

DB6NT のミキサーについて

JA1EPK 大日方 悟朗

ドイツの DB6NT の設計による 47GHz や 75GHz のミキサーは全世界のマイクロウェーバーに愛用されていて殆どの世界記録がこのミキサーで作られています、このミキサーの特徴は 2 個のダイオードを逆方向に並列接続した、アンチパラレル型といわれる物を使い、局発が通常の 1/2 の周波数で済む事に有り、サブハーモニックミキサーと言われる物です

この形式のミキサーの理論的な解析は別紙を見て頂くとして、此処では今回 75GHz のトランスバーターに使ったミキサーについて私なりの考察をして見ました

第 1 図にこのミキサーの組立図と第 2 図にパターン図を示しました、以下これを元にして考えて見ます、導波管から入ってきた L0 は導波管内に挿入したプローブでピックアップされてストリップラインを通過してダイオードに供給されます、ダイオードの反対側はこれもストリップラインに接続されています、このストリップラインの先端は裏面が円形導波管の径に銅箔がエッチングで取り去られ円形導波管の一部になっていて RF 出力(入力)回路を構成しています

この RF 出力(入力)ストリップラインとダイオードの接合点に局発周波数の 1/4 波長のオープンスタブが設けられています、このスタブは L0 周波数に対してはショートとして働き、ダイオードを通ったエネルギーはアースに流れ RF 出力(入力)側には現れません

此れに対して RF 周波数は L0 の約 2 倍ですので、このスタブは略 1/2 波長となって接続点ではオープンに近くなり切り離されてラインのインピーダンスに影響を与えません

ダイオードの入力側には RF 周波数の 1/4 波長のスタブが設けられています、この為ダイオードを通った RF エネルギーは此処でアースに流れる事で、L0 とのアイソレーションと変換効率の向上に役立っています

ダイオードの入出力側に近い所にそれぞれ直流バイアス回路と半月型のラジアル型スタブが設けられ、RF 側はアースパターンに接続され、L0 側には IF 回路用のパッドが作られ IF 回路の一部となっています

基板は 4 隅をビスでケースに固定しますが、この内 RF 側の上部は固定金具でカバーされ、出力円形導波管の反対側にはバックショート用のビスが設けられ、RF ラインとの距離を調整出来る様になっています

調整について

構造的にはこの様な簡単な物なので、調整と言っても RF 側はバックショートの調整しか有りません、L0 側はプローブの長さの調整や、ストリップライン上にスタブを追加してカットアンドトライで L0 入力が増大になる様にします

RF 周波数が測定できるパワーメーターが有れば L0 及び IF 信号を加えて RF 出力を測定しながら上記の調整をするのですが、この時 L0 や RF の大きさによって相互に最適値が有りますので両方を変えて出力最大値を見つけます、パワーメーターが無い時は他局かマーカ信号を受信して調整します、それも無い時は取りあえず L0 のみを入力して、IF 出力

コネクタにマイクロアンペア計をつなぎ指示が最大になる様にします（アンチペアーダイオードの特性が完全に有ってればこの電流は流れませんが、僅かの特性の違いで流れる電流を計ります）

RF 出力最大点が受信時の最良点になるかは不明ですが、今後の実験で分かって来ると思
います

IF 回路について

ここで原形の DB6NT の回路では IF 周波数に 144MHz と日本に比べると低い周波数が使
われています（海外では IF に 144MHz が使われる事が多いのは親機の普及度の所為でしょう
か）、その為か IF 回路には比較的大きなパッド（容量にして約 5 p）や RFC として 0.22uH
のインダクターが設けられている以外 IF のマッチングについては特に考慮されていない
様です、これは IF 周波数が低い為 mismatching loss が少ない事と、RF 回路や LO 回路に
影響を与えないで IF のマッチング回路を作る事が難しい為なのかも知れません

しかし IF を 1200MHz 帯で使おうとすると、此れらの値は大きすぎる様です（1200MHz でこ
のパッドのリアクタンスは約 25 オームになり、これだけでも SWR が 5 にもなります）、送
信時には mismatching を無視して入力を大きくすれば済みますが、受信時にはこの部分
の mismatch loss が問題となります

これに関してイギリスの 47GHz グループの興味ある実験報告が Microwave Newsletter の
1999 年 5 月号に掲載されており、以下此れの紹介を兼ねて述べてみます（別紙に訳文と共
に原文のコピーをして置きました）

RF 増幅回路の無いミキサーダイオードのみの回路では、続くポストアンプの NF やゲイ
ンを含めて IF 回路の定数はいい加減に出来ない所です、この中でパッドを半分以下にして
いますが、RFC の 0.22uH はそのままです、この二つが 139MHz に共振していると書いてい
ますが、ここで使われているサーフェスマウントの RFC の自己共振周波数は東光の資料
で見ると 160MHz ですから、L としてではなく C として働いている事になります、従って RFC
だけを考えると 50nH 位が良いのではないかと思います（チップ型では自己共振周波数は
1200MHz）、自立型では 1/4 波長の線をコイルにするとこの位になります

しかし全体としてはもっと検討する必要が有ります、そこで Eagleware 社の Superstar
を使ってマッチング回路のシュミレーションをして見た結果は第 3 図の様になりました、
これはダイオード側のインピーダンスは 200 オームとして計算して有ります、パッドに
パラに入るインダクタンスは 8 nH シリーズに 7 nH パラに 6 p の 型となりました

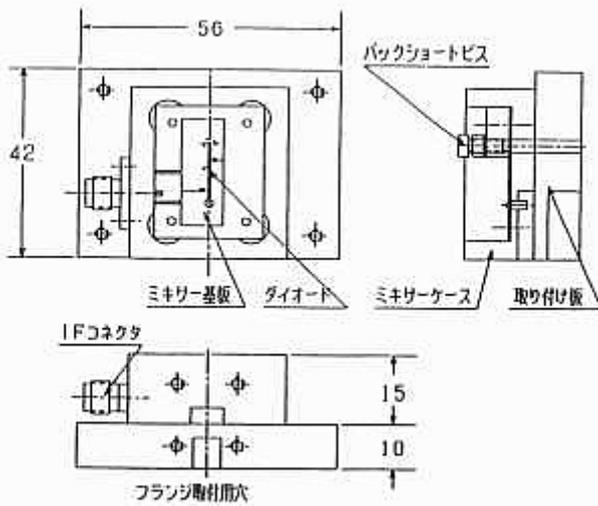
この原稿を書いている時点ではこの回路での実験はしておりませんが何れ結果に就いて
後日発表したいと思います

最後にアンチパラレル型ミキサーの回路はこれ以外にもアメリカの HAM RADIO 誌の 1978
年 10 月号に発表された物が有りますので興味のある方は参考にして下さい

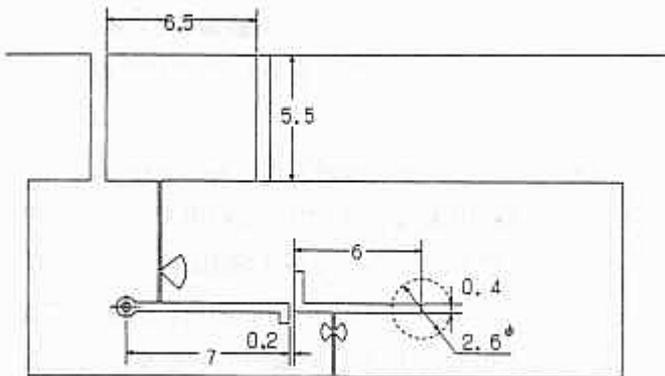
以上

DB6NT のミキサーについて

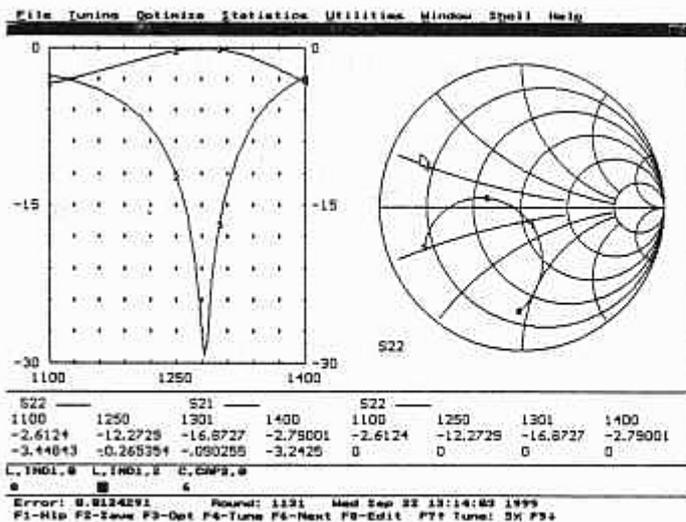
第 1 図 75GHz ミキサー組立図



第 2 図 75GHz ミキサー パターン



第 3 図 1200MHz IF マッチング特性



Wed Sep 22 13:15:21 1999

```

circuit
cap 1 0 5
ind 1 0 78
ind 1 2 77
cap 2 0 76
deflp 1 2 ifmat
window
ifmat(200,50)
gph s22 -30 0
gph s21 -30 0
smh s22
frequency
swp 1100 1400 101
opt
1200 1300 s22<-20 s21=0
    
```

Error: 0.0124291 Round: 1331 Wed Sep 22 13:14:03 1999
F1-Rip F2-Zave F3-Opt F4-Tune F5-Next F6-Edit F7-Tune: ON F9

Subharmonically Pumped Mixer について

Stephen A. Maus 著 MICROWAVE MIXERS より

ミリメートル波のミキサーではそれぞれの回路毎に基本波 LO を発生させることは、コストがかさみ、不便であり、また不可能でさへある。これは LO パワーが取り出し難いこと、或いは LO ノイズが大きくなることなどによって変換効率やノイズ性能が悪くなる。しかしこの様な場合には LO の 1/2 の周波数でポンプするようなミキサーを使用する方が賢明である。そして注入された RF 信号に対して LO の 2 倍のスイッチング波形でミックスするのである。このような分数調波ポンプド・ミキサー（訳注：以下 SP ミキサーと略す）は極めて良好な変換性能を持っている。基本波ミキサーに対して、しばしば僅か 2~3dB 劣るだけのことがある。まれに見るケースであるが、同等の性能を示す場合もある。いずれの場合にしても、PS ミキサーは、不適切な LO による基本波ミキサーに比較して、しばしば最良の性能を示す代替回路となっている。

シングル・ダイオード・ミキサーでも分数調波動作を行わせることは可能であるが、基本波によるミキシング・レスポンス (mixing response) は、2nd ハーモニック・レスポンスよりかなり強力であると考えられ、干渉信号やダウンコンバートの LO ノイズの発生源となることがある。またそれはロスが発生するメカニズムともなる。なぜなら RF インプット・パワーの大きな塊 (fraction) が LO に近いミキシング周波数に変換され、LO インプット・ポートから放射されるからである。もし IF 周波数が低いものとすれば、このレスポンスを LO 周波数と分離して濾波する事は不可能になってしまう。従って、シングル・ダイオード分数調波ミキサーは、ローノイズ受信機には決して用いられないのである。このようなミキサーは、高い変換ロスが許容されるようなハーモニック・ミキサーとして、あるいは広範囲の LO ハーモックスを作ったレスポンスを発生する能力が求められるところでは一般的に用いられている。この応用としては、スペアナや周波数シンセサイザーのインプット回路で用いられている。

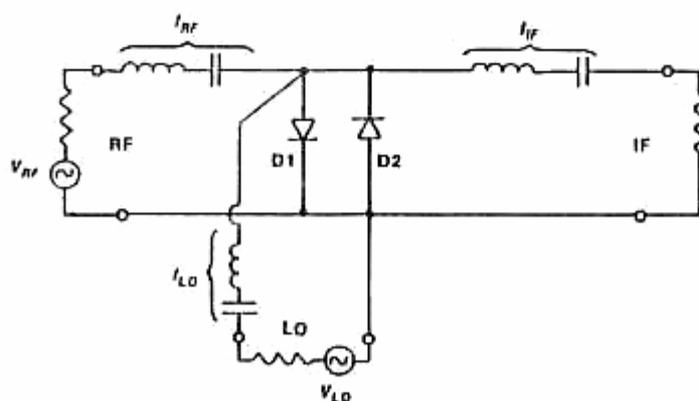


Fig. 7.30 Subharmonically pumped mixer using an antiparallel diode pair.

PS ミキサーを作るより良い方法を Fig7.30 に示す。もしダイオードの特性が同一である場合は、この回路においては基本波レスポンスが生じない。この回路をうまく動作させるためのキーは、非平行ダイオード・ペア (antiparallel diode pair) を使用することである。RF と LO の電圧をダイオード・ペアに注入する。そして別の周波数を分離するためにフィルタを使用する。これはまさにシングル・ダイオード・ミキサーと変わらないように見える。RF と LO の周波数は、ほぼ二つの要素によって異なっているために、フィルタのみでそれを実現することは難しい。しかしダイオード・ペアの特性は、シングル・ダイオードの特性とはかなり異なっている。ダイオード・ジャンクション・コンダクタンス

(diode-junction conductance) 波形を Fig7.31 に示す。ダイオードは基本波 LO の周波数とは、位相がずれたところで導通する。ペアのコンダクタンス波形、つまり個々のダイオードのコンダクタンス波形の集積 (合計) には、基本波成分が含まれていない。LO 周波数の偶数ハーモニックを含んでいるのみである。事実各ダイオードは、基本波及び他のすべての奇数 LO ハーモニックを伴ったミキシング周波数での短絡回路で、他方をターミネートしているのである。従って基本波によるミキシングは不可能である。

次のことは重要な問題として含んでおくべきである。すなわち、ダイオード・コンダクタンス波形のフーリエ成分における奇数ハーモニックは打ち消されるが、2nd ハーモニック成分 (これがミキシングを行う) は、シングル・ダイオードの SP ミキサーによって得られると云うことが本質であることに変わりはない。従って、非平行ペアの変換ロスは、シングル・ダイオードの SP ミキサーにおけるロスと同一である。

しかし実際には、大きな信号の LO 波形においては、若干の差がある。非平行ペアでそれぞれのダイオードに現れる逆電圧は、他方の正方向の電圧によって制限されるからである。

この事はまずジャンクション容量に影響を及ぼし (コンダクタンスに対してではない)、変換性能に対しては余り影響がない。

従って小信号解析のためのシングル・ダイオード等価回路は、基本波における短絡回路と、その他の奇数ハーモニック・ミキシング周波数により構成される。そしてそれ以外のすべてのミキシング周波数において、内部の (embedding) インピーダンスを倍にする。LO 回路はそれ以上上げることは出来ない。

他の平衡型の構成の場合と同様に、SP ミキサーをうまく動作させるには、良好な回路バランスが必要である。特にダイオードについては、その特性が同一であらねばならない。非常に高い周波数においては、このバランスを得ることが困難になってくる。例えば二つのダイオードの接触ヒゲ (contacting whisker) の長さの僅かな差がミキサーの性能に大きな影響を与える。更に、非平行構成 (antiparallel configuration) においてシングル導波管の中に二つのドット・マトリックス・ダイオードを取り付け、それをコンタクトさせる事は、そのメカニカルな設計が問題となる。これらの理由により、ミリメートル・ウェーブ・ビーム・リード・ダイオード (millimeter-wave beam lead diode) は、SP ミキサー用には好まれている。あるメーカーは非平行ビーム・リード・ダイオードを製造し、マーケティングを行っている。これはリードが共通のセットとなっており、殆ど同じ特性で、特にポンプド・ミキサー用に作られている。

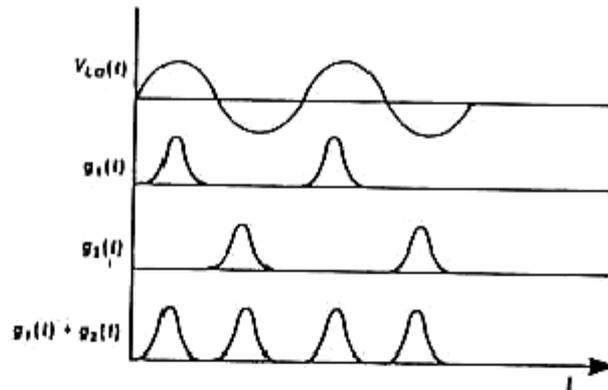


Fig. 7.31 Conductance waveforms in the subharmonically pumped mixer.

SP ミキサーは基本波の混合周波数に近い LO ノイズを排除する。しかし注入された RF 周波数においてはではない。しかし LO ノイズは通常オシレーターの 2nd ハーモニックの近くでは極めて低い。そして殆ど問題にならない。それはまた LO の奇数倍のハーモニック及び注入 RF 信号の偶数倍ハーモニックによって現れるスプリアス・レスポンスをも排除する。これはより conventional (定型的) なバランスド・ミキサーのある特性をも表すので、時にはバランスド・ミキサーの一種と考えられることもある。

SP ミキサーの設計及びその変換ロスの計算は、シングル・ダイオード・ミキサーの場合と同様である。唯一の差は非平行ペアにおける各々のダイオードから見て、偶数ハーモニック・ミキシング周波数における回路に内在するインピーダンスが 2 倍に見えることになるのは当然である。バイアスを掛けないシングル・ダイオード・ミキサーの設計要領は、基本的には SP ミキサーに対してのみ有効である。しかし RF 周波数での内部インピーダンスは、恐らく若干高くなる筈である。なぜならコンダクタンス波形が総体的に低い振幅になっているからである。またダイオード・バイアスをかけられなくなる為調整におけるある程度の融通性が失われてしまう。従って、RF 及び IF マッチング回路においてより大きな同調マージンをみておく必要がある。

最後の注意として、非平行ダイオード・ペアを用いた SP ミキサーは、しばしば LO の第 4 ハーモニックで動作するように作られることがある。この場合は、2nd ハーモニックに近いミキシング・プロダクト (mixing products) 混合積は、リアクティブに終端しなければならない。それは簡単な作業である。なぜならば、注入された LO 周波数と十分に分離されているからである。これらのミキサーはしばしば良好な性能を示す。15GHz LO の 60GHz ミキサーにおいては、14 dB の変換ロスが典型的である。

以上

4.5.6 ハーモニックミキサ モニタリングマイクロ波集積回路より 電子情報通信学会発行

通常のミキサが入力周波数の差の周波数にあたる成分、 $\omega_r - \omega_l$ を取り出すのに対し、局部発振電力として通常の $1/n$ の周波数を用い、 $\omega_r - n\omega_l$ を取り出すように設計したミキサをハーモニックミキサと呼ぶ。ハーモニックミキサは、普通のミキサと周波数選倍器の機能を併せ持つため、うまく設計されていれば全体の回路規模の縮小につながる。設計にあたっては、LO 電力が不足しないように留意すると共に、不要な LO 成分の処理に注意する必要がある。

ハーモニックミキサの例として、アンチパラレルダイオードミキサ^[10]の回路図を図 4.22 に示す。ここでは、互いに逆極性で接続されたダイオードが用いられており、 $\omega_r - 2\omega_l$ の成分を取り出す。LO 端子側、RF 端子側のスタブは、共に ω_l に対して $1/4$ 波長である。図 4.23 の等価回路を用いて動作を説明する。周波数 ω_l の LO に対して

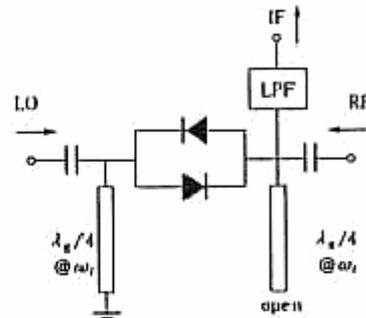
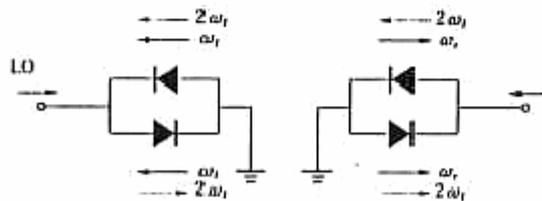


図 4.22 アンチパラレルダイオードミキサ

は、図 4.23 (a) のように LO 端子側のショートスタブは開放に見える、RF 端子側のオープンスタブは短絡に見える。ダイオードが互いに逆向きになっていることに注意すれば、各ダイオードから見れば ω_l の成分は互いに逆向きに印加されている。従って、偶数次高調波成分である $2\omega_l$ については、同相である。一方、 ω_l のほぼ 2 倍にあたる ω_r に対しては LO 端子側のスタブは短絡に見える、RF 端子側のスタブは開放に見えるので、図 4.23 (b) のような回路で表され、RF 信号は逆相で印加される。従って、IF 信号である $\omega_r - 2\omega_l$ の成分は互いに逆相となるので、逆極性で接続されたダイオードから足し合わされて取り出すことができる。また、発生した $2\omega_l$ の成分は、RF 端子において互いに逆相であるから RF 端子には漏れない。このミキサは、RF 信号の半波



(a) ω_l に対する等価回路 (b) ω_r および $2\omega_l$ に対する等価回路

図 4.23 アンチパラレルダイオードミキサの動作

長にあたる線路を 2 本要するという欠点はあるが、2 端子素子の特長をうまく使った興味深い回路である。また、ダイオードミキサであるので、アップコンバータとしても動作させることができる。

IF を 1296MHz とした 47GHz Transverter の IF マッチング回路の改造

By Paul Widger G0IVA & Martin Farmer G7MRF

先月号の Microwave Newsletter に発表した matching network を持った 47GHz Xverter のテストの後に、North West のわが「グループ」は、これを改造することとした。回路は一応は動作したが、受信時の感度が悪かった。David G8VZT/p と Martin G7MRF/p が Shropshire の Stiperstones に移動した時 (24/47GHz Contest の期間)、このことが判明した。Merryton Low にいる David G0IVA/p の信号は Xverter (改造済み) で強力で受信ができる一方、オリジナルのマッチング回路を持った Xverter では G0IVA の信号を聞くことは出来なかった。

Paul G0HNW は、オリジナルのマッチング回路について若干のベンチ・ワークを行った。その結果うまく linking の出来ないことが判った。そこでカッターノイフと 1290 では大きくなっている IF でのパッドについて Paul の理論を元にテストを行った。(訳注: 原文では Being to big at 1296 とあるが、"too" big ではないかと思われる。)

パッドとコイルは、そのオリジナルの構成 (fig.2) では約 139MHz に共振していると思われた。G0HNW は基板上的パッドをカットして、085 semi-rigid coax cable (fig.3) の直接アタッチメントに合うようにした。

図 (fig.4) から判るように、semi-rigid cable はくり貫きケースの壁を通り抜けており、ケーブルの外部ケーシングにハンダ付けした、小さな薄い真鍮のシムで所定の位置に保たれており、更に基板のネジに結ばれている。Paul は同じ結果となるように、小さなハンダ付け用タグを用いている。

DB6NT の設計では 1296MHz で 15mW が必要と思われたが、この値は新しいレイアウトでは高すぎるレベルであった。G0HNW のテストでは 1.5mW で良いことが判明した。

G7MRF もまたこれに習った彼の Xverter を改造した。そして drive level を 4.5mW に引き下げることで落ち着いた。このリグが G0IVA/p のところに届き、90Km path の交信でリグのメーターを見ながら、可変 attenuator を用いて IF tx line が最適レベルになるように調整した。

オリジナルのマッチング回路は、時間があれば更に調べてみる積もりである。改造によって、G8VZT はこれまで 90Km path では聞こえなかった信号を、133Km path でキャッチできるようになったのである。

以上

Improved I.F. matching at 1296MHz for a DB6NT 47GHz Transverter

By Paul Widger G0HNW & Martin Farmer G7MRF

Following early tests on 47GHz, with the matching network (see figure 1) as described in the last issue of the Microwave Newsletter, our "group" in the North West decided that, whilst the circuit did work, it was not very good on receive. This was evident when David, GBVZT/P and Martin, G7MRF/R, were at the Sliperstones in Shropshire during the 24/47GHz contest. Signals from David, G0VAP, at Merryton Low were very strong on the transverter that had been modified as described below but on the transverter with the original matching circuit G0VA's signal could not be heard!

Paul, G0HNW, did some bench work on the original matching network and found it would not perform to his liking - so out came the knife and Paul's theory about the pad on the IF being too big at 1296MHz was put to the test.

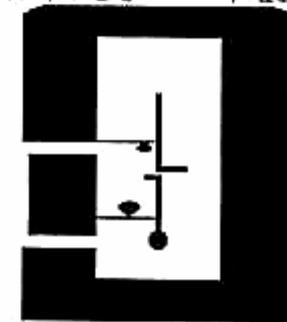
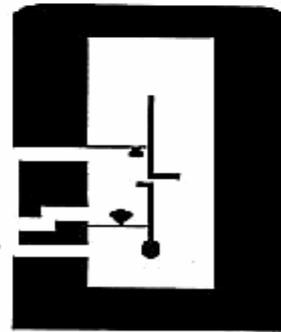


Figure 2

The pad and the coil seem to be resonant at about 133MHz in their original configuration (figure 2) so G0HNW cut the pad on his PCB to suit the direct attachment of 085 semi-rigid coax cable.

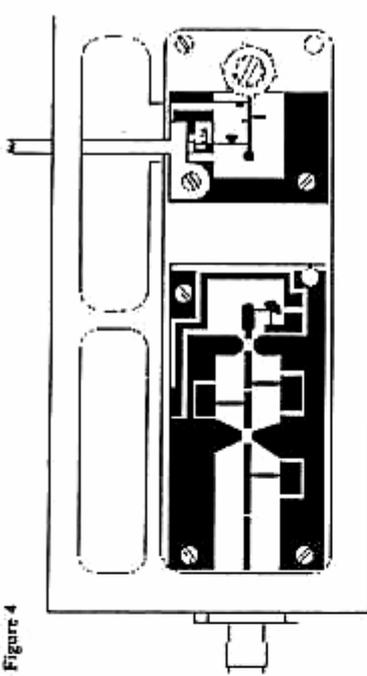


The modified pad is shown in figure 3

Figure 3

As can be seen in figure 4, the semi-rigid cable passes through the wall of the machined case and is held in position by a small, thin piece of brass shim soldered to the outer casing of the cable and then fastened down with the PCB screw. Paul used a small solder tag to achieve the same result.

Figure 4



It was thought that the 15 milliwatts of 1296MHz drive required in the DB6NT design was too high a level for the new layout. After some tests by G0HNW, a value of 1.5milliwatts was arrived at.

G7MRF has also modified his transverter in line with this and also ended up by reducing the drive level, down to 4.5milliwatts in fact. This was achieved by G0VAP watching the S-meter on his receiver over the 90km path being worked at the time while a variable attenuator was used on the IF transmit line to determine the best level.

The original matching circuit will be returned to for further investigation in the future when time allows.

Following the modification, GBVZT was able to take signals over a 133K path whereas before, over 90Km, nothing could be heard!