)面倒でもビス止めにする事をお薦めします。

今一つの方法はコネクタ取り付け板としてアルミの平角棒(10×20mm)を図の様に加工した物を使うもので組立は総てビス止めです、コネクタの加工はハンダ方式と同様に取り付け板の厚さに合わせてテフロンをカットします、基板の四隅にある孔にこの板をビス止めします、このビスを仮絞めしておいてコネクタのセンターピンを基板にハンダ付けしますがこの時、基板の裏側が金具に密着する様に基板を押さえながらハンダして下さい、前後の金具の取り付けが終わったら側板をこの金具にビス止めします、上側はアルミアングルを図の様に加工したのを使いました、底板はこの金具に直接取り付けられますが、カバーは上の場合とおなじ様に四隅のビスを利用するか、又はアルミ板をコの字形に加工したものを側板にビス止めする方法もありますので、このあたりは各自で考えて見て下さい、薄板どうしの組立にはセルフタッピングビスの方が手間が省けます。

局部発信器について

以上でトランスバーターの本体の組立が終わりましたので、今一つに主要部分である、局部発信器の製作に移ります、その前に二三局部発信器の必要とする条件に付いて書き出して見ました、

1 安定度の良い事、 2 スプリアスの少ない事、 3 雑音の少ない事、等が挙げられます、この内 1 の安定度については、水晶発信子を使ったもの(PLL を含む)が第一で、BS のコンバーターに使われている誘電体発信器は TV 用以外では不適當です、2 のスプリアスに関しては、低い周波数(50~90MHz 位)の水晶をてい倍して目的周波数に持ち上げるものはどうしても不利で、この点では一発で目的周波数のである PLL 方式には適わない様ですが、3 の雑音では水晶方式に分があり、どちらを選ぶかで迷う所です、今回は一般的な水晶を使って製作してみました。