マイクロウエーブ　プログレス　レポート　２０１１

目次

無線機の製作

ＦＴ２９０の１２００Ｍ・１Ｗ化	ＪＦ１ＴＰＲ	熊野谿　寛	３
ｔｗｉｓｔオシレータを採用したワイアレスＦＭＴＶ	ＪＡ１ＤＧＦ	米野　磐	７
５ＧＨｚ帯トランスバーター局発に関してとその周波数考察	ＪＡ１ＷＱＦ	笠井三男	１７
２４ＧＨｚ３０Ｗ　ＴＲＶの製作	ＪＡ８ＣＭＹ	増田幸雄	２１
４７ＧＨｚ帯１チップ（MMIC）ダウンコンバーターの製作	ＪＡＯＤＦＲ	浅妻久和	２８
４７ＧＨｚにおけるＮＦ測定	ＪＡ１ＯＤＡ	横山公一	２９
４７ＧＨｚＬＮＡモーター回転機構（MKU LNA 473A）	ＪＡ１ＯＧＺ	金子　明	３７
４７ＧＨｚＡＭＰ送受切替器電動化の実験	ＪＡ３ＣＶＦ	森本　清	４２
４７ＧＨｚトランスバータの製作	ＪＡ１ＥＮＢ	田子保雄	６０
４７ＧＨｚ逓倍方式トランスバーター用１１．７ＧＨｚＢＰＦ	ＪＡ１ＤＵＣ	小澤暢治	６２
７７ＧＨｚＴＲＶの製作	ＪＡＯＢＮＫ	坂上要作	６７
７７ＧＨｚ信号源の製作	ＪＡＯＢＮＫ	坂上要作	７１
７７ＧＨｚ逓倍方式ＴＲＸの局発用ＢＰＦ	ＪＡ１ＤＵＣ	小澤暢治	７３
１３５ＧＨｚパイロット信号発生器の試作	ＪＡ３ＣＶＦ	森本　清	７９
実用的なＬＡＳＥＲ　ＴＶ送信機	ＪＡ１ＤＧＦ	米野　磐	８７
簡易型　光トランスバーターの製作	ＪＡ１ＡＴＩ	逸見政武	９２

要素検討

１０ＧＨｚ帯ＰＬＬ方式局発の試作	ＪＦ１ＷＫＸ	勝間伸雄	９７
２４ＧＨｚ帯低雑音ＰＬＬ発振器の実験	ＪＦ１ＷＫＸ	勝間伸雄	１０３
ＰＬＬ発振器へのＦＭ変調	ＪＦ１ＷＫＸ	勝間伸雄	１０４
１０ＧＨｚ導波管部品の損失測定	ＪＡ４ＢＬＣ	又賀義郎	１０５
ＮＥＣ２＋＋によるホーン・アンテナのシミュレーション	ＪＡ６ＸＫＱ	武安義幸	１１２
ホーン・アンテナの等価雑音温度	ＪＡ６ＸＫＱ	武安義幸	１２３

測定器の製作

１３．８Ｖ４Ａ昇圧型ＤＣ－ＤＣコンバーターの製作	７Ｌ１ＷＱＧ	荒井義浩	１２６
ＤＣ－Ｌｏｇ　Ａｍｐを使った光／ｍｍ波用電力計の製作	ＪＡ１ＡＴＩ	逸見政武	１２８
音で聴くパワーメーター	ＪＡ１ＡＴＩ	逸見政武	１３２
バッテリー容量チェッカー	ＪＡ１ＡＴＩ	逸見政武	１３４
２－１８ＧＨｚ・２４ＧＨＺＮＦコンバータ	ＪＡ１ＯＧＺ	金子　明	１３７
スペアナでスカラ・ネットアナもどきを	ＪＦ１ＴＰＲ	熊野谿　寛	１４５
ＴＲ４１３２用ＲＦコンバーターの改造	ＪＡ１ＤＵＣ	小澤暢治	１４９
付録　発表資料			

２０１１マイクロウエーブミーティング
２０１１　Ａｌｌ　Ｊａｐａｎ　Ｍｉｃｒｏｗａｖｅ　Ｍｅｅｔｉｎｇ

２０１１年１１月２０日
於　シーサイドホテル芝弥生　会議室

後援
社団法人　日本アマチュア無線連盟

協賛（五十音順）
大畑電機製作所
神奈川マイクロウエーブ
株式会社コスモウェーブ
斉藤電気商会
セブロン電子
ＴＳＳ
マキ電機株式会社

２０１１マイクロウエーブミーティング開催委員会
ｈｔｔｐ：／／ｗｗｗ．ｍｉｃｒｏｗａｖｅｍｅｅｔｉｎｇ．ｏｒｇ／
ＪＧ１ＴＦＦ　坂巻　亨
ＪＦ１ＷＫＸ　勝間伸雄
ＪＡ６ＸＫＱ　武安義幸
ＪＡ１ＣＵＹ　菱木　豊
ＪＧ１ＱＧＦ　種村陽亜
ＪＦ１ＸＰＦ　三浦哲郎
ＪＮ１ＱＫＵ　宮原良一

FT290 の 1200M・1W 化

JF1TPR 熊野谿　寛

はじめに

去年の全国移動実験での事だった。雪の富士山頂から 1200M で送信した信号が鳥取・岡山等で聞こえたが、声がひっぱられ QRH がひどくて聞き取れなかった、とのレポートをもらった。山岳移動で 1200M SSB に出る…そのための機材を作ろうという思いが強くなった。

この正月に家族スキーのゲレンデ下部でつまらない怪我をして、生まれて初めて脱臼骨折をして入院・手術となった。信頼できる病院を紹介してもらって手術は無事に終わったが、大病院は松葉づえで歩けると見るや数日で退院となる。でも、ボルトで足首を固定しているので、まだ右足に体重を載せてはならない。なんとか松葉づえでバスに乗り、電車に乗り、職場に行く練習をして出勤だしたが、帰宅したら静かに静養しているしかない。「リハビリが始まる前の時間があるうちに作るのに、何か手ごろな基板は無いかな」と探したら、JA1BWW 梶原さんが何年か前に作った 1200M のミニ・トランスバーター基板が出て来た。

「よし、これと M67715 を FT290 の電池ケースに組みこんでみるか」「どうせならば、手持ちの TOKO のヘリカル BPF も使ってしまえ」と考えて製作を始めた。

トランスバーター基板の回路構成

局発部は、基板上のストリップラインを使った VCO を 2SC3356 でアンプしている。PLL には、MB508 で 1/256 したものを TC5081 を使って基準となる水晶発振と比較している。水晶はとりあえず手持ちの汎用 4.5M で 1152Mhz を発振させる事にした。この回路はオーソドックスだが思った以上に小型で、必要な部品はすべてサトー電気にある。私の場合は、ジャンク箱をあさったら必要な部品はすべて出て来たので、最初に局発部から製作を始めた。VCO の同調ラインにつけるチップコンには、0.3p や 0.5p を付けたり外したりのカット&トライが必要だったが、無事に 1152M が発振してロックした。

ミクサーには、1SS99 のシングルミクサーを使っている。梶原さんに基板をもらった時には、「144M の高調波がなかなかとれない」との話だったが、テストしてみるとポイントはミクサーの動作レベルだった。注入する IF の 144M は 0dBm 以下が良く、5dBm を超えるとスプリアスが目立ちだす。受信でもこのミクサーは数 dB のロスしかなく、”シンプル is ベスト”と言うべきだろう。

ミクサーの後にオリジナルの回路では、二段の立体的な同調回路がついていたが、今回はここに Downeast で一つだけ買ってあった TOKO の三段 BPF を入れた。その後、ウィルキンソンで二分岐して送受それぞれのアンプにつながる。本来の基板と違う配置になるので、BPF は寝かせて実装した。ちゃんと基板にパターンを作ったら、もっと BPF 本来の特性が出るだろう。

アンプは、単純に MMIC が並ぶ。ミニサーキットの MMIC は消費電流が気になる。元の回路で

は、アジレントの INA10386 を使ってたいが、ここでは受信用の INA01384 にした。これは消費電流が 10mA 程度と少なく、ゲインが高く NF も低い。送信用の INA10386 はもう少し多く流れて 20mW 程度が出力される。この二つは、いずれも鈴商の通販でいつでも入手できるのが助かる。

スタンバイには、もともとはキャリコンがついていたが、50mW 程度の入力がないと動作しなかった。しかし、50mW も入力すると、出力のスプリアスがまず絶対にとれない。でも、FT290/790 には送信時に外部ブースターを切り替えるためにアンテナ端子に+8V が出るようになっている。そこで、このキャリコン回路はそのままにして、最初の検出用ダイオードを結合するコンデンサに並列に 10kΩ程度の抵抗を入れてみた。これで、そのままキャリコンとしても一応使えるが、そのままで送受切り替え回路として動作する。

ここまでは、仕事が終わってから二日ほどかけて製作した。

FT290 の改造ポイント

次の問題は、FT290 の改造だ。周波数については、入手した FT290 は既に拡張済みだった。ただ、送信については 144-146Mhz しか受け付けない規格の様だった。いずれにしても、ちゃんとした水晶を頼めば良いので、この点はこのままとした。

一番の問題は、送信出力をどうやって落とすかだ。最初は、TX-AMP のベース・バイアスラインを切って見た。しかし、これだとパワーを HI にするとスプリアスがゾロゾロと増えて、かつパワーが多く出過ぎてしまう。そこで、次はファイナルに行くコレクタ電圧のラインを切って見た。すると、ちょうどアンテナ端子に LOW の設定で 0dBm 程度、HI の設定でも 5dBm 程度が出る事がわかった。ここに小さなリレー等をつけてやれば、切り替え型にする事も可能だろうが、今回はそういう欲は持たない事にした。

また、FT290 の外部電源端子も問題だ。2.1φDC プラグの外側がプラスなのだ。他の機種は真ん中がプラスなので、この部分も改造して逆にした。これに加えて、ケースの M コネクタを取り去り、N コネクタに同軸をつけたものをなんとか筐体に固定した。

最後に電池ボックスを外して、ボックスがついている金属のシャーシーだけにした。これにトランスバーター等を組み込むのだ。

実装はアースがポイント

電池ボックスに組込むにあたり、基板だけでは 20mW 程度なので、その後に手持ちの M67715・1w アンプを入れる事にした。さらに、3 セクション・キャビティの BPF を経て、マキ電機の G6Y 基板で送受の切り替えをすれば OK のはずだ。

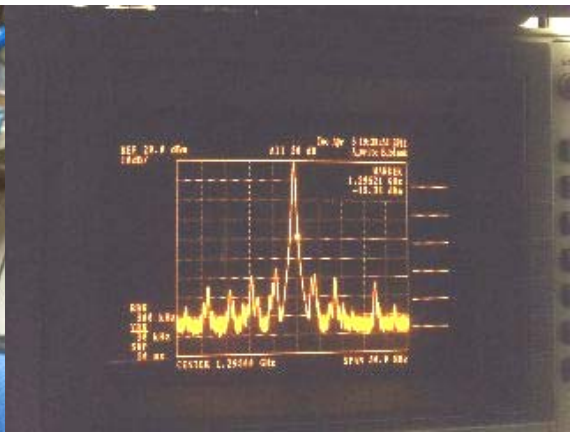
しかし、実装してみると、どうも出力がフラフラとして落ち着かない。どう見ても発振である。そこで、いろいろとやってみた。①BPF を金属シャーシーに固定する。②リレー切り替え部を金属板で金属シャーシーに固定する。③さらに切り替え部を金属やアルミテープで囲う。④隙間に導電性スポンジを詰める。⑤蓋の側にも導電性スポンジを挟む。…こんな具合にやったら発振が止まって、まともな信号が出て来た。当たり前のことだろうが、何事もアースが肝心だ。この筐体で 1W を出すには、

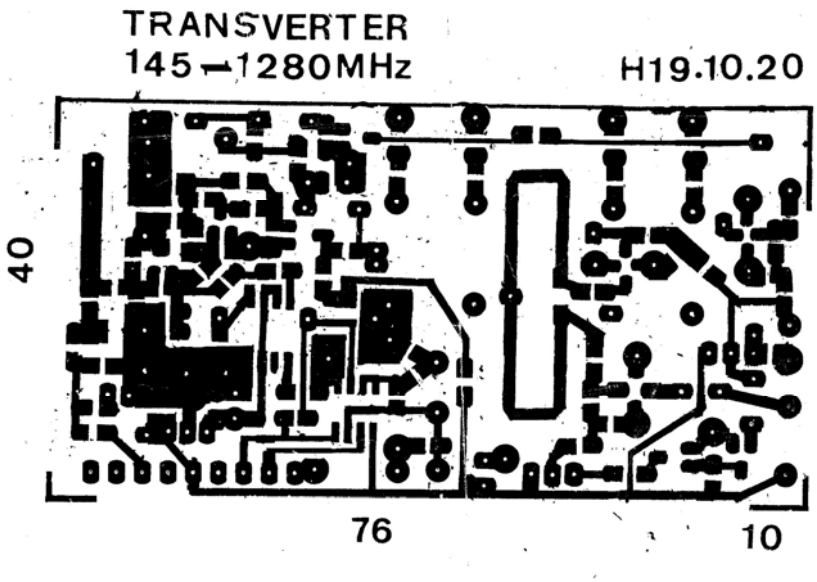
ケースや線の引き回しがとても大切だと実感した。

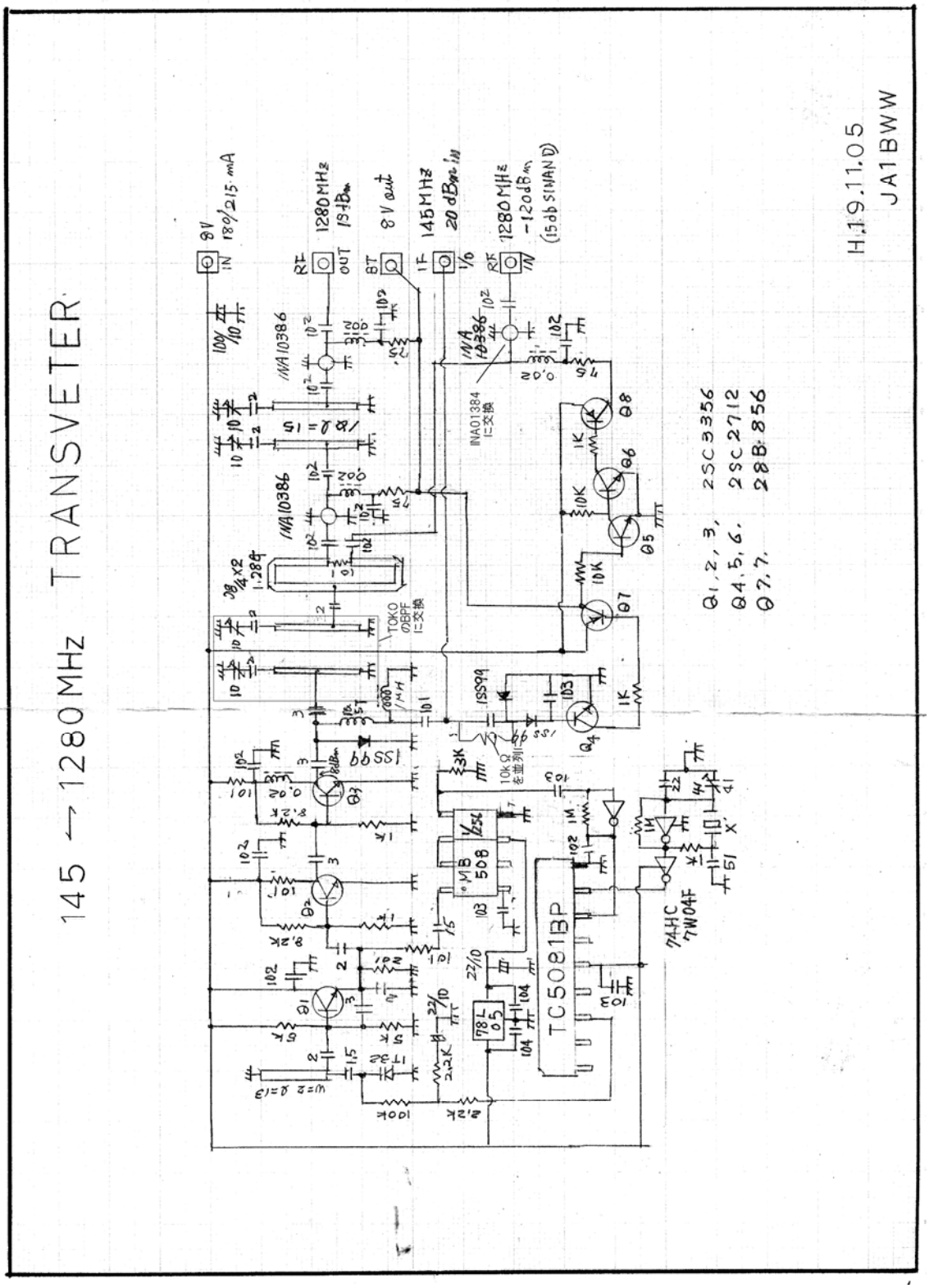
仕上げは水晶を交換・調整

これで動作するようになったので、アルト電子に頼んでおいたものと水晶を交換して、周波数をあわせた。これだと局発は 1150Mhz となるので、1294-1296M がフルカバーされる。さあ、これで後は移動に使うだけ??かな。

試しに SG で聞いてみたら、FM モードでは C601 と同程度の信号でノイズが消えた。また、SSB では-130dBm の信号がビートとして聞き取れた。送信スプリアスも、PLL の近接で-55dB は確保できた。






145 → 1280MHz TRANSVETER
H.19.11.05
JA1BWW
Q1, 2, 3, 2SC3356
Q4, 5, 6, 2SC2712
Q7, 7, 28B856
TC5081BP
INA10386
INA01384 に交換
TOKO のBPF に交換
1280MHz 15dBm
8V out
145MHz 20dBm in
1280MHz -120dBm (15db SINAND)
8V 180/215mA
74HC 7W04F
78L 05
MB 508
1SS99

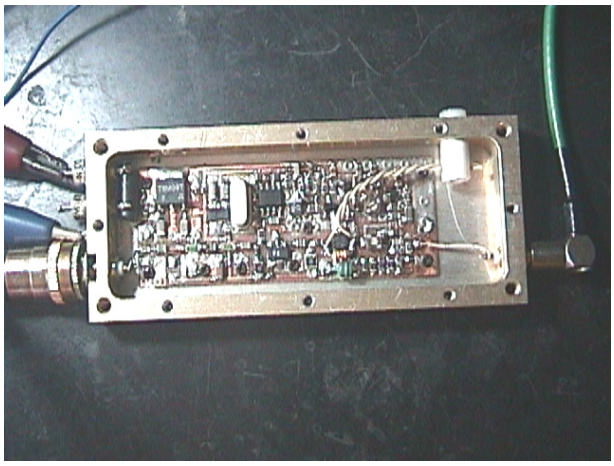
ワイァレスFMTV

JA1DGF　米野　磐

大分以前に人気のあった今では誰も振り向かないTR　2SC2369・2SC2869・2SC3358を使用してワィァレスTVを作りました。

AF　Ampを作る感覚で1000MHz～2500MHzのVCOが簡単に出来成功率100%、マイクロ波帯ATVの入門用に是非実験して見て下さい。

ワイァレス TV の復調画面



完成したワイァレス TV ユニット

（1）試作第1ステージ

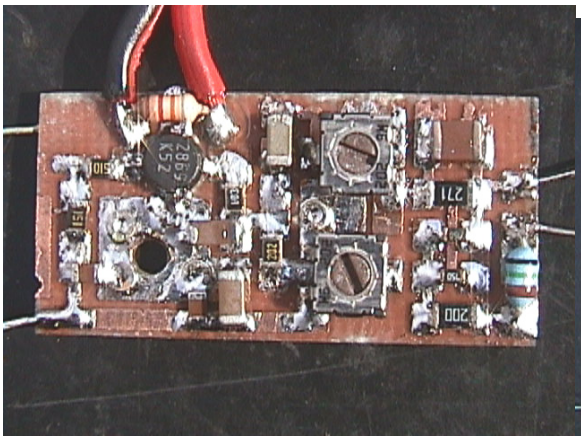


写真 1-1　第 1 ステージ完成基板

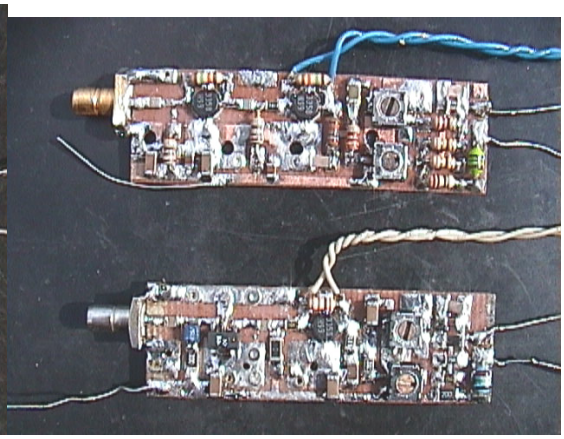
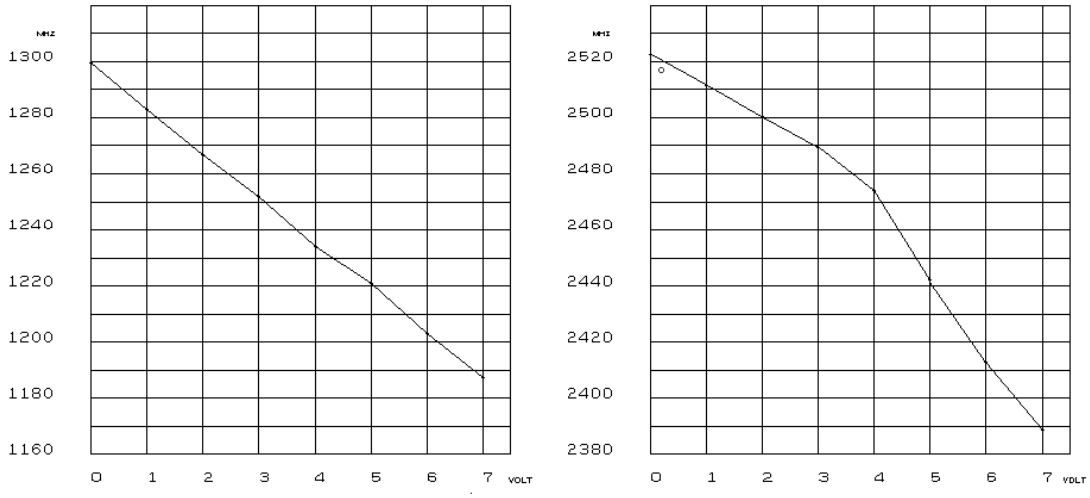


写真 1-2　第 1 ステージ完成基板



第 2 図　周波数特性

このVCOの周波数特性は第2図に示す様にマイナス極性です。
この場合受信機の方で映像信号を反転する必要があります。
この基板は室内実験ではQRHがありますが充分に実用上問題なく使用できます。

（2）第2ステージ
第2ステージはこのVCOをPLLで周波数を安定化します。回路図は第3図です。
MMIC GALI-24　2 段 Amp で段間に 3dB の ATT を挿入し各段軽く動作させて出力を 100mW に押さえています。

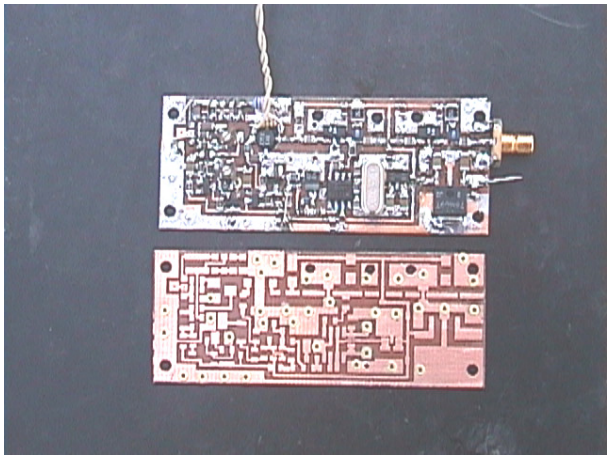
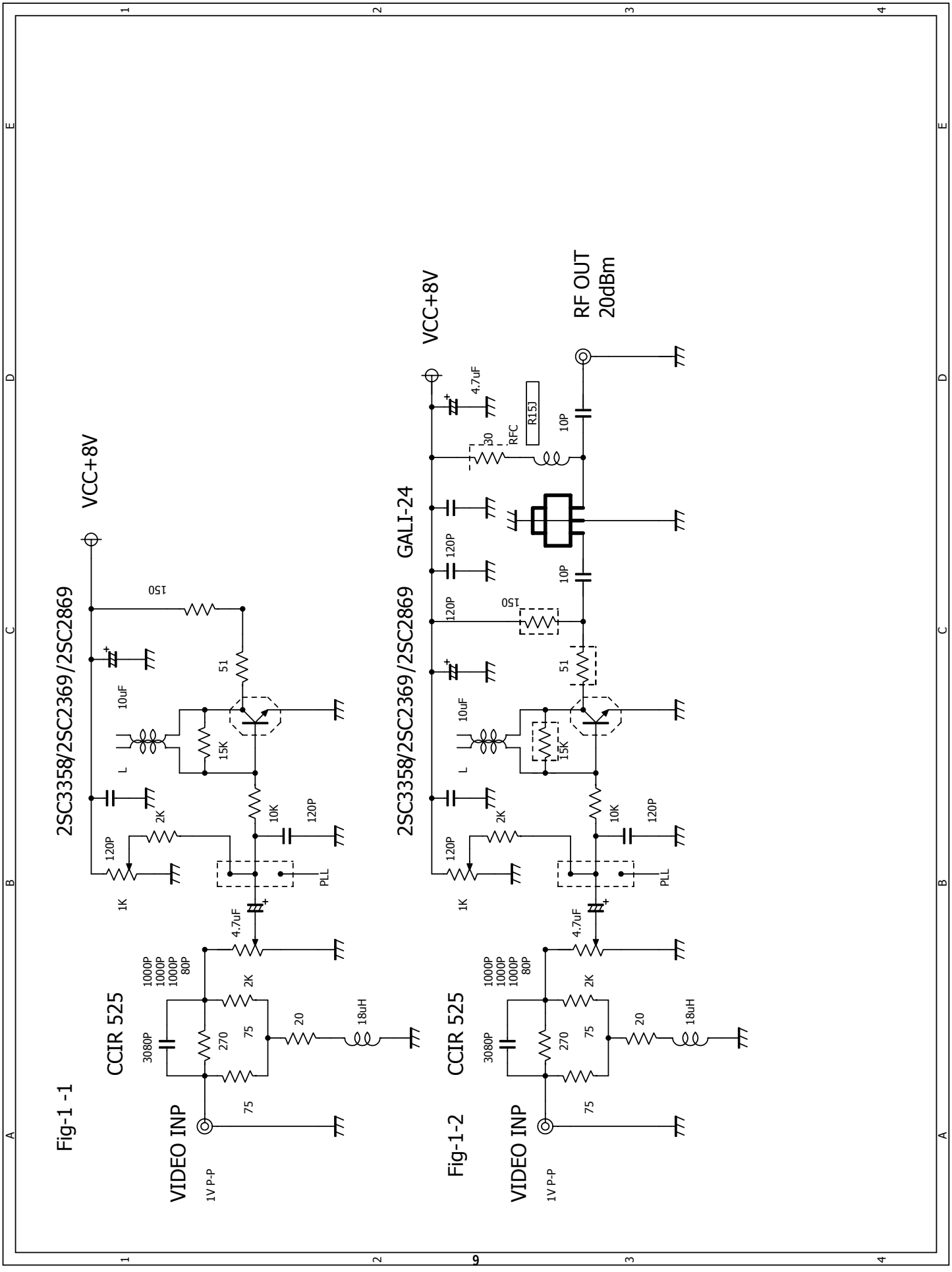
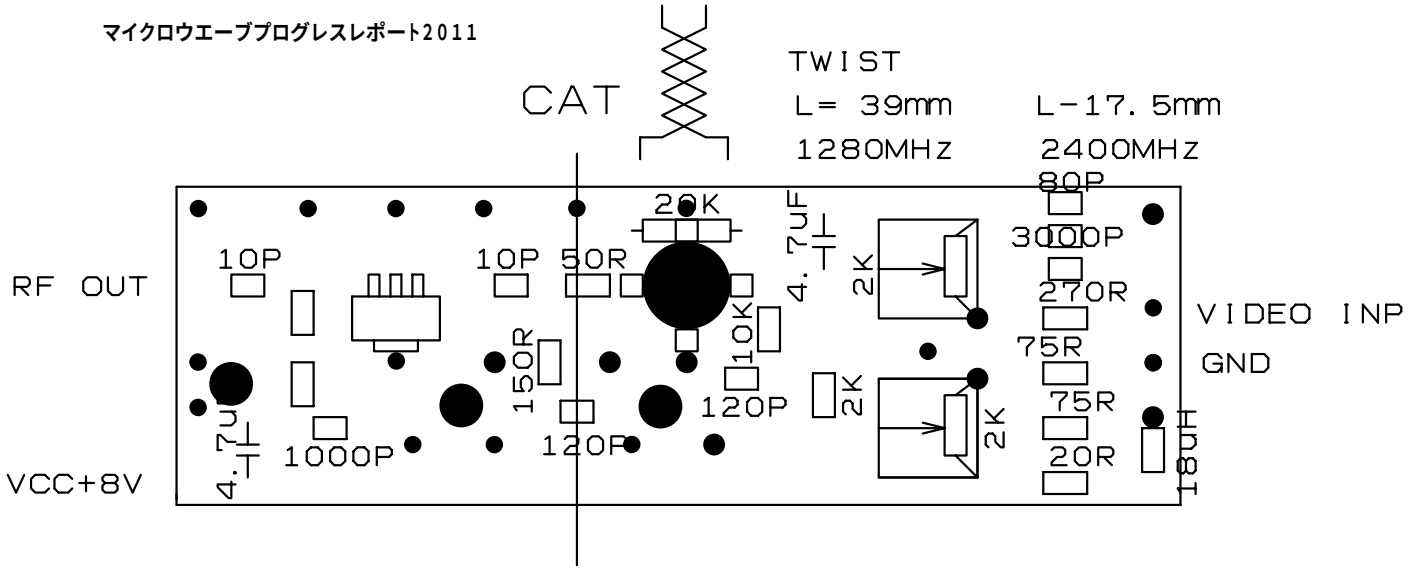


写真 2　　完成基板
使用ICはモトローラのMC12179Dでシングルチャンネル専用です。分周比は256なので5．000MHzの水晶を使用すれば1280MHzに簡単にロックします。同様に2414MHzも9．4296MHzでロック可能です。第1ステージ第2ステージについては西新潟クラブのサイトに詳細が載って居りますので合わせて御覧下さい。


VCC+8V
2SC3358/2SC2369/2SC2869
150
51
10uF
L
15K
2K
10K
120P
1K
PLL
4.7uF
1000P
1000P
1000P
80P
CCIR 525
3080P
270
75
20
18uH
VIDEO INP
1V P-P
Fig-1 -1
VCC+8V
GALI-24
RF OUT
20dBm
4.7uF
R15J
30
RFC
10P
Fig-1-2


CAT
TWIST
L= 39mm
1280MHz
L-17.5mm
2400MHz
RF OUT
VCC+8V
VIDEO INP
GND
10P
10P
50R
20K
4.7uF
2K
80P
3000P
270R
75R
75R
20R
18uH
10K
150R
120P
120P
2K
2K
4.7u
1000P

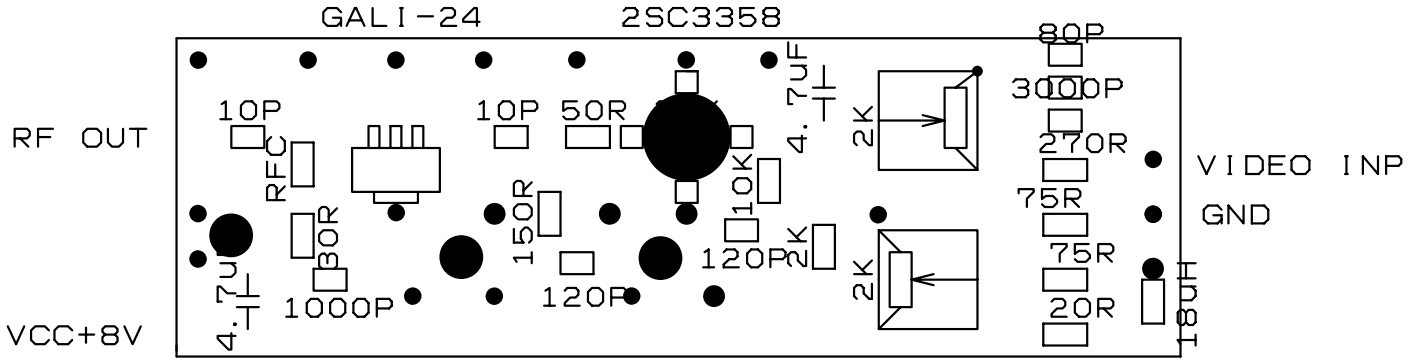

GALI-24
2SC3358
RF OUT
VCC+8V
VIDEO INP
GND
10P
10P
50R
RFC
30R
4.7uF
2K
80P
3000P
270R
75R
75R
20R
18uH
10K
150R
120P
120P
2K
2K
4.7u
1000P

Fig1-1

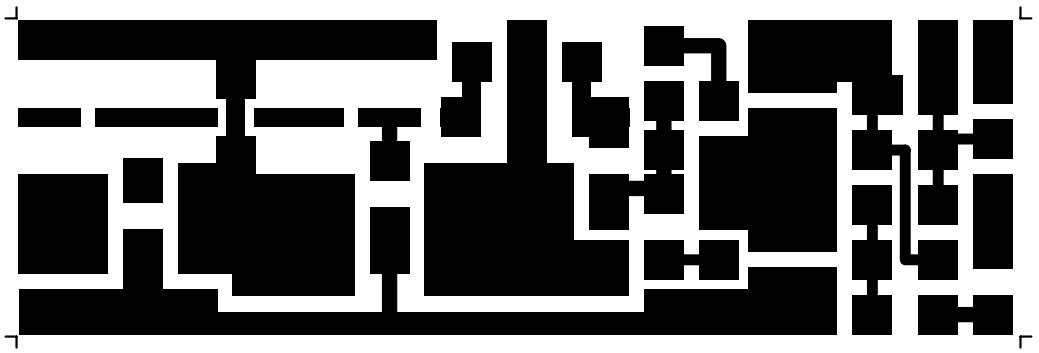
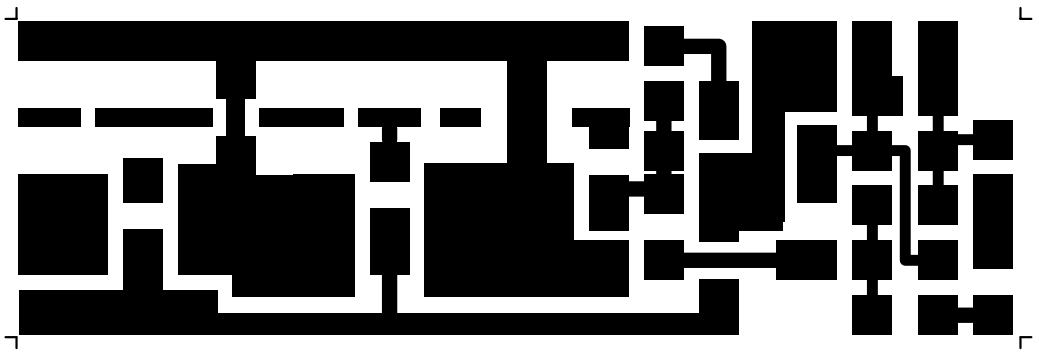
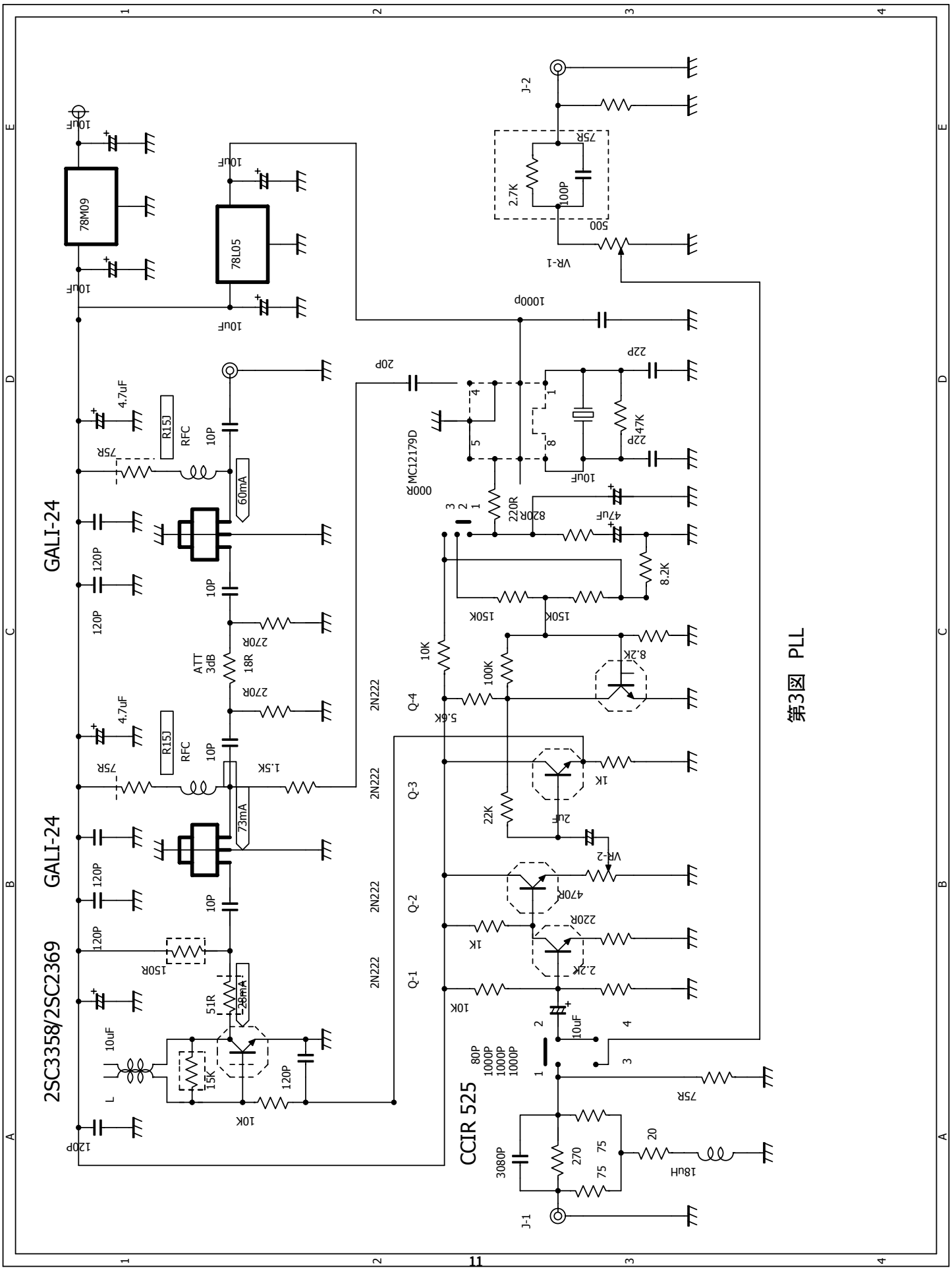
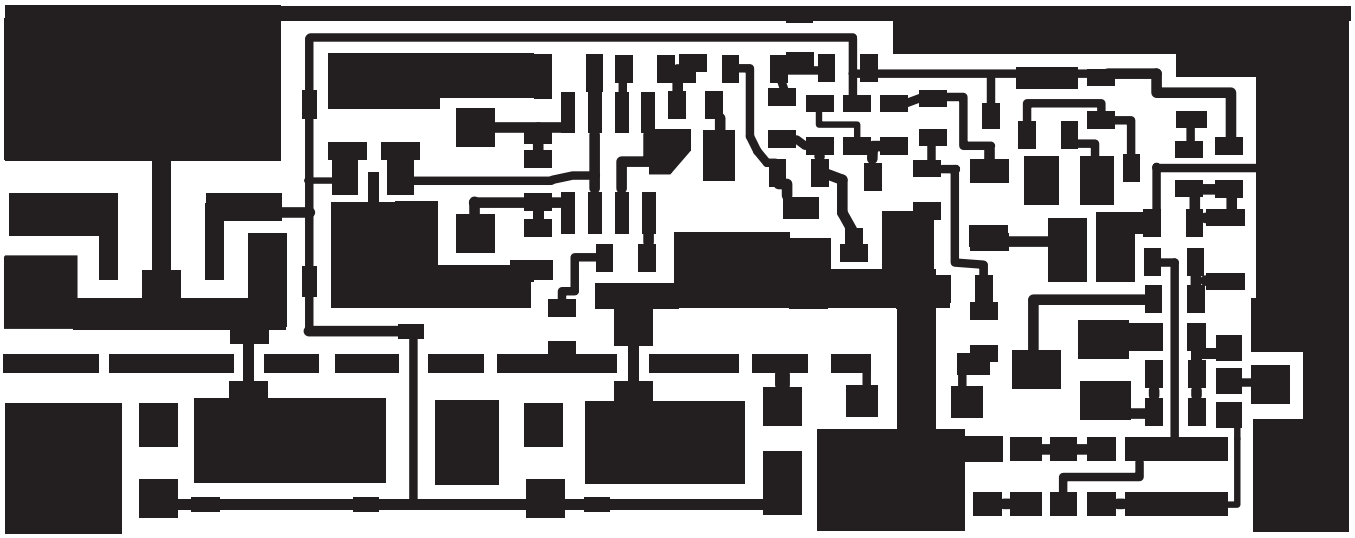


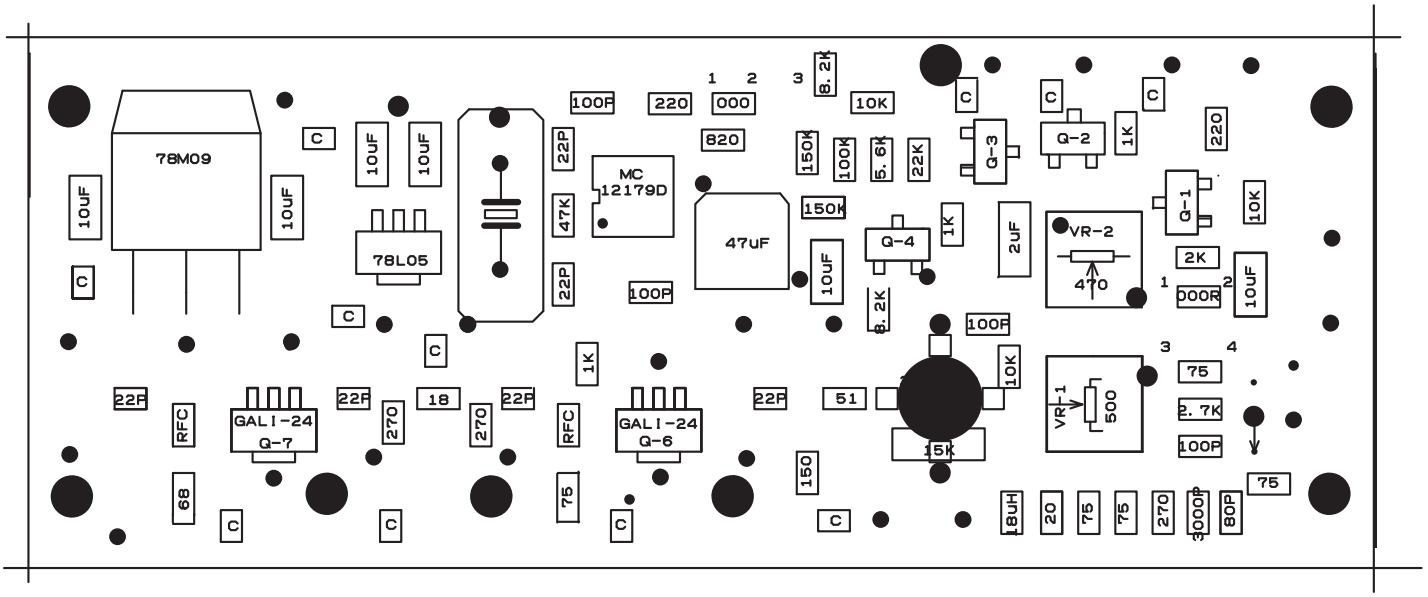
Fig1-2

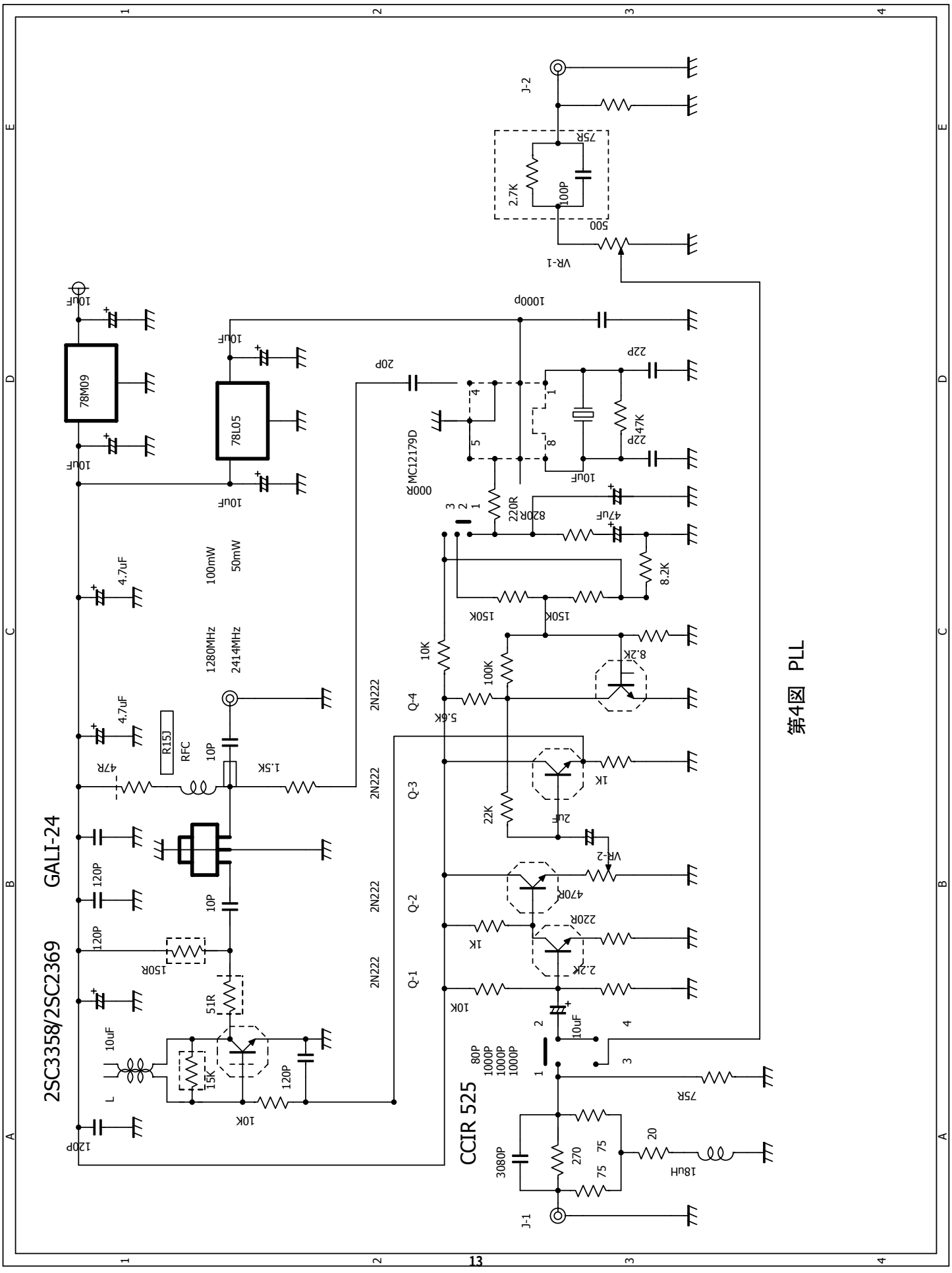



2SC3358/2SC2369
GALI-24
GALI-24
78M09
78L05
CCIR 525
MC12179D
Q-1
Q-2
Q-3
Q-4
2N222
J-1
J-2
VR-1
VR-2
R15J
RFC
ATT 3dB
60mA
73mA
28mA
10uF
4.7uF
120P
10P
75R
150R
51R
15K
10K
1.5K
270R
18R
20P
1000p
22P
47K
220R
820R
47uF
8.2K
150K
100K
5.6K
1K
2uF
22K
470R
2.2K
80P
1000P
3080P
270
75
20
18uH
2.7K
100P
500
2N222

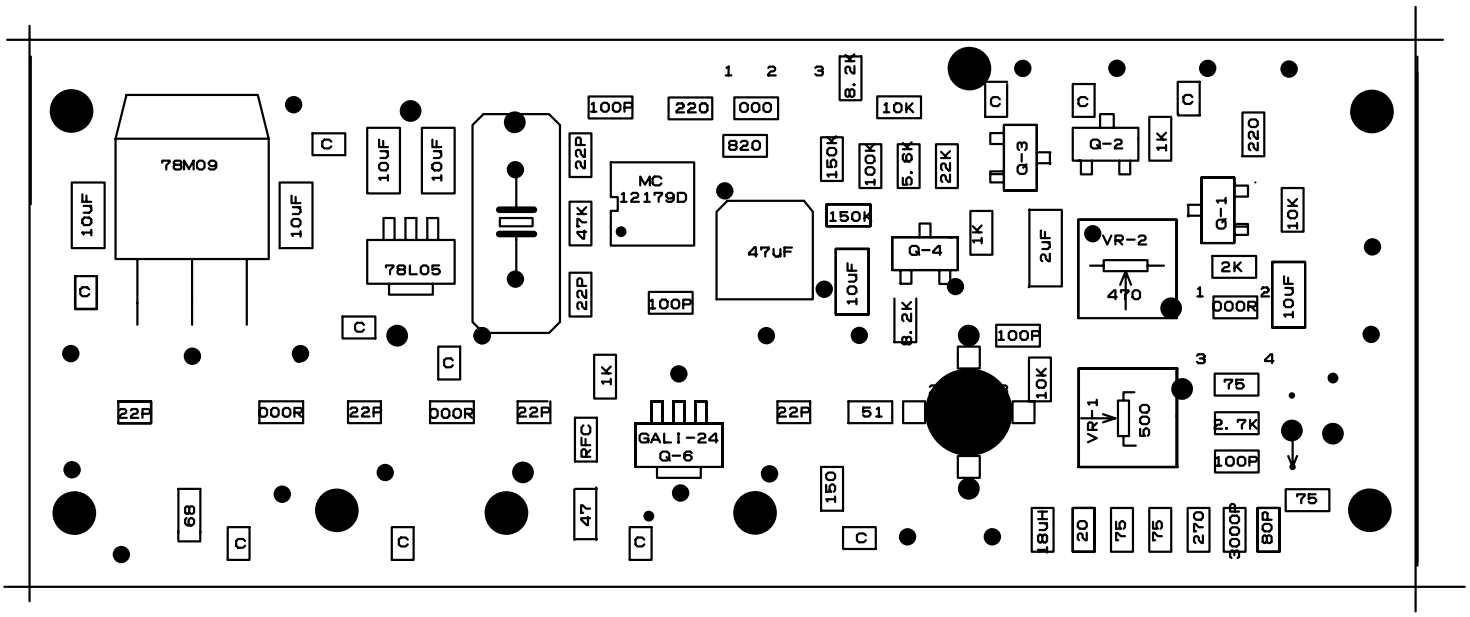
第3図 PLL

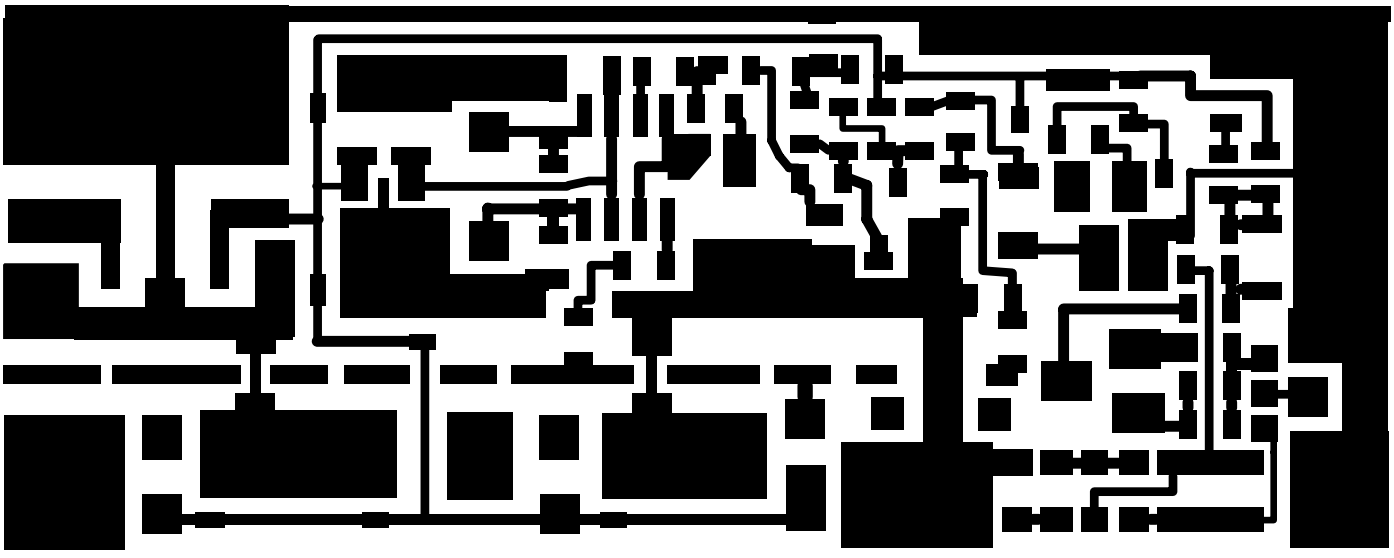



78M09
78L05
MC
12179D
47uF
GALI-24
Q-7
GALI-24
Q-6
Q-1
Q-2
Q-3
Q-4
VR-2
470
VR-1
500
100P
220
000
820
8.2K
10K
150K
100K
5.6K
22K
1K
2uF
2K
000R
10uF
22P
47K
RFC
68
270
18
51
15K
150
75
2.7K
18uH
20
3000P
80P


2SC3358/2SC2369
GALI-24
CCIR 525
78M09
78L05
MC12179D
2N222
Q-1
Q-2
Q-3
Q-4
J-1
J-2
VR-1
VR-2
1280MHz
2414MHz
100mW
50mW
R15J
RFC
L
3080P
270
75
20
18uH
75R
500
2.7K
100P
1000p
20P
22P
47K
220R
820R
47uF
8.2K
150K
10K
100K
5.6K
1K
22K
2uF
470R
2.2K
10uF
80P
1000P
1000P
1000P
51R
15K
120P
150R
10P
1.5K
47R
4.7uF
120P
10K

第4図 PLL


78M09
78L05
MC
12179D
47uF
GALI-24
Q-6
Q-1
Q-2
Q-3
Q-4
VR-2
470
VR-1
500
10uF
22P
47K
100P
220
000
820
8.2K
10K
150K
100K
5.6K
22K
1K
2uF
2K
2.7K
75
51
150
47
68
RFC
18uH
20
270
3000P
80P



（3）第3ステージ

第3ステージは第2ステージのものを手直ししました。

先ず終段のMMICGALI－24及び3dBのATTを撤去しました。基板は2段Amp用のものを使用しMMIC・ATTの間を000Rで短絡しました。次はPLLのループフィルター回路に10uFを追加しました。

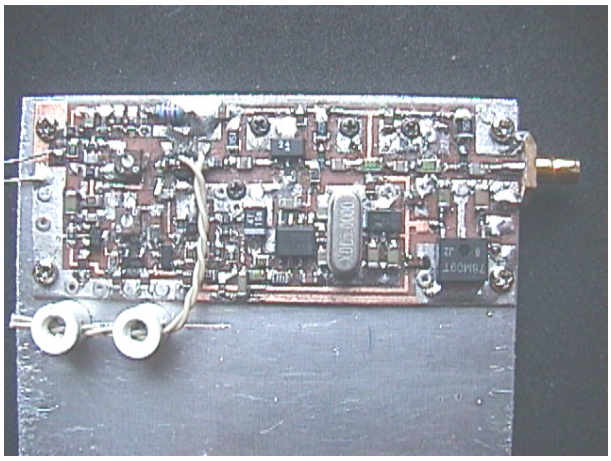


写真 3 完成基板

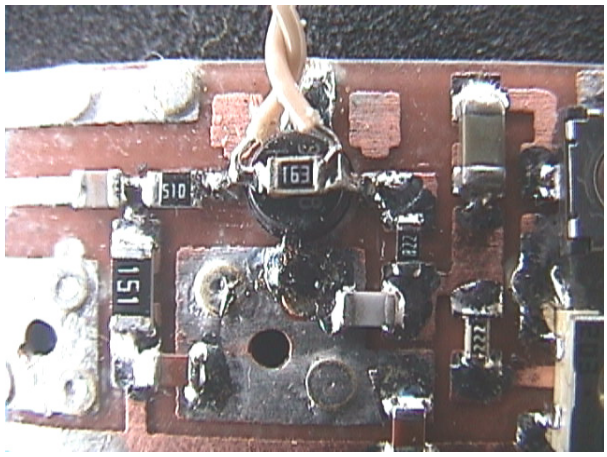


写真 4　VCO 発振 TR 周辺の様子　バイアス抵抗取付けランドをカット

最後にVCOのTRのバイアス回路の構造です。浮遊容量を減らす改造でTRのベース・コレクターのリード線を万歳の状態にしてTRパッケージに沿って曲げベース・コレクターのリードの間隔が1mmになる様にカットしバイアス抵抗を半田付けします。一方基板にΦ3．8mmの穴を明けTRを落とし込むようにベースランド・コレクターランドに其々半田付けします。

此れだけの事で2500MHzまでFBに発振します。

PLL回路は普通の標準のモノに極性反転の為の回路とビデオ信号の反転の回路が追加となりパタンがかなり細かくなっています。抵抗は 1mm×1.25mm のモノを使用します、部品によっては搭載不能となりますので要注意です。

調整

VCO を PLL 回路より切り放し 000R を 1-2 より 2-3 に切り替えて約 45mm の twist タンクコイルをカウンターを見ながら切り詰めるだけです。

目的の周波数になったならば先の 000R を 2-3 より 1-2 に切り替えます。

即ロックします。

変調回路は CCIR525 ネットワークのときは特に問題なく VR-2 で復調波形が 1Vp-p になる様に調整します。写真 5

防犯用のワイァレス受信機の場合は C・R を並列接続の簡易型高域補正回路を使用しています。

基板の入力回路の切り替えを 1-2 を 3-4 に切り替えて C を 100pF に固定し R を 1K から 4.7K まで変化させます。R が大きくなるほど復調画面がギラギラして来ます。メーカーにもよりますが、2K から 3K の範囲に良いところがありそうです。VR-2 は其のままで VR-1 で復調波形を 1Vp-p に調整します。twist・水晶を交換するだけで 1280MHz では 100mW・2414MHz では 50mW 出てきました。

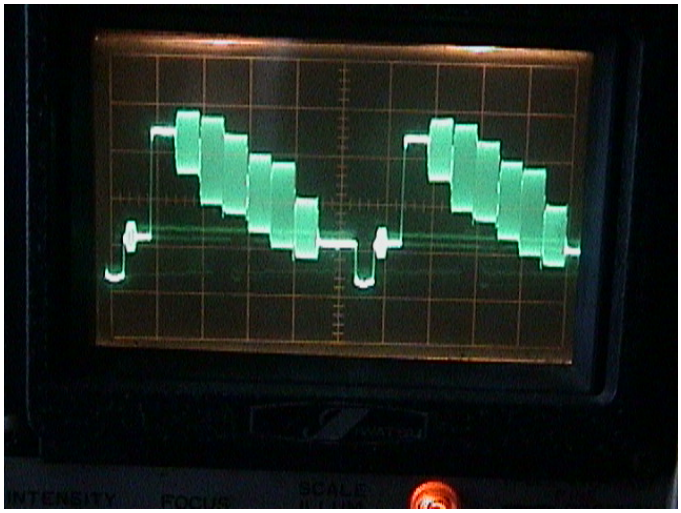


写真 5 復調波形

以上この実験を通して多くの方々がATVに関心と興味を持たれる事を願っています。TV カメラが無くてもデジカメがあれば動画もOKです。最後に、この実験に先立ち MC12179D の入手に御協力頂いた西新潟クラブの JA0DFR 浅妻 OM そして仙台の JA7AVQ 田村 OM 多くの資料提供して頂いた F4DAY　OM に感謝いたします、大変有り難う御座いました。
de 千葉端喜クラブ JA1DGF/米野 磐

参考文献

F4DAY
Megahertz Januay 2001
A.Simple 2.3GHz transmitter:the "twist" oscillator

5GHz 帯　トランスバーター局発に関してとその周波数考察

2011 年 9 月 14 日　　JA1WQF　笠井三男

　このたび5GHz 帯においてハイパワーの必要性があり、そのためにも信号純度を出来る限り高めスプリアスを減らす必要があり、局発回路を含め再度組直しを行いクリアーで安定したトランスバーターならびに PA を現在製作中です。

＜5．7GHz～10GHz のローカルオシレーター周波数＞

　日本では IF 周波数として1200MHz 帯が使用されることが多いようで、ローカル オシレーターの周波数として5GHz では4480MHz 付近、10GHz ではこの周波数を 2 倍した8960MHz が一般に使われているようです。

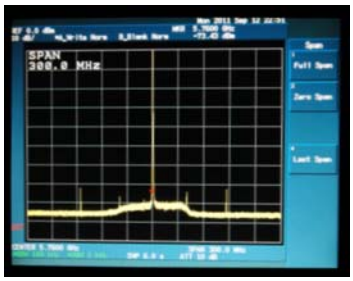
＜今回私も局発周波数はいつもの慣れで4480MHz？！＞

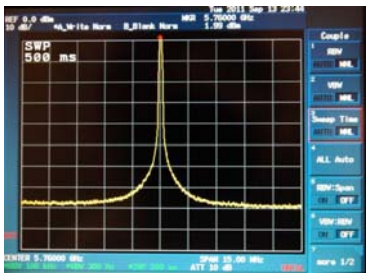
　大先輩であった大日方さんはじめ、古くから使用されている4480MHz（5．76GHz に対し IF1280MHz）を、今回も何のためらいもなく選定致しました。

　実は安定度とスプリアスの問題点からローカル回路に Solilock を新たに選定、リファレンスも100MHz と現時点で PLL 局発として高水準な信号源であり、まさに今回の目的に打って付けのものです。（勝間さん TNX）

　今まで使用していました TRV 回路の56MHz「水晶オーブン」逓倍方式ローカル部分を入れ換え、新たに小さなケースに詰め込み、ミクサーや各増幅ステージの再トリミング、またレベル再調整の結果はまずまず、さすが Solilock 100MHz です。

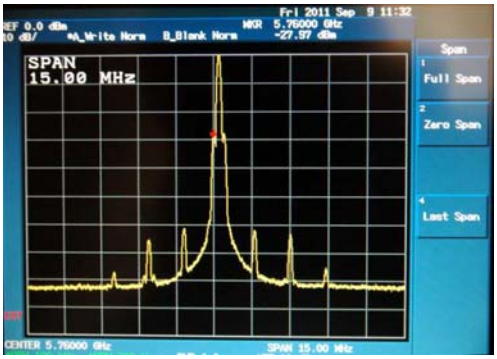
　5760MHz スパン300MHz スプリアス－70db以下　　センター5760MHz スパン15MHz でのもの





上の IF1280MHz スポット周波数では OK なのです！！（だから今まで気付かなかった？）

ここで私なぜか、IF 周波数を100KHz 上にしてみました、「あらららら～？！なにこれ？？」



＜IF1280MHz と Lo.4480MHz のわるさ＞

最初は「きもちわるい」のがぞろぞろ沢山、驚きました。

直感的に「これ、もしかして相性悪い周波数なんじゃない？」と思い進行中の製作類「そっちのけ」で原因究明対策に入りました。

しばし悩んだ後、分かっちゃいました！

計算すると IF の 1280MHz には、やはり不都合がありました・・・・・・。

1）Lo 基本波　　対　　IF 周波数×8 倍

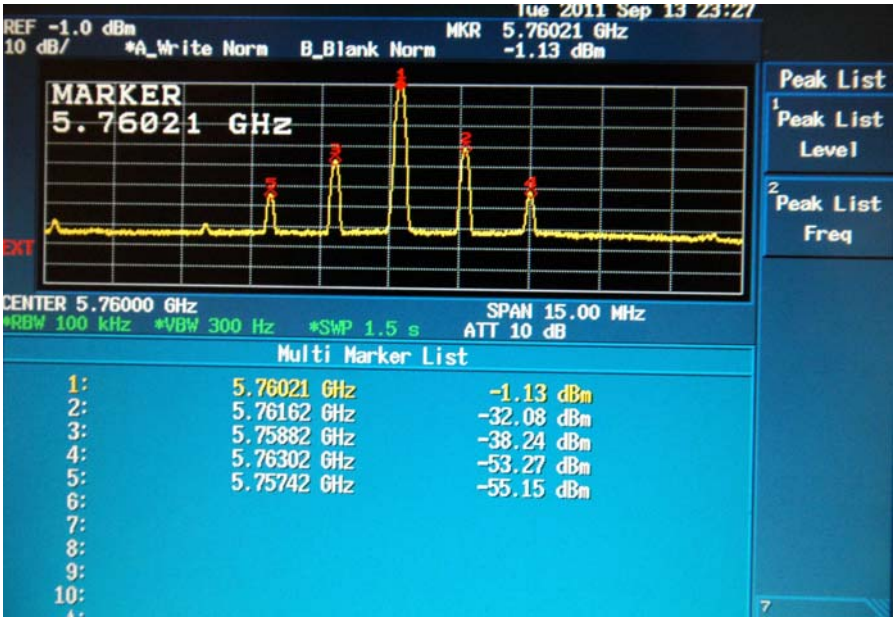
2）Lo×3 倍　　対　　IF 周波数×6倍

3）Lo×3 倍　　対　　IF 周波数×15 倍

4）Lo×5 倍　　対　　IF 周波数×13 倍　などが 5G 近隣で悪さしそうです。

＊ローカル周波数 4480MHz、IF 周波数 1280.200(5760.2)スパン 15MHz のスペクトラム

（このスプリアスは周波数設定による高次ひずみによるもので 5760.00 では消えます）



上記計算式からスペクトラムリストの裏付け（当然完全一致でした）

1）Lo 基本波=4480MHz　IF 周波数×8=1280.2×8＝10241.6MHz

10241.6－4480＝**5761.6MHz 上写真の「2」に該当**

2）Lo×3=13440MHz　　IF 周波数×6=1280.2×6＝7681.2MHz

13440-7681.2＝**5758.8MHz 上写真の「3」に該当**

3）Lo×3=13440　　IF 周波数×15=19203MHz

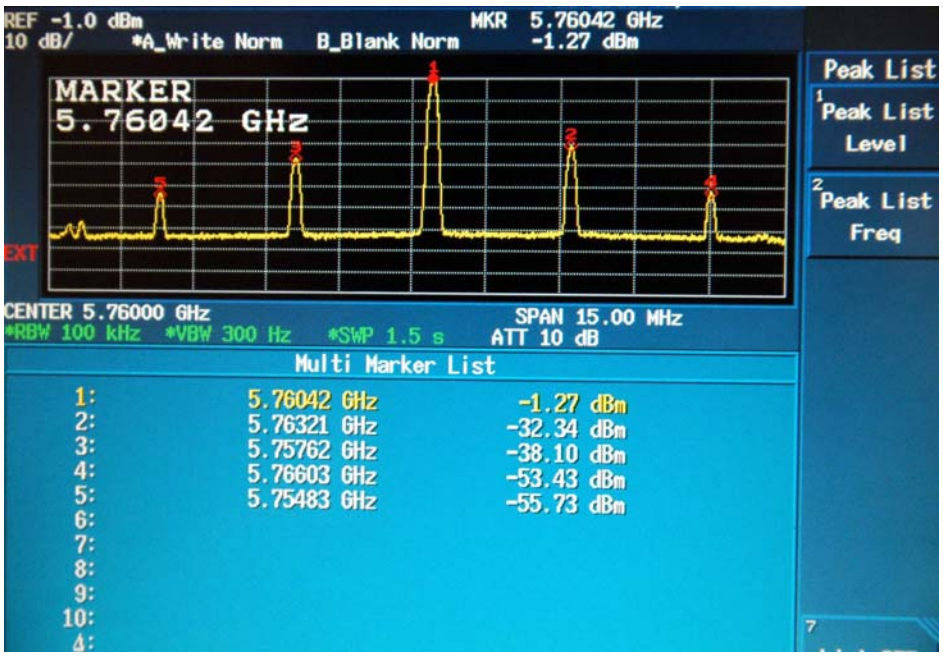
13440-19203＝**5763.0MHz 上写真の「4」に該当**

4）Lo×5=22400MHz　　IF 周波数×13=16642.6MHz

22400-16642.6＝**5757.4MHz 上写真の「5」に該当**

（注スペアナ表示周波数は多少の誤差を生ずる事があります）

＊ローカル周波数 4480MHz、IF 周波数 1280.400(5760.4)スパン 15MHz のスペクトラム



同じ様に上記計算式で確認、一致しております

1）Lo 基本波=4480MHz　IF 周波数×8=1280.4×8＝10243.2MHz

10243.2－4480＝**5763.2MHz 上写真の「2」に該当**

2）Lo×3=13440MHz　　IF 周波数×6=1280.4×6＝7682.4MHz

13440-7682.4＝**5757.6MHz 上写真の「3」に該当**

3）Lo×3=13440　　IF 周波数×15=1280.4X6=19206MHz

13440-19206＝**5766.0MHz 上写真の「4」に該当**

4）Lo×5=22400MHz　　IF 周波数×13=1280.4×13=16645.2MHz

22400-16645.2＝**5754.8MHz 上写真の「5」に該当**

などが参考例で、この IF2周波数（1280.2、1280.4）以外にも、上下にある幅の周波数まで連続してスプリアスが発生します。

＜4480MHz をどうしましょうか＞

ミクサーなどのトリミング、調整によりこの値（－32db）の改善は可能でしょうが完全に取り切る事は困難です。

写真のように「近隣で折角-70db 以下」のノイズフロアーを－32db ものスプリアスを発生させてはいけないと思います、－30db をどう見るかですが・・・

可能であればローカルオシレーター4480MHz を再考し控えてみては。

勿論、現状不都合が起きていない場合このかぎりでは有りません。

＜では、Lo 周波数はどこにしましょうか＞

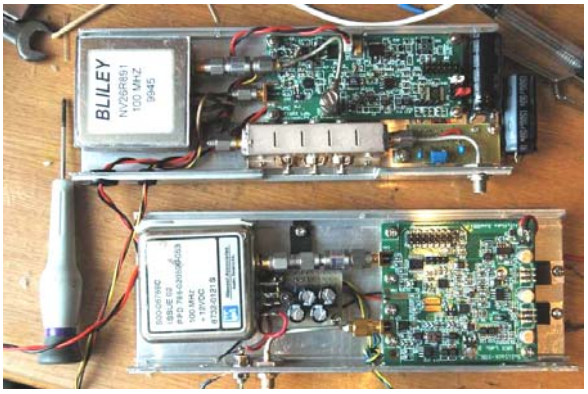
不具合が起きなければどこでも OK ですが、切りの良い周波数として 4490MHz（IF1270）4470MHz（IF1290）などは近隣で周波数の「しがらみ」はありません。（5760MHz に対し±10MHz）

現在 Solilock の特徴でもある、周波数を多く持てる事を利用し3波入れています、4470MHz、4490MHz ともに計算上でも、また測定検証致しましたが
今回 4480MHz で発生した問題は無いようです。
＊現在深い意味はありませんが 4490MHz（IF1270MHz）に設定しました。
＊計算 10.24GHz も 4480MHz×2 で IF1280MHz の場合、同様の問題が出そうです。（これは計算値のみで未測定）

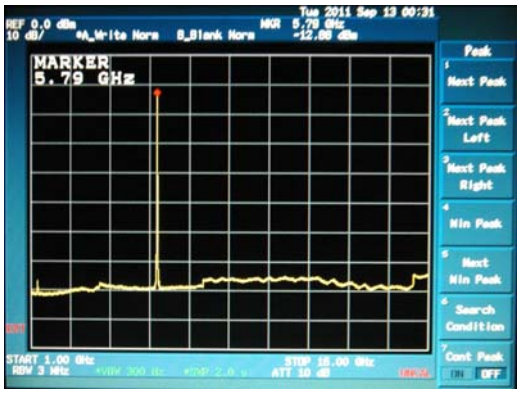
＜Lo.写真と現状＞

Lo.が 4490MHz の 5.7GHz、1GHz～16GHz まで大きなスプリアスはありません

Lo 上が該当 5GHz 用、下は 24GHz 用



Lo.4490　5.7GHz 1GHz～16GHz スペクトラム



＜周波数安定度と運用＞

今回の PLL Lo の採用はスプリアス改善とともに周波数安定度が目的です。
カウンターは「うまく 2Hz のずれ」ですが、たまたま Hi　100Hz 台の管理は出来そう右下写真のように、**あたかも 5GHz オールモード機を操作の感覚 FB です。**
左は製作の 5GTRV、直下 BOX に PA と共に入れますので「飾っ気」全く無し

5GHzTRV、BPF は超効果的

上カウンター、下は TS2000　5G オールモード機？

DE　JA1WQF

24GHz30W TRVの製作

2011.08.11

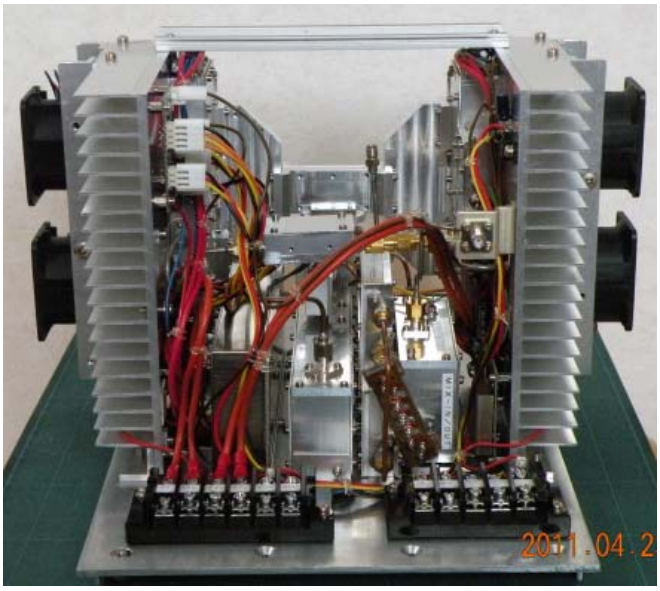
ＪＡ8ＣＭＹ　増田　幸雄

24ＧＨｚＥＭＥ用の大電力ＴＲＶを約半年の時間をかけて完成させました。これまでに大電力で手がけた一番高い周波数は10ＧＨz用で50W出力が最大でした。16Wのデバイスの４合成方式でしたが、最新のデバイスを使うと10ＧＨｚ帯でも45W以上の出力の物もあり価格を意識しなければ２合成で80W出力も実現可能になります。

本機ではTriqunt社のTGA4915-CP(28GHz～31GHｚ7W出力)を使い８合成で30W以上の出力を目指しました。24GHzは帯域外ですがﾃﾞｰﾀｰｼｰﾄから飽和出力は4.5W程度です。　合成損失を１段当たり0.25dBとして×3段=0.75dBと見積もり30Wには到達できるものと考えました。DRVアンプにはTriqunt社のTGA4525-SM (17GHz～27GHz 800mW)使用します。最初はTGA4525-SM　１個で４合成POWアンプをDRVする構成で組みましたが、４分配器の分配損失が大きくDRV電力が不足しました。そこでTGA4525１個で２合成POWアンプをDRVするように変更しています。今回の製作にはテフロンの0.254mm厚基板を使用しましたが24GHｚでは予想に反して損失が大きく２分配器で1.5ｄBの余剰損失がありました。最初は入出力の分配、合成とも基板での3ｄB-HYB方式で計画し実験を進めましたが損失が大きく出力側の合成では全く使用できないことが判明しました。したがって少々の損失は許容できる入力側は基板方式とし、損失を最小とする必要がある出力側は導波管方式に変更しました。

［24ＧＨｚ　30ＷＴＲＶ完成写真　前面］

［24ＧＨｚ　30ＷＴＲＶ完成写真　後面］



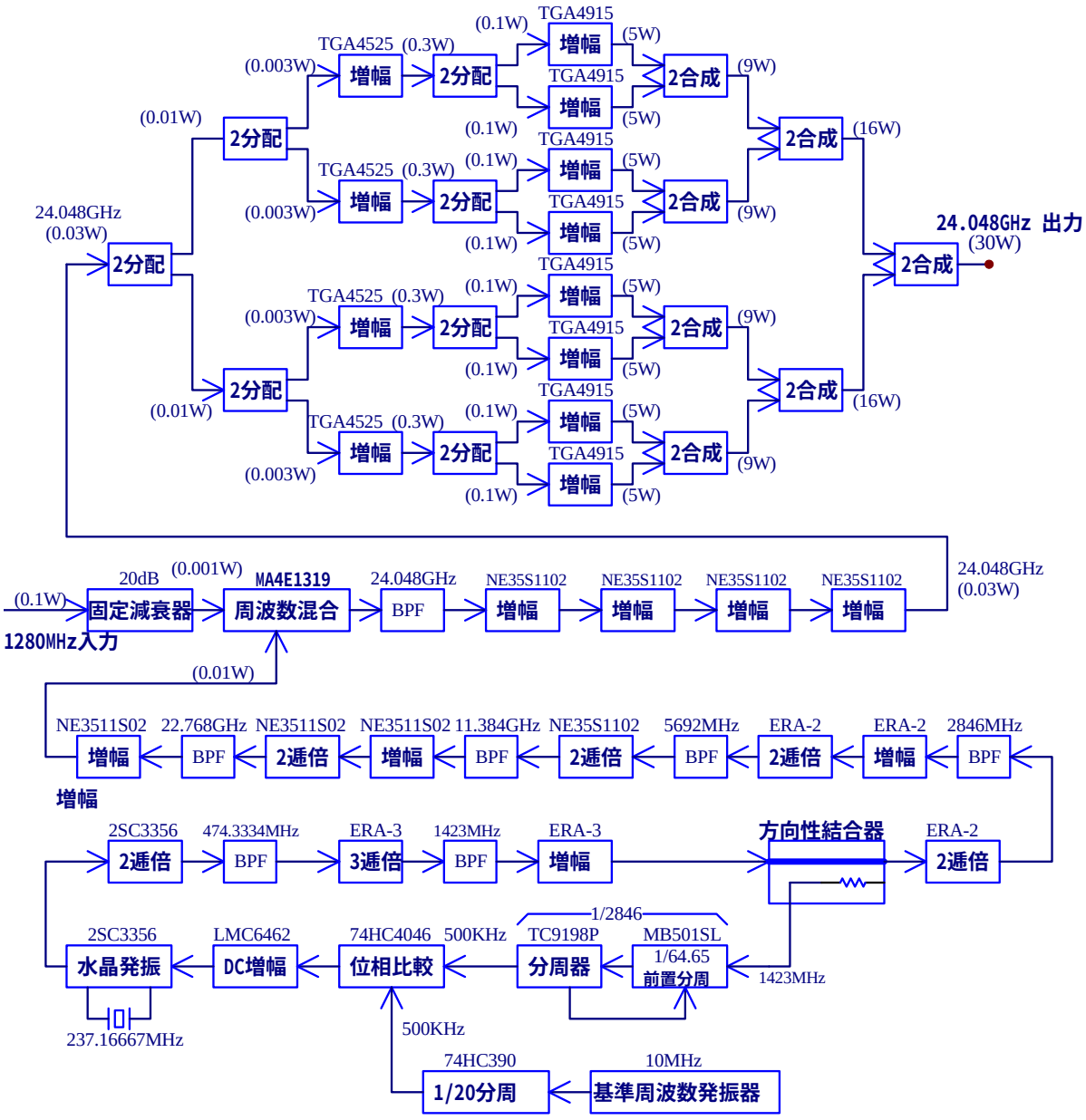
24GHｚ　TRV性能

送受信周波数	：24.048GHｚ
送信出力	：30W以上
IF周波数	：1280MHｚ
受信変換利得	：14ｄB
電源電圧電流	：+9V　64A　　+12V　2A
重量	：4.2Kg
基準OSC	：10MHz　OCXO搭載

１．全体構成

TRV 部の LO は水晶にて 237MHz 台を 9 倍オーバートーンにて発振させ 10MHz の OCXO で PLL ﾛｯｸをかけました。比較周波数は 500KHz です。　LO の C/N からは比較周波数はなるべく高く設定したいところです。64/65 のプリースケーラを使えば 1MHz でも可能ですが、手持が無く 128/130 の MB508 を使用しました。送信出力が大きいのでスプリアスには特に気を配りました。各部を個別のケースに収容３段の導波管 BPF によるスプリアス対策で近傍、広帯域ともﾉｲｽﾞレベル以下に抑えております。

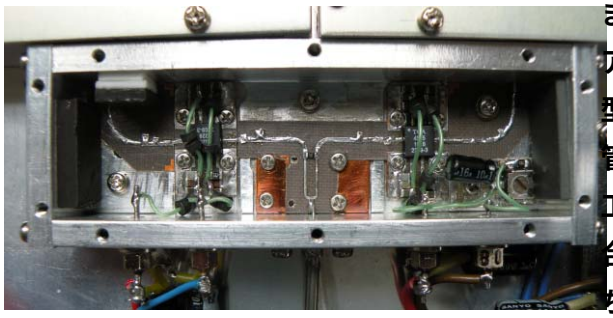
［24GHz　30WTRVブロック図］



２．　DRV アンプ部

DRV アンプの TGA4525-SM は QFN 5×5㎜ の面実装極小パケージで裏面が放熱グランドです。基板屋に製作してもらえば問題ないのですが、自作基板で実装するには少し工夫が必要です。25PIN でピン間が 0.5㎜ なのでパターンを正確にエッチングします。放熱部分には通常 0.3㎜ 程度のスルーホールをたくさん設けてスルーホールを通して放熱を行うのですが、自作では不可能なので 3×3mmの角穴を開けこの部分に正方形の 0.2㎜ 厚の銅板をはめ込み両面をﾊﾝﾀﾞメッキしています。ＤＲＶアンプ入力の２分配はウイルキンソン型ですが、λg/4 では小さすぎて正確に製作できないので３倍寸で製作しました。ＤＲＶアンプ部とＰＯＷアンプ部を密着配置し、外部導体を取り去ったセミリジットで直接接続し損失を最小となる構造にしております。

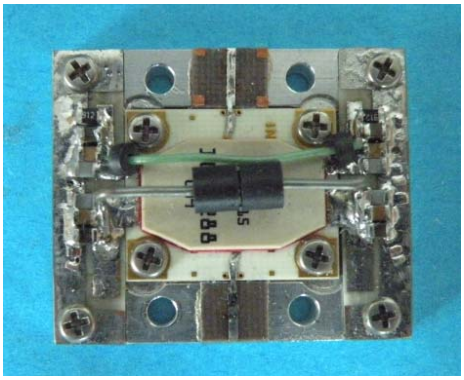
［ＤＲＶアンプ］



３．ＰＯＷアンプ部

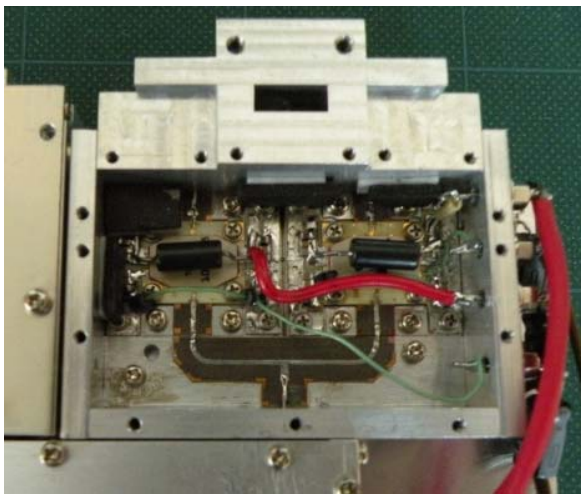
ＰＯＷアンプＩＣの TGA4515 は初めて使用するので個別ユニットとして１台製作し動作を確認した後、同じ様に８個製作しました。個別ユニットでは約 6Wの出力が得られています。　TGA4515 は入出力端子の極近傍にＩＣ試験時に使用するプローブ用のスルーホールＧＮＤ端子が配置されております。ＩＣと基板と接続するときには十分な注意を要し、実体顕微鏡等を使ってＧＮＤに接触していないか確認する必要があります。

［ＰＯＷ部個別ユニット］

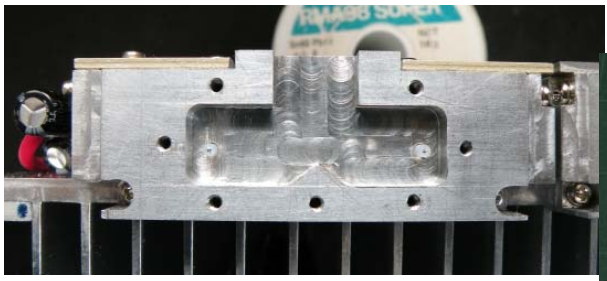


　個別ユニット２個をケースに収容して２合成アンプとします。２合成アンプの入力分配器は単純なＴ分岐方式で入力側に３５Ωの１／４λg の整合ラインを設けただけの形状です。アイソレーションはとれませんがうまく動作しております。最初の実験で試作したものがうまく動作したのでそのまま使っております。その後の改良版ではアイソレーションの取れるウイルキンソン型に変更しました。出力側 2 合成部は導波管方式で、12㎜ 厚のアルミ板をフライス加工して製作しました。フランジの大きさに合わせるには 15㎜ 厚がよいのですが手持ちの関係で 12㎜ 厚を使っています。　12㎜ 厚ではフランジ部のネジ穴に余裕が無く片側の止めネジはM2 にしました。単純Ｔ分岐の構造でアイソレーションはありませんが問題なく動作しております。合成器としてはアイソレーションが取れるマジックＴ方式が理想ですが、加工が面倒なので採用しませんでした。２合成の調整は蓋側に開けたM1.6 のビスにて行っております。この２合成アンプ約 10Wの出力が得られます。

［２合成ＰＯＷアンプ内部］

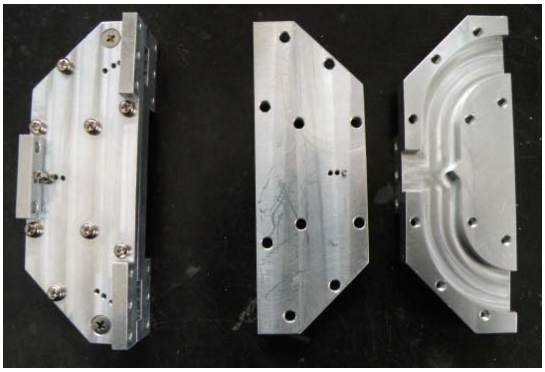


［ＰＯＷアンプ出力２合成部分］

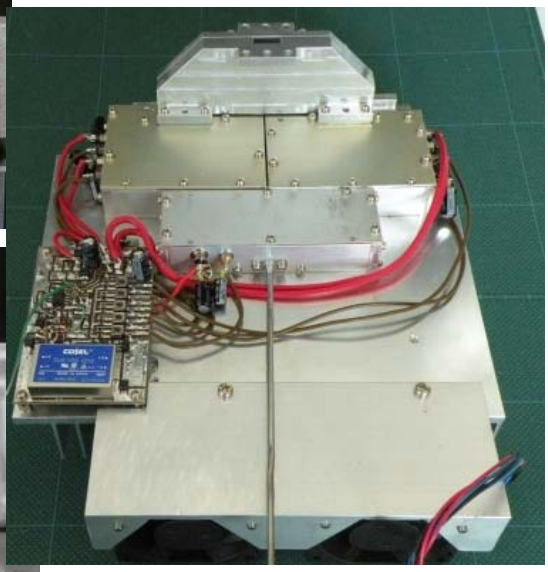


２合成アンプを２個並べて４合成アンプとします。４合成の出力合成器も同じＴ分岐方式ですが曲線加工部があるので外注により製作していただきました。
４合成では約 18Wの出力が得られています。電源部基板は４合成アンプ毎に配置、ＰＯＷ段のﾄﾞﾚﾝには定格より少し高めの 6.7Ｖを供給しています。消費電流は 18W出力時に約 32A 流れます。電源電圧の 9Ｖを FET 2SJ607 で安定化して供給しています。 +12Ｖでも動作可能ですが低い電圧とすることでＦＥＴの発熱を抑えています。

［４合成部用導波管合成器］左組後、右２個部品

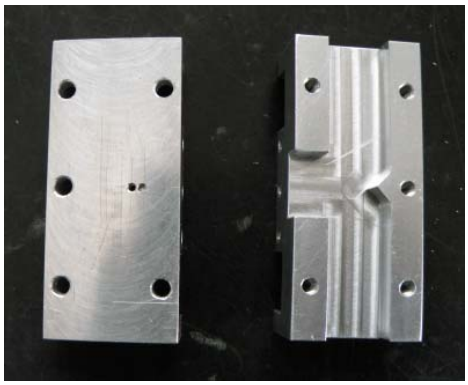


［ＤＲＶアンプ＋４合成ＰＯＷアンプ］

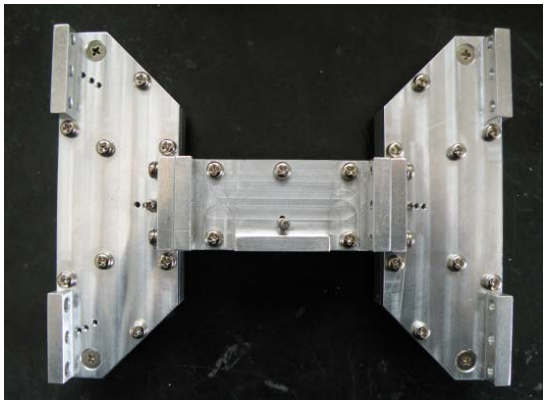


４合成アンプ２台を合成し最終的に８合成出力とします。この合成もＴ分岐方式とし合成器は外注にて製作しました。

［出力合成用導波管合成器部品］



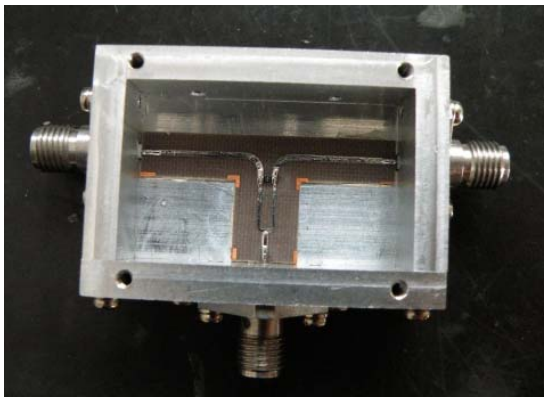
［出力合成器全体を組んだ状態］



４．全体組み立て

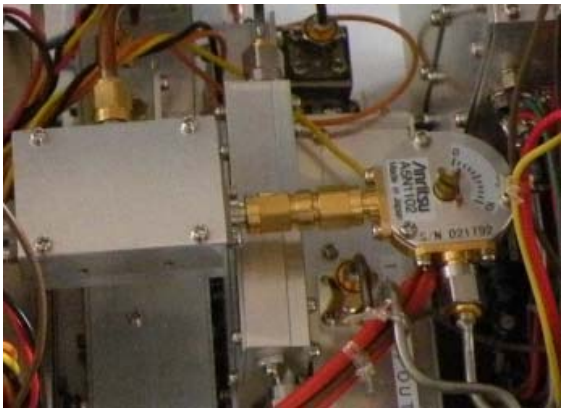
４合成器２台を向かい合わせの状態で配置し、中間のスペースにＴＲＶ部を配置しています。各４合成アンプ入力への２分配器はウイルキンソン型で小さいケースに収容しました。

［入力２分配器］



入力の２分配器から各４合成アンプまではセミリジットで接続します。最初は各４合成アンプまでの長さを正確に合わせて接続したのですが、アンプを含めた電気的な位相差が大きいためか思うように出力が合成できず 25W程度の出力でした。そこで急遽入手した可変位相器を挿入し両系統の位相を合致させることで合成損失の最小化をはかり 30W以上の出力に到達しました。使用した可変位相器は 11ＧＨｚまでの物で 24ＧＨｚでは VSWR が悪く損失も大きいのですが、入力レベルに余裕があるので問題がありませんでした。　26.5GHz までの可変位相器もありますが中古でも価格が高く大型です。 可変位相器を挿入すると両系統の電気的な長さが異なることになりますが、狭い帯域の動作では位相角さえ合えば問題なく動作します。１波長（約 12.5㎜）毎に位相差が０度で合致します。

［可変位相器の装着状況］



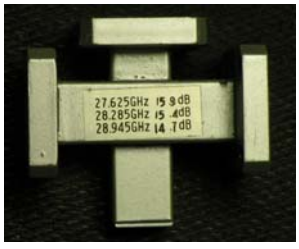
６．最終調整、測定

　最終調整後の出力は 33W～35W程度でした。　通電初期の状態では 40W近くになりますが、時間の経過とともに出力が低下します。軽量化を意識したため放熱能力に不足があるのと、POW-IC の内部温度は一旦上

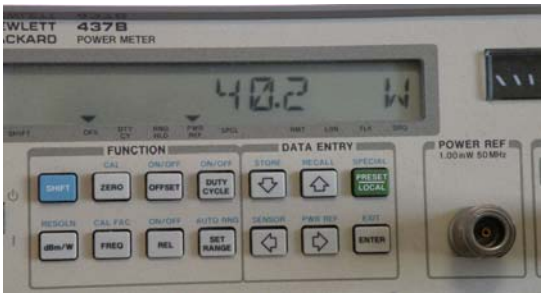
昇すると外部へ放熱するには時間がかかるためようです。単独アンプユニットのベースには 4㎜ 厚のアルミ板を使いましたが、ここは銅板に変更し少しでも熱抵抗を下げるなど改良の余地がありそうです。後で製作したアンプでは大型のﾍﾟﾙﾁｪ素子を使い強制冷却を行った結果４合成でも 20W以上の安定出力を得られています。24ＧＨｚでの出力測定にはＡＴＴもしくは、方向性結合器等が必要です。最初は 18GHz 30W のＡＴＴを校正して電力の測定を行ないましたが、N-ＳＭＡ変換コネクタのＶＳＷＲが悪く正しい電力を測定できていないことが判明しました。そこで長いセミリジットケーブルを減衰器として使い測定する方法に変更しています。 24GHz では 3.5mmコネクタを使用すべきですがアマチュア的にはＳＭＡでも問題は無いようです。

［ＰＯＷ測定用セミリジットケーブル］

［方向性結合器　ＷＲＪ－２６０の例］

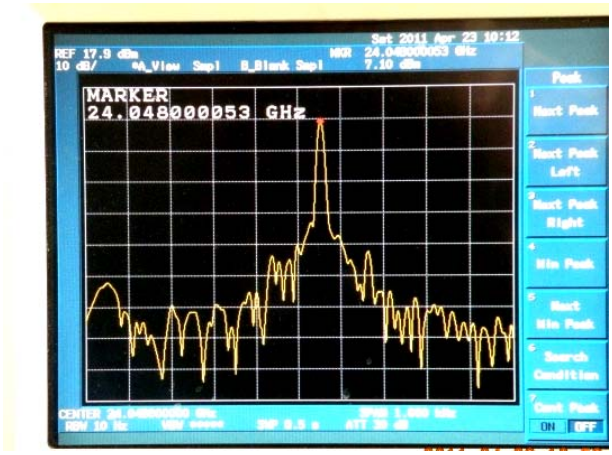


［通電初期での最大ＰＯＷ］

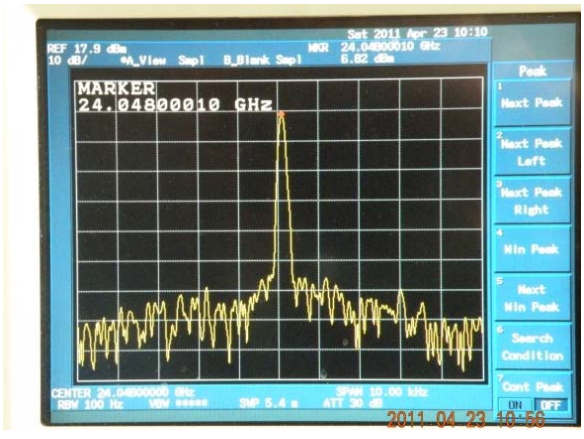


組み立て後のスプリアスを測定すると近傍にＦＡＮの振動によると思われる成分が確認されたので、10MHz 基準ＯＳＣと、237MHz LO-OSC ユニットをゴムブッシュで浮かせて振動対策を行いました。この結果電源リプルによると思われる 100Ｈｚ離れにわずかに見えるだけとなりました。

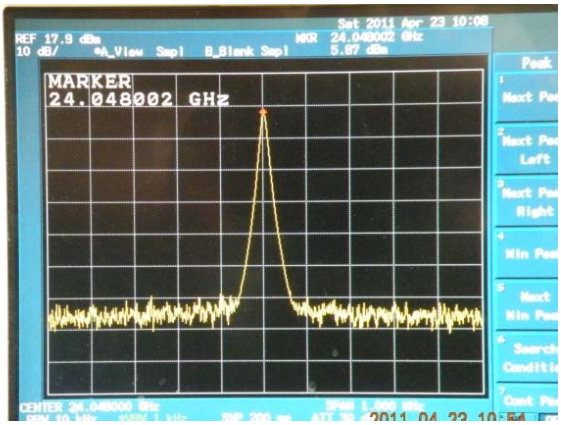
［スプリアス　１ＫＨｚスパーン］



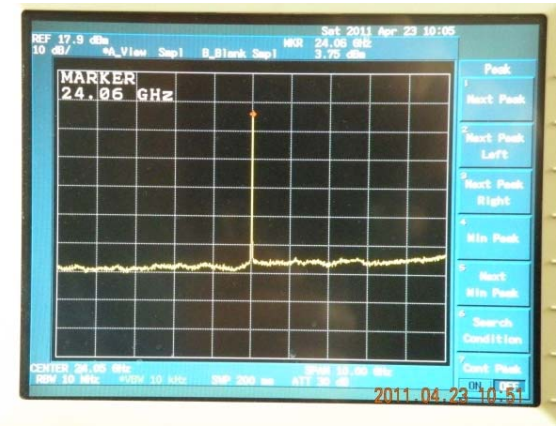
［スプリアス　１０ＫＨｚスパーン］



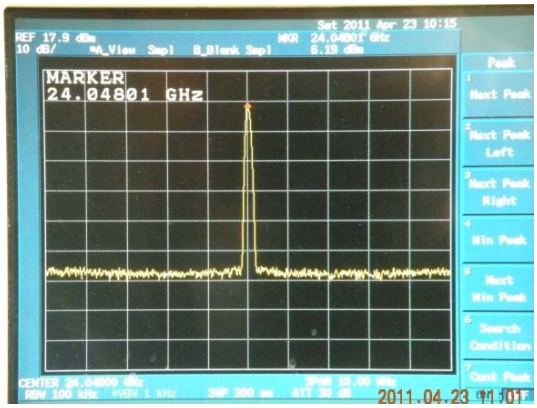
［スプリアス　１ＭＨｚスパーン］



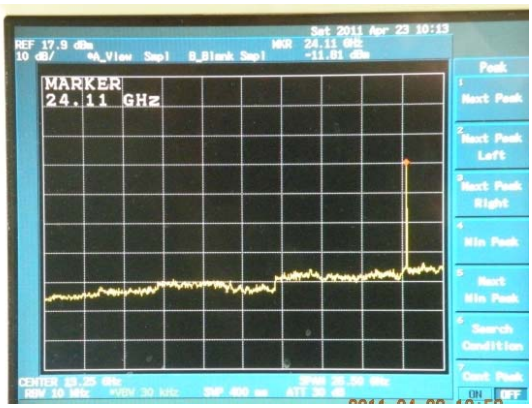
［スプリアス　10GHzスパーン］



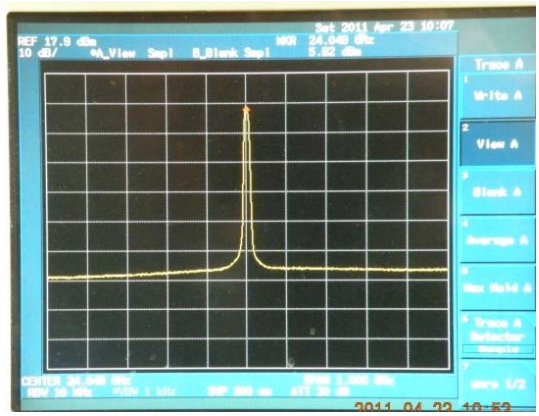
［スプリアス　１０ＭＨｚスパーン］



［スプリアス　フルスパーン］

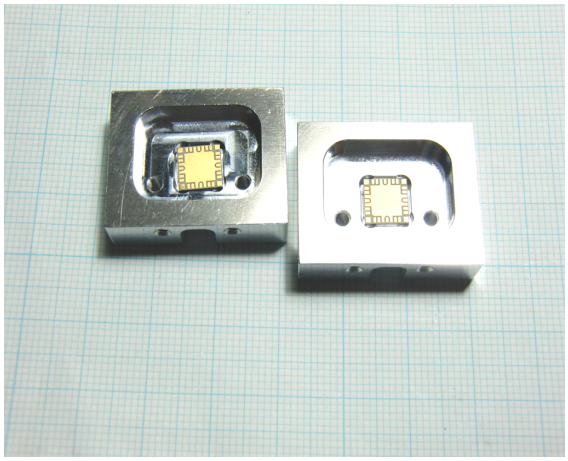


［スプリアス　１ＧＨｚスパーン］



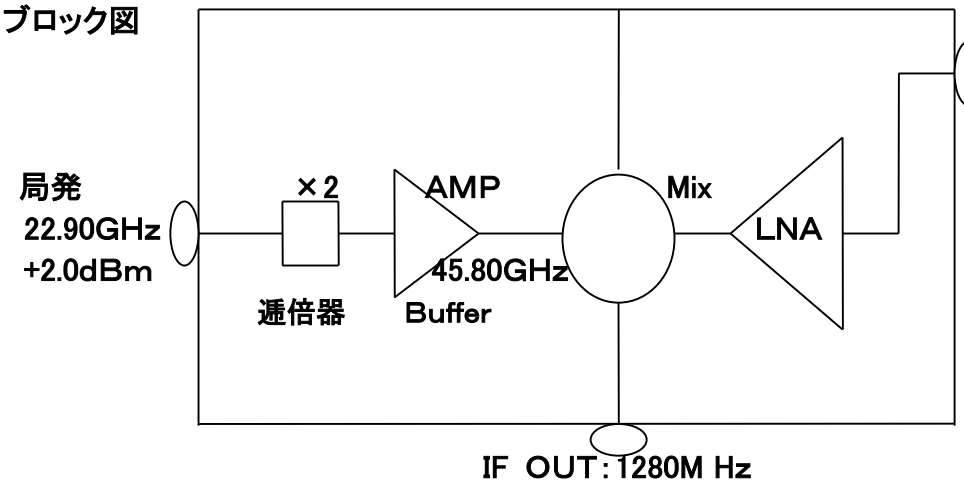
47GHz 帯 1 チップ（MMIC）ダウンコンバーターの試作　2011/09/20　JA0DFR

47GHz 帯に使えるかもしれない”MMIC”を入手しました。規格帯域は 35.0-45.0 GHz。NF 3.5dB。LNA 付き（G：8～10dB）Lo は 2 逓倍 AMP 付き。ダウンコンバーターとしての機能が 7mm×7mmサイズのチップに入っています。専用アルミケースを製作し、クリームハンダ、ボンディング等の技術が無い為、MMIC を裏面にし、裏面端子接続としました。異常発振等が出るか心配でしたが、異常なく安定に IF 端子から目的の信号が得られました。放熱対策は、アース端子よりグランドに何箇所か接続し、またケース蓋にも銅板で熱対策を施しました。電源系の+Vd（+4v）：-Vg（-0.5V）はケース裏面より貫通コンで引き出し外部電源端子より供給しました。現在使用中のダイオードMixタイプをこの1チップに取り替え、47GHz帯導波管切り替え器に直接接続し移動実験で性能チェックを行う予定です。



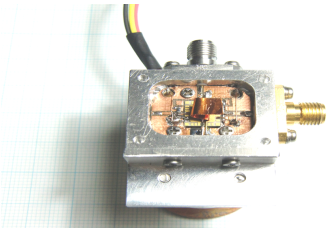
ワンチップタイプ （7mm×7mm）

ブロック図



IF 周波数	局発周波数
435MHz	23.3225GHz
1280MHz	**22.9000GHz**
2425MHz	22.3265GHz
5760MHz	20.7050GHz

IF 周波数を上記 4 種類で確認しましたが、5GHz帯はNG、他 IF周波数信号は、大差ありませんでした。

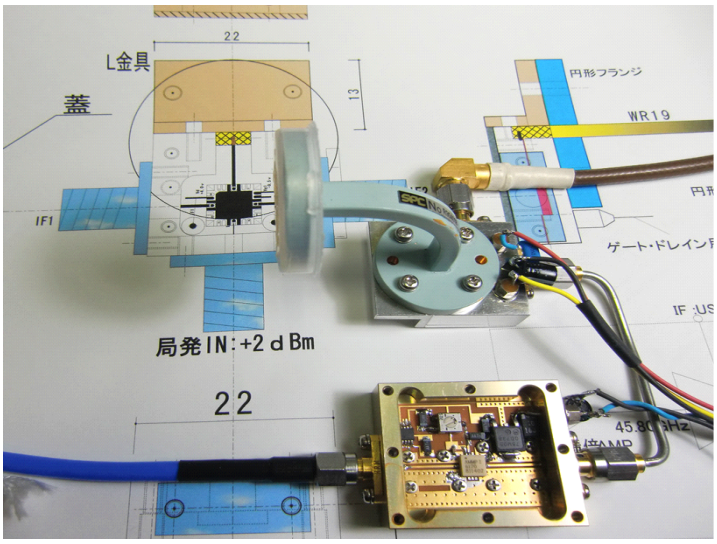


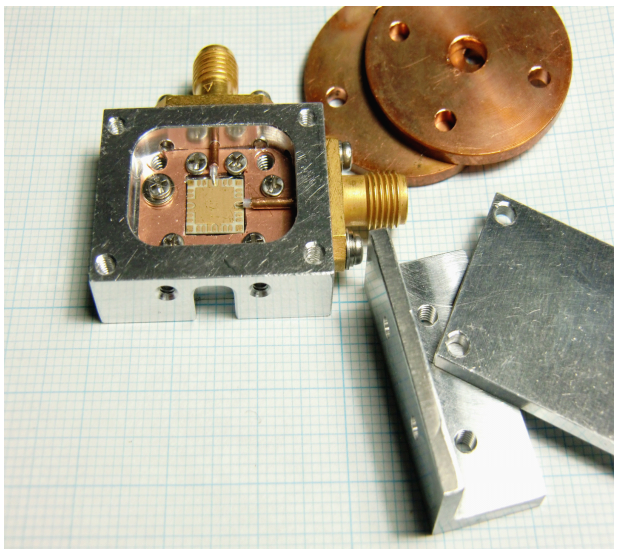
Aタイプ：オープン	Bタイプ：50 オーム	Cタイプ：50 オーム
-Ig：-2.69mA	-Ig：-2.89mA	-Ig：2.90mA
-Vg：-0.5v	-Vg：-0.5v	-Vg：-0.5v
+Vd：+3.95v（+4.0v）	+Vd：+3.95v（+4.0v）	+Vd：+3.95v（+4.0v）
+Id：182mA	+Id：184mA	+Id：232mA

簡易信号源にて測定

S表示（23.540GHz：OUTレベル-4.34dBm →導波管 2 逓倍器→ 47.080GHz S表示-49.8dBm）

IF表示 A：-38.2dBm（1280.00MHz） B：-37.3dBm（1280.00MHz） C：-36.2dBm（1280.00MHz）





47GHz における NF 測定

JA1ODA　　横山　公一

はじめに

受信性能を評価する上で NF 測定は有効かつ簡単です。すでにマイクロ波帯 24GHz までの NF 測定できる環境をお持ちの方は多いと思います。特に TRV の NF を測るためにはコンバーターが内蔵されているわけでノイズソースと TRV の IF（1200MHz, 430MHz,145MHz 等）をカバーする NF メータが有れば事足ります。また LNA 単体の評価ではなにも HP8971C+LO 用シンセが無くても TRV をコンバーターとするなり手持ちの DBM と LO を使うなりしてコンバーターを構成すれば測定できます。この NF メータなるものが比較的ローコストで入手でき NF を測るだけでなく Gain も f 特も測れますので便利この上なしです。ノイズソースについては校正されたものは若干お高いですがジャンクの校正表無しのものは$100 以下で入手できます。私も今まで 24GHz まではジャンクのノイズソースを信頼できるものと校正して HP8970A/B にて測定しておりました。47GHz でも何とか測定できないかとノイズソースを探しましたが HP Q347B はなかなか入手できず。R 347B および他社の R Band 用ならばかなり出回っております。（この手のものは eBay が豊富です）26.5---40GHz の R Band 用でも 47GHz で十分使えるとは思いますがリスクも有りです。そこでジャンクのマイクロ波用ノイズソースを使い 47GHz 専用を作り測定できるようになりました。ジャンク利用ですがかなり汎用性が有ると考え今回紹介いたします。

2. SSB 測定と DSB 測定

HP8970A/B NF メータのマニュアルを読むとこの言葉が出てきます。我々アマチュアにとってはこの言葉には惑わされます。NF 測定での SSB の定義はヘテロダインのイメージを除去して測定することです。マイクロの TRV でも通常は LO と逆ヘテロダイン信号除去のため BPF を入れるのが当たり前ですので SSB 測定となりますが場合によっては受信側は BPF 無しという場合も考えられます。47GHz においてはこの BPF を作るのが大変（入手も困難）で両側波帯を送受している例も多いのが実情です。この場合イメージ周波数のノイズが IF に落ち込んでくるので DSB 測定となります。ノイズソースが目的周波数とイメージで同じ ENR で、かつ受信機側もイメージでのレスポンスが同じならばノイズパワーは IF にて重畳され

3dB 多く出ます。ところが実際は IF=1280MHz とするとイメージは 44.53GHz。47.09GHz とこの周波数ではノイズソースの ENR が同じとは限りませんしミキサの(LNA の)イメージ周波数でのレスポンスはかなり落ちているのが普通です。(MKU472B,473A では 45GHz 付近で上がっている)この程度に個別差が有り,違う TRV の NF 良否を DSB 法で測定するのには無理が有ります。同じ TRV で LO Level を変えて NF がどうなるか程度ならばイメージ周波数での f 特が変化することはかなり少ないと思われ、この程度の評価は DSB でも問題無いと思いますが、ミキサのスタブを調整してどうなったか？というような場合は DSB ではかなり怪しい評価になってしまいます。IF が 145MHz の場合はイメージ周波数も近いのでこの程度はかなり軽減されるでしょうがイメージ周波数に対しては常に注意が必要です。従って BPF を入れて SSB で測るのが確かです。この目的で 47GHz の空洞共振器を銅の無垢で作り好結果を得ましたが最近では Silver Fox の物が簡単、安価で入手でき出番が無くなりました。

3. ノイズソース

ジャンク利用が一番です。幸い eBay に WR-90 の物が大量に出回っていたのでこれを使いました。

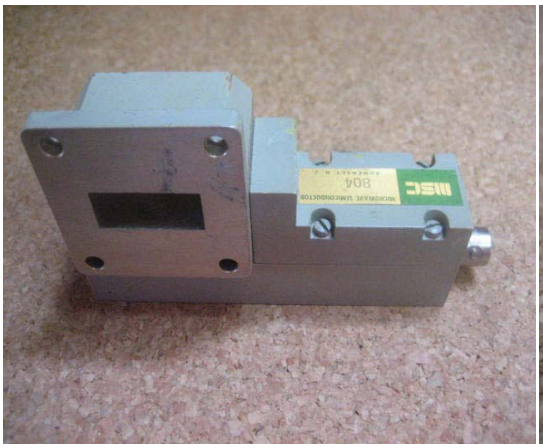


写真1. WR-90 Noise Source

写真2. MSC 内部 Diode Assy.

MSC 製と Micronetics 製が有りおそらくレーダーの受信性能試験に使用されていた物と思われます。MSC 製は SMA Out でトラジュにて WR-90 となっておりました。内部はセラミック基板の方結で 2GHz 以下はロールオフします。高い方は 24GHz でも十分出ておりました。ただし ENR 調整のための内蔵 13dB PAD Weinschel 9408 は 24GHz では大きな落ち込みが有り使えません。一方 Micronetics 製はマイクロピル型のダイオードが付いた導波管構造でした。当初このノイズダイオード

を WR-28 の上蓋の開く導波管に組み込んで試験したのですが思ったほど出ずでした

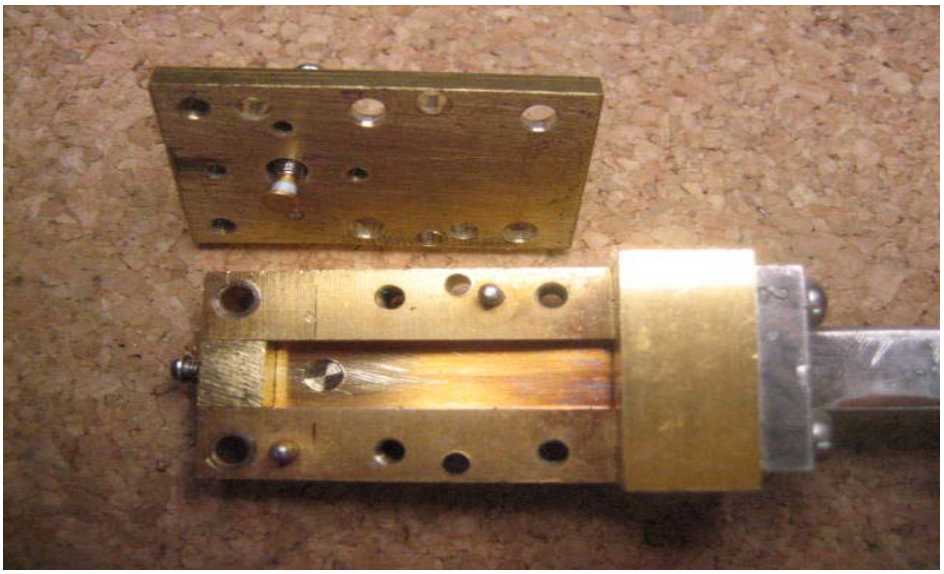


写真3. WR-28 に入れた Diode

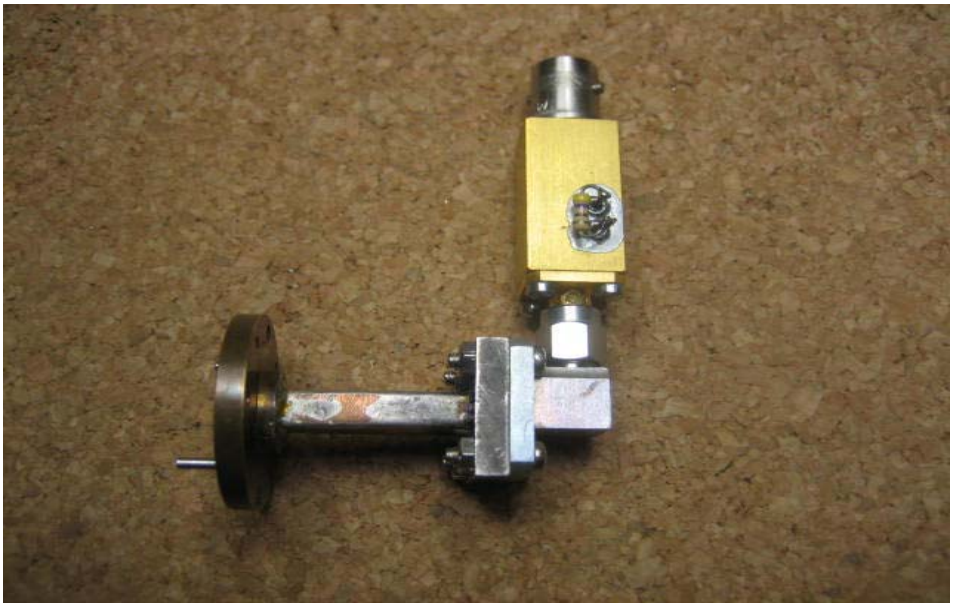


写真4. MSC Diode を WR-28 トラジュ(SMA オス)に接続

後ほどの測定では ENR 6.6dB でした。これでも使えますがミキサのみの TRV ですと NF 10dB 程度なのでもう少し出てほしい所です。そこで試しに MSC 製を手持ちの WR-28 トラジュ（SMA オス）と繋ぎ 47GHz でどの程度出ているかを確認したところ、導波管タイプよりかなり出ていることが判明しました。SMA で 47GHz は通らないだろうとは思っていましたがそうでもない。これに気を良くして WR-22 導波管に SMA オスコネクタを付けて写真5，6のようなノイズソースを作りました。

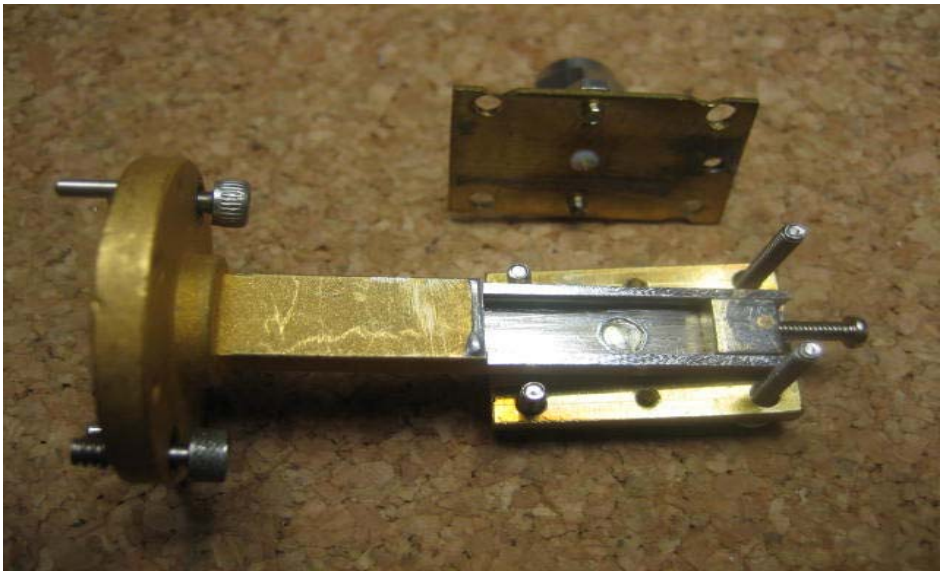


写真5. WR-22 SMA トラジュ（ザグリは過去の残り）

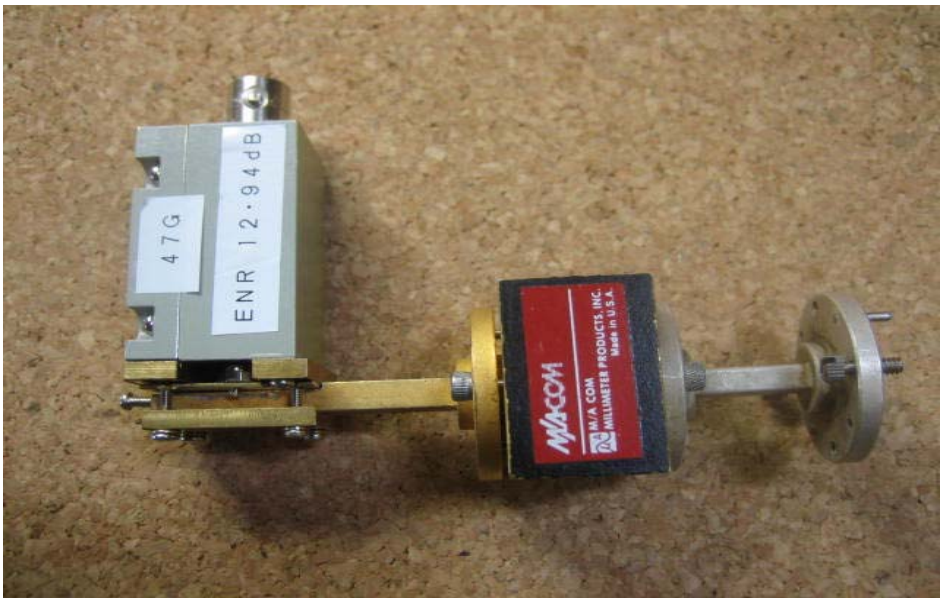


写真6. Diode Assy.と Isolator を取り付け使用状態に

WR-22 トラジュの RL は測れないので SMA プローブは導波管の中間程度の長さとして後は天にまかせます。バックショートを最大出力に調整するのみです。尚ノイズダイオードの電流は MSC の他のソースがおおむね 10mA なのでこの値にしております。アバランシェ電圧は 10---12V ですが個体差が有るのでまずこの電圧 Vav を測定し(28-Vav)/R=10mA になる R を決めます。使用に際しては負荷変動を避けるため WR-22 の Isolator を入れております。この状態で JJ1IQR 梅村氏がお持ちの HP Q347B ノイズソースと比較し 47.09GHz にて ENR 12.9dB と値付けしました。この値を信じて Kuhne の MKU LNA 473A を測定したところ NF 6.4dB と

なりました。Data Sheet では 4.8dB です。うーむ！！この程度はしょうがないのか？ほかに神様はおらずなんともです。

4. SMA で 47GHz は通るか？

ノイズソースはたまたまうまいこと MSC のジャンクを使って 47GHz で使えるものができましたが、はたして SMA のコネクタがどの程度使えるかを検証してみました。SMA コネクタは物によっては 26.5GHz まで使えるとしているものもあります。また R Band のトラジュでも使っている例が有ります。このトラジュを HP83554A ミリ波モジュールと Wiltron560 7K50(40GHz)Detector を使って測定したところ 26.5---40GHz までかなりフラットでした。この場合 TE11 モードのカットオフを超えて使っているはずです。同軸コネクタの場合のカットオフは TE11 モードが立つ周波数で導波管のように全く伝送しなくなるわけではありません。SMA コネクタだけを測定することは無理なので K コネクタと組み合わせて測定です。

K コネクタ 40---50GHz の特性
HP83556A ミリ波モジュールより 40-50GHz を出し WR-19/WR-28 のテーパー----WR-28(K)トラジュ----Wiltron7K50(40GHz)Detector の構成で K コネクタの 50GHz までの通過損失をみました。

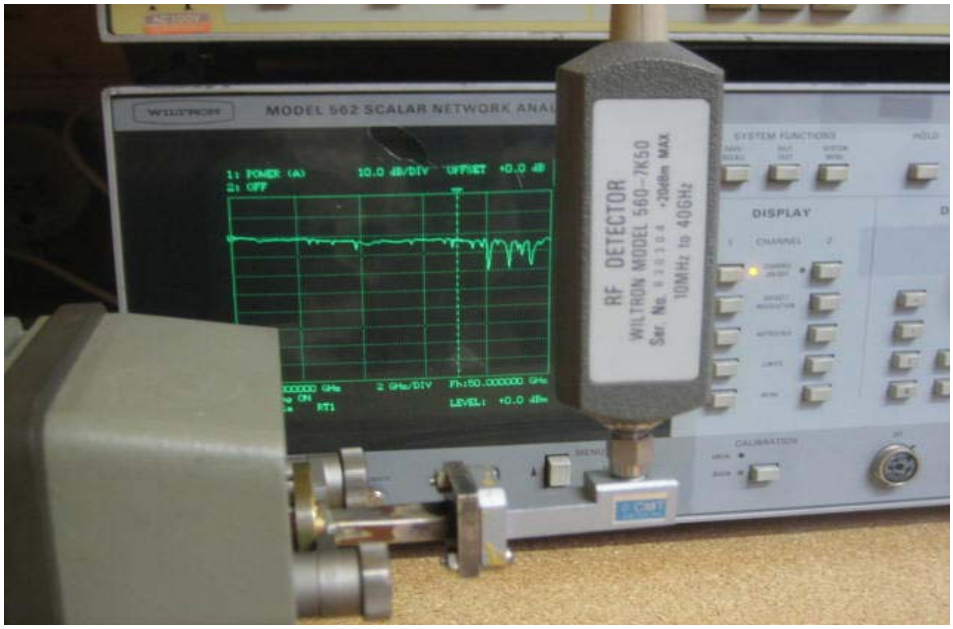


写真7. 40GHz の Spec で 50GHz までどうか？
これで見ると 47G 以下では 46.8GHz 付近の反射が 2.92mm の Air 部、44GHz が誘電体部のモードの影響と思われます。これらが K コネクタによるものと判断し、WR-28(K)トラジュ（メス）と WR-28(SMA)トラジュ（オス）を組み合わせて HP U422A を Detector として通過損失を見ました。

（写真9，10）

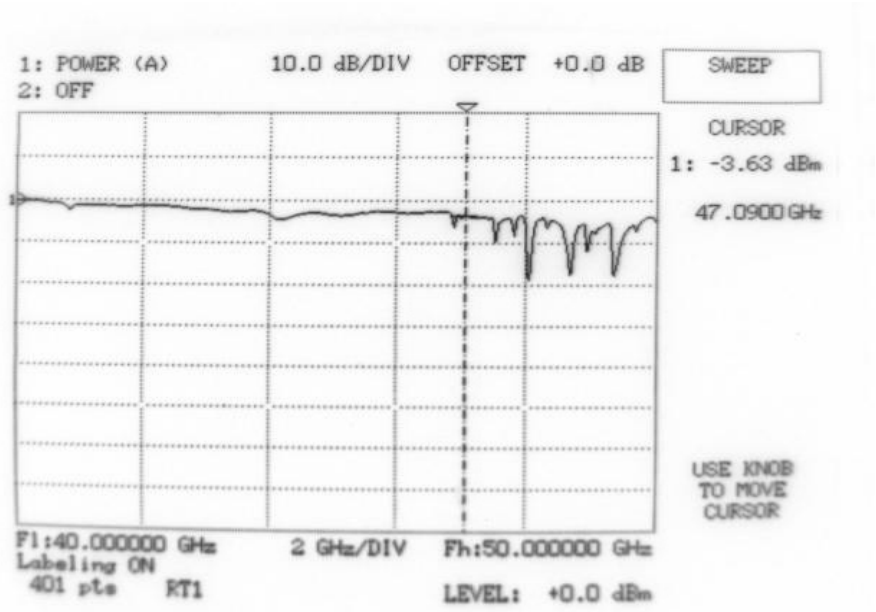


写真8．K コネの 40---50GHz（だらだら下がるのは Detector?）

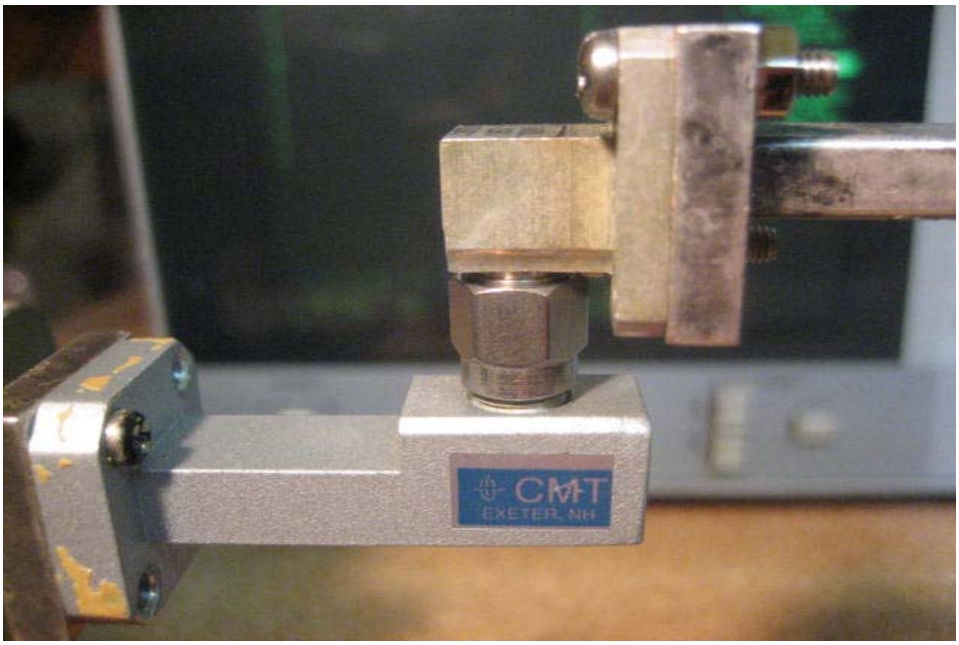
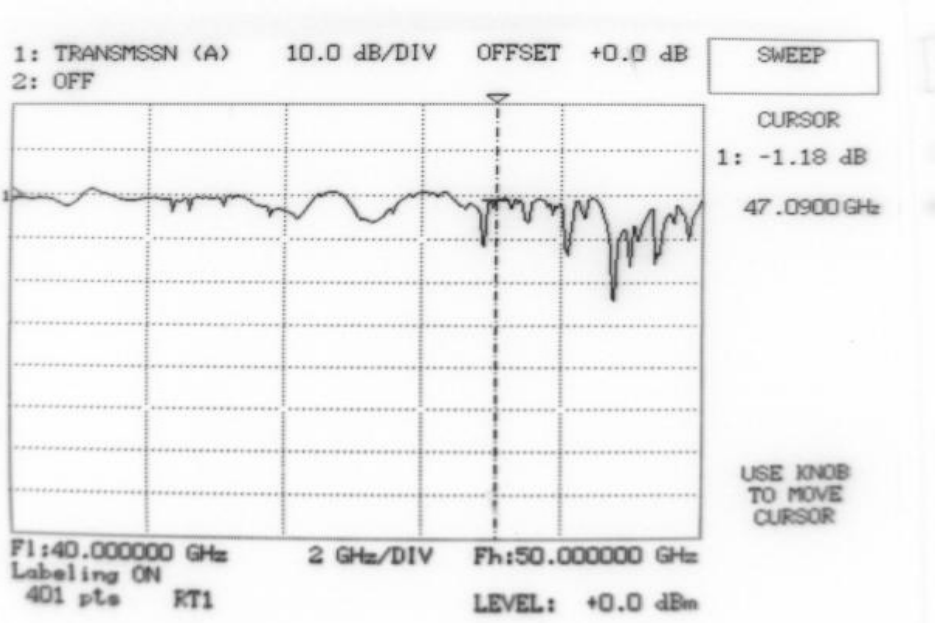


写真9．K と SMA トラジュを接続

最初にテーパーどうしを接続してノーマライズし通過損失を測定しておりま　　す。47GHz まででですと前後の反射損失は大きいですが幸い 47GHz では Loss が少なかったです。さらに SMA の影響を見るために 0dB PAD を挿入してみました。（写真11，



12)

写真10. 47GHz 前後の Loss は大きいが 47G では 1.18dB

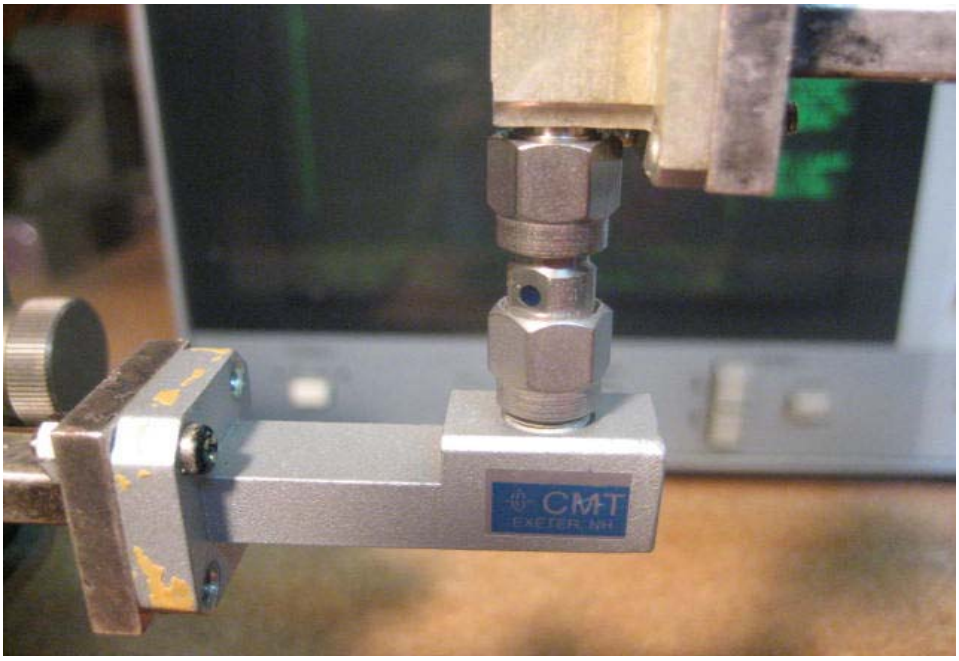


写真11. SMA 0dB PAD(オス・メスアダプタ)挿入

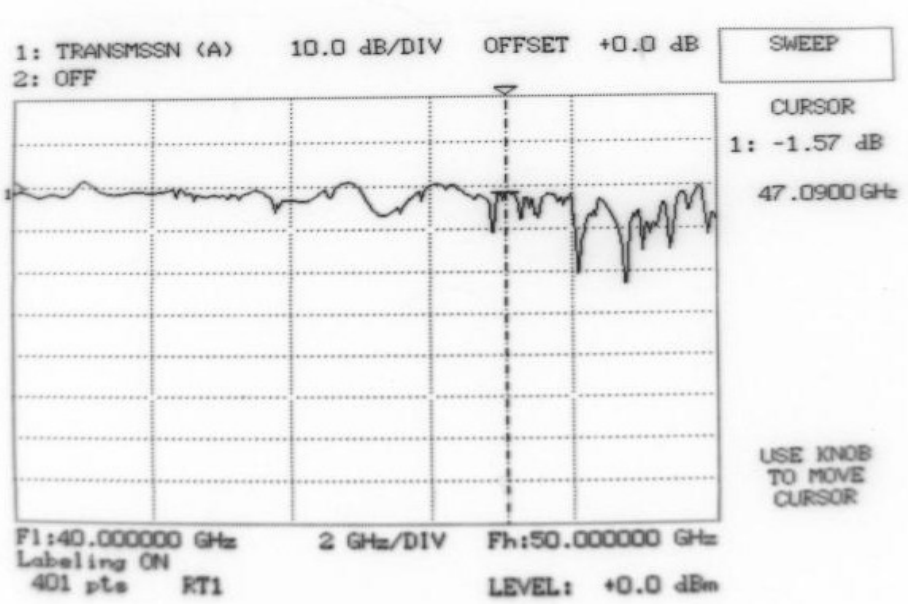


写真12. 0dB PAD による Loss の増加は 0.39dB。狭い窓です。

この結果で解ったことはSMAは、たまたまうまいこと47GHzでは反射の影響は少なく、Loss が少なく伝送されているようです。オス・メス1回程度の組み合わせならなんとかなりそう。ただしコネクタの品質、テフロンの材質等の個体差によってどうかはさらに検証が必要です。

5. まとめ

MSC は今は無いメーカーですがここのノイズソースはジャンク市場ではまだ多数流通しております。その昔衛星地上局が NF Check をしていた関係でしょう。またこの用途の AILTECH 製にも使われておりジャンクでの入手は比較的容易です。SMA の出力でも 47GHz の Noise は思ったより出ておりました。皆さんも手持ちを Check すると使えるものが有るかも知れません。47GHz の NF 測定は絶対値が多少怪しくても受信性能評価に非常に有効です。ぜひお試しください。

ENR の校正にあたり JJ1IQR 梅村氏、JI1CBS 小林氏にお世話になりました。お礼申し上げます。

2011 年9月　JA1ODA　横山 公一

47GHz LNA モーター回転機構（MKU LNA 473A）

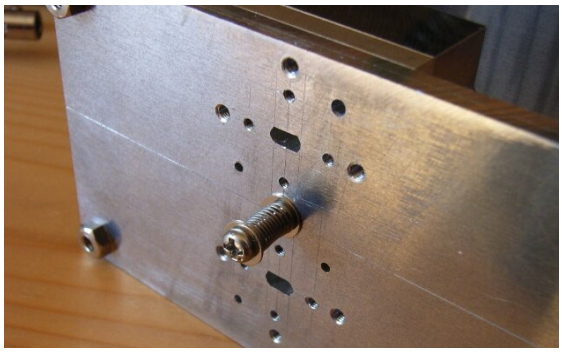
JA1OGZ　金子 明　2011/Sep

昨年まで使用の 47GHz のリグは送信は逓倍型、受信はミキサーのみ形式でした。、送信は 22mW ありましたので多くの局と比べ遜色はなかったものの、受信についてはもう少し感度を上げたいところでした。また、Kuhne からも 150mW 級の LNA が出ていましたのでいつか手に入れたいと思っていました。 友人の情報から運よく年初に空洞型の BPF を eBay から入手出来たことで一挙に AMP 付の製作に火が点いてしまいました。また、2010 年マイクロウェーブミーティングにおいて 47GHz LNA の回転機構を拝見し身近になってきました。既に JA7JJN 柳澤さんより回転機構の部材の調達先として東急ハンズと聞いてありましたので自分でも何とか、製作できそうなイメージが出来ました。その部材はアルミ板を切断された 100x60x5 のアルミ板 2 枚でした。自分でアルミ板を同じ大きさに切ることは不可能ですし、この 60mm の高さは AMP を回転させても飛び出ない大きさでもあり、RX/TX ポジション時においても、面が一緒になる高さにすることが出来都合が良かったです。材料費は 1000 円も掛からなく製作できました。

最初にマニュアル式の回転機構を製作し机上で NF やパワーを計っていくうちに何とかモータードライブは出来ないものかと実験しました。

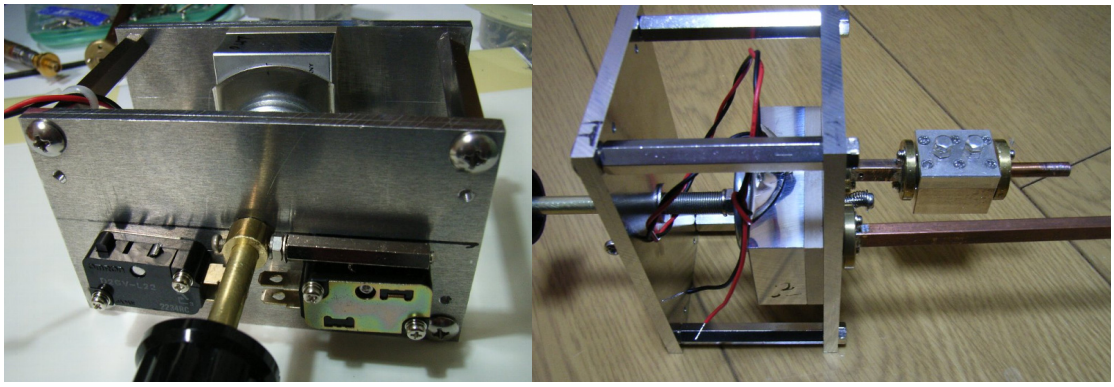
回転 AMP をベースプレートへしっかり押し込んだ状態になるよう、スプリングで押し込むことや、プレート側からも AMP を引っ張るように、こちらにもスプリングを使いました。よって、回転するためにはそれなりの力が必要でした。特に、停止位置をマイクロ SW でブロックするようにしたことや、また、戻らないように溝を作ったため、摩擦力が大きくなりました。

手動回転機構



パネル面からも AMP を引張る

AMP をスプリングで押し付けている



マイクロ SW は AMP の RX/TX 時の電源制御

モータードライブの試行

① ステッパーモーター式で回転軸に直接接続したが、力が足りず断念

② 通常のモーターにギアを取り付けてトルクを出すようにしたが、モーターは直ぐには止まらず停止点不安定であり、それなりの工夫が必要とわかり断念。

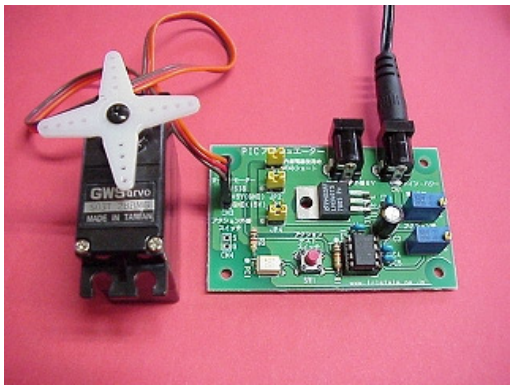
製作過程で、即席模型マニアにはモータードライブは無理と決め込んで、しばらく手動式で進めることとしました。

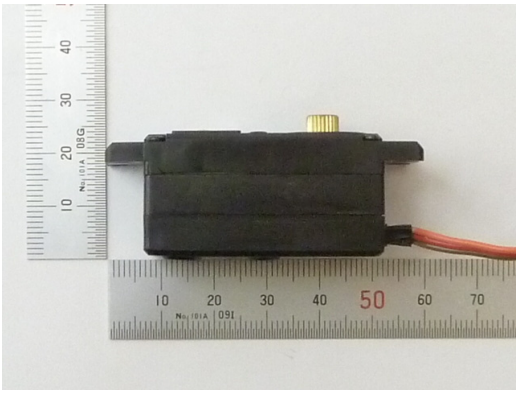
5 月の連休中に YouTube で OK1EM によるモーター回転の動画を見て、ローカルへ簡単に動かしているようだが、どんなモーターかなと皆さんへ知らせたところ、JI1IQR 梅村さんから、ラジコンのサーボモーターだよと返事があり、同種の制御を PIC で行っている関連の WEB ページも知らせてもらいました。その後、その制御方法など議論していくうちに、秋月電子通商にもモーター、制御基板があることを知りました。果たして、モーターのトルクはどの程度あればいいのか？180 度回転するものかなど疑問でしたが、まずは購入して実験を始めました。幸い 6 月の移動会で JA1ODA 横山さんとの 47GHz 206Km も交信出来た機会にモータードライブに改造することにしました。

使用部品：秋月電子通商

① PIC アクチュエーターキット K-01809 2400 円

② GWS サーボモーター S11H/2BBMG/JR(6.4kg/cm) 2000 円 厚さ半分
又は GWS サーボモーター S03T/2BBMG/JR(7.4kg/cm) 1000 円

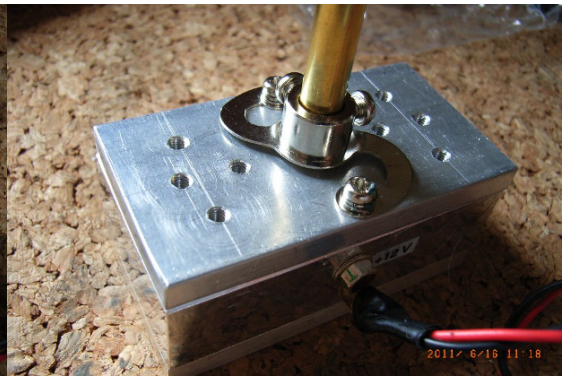




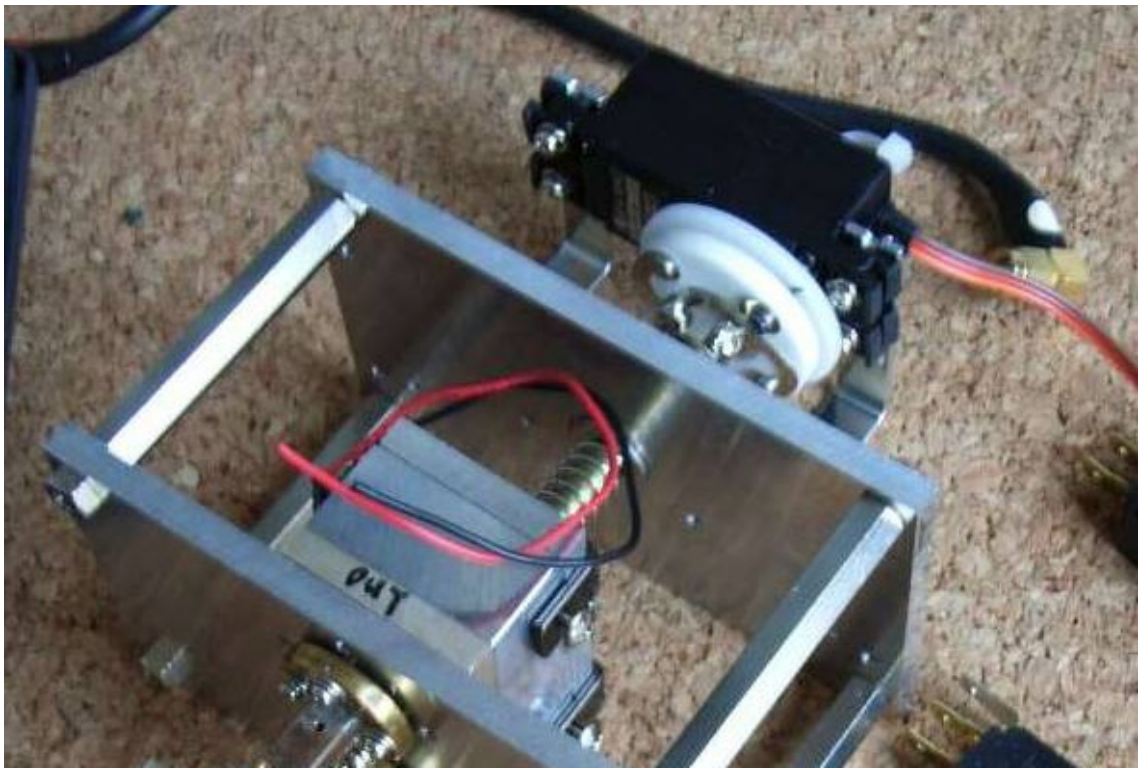
秋月 K-01809 PIC ｱｸﾁｭｴｰﾀｰｷｯﾄ　　サーボモーター S11H/2BBMG/JR

当初心配していた停止位置の調整やトルクについて、全くと言ってよいほど問題なく、定常位置、動作時の停止位置については Pot.で簡単に調整可能であり、こんなにも正確に位置を設定できるものかと思うほどでした。 RC に詳しい方から見ればお笑い話かもしれません。 組み込む上での注意点はベースプレート側の回転軸が主であり、AMP を回す側の軸は副となりますので、如何に主の回転軸に合わせるかが手動と違う考慮点です。

AMP を押さえる方法は私の場合は AMP の面と同じ大きさのブロックを作り真ん中に真空管時代のバリコンのタイトカップラーの軸部分の半分を使い回転軸と接続しました。これで、若干でも軸芯のずれを吸収できるかと思います。

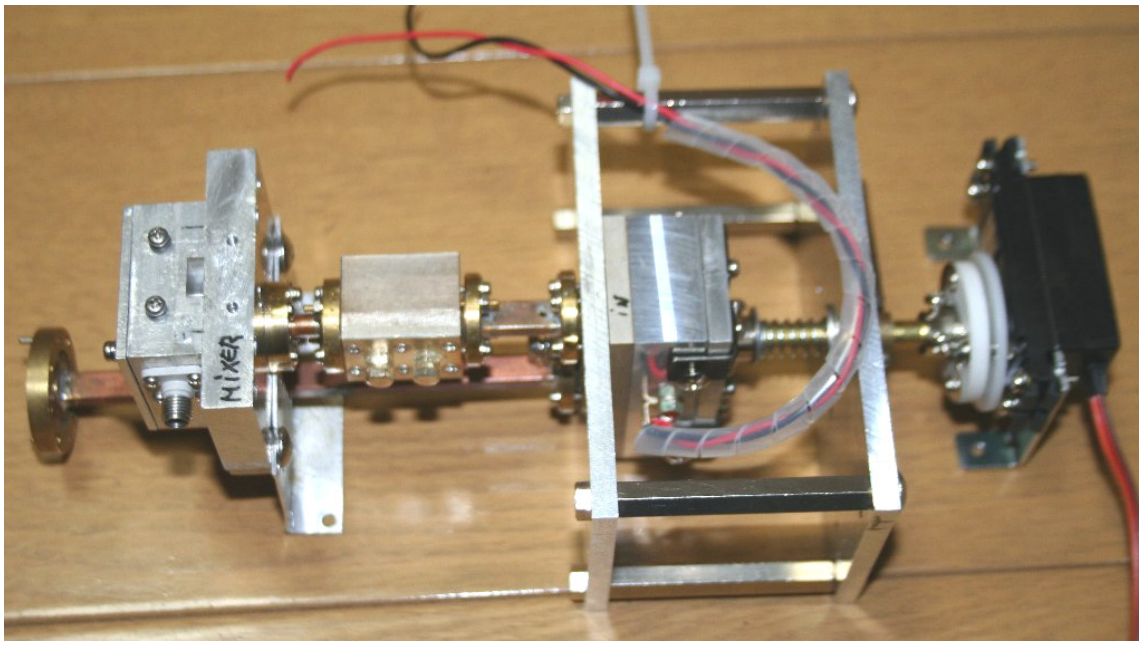


モーターの支えは、同梱されていたゴムブシュを使い L 型金具に留めて、回転動作を緩衝し回転軸の不一致を逃がすようにしました。モーターの軸とは、同梱されていた円形ジョイントと先ほど使ったタイトカップリングの残りの部分をネジ止めしました。



(後日、JA1RON　竹村さんからは、AMP のラベルを剥すと AMP のネジ頭が出てくるので、そのネジを使うと同梱されたジョイントをそのまま使うことが出来るとのこと)

全体像(Mixer,BPF,回転機構)



ベースプレートと AMP の端が一致しているのが判る

今回、手動からモーター駆動に改造しましたが、基本構造として AMP をスプリングで押していることや、プレート側から引っ張っている構造は同様となっております。

まとめ

今回の改造で NF が 6.8dB、PWR が 135mW と、従来に比べて1dB ほど悪化しております。AMP の接続面の接触や位置関係が狂っていないところを見ると、心臓部である Mixer を取り出して新たに円形導波管にフランジをつけたことで状態が変化したものと思われます。おそらく、円形導波管と Mixer との結合状態が変化し SWR が悪化したものと思います。Mixer を組み込む前に出力や NF を確認しなかったことが悔やまれます。この AMP を使う Key は Mixer からどのように出力を引き出すか、BPF の損失を小さくするかで 150mW 以上だせるか決まります。

このように AMP の回転機構をモーター駆動に改造することで、導波管、導波管切替え機構などの部品点数を大幅に減らすことが可能となります。また、Kuhne からは AMP のベースプレートも販売されるようになりましたので、回転機構は更に簡単になります。以上、簡単ですが秋月電子通商の部品を使うことでモーター制御を簡単に組み込み可能ですので皆さんも是非試されてください。

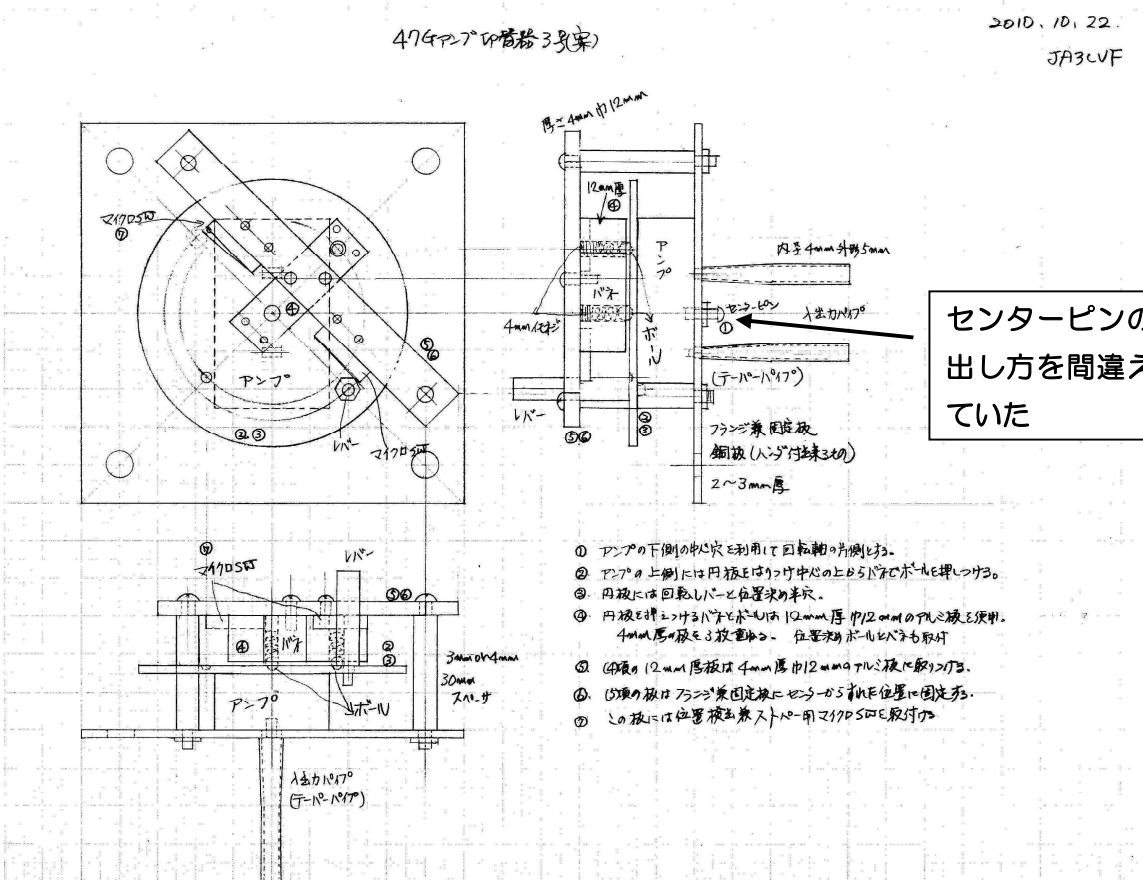
参考文献：・OK1EM 47GHz AVI 動画
http://www.youtube.com/watch?v=AG5W8SPG5lQ
・秋月電子通商
PIC アクチュエーターキット説明書
http://akizukidenshi.com/catalog/g/gK-01809/
サーボモーター
http://akizukidenshi.com/catalog/c/cservo/

４７Ｇ　ＡＭＰ送受切替器電動化の実験

２０１１年１１月　ＪＡ３ＣＶＦ

昨年のマイクロウェーブチャレンジで発表した３号機案を基に電動化に取り組みました。
１号機、２号機の経験から切替器のロスを減らす為に切替器の厚みを極力薄くするのが、３号機の狙いでした。
１号機は２０mm、２号機は１５mm、今回２mmとしました。
結果として２mmにした事による問題点も有りますが、試行錯誤した内容を述べます。
また、３号機を試作している途中で、模型用の歯車とそれに合う歯車付直流モーターを入手出来たので、電動化も図る事にしました。

３号機案の原型（手動）

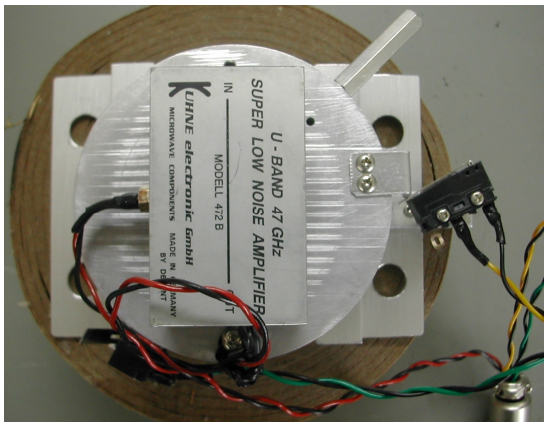


センターピンの出し方を間違えていた

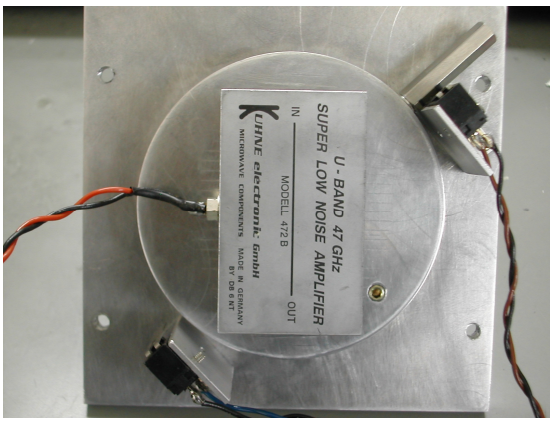
１～２号機はアンプを切替器の円板に乗せて回転する方式でしたが、３号機は円板の下にアンプを取り付けてフランジの上で直接、回転させる構造です。
この構想段階で大きな間違いをしていた事が、後で気が付きました。

これは、アンプを回転させる為の下側の軸をフランジ取付板に固定して、アンプに差し込む構造で考えていた事です。
この為、アンプの下部に切られた３mmのタップをドリルでつぶして使っています。
ここは、３mmのタップを利用して、軸を取付、フランジ取付板で受ける方が良かったと後で反省しました。
また、３号機の問題点として、回転軸が上下に分かれている事です。
従って、回転をスムーズに行うには、上下のセンターが合っている事が重要と成ります。
この辺は、大量生産ではないので、少し時間を掛けて調整する事にしました。

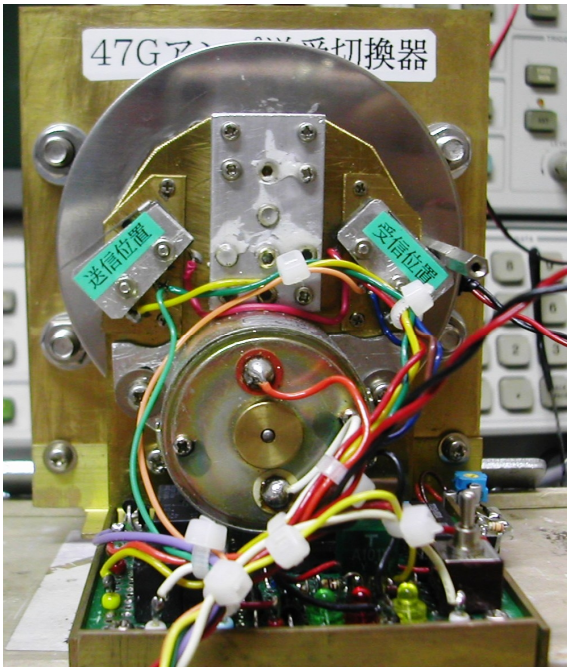
１号機



２号機

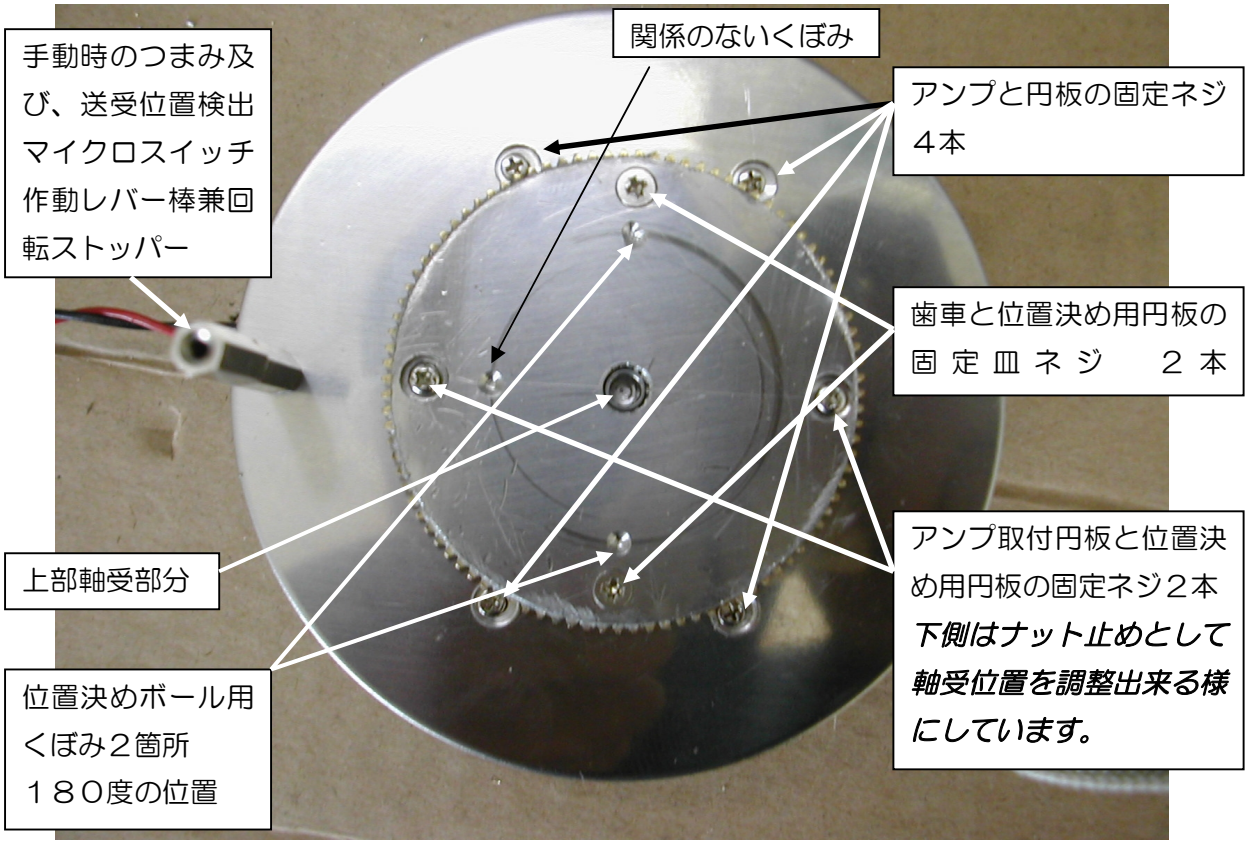


今回電動化した３号機



アンプ取付用円板と位置決め用円板＆歯車

アンプ取付用円板は８０Φ厚さ１mmのステンレス板



アンプのラベルを剥がすと四隅に２mmのタップが切られているのが見えるのでこれを利用して円板を取り付けました。

この時、円板の中心とアンプの中心を出来るだけ正確に合わせる事が重要です。

微調整は位置決め用円板の位置を変えて下側の軸受と上側の軸受位置を合わせる事に成ります。

歯車は直径４８．５mmです。

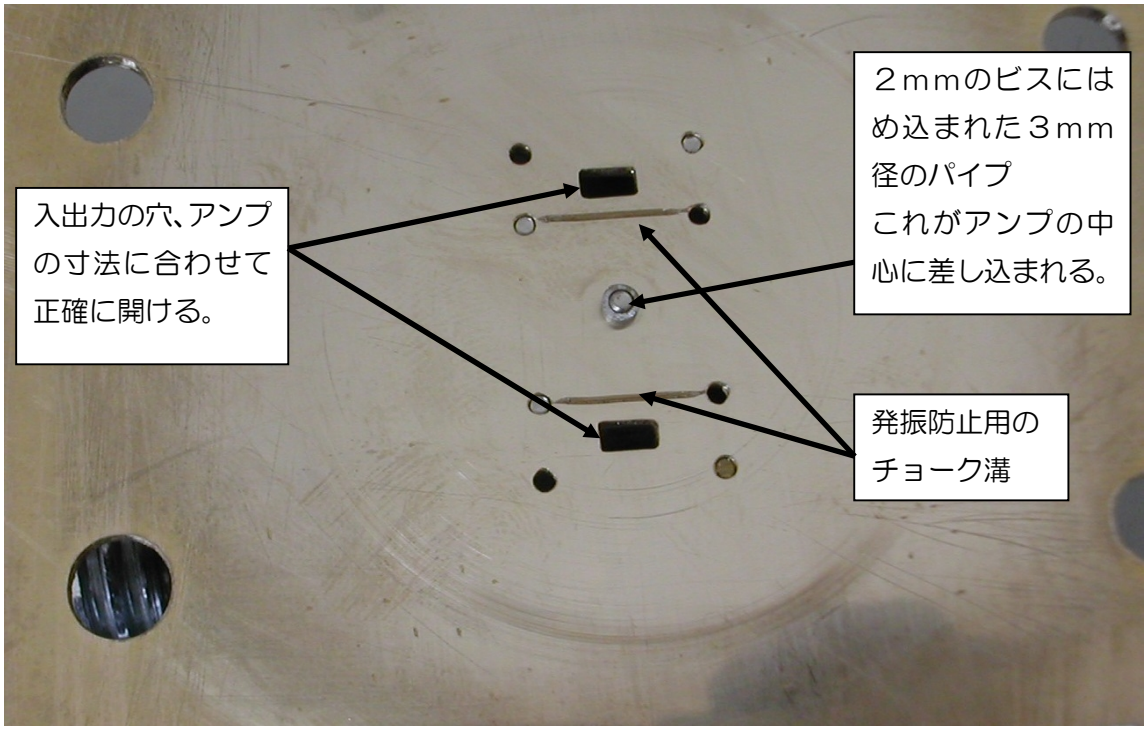
中心に８mmの穴が開いていました。

ここに直径８mm、中心の穴が３mmのベアリングをはめ込んで、上部の軸受としました。

歯車とベアリングは大阪日本橋のデジットで入手出来ます。

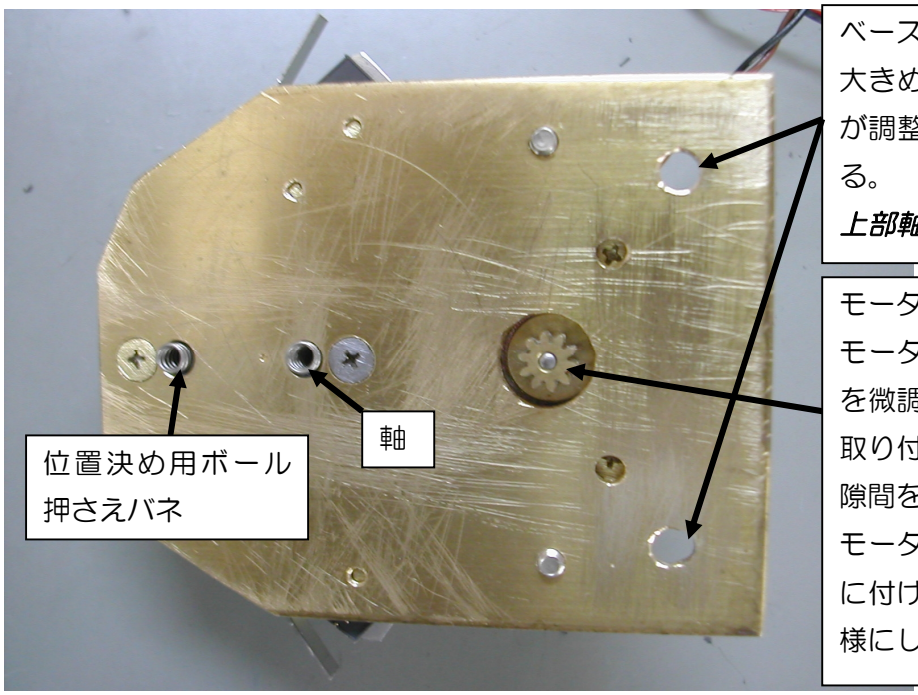
また、これに合う歯車付モーターも有ります。これはジャンクなので何時まであるか判りませんが沢山有りました。

ベース部分（下部軸部分と入出力の穴）



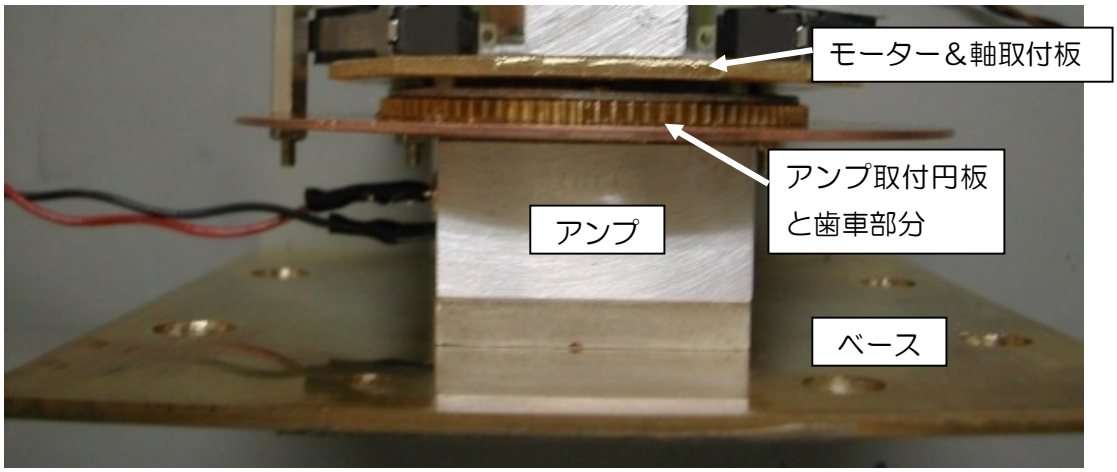
このベースの上でアンプを回転させます。
ベース部分は１００mm×１００mm厚さ２mmの真鍮板です。
市販のカットされた板を使いましたが、カット時の歪が多く、反りが有りました。ベースを薄くする目標が有ったので、アンプが乗る部分をヤスリとペーパーで削ってベースとアンプの間に回転しても隙間が出来るだけ少なく成る様にしました。
結果的には薄くした事によるロスの減少は測定の誤差範囲だったので、２号機と同じ５mmの方が良いと思います。
１～２号機の心棒は８mmも有ったので、入出力間のシールドに役立っていた様で安定に動作していましたが、今回は３mmなのでアンプとフランジの間に僅かな隙間があると動作が不安定に成りました。
２０１０年のマイクロウェーブチャレンジに紹介の有ったＪＡ１ＡＴＩ逸見さんの記事を参考にチョーク溝を掘りました。
本来深さは１／４λの１．６mmが必要ですが、板の厚さが２mmであり、カッターナイフだけでは深く掘れないので約０．５mm位に成りましたが、効果は有って安定に動作する様に成りました。

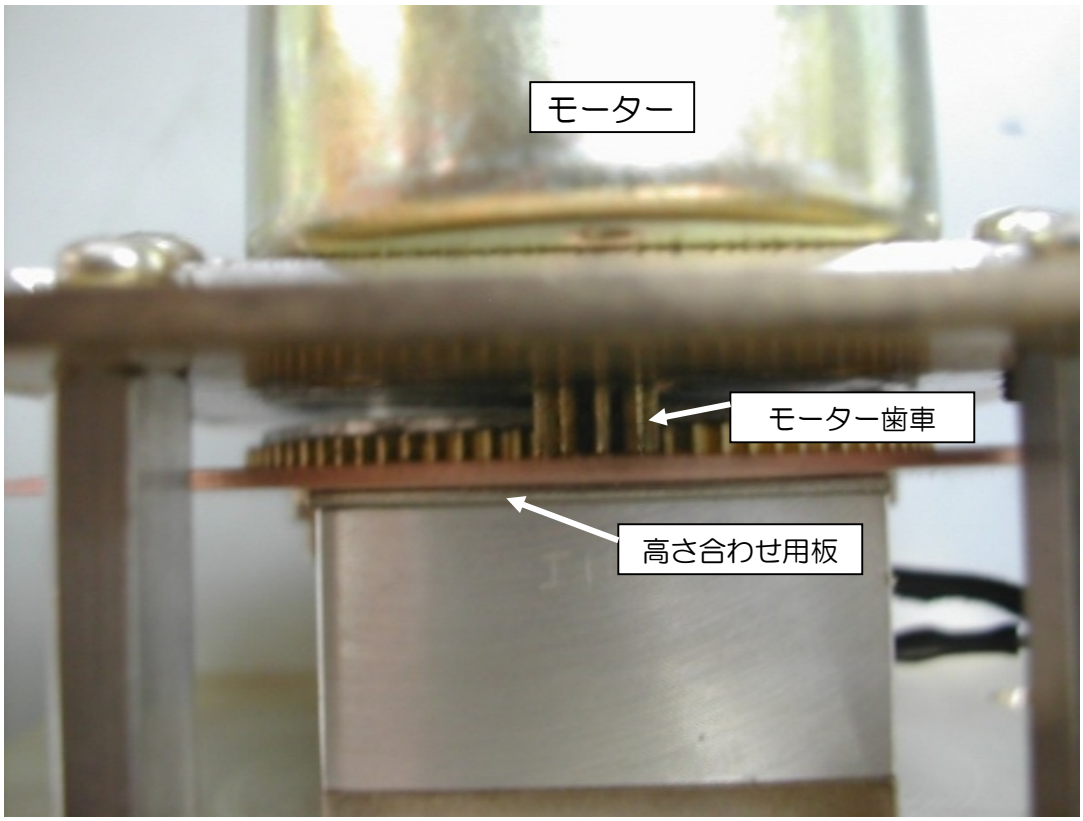
モーター及び軸取付板

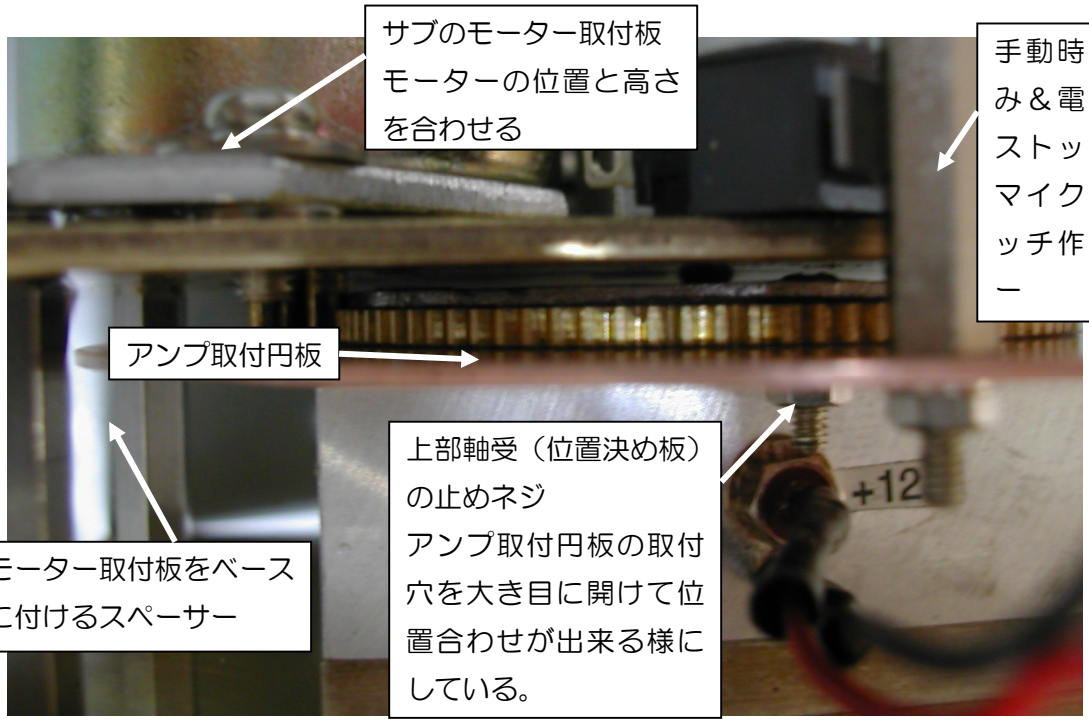


写真は試作段階のもので、後記の様に軸の周り４ヶ所にテンション用バネがあります。
また、試作段階では軸にボールを使ってボール押さえをテンションバネと兼用にしていましたが、手動では問題無かったが、電動では軸が横滑りして上手く行かなかったので、軸を棒にして押さえ用のバネを分けました。

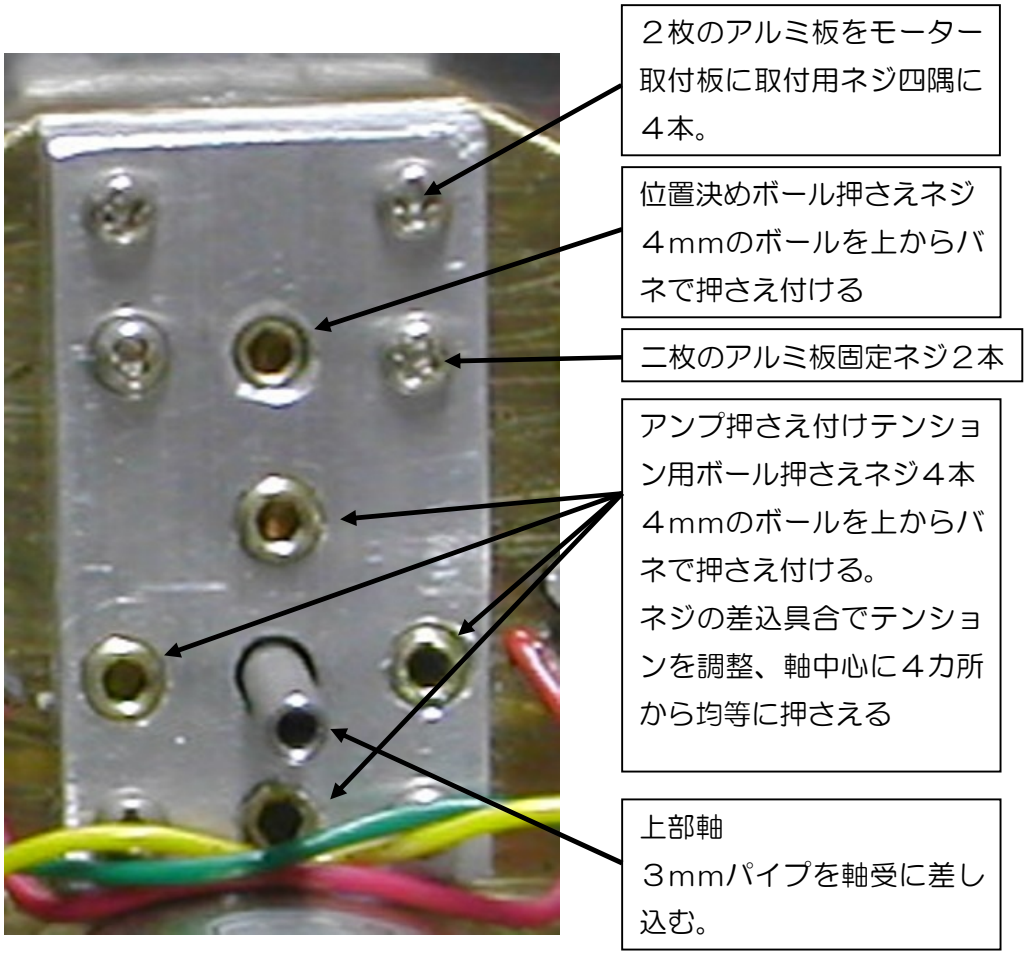
アンプの上に乗った位置決め板＆歯車とモーター取付板の状況




モーター
モーター歯車
高さ合わせ用板


サブのモーター取付板
モーターの位置と高さを合わせる
手動時のつまみ＆電動時のストッパー兼マイクロスイッチ作動レバー
アンプ取付円板
上部軸受（位置決め板）の止めネジ
アンプ取付円板の取付穴を大き目に開けて位置合わせが出来る様にしている。
モーター取付板をベースに付けるスペーサー
+12

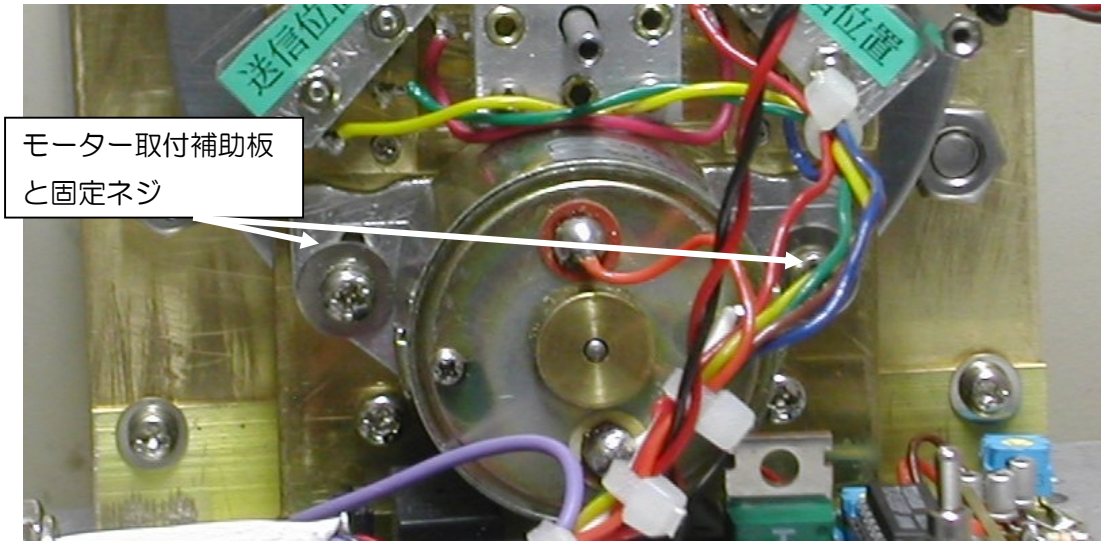
上部軸部分とアンプをベースに押さえ付けるボールとバネ、
位置決めボールの取付部分



５mm厚、幅２０mmのアルミ板２枚を重ねています。
下側の板にボールとバネ、上側に４mmのタップを切って芋ネジ。
更にこれを、モーター取付用２mm真鍮板に固定しています。
ボールはモーター取付用板から下にはみ出して位置決め板を押さえ付けています。
上部軸が付いたモーター取付板は３mm×２５mmのスペーサーでベースに取付ます。
モーター取付板と位置決め板の隙間が１mm弱に成る様に高さを合わせます。
２５mmのスペーサーでは隙間が開き過ぎたので、０．５mmの板をアンプとアンプ取付円板の間に挟んで高さを調整しました。
ベースに付いた下側軸、下側軸受（アンプ中心部の穴）及び位置決め板に付いた上部軸受、モーター取付板に付いた上部軸の３ブロックが合体します。
下側軸と下側軸受（アンプ）の位置を基準にして、上部軸受、上部軸の位置を

調整して、センターを合わせる必要が出て来ます。
この写真の軸は最終前の状態で軸を掴める様に長くしています。
アンプ取付円板を手動で少し回しながら軸を抜き差しします。
全ての角度でスムーズに抜き差し出来る様に上部軸受と上部軸の位置を根気よく合わせます。
まず、上部軸部分が付いているモーター取付板とベースを固定しているネジを少し緩めにして上部軸受に軸が入る様にモーター取付板を粗調整します。
この状態でアンプを回転させて角度により固く成る所が無いか見ます。
固い所が有れば、下部軸と上部軸がずれています。
上部軸受の位置を変えます。
アンプ取付円板と上部軸受の付いた歯車の関係です。
上部軸受の位置が変わると軸位置も変える必要があるので、モーター取付板と交互に調整して追い込んで行きます。
また、上下の軸がずれていると回転角度によりベースとアンプの間に隙間がでます。
アンプ押さえ付けテンションが強いと隙間が判りにくいので、少し弱めにして調整した方が判り易い。
この切替器のポイントはこの軸合わせに尽きます。
軸ずれによるアンプの浮き上がりは動作の不安定に繋がります。

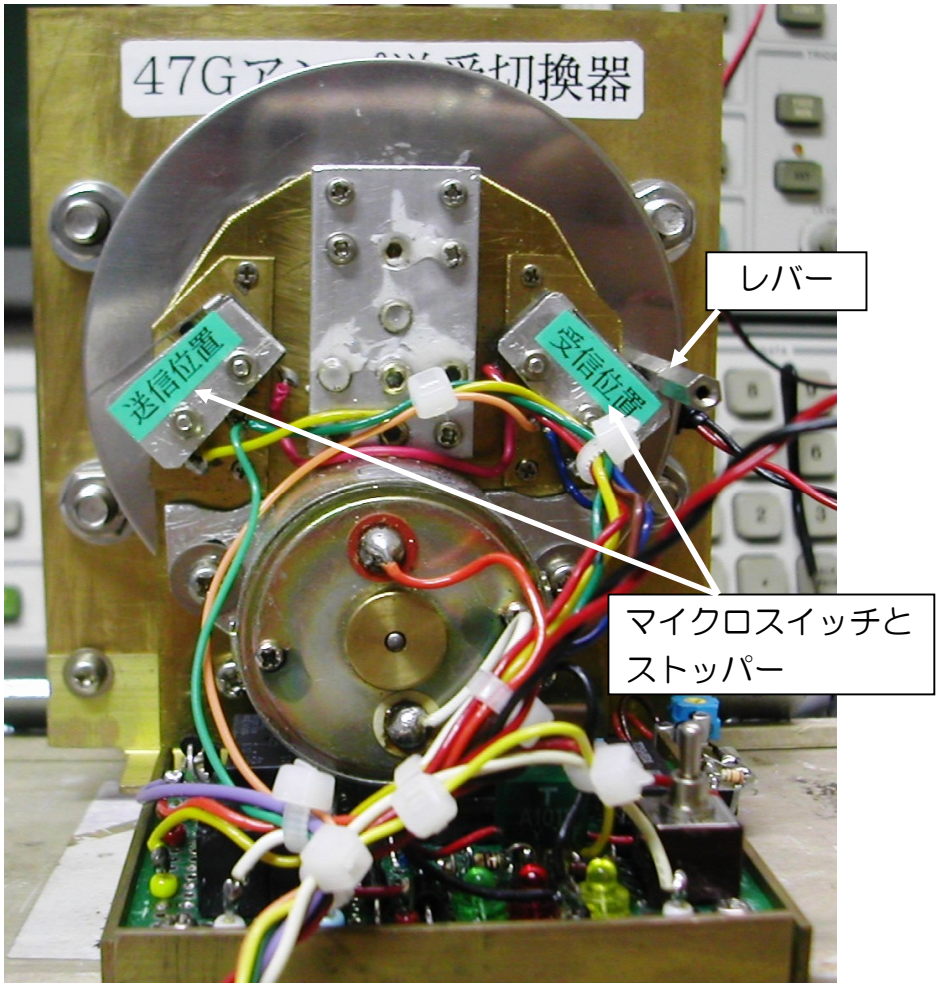
モーターの位置合わせ



モーターの位置及び高さを下の歯車に上手く噛み合う様に合わせます。
手動で軽く回る様に合わせれば電動でも上手く回ります。

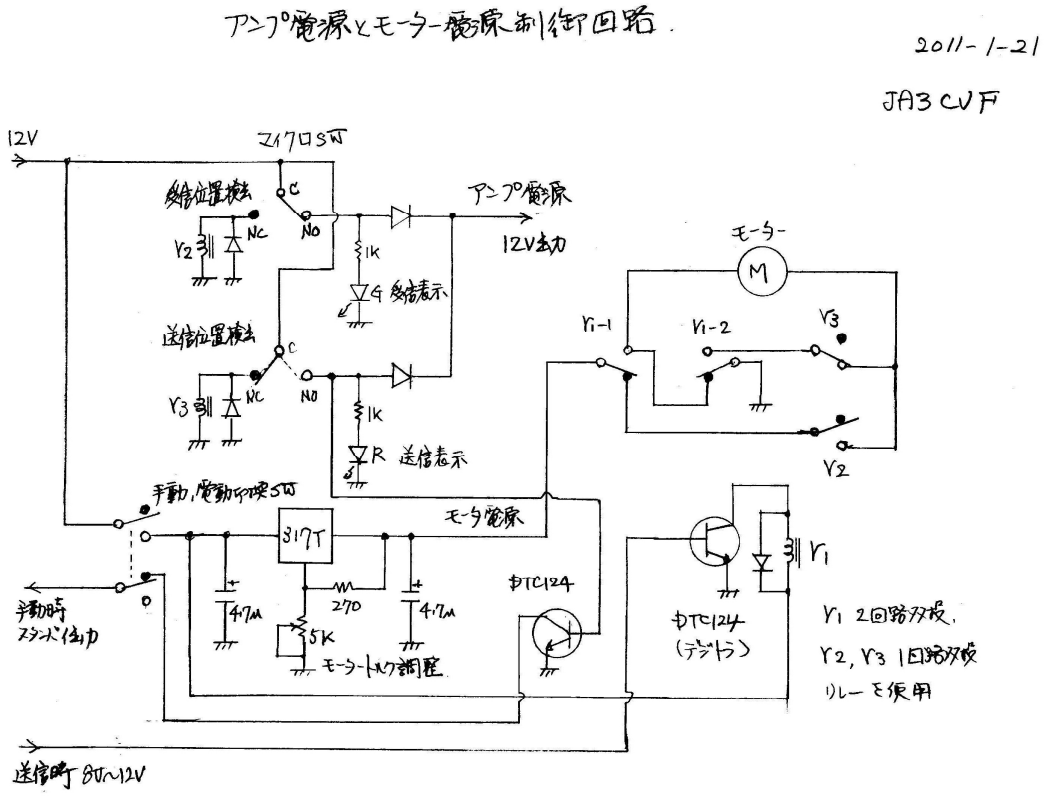
補助板には長穴を開けて調整出来る様にしています。

送受位置検出マイクロスイッチと回転ストッパー



マイクロスイッチは補助の取付板に取付これをモーター取付板に取付ます。
また、マイクロスイッチの上にはストップ位置決め用のアルミ板をつけて送受の正確な位置決めをします。
アンプの回転位置は位置決め用のボールで軽く止まるので、この位置でマイクロスイッチが動作する様、マイクロスイッチの位置を合わせます。
マイクロスイッチが動作してストップ位置までの間に間隔があるので、マイクロスイッチが動作した所でストップする様にアルミ板を付けています。
マイクロスイッチ取付補助板及びアルミ板の穴は大きくして置いて位置を微調整出来る様にしています。
マイクロスイッチが動作するとモーターの電源は切れますが、慣性でオーバーランするのを防いでいます。
また、逆戻り防止に位置決めボールとくぼみが役立ちます。

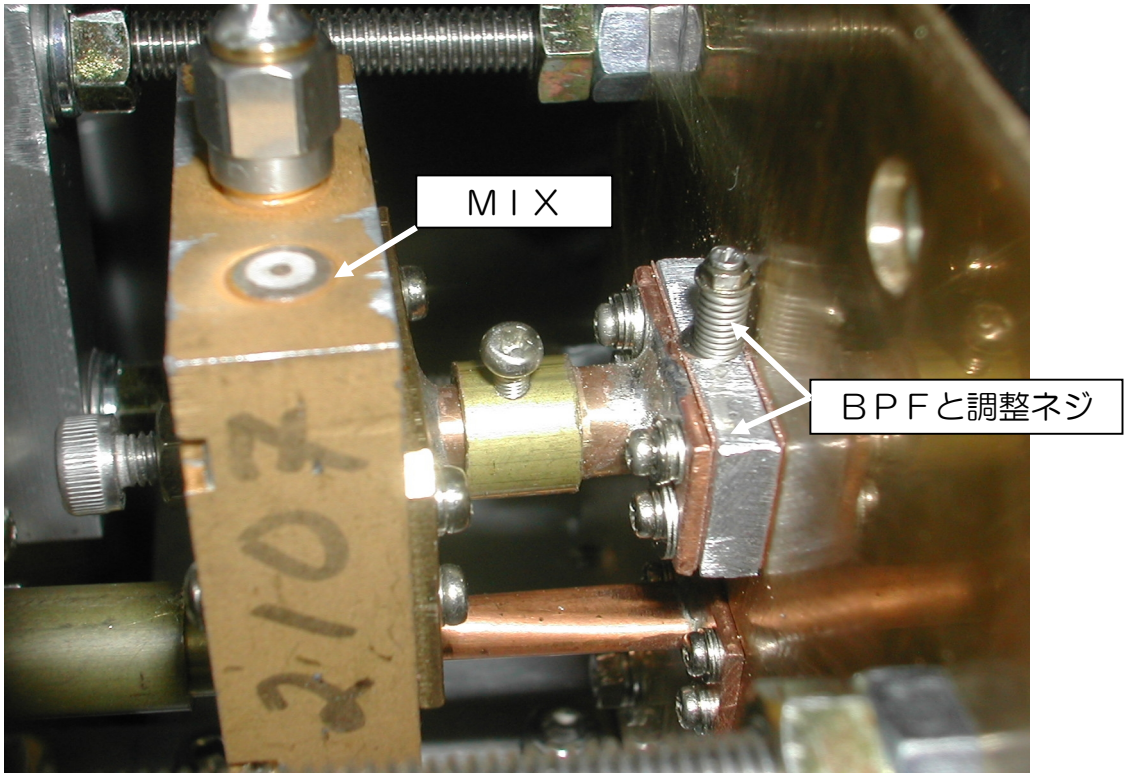
アンプ電源とモーター電源制御

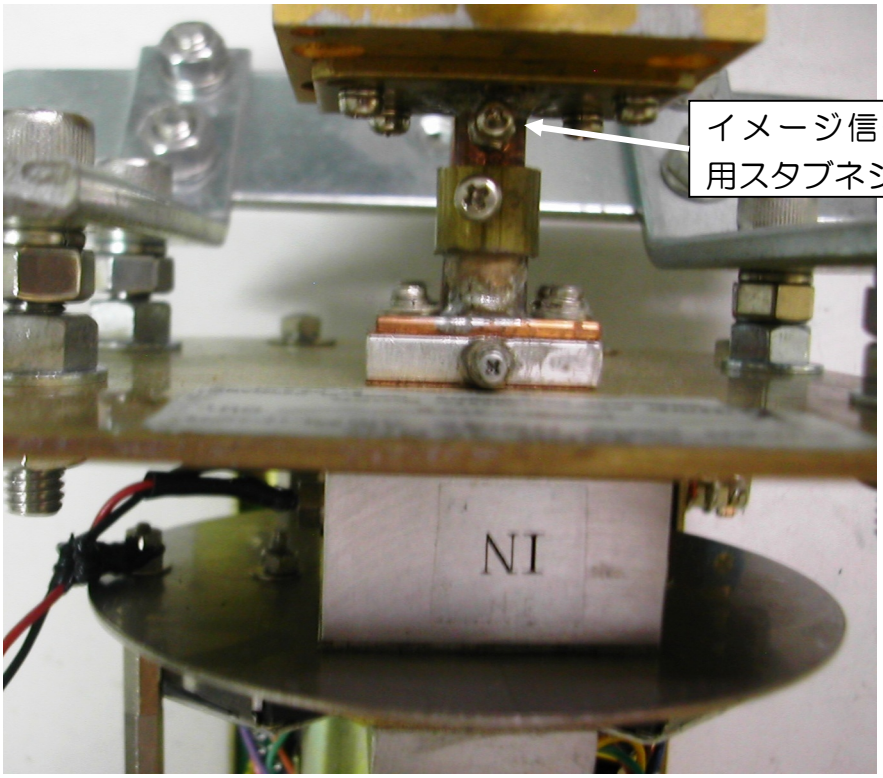


アンプの電源は回転途中切れる様にしています。
マイクロスイッチが回転レバーで押されると電源が入ります。
送受のマイクロスイッチの出力をダイオードＯＲ回路でアンプに供給、マイクロスイッチの出力で送受位置表示用のＬＥＤを点灯させています。
送受マイクロスイッチのＮＣ回路にｒ２、ｒ３リレーを入れてその接点で、モーターの電源を入り切りします。
送受用の逆転回路はｒ１の２回路双投リレーを送信時に出てくる電圧を利用して制御しています。
現在の回路は手動、受信位置で止まっている状態です。このまま電動にしてもｒ２の接点が切れているのでモーターは回りません。送信に成るとｒ１接点が切替わりモーターに電流がながれ、送信位置でｒ３接点が切れるまで回ります。
モーター用の電源は可変３端子レギュレーターで電圧を可変して、適当なスピードに成る様にしています。
試作段階では、電圧可変ではなく、パルス駆動により周波数とパルス幅を変えて制御しましたが、電圧可変の方が簡単で回転もスムーズです。
今も回路は生きていますが、パルス幅を周波数幅より長くしてＤＣ電圧と同じにしています。

ＢＰＦの取付

アンプのゲインが高いのでＢＰＦを入れないとイメージ信号が強く出て来ます。
トランスバーターが逓倍式なら余り問題に成りませんが、ＭＩＸ方式だとＢＰＦは必需品です。
ベースに直接ＢＰＦを付けて片側のフランジを省略しました。
アイリスプレートの厚み０．３mm、穴２．２mm、共振部４mm厚、穴６．５mm、調整ネジ１．７mmとしました。
調整ネジの固定が微妙でダブルナット方式では中々最良点に調整出来ず、ネジにバネを挟んで何とか調整しました。
ＭＩＸ出力が大きいとアンプが飽和してピークが取り難いので、出来るだけ絞って調整しました。
尚、ベースに直付けの為にマッチィングの問題か挿入損失は空Ｓ具合から１０ｄｂは有りそうですが、サンノイズや出力レベルから問題なさそうなので使っています。
その後色々試作しまたが、満足な性能が得られた物は出来ていません。
フイルター自体の性能は測っていませんが、信号に対してイメージ信号は－４1.4db、ＬＯは－５４．９ｄｂと成りました。
更に、ＭＩＸの出力にスタブ用のネジを差し込んで７．８ｄｂイメージ信号は押さえられています。





３号機のまとめ

①切替器の厚みを減らして損失を減らす。

②アンプの入出力への結合を円形から方形にして損失を減らす。

を目標に作りましたが、アンテナの放射器、ＭＩＸの出力が円形の場合は大して性能に差が出なかったので、手動の場合は２号機の方が作り易く良い様です。

強いて良い所を探すと・・・

①モータードライブに出来た。
　トランスバーター内への組み込み、オフセットアンテナへの取り付けが可能と成る。

②ＢＰＦをベースに直付け出来て、ＭＩＸ周りがコンパクトに成った。

③性能が測定誤差範囲ですが、気持ち改善した。

課題（ベースが薄い）

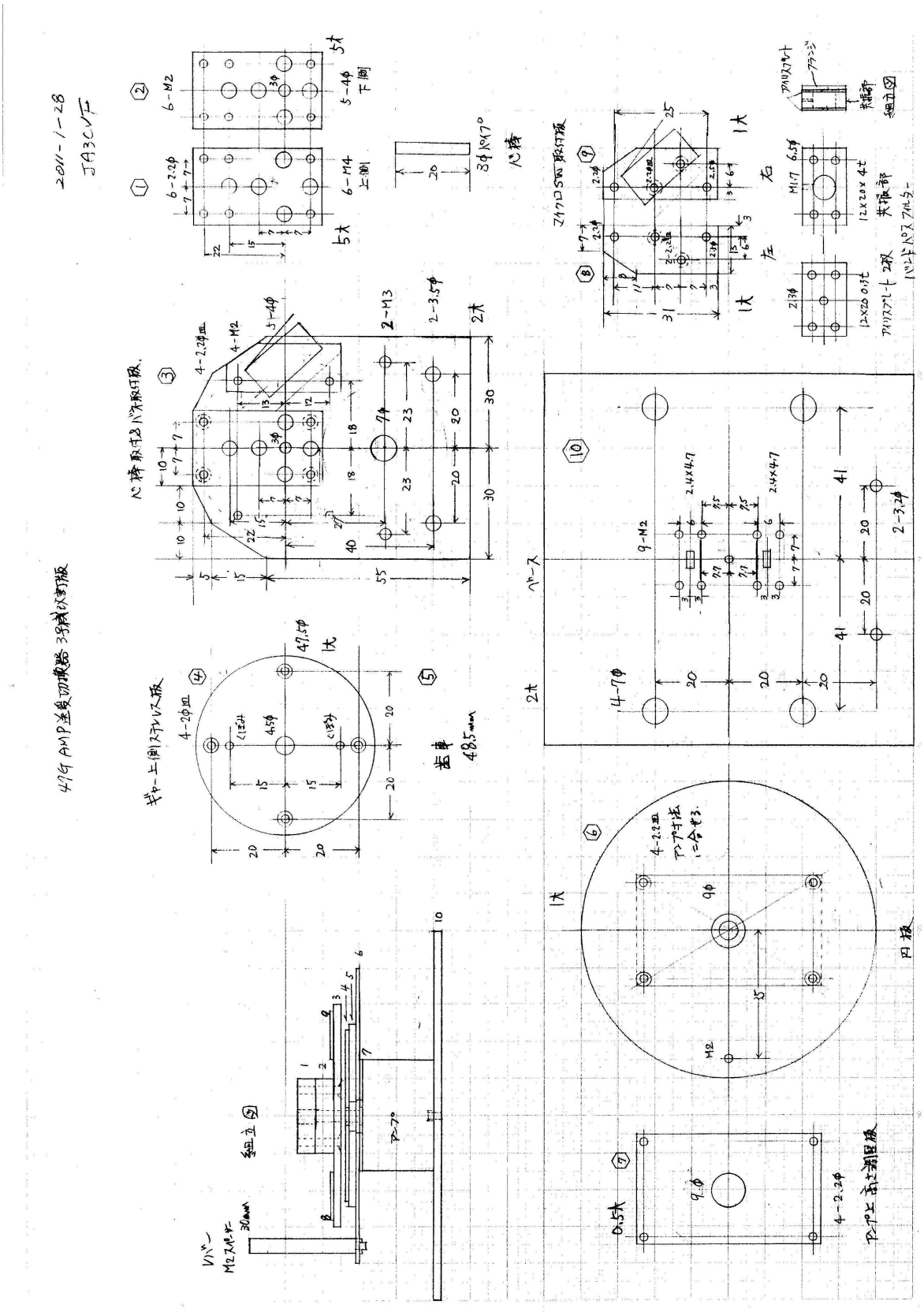
①ベースが２mmと薄く１００×１００の市販カット品では歪が有って、平面に修正する必要が有った。
　歪はアンプとベースの間の隙間に成って動作が不安定になる。
　また、チョーク用の溝が深く掘れない。

②フランジの取付ネジの深さが２mmと余裕がなく長さを合わせるのが大変。

③ベースを固定する時、注意しないと歪が増大する。

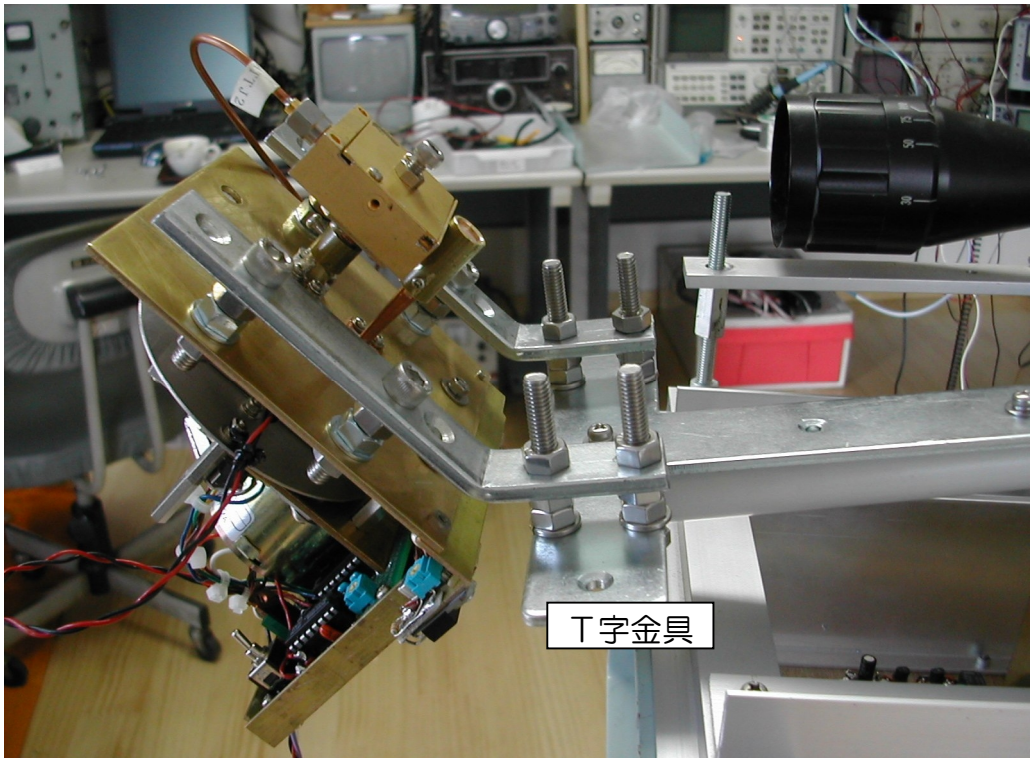
ベースは５mm位が良と思います。

加工参考図

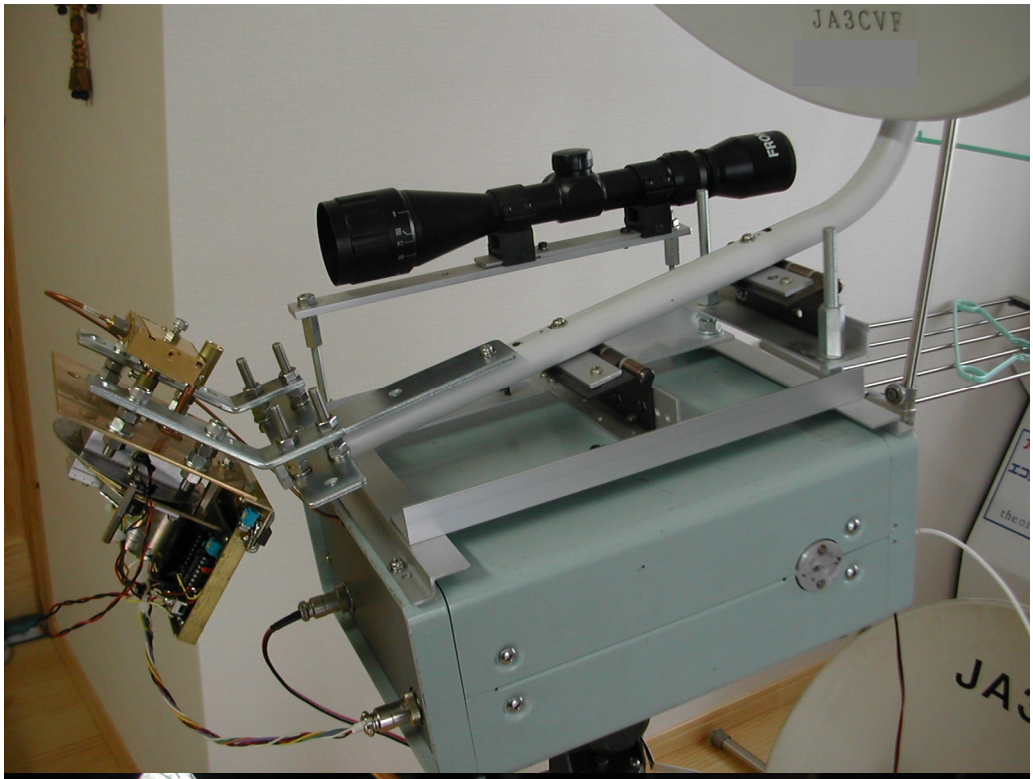


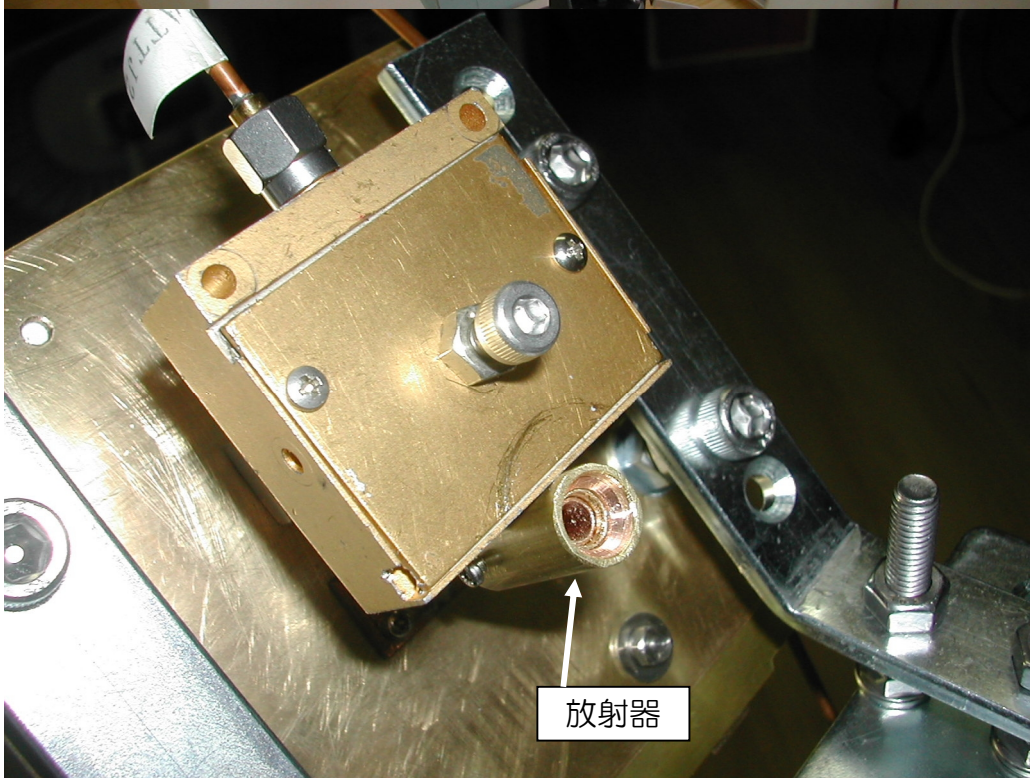
オフセットアンテナへの取付

手動式ではオフセットアンテナに取り付けた場合は、操作性が悪くなりますが、電動化出来たので、この機能が活かせる様に６０センチオフセットアンテナに取り付けて見ました。
今までのアンテナも同じ６０センチでしたが、ＦＤ比が０．２５と深く平面副反射鏡では効率が悪かったので、性能の改善を期待して実験しました。
アンプが一つなので、同じ条件での比較は出来ませんが、サンノイズの受信では明らかに良く成りました。



ＣＳコンバーターの取付角度が約５１度位なのでこの角度に成る様にしました。
ホームセンターで４mm厚、約４７度位の金具が有ったのでこれを片側切って角度を少し修正して使いました。
Ｔ字型の金具でアンテナのアームに固定しました。
高さ、角度が調整出来る様に６mmのネジで取付ましたが、色々調整するも極端にずれていなければ余り性能は変わらないようでした。
また、ベースを金具に取り付ける時も６mmネジでベースが歪まない様に注意して取付ます。適当に締め付けるとベースとアンプの間に隙間が出来ました。
放射器は内径５mmから９mmのパイプを組み合わせてテーパー状にした物を取付ました。
太陽に向けると給電部分に集光している事が良く判りました。



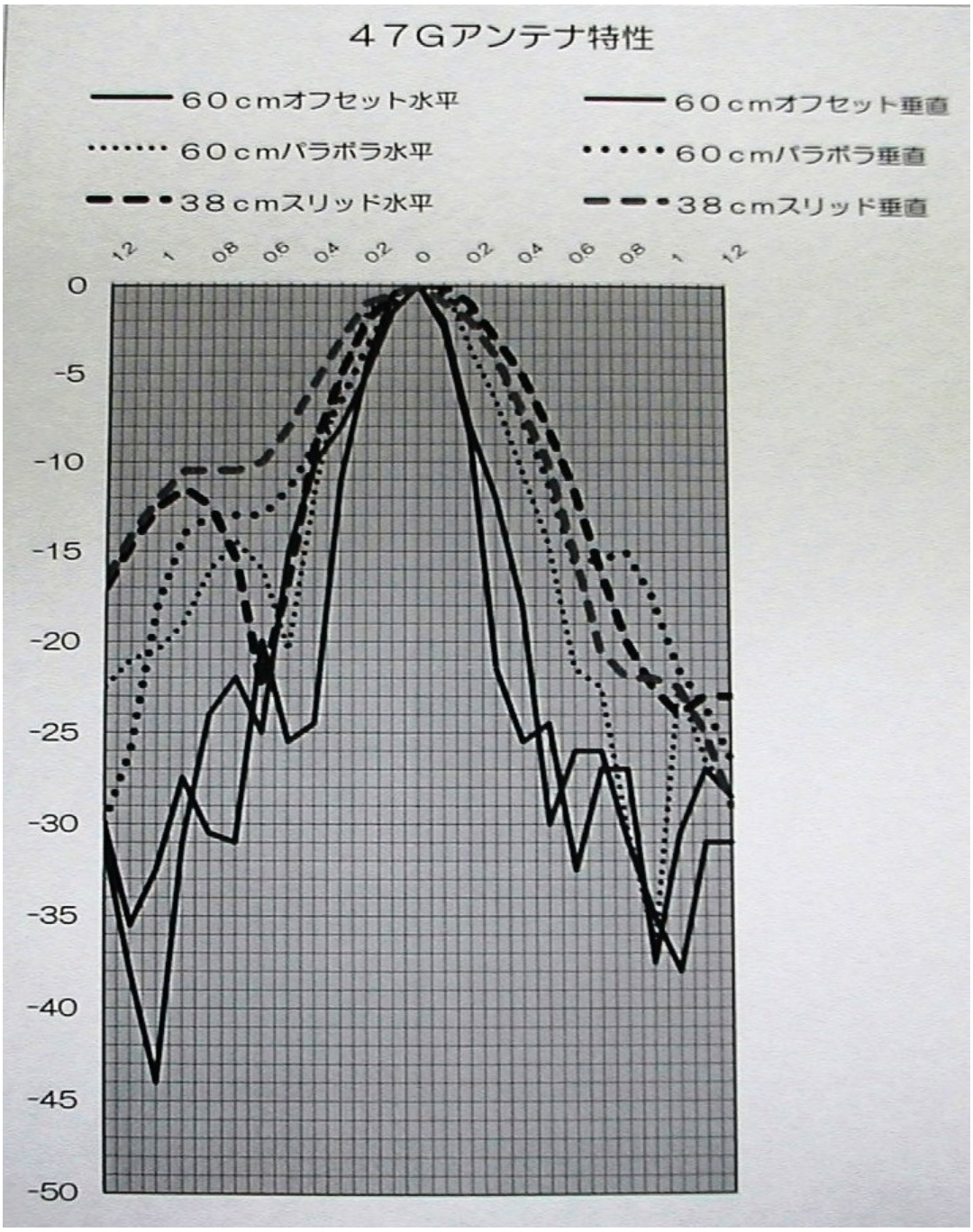


サンノイズの測定結果

６０センチパラボラ平面反射鏡	２～３ｄｂ（親機ＦＭでのＳメータ換算）
６０センチオフセットアンテナ	３～４ｄｂ

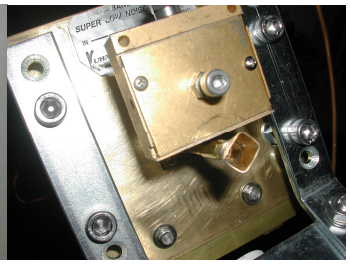
と改善する。
観測時太陽が高くて微動雲台が上手く固定出来なかったのでもう少し改善出来ているかも知れません。
Ｓメータの振れの力強さを感じました。
オフセットアンテナは重心が高く成って風に弱く、見た目も良くありませんが、調整が簡単で良いアンテナと思います。

各種アンテナの特性の比較



約３０m先にパイロット信号を置いて受信しました。
下方向の特性が悪いのは、高さが関係しているものと思いますが、それなりに違いが出ました。高さはパイロット信号約１m、アンテナ約１．５m。
半値角の測定はピークから左右に調整するとバックラッシュの影響を受け易いので、ピーク時のレベルから３ｄｂ低いレベルを記録して置いて、大きくずらせた状態から回転させて３ｄｂ低いレベルからピークを過ぎて再度先程のレベルに成った時の角度を左右回転させて測りました。
左右とも粗同じデータでした。
①６０センチオフセット　　水平、垂直共０．３度
②６０センチ平面副反射鏡　水平０．４度、垂直０．４５度
③３８センチスリッド　　水平０．５度、垂直０．６度

オフセットアンテナの放射器の実験
ＪＡ１ＯＤＡ横山さんの放射器を参考に方形の放射器を作って円形と比較しました。H約８．５mm、Ｖ６．５mm、Ｌ６mmです。
円形は外形１０mm、内径５mm、深さ５mmです。
放射角度は上手く測定出来ないので良く判りません。
測定時は晴天でコンディションが良かったのかＩＣ９１０ＦMモードのＳメータで両方ともノイズレベルから５ｄｂアップでした。
甲乙付け難いが、パイロット信号（約３５m先、高低差５m位）の受信では方形の方が６ｄｂ強かった。
但し、写真の様に放射器を４５度傾けています。
水平では差は有りません。
パイロット信号か、このアンテナの偏波面がよじれている模様です。
放射器をこの様に回転して良い所が探れれば、方形の方が有利なのかも知れません。
サンノイズは４５度回してもレベルは変わらなかった。
この辺は一部にでも円形導波管を使っていると出てくる問題と思います。
安く、扱い易い円形導波管を使うか、入手、扱い難い方形導波管で統一かは考え何処です。



今年の信州マイクロウェーブミーティングでサンノイズを受信中、方形と円形を取り替えて、反射板を手で覆って信号の変化を見ました。
ピークのレベルは変わらなかったが、円形は全体に変化したが、方形では上下部分は余り変化せず、効果的に使われていない様でした。
方形の長さ、角度を色々試すともっと良い物が出来るかも知れません。

信州での実験風景

トランスバーターも測定器の空きケースに入れて、上にオフセットアンテナを取り付けています。

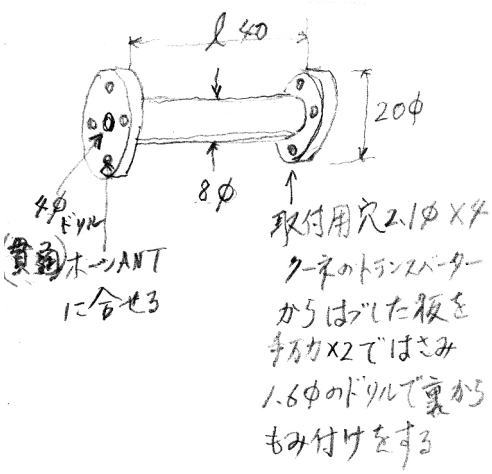
参考資料（文中に表現の無い部分）
過年度のマイクロウェーブチャレンジから
ＢＰＦ（ＪＡ１ＥＰＫ　大日方さん）
モーター切り替え部分（ＪＦ１ＶＡＳ　成澤さん）
過年度の記事には参考に成る事が沢山あります。

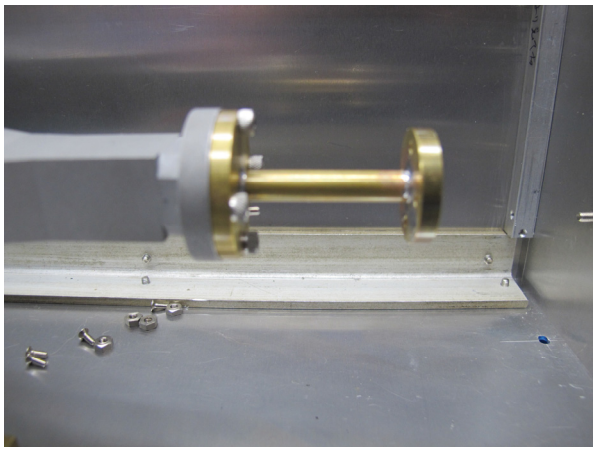
和歌山県日高郡日高川町蛇尾５００－２０
ＪＡ３ＣＶＦ　森本　清

４７ＧＨｚトランスバータの製作

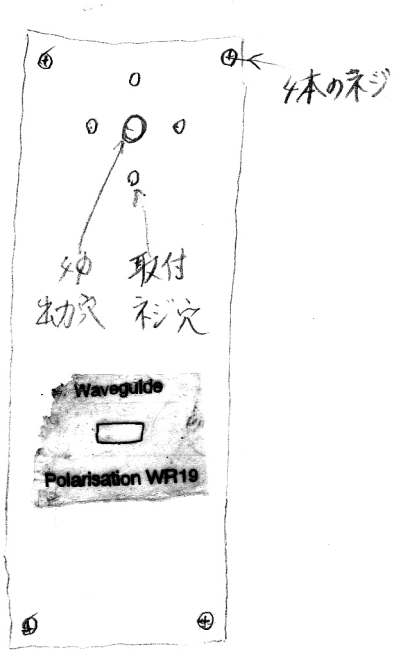
ＪＡ１ＥＮＢ田子保雄

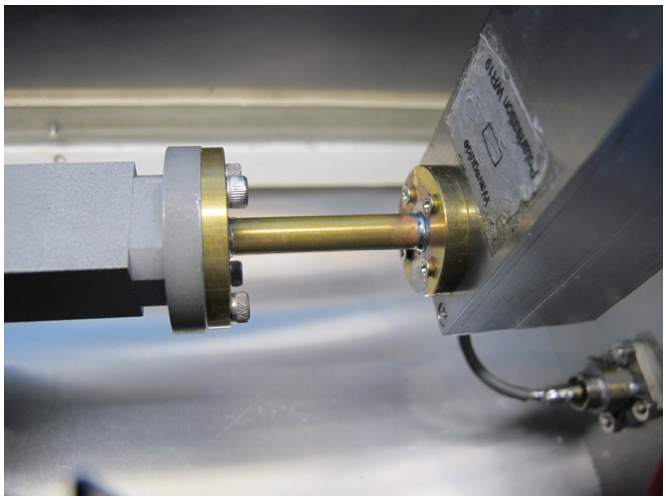
４７ＧＨｚのクーネのトランスバータを使って独自の考え方で組み込み、実験をして欲しいという依頼があり、現物を手にして種々考えてみたが、クーネのトランスバータには取り付け用のネジ穴は見当たらず、どうやってケースに取り付けるかが大問題で、結局出力用のフランジ取り付け用の４本のねじ穴を利用して挽物で作った強度の高い（フランジ×２、導波管を含む）図に示した寸法の物にネジ止めし、ホーンＡＮＴに取り付けることで、空中自立型として実験した。



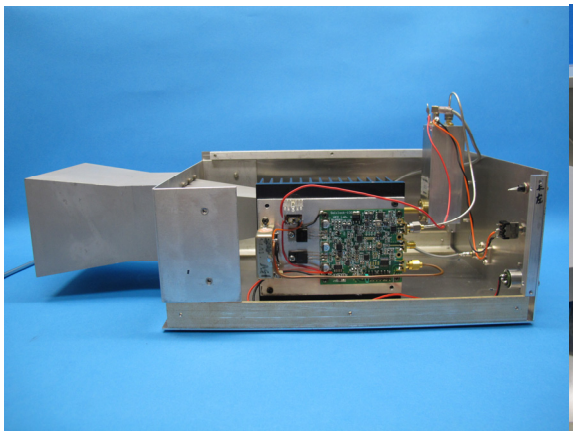
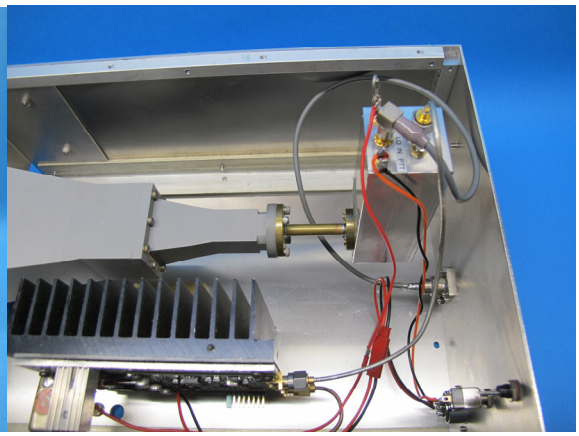


クーネのトランスバータが軽いためＯＫと考え、取り付け用の穴は図に説明するようにトランスバータから４本の皿ネジを外し、フランジ部に手万力で締め付け、板の裏側より１．６φのドリルでボール版で当たりを付ける。板のネジ部は２mmのタップが四ヶ所切ってあり、１．６φは２mmのネジの下穴の寸法でドリルを通しても問題無い。

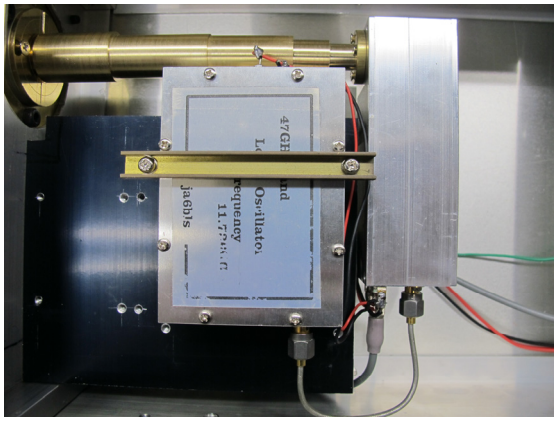


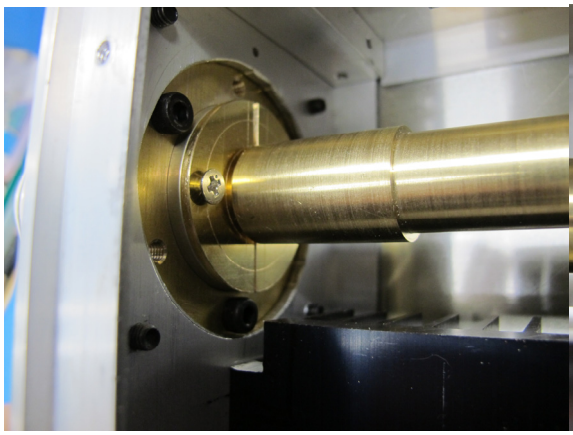
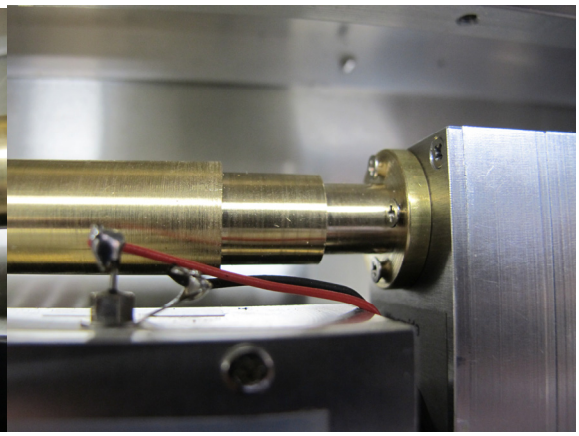


この時、板の４φ穴とフランジの４φ穴に 4φのドリル通して、ずれないように注意する。４本のネジを締める位置を９０°廻せば偏波面を変えられる。

ソリロック＋クーネのトランスバータの時、親機は４３３ＭＨｚで鳴き合わせの結果、１０ｋＨｚステップでは具合が悪く５ｋＨｚ以下の必要を感じた。また、当然ながら近くでテストするときは親機の周波数は別の周波数帯を必要とする。



47GHz 逓倍方式トランスバーター用 11.7GHz BPF

JA1DUC 小澤暢治

47GHz の**逓倍方式**によるトランスバーターは KUHNE electronic はじめ日本ではミリコム、セブロン電子などから逓倍ユニットや送受兼用ミキサー部品が入手できるような環境が整ってきました。これまでの製作例を見ると局発はドレークのコンバーターを改造して 2291MHz の PLL ユニットにしたものや業務用機器から取り外した PLL ユニットの周波数を変更したものなどが使われています。
今回は国内で入手しやすい送受兼用ミキサー利用のトランスバーターを考えてみます。
局発は前述の 2291MHz としたとき、Xtal は 8.949MHz を使います。2291MHz を５逓倍すると 11.455GHz になるので、この出力と 1.2GHz 送信機の出力をプリスケーラーで 1/4 にした周波数 320MHz とをミックスして 11,775GHz を取り出します。送信の場合はこれを 2 逓倍して 23.55GHz 100mW の出力を作ります。このあと更に２逓倍して 47.10GHz とします。

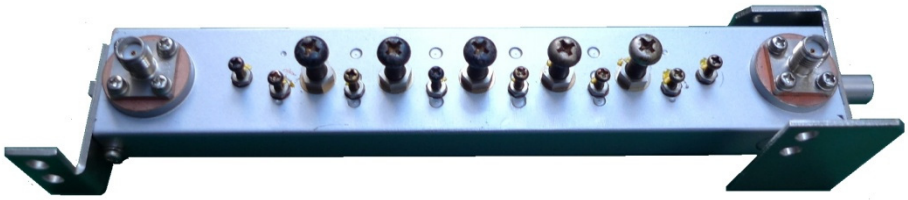
送信時は 11.775GHz にした後４逓倍しているので、逓倍による周波数偏移の拡大を防ぐため 1.2GHz の送信周波数をあらかじめ逓倍数に相当する 1/4 にして加えるという方法をとっています。

受信時は 2291MHz を５逓倍した 11.455GHz を直接２逓倍して 22.91GHz にしミキサーに加えます。ミキサーはハーモニックミキサーで２逓倍され 45.82GHz として働きます。
47.10GHz－45.82GHz＝1280MHz が IF で取りだされ 1.2GHz の受信機に入ります。
各々の最適レベルや補正レベルは使用するユニットの種類や挿入損失などにより調整する必要があります。
ミリコム、セブロン電子さんで取り扱っている 47GHz ユニットはドライブが 11.7625GHz となっていますので送信周波数は 47.05GHz になっています。したがって局発は 11.4425GHz となります。

局発が 11.455GHz または 11.4425GHz であってもそのまま逓倍されてアンテナから放射されるとアマチュアバンドを逸脱した周波数になりますのでプリスケーラー出力とミックスしたあと BPF で除去しなければなりません。その周波数差は 320MHz しかありませんので、BPF は急峻なスカート特性を持った特性でないと残留信号がアンテナから放射されてしまいます。
今回、導波管タイプの BPF と誘電体タイプのものを入手し、目的に合うよう周波数調整してみました。

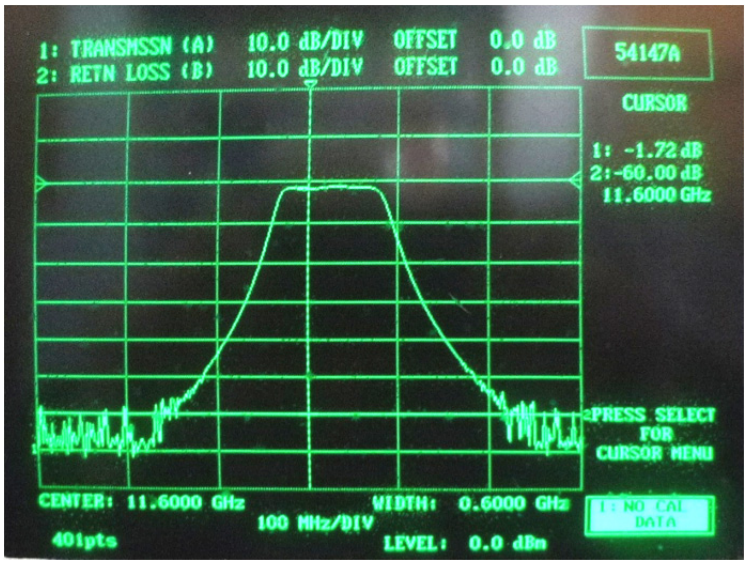
導波管型 BPF

外観は次ページ写真のようなもので５段の BPF となっており、中心周波数は 11.625GHz 調整ねじは４mm ですが、ピッチの異なる細目ネジになっています。
段間の結合度調整ネジは M2 です。導波管両端に SMA のモノポールで変換しています。
調整ネジはネジロックされているのでシンナーなどの溶剤で溶かして除去します。



4mm ネジのピッチは細目となっていますが、ケースの肉厚が薄いのでネジ山を破損させないように注意します。

下の写真は**元特性**です。

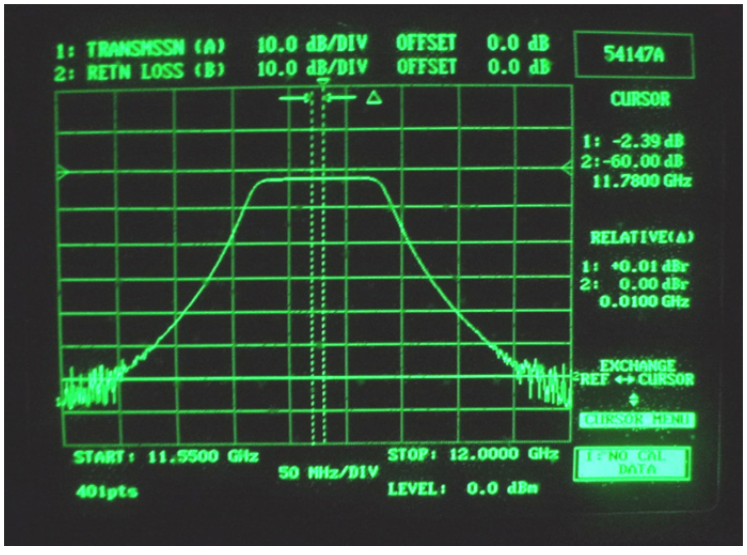


この BPF は中心周波数が 11.6250GHz で通過域は11.577GHzから11.677GHzまでとなっているので調整して11.775GHz用に再調整します。

帯域幅は画面グリッドが 100MHz/DIV なのでおよそ 100MHz あり、挿入損失も接続ケーブル、変換コネクターなどの分を加えて−1.72dB と表示されています。

調整は比較的容易で大きな暴れはないので短時間で希望の周波数に移行できます。

次の写真は**再調整後の測定結果**です。



使う周波数範囲は点線のカーソル内です。11.770GHzから11.780GHzを表示しています。

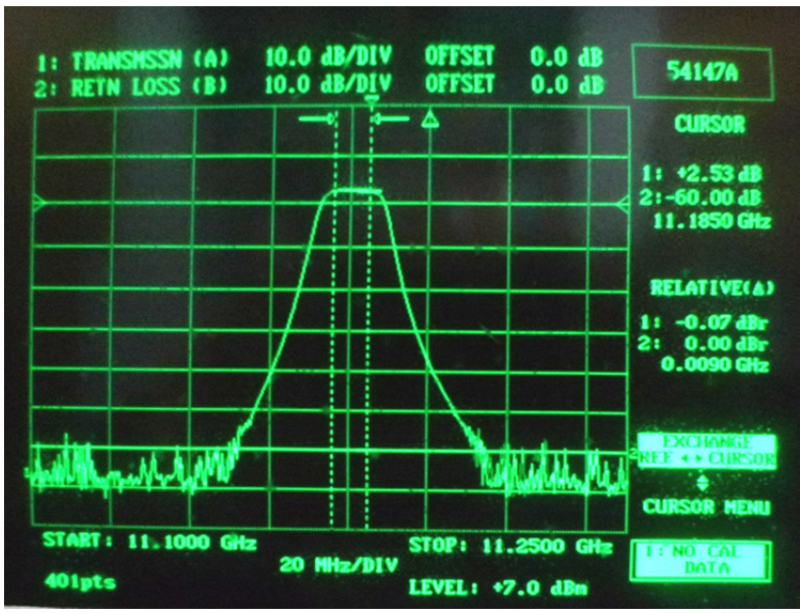
横は 50MHz/DIV 表示ですから平坦部の帯域幅はおよそ 100MHz 程度です。

周波数の下端は通過帯域のセンターから 200MHz 離れれば−60dBm のレベルになります。

画面一番左側が11.550GHzの位置ですから局発の 11.455GHz は更に左側となり、−60dBm 以下に入り除去できる理想的なレベルが得られます。導波管タイプの BPF はスカート特性も良好で挿入ロスも少なく、調整範囲も広いので扱いやすい BPF です。ただし、自作する場合はかなり加工が難しいのでネットなどで探して有効活用するのが早道です。挿入損失は−2.39dB の表示ですが、ケーブル、変換コネクターのロスが実測 0.8dB ほど含まれている数値なので良好な結果が得られています。

誘電体型 BPF

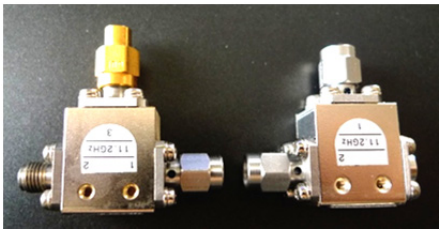
外観の写真です。
こちらも５素子の BPF です。
結合度調整ネジは横から４本で行います。
ネジロックされていますのでシンナーで除去してから再調整します。

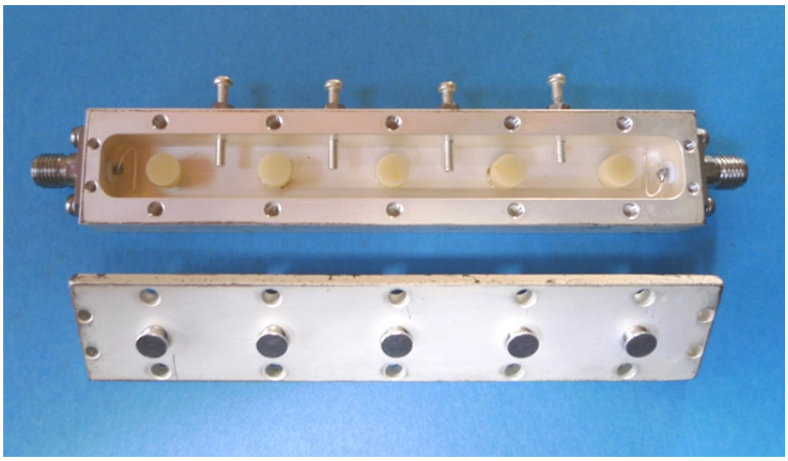


11.2GHz　BPF の元特性です。
挿入損失は出力レベル＋7dB のとき 2.53dB になっていますが、ケーブルロス、変換コネクターロス分など 0.8dB をマイナスすると－3.67dB です。
帯域は 20MHz/DIV なのでおよそ 20MHz 程度です。
通過帯域が狭い分スカート特性の切れもよく、センターから 30MHz 離調すればノイズレベルの範囲に入ります。

購入時 BPF に付属のアイソレーター外観と実測した通過特性です。

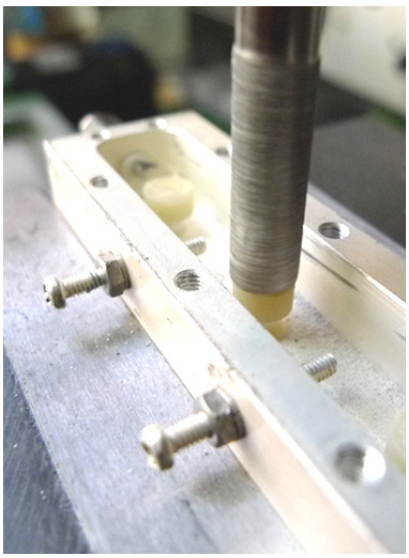
8.3GHz から 14.2GHz 程度まで使えそうですが、11.2GHz がメインになっています。
外付けダミーのタイプはサーキュレーターとしても使えます。
挿入損失は 1dB 以下に収まるレベルになっていますが、個々にバラツキがあり特性も同一ではありませんでした。





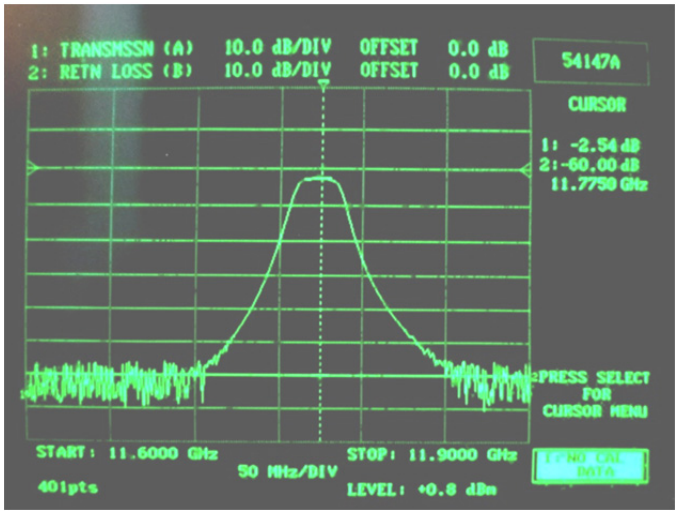
BPF の中身です。
単純な配置構成ですが、調整はかなりクリチカルで半日以上要しました。ごく僅かなネジの動きで全く特性が変化してしまうほどです。
ネットワークアナライザーなしではとても太刀打ちできない代物です。
周波数通過帯域の移動もこの周波数帯では 100MHz 程度が限界のようです。

そこでもう少し上限へ移動させるため、誘電体を削る方法を試みました。



誘電体はかなり硬い材質なのでダイヤモンドリューターを取りつけて写真のように回転させながら押し付けると言う方法をとりましたが、殆ど効果が得られず、押しつけの力を増すと誘電体の側面が欠けるという結果でした。
次は一般的に試みられているサンドペーパーで削ることにしました。誘電体は接着剤で固定されているので、写真のようなストップリング用工具を使い、てこの原理で底下駄の下に差し込んで掬いあげるように力を加えて取り外します。

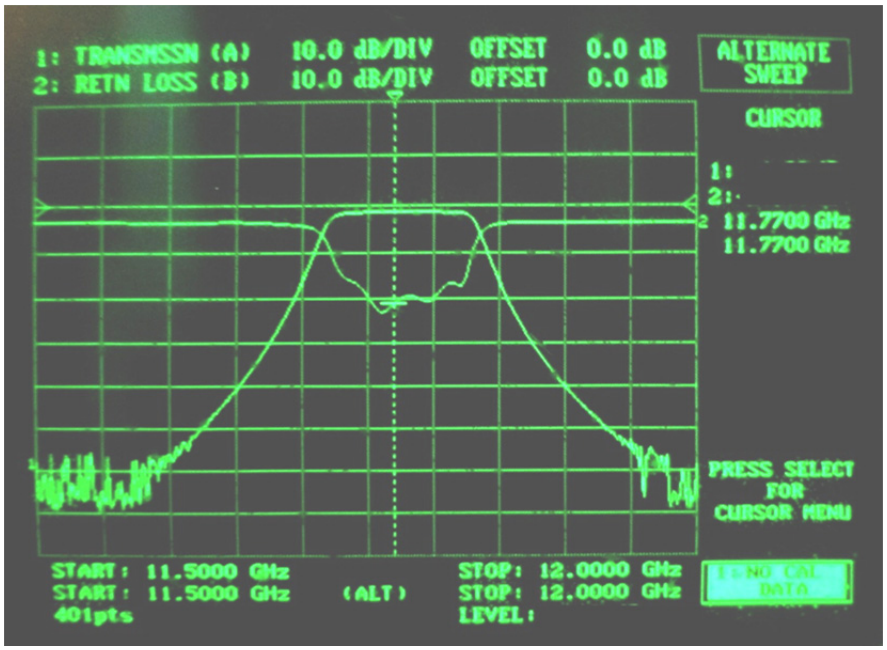
サンドペーパーは意外と効率良く削れるので、平らな面の上にサンドペーパーを敷いて、傾かないよう注意しながら削ります。どの程度削れば良いかはカット＆トライとなります。
調整後の特性は写真の通りです。何個か試みましたがバラツキがあり、難しさを痛感しました。



接続ケーブル、変換コネクターのロス分を補正した挿入ロスは−2.54dB でした。
横はひとマスが 50MHz/DIV なので通過帯域幅は大凡平坦部で 20MHz ほどになります。
縦の点線カーソルは 11.775GHz を示しています。
スカート特性もほぼ対象で切れ味も良好です。

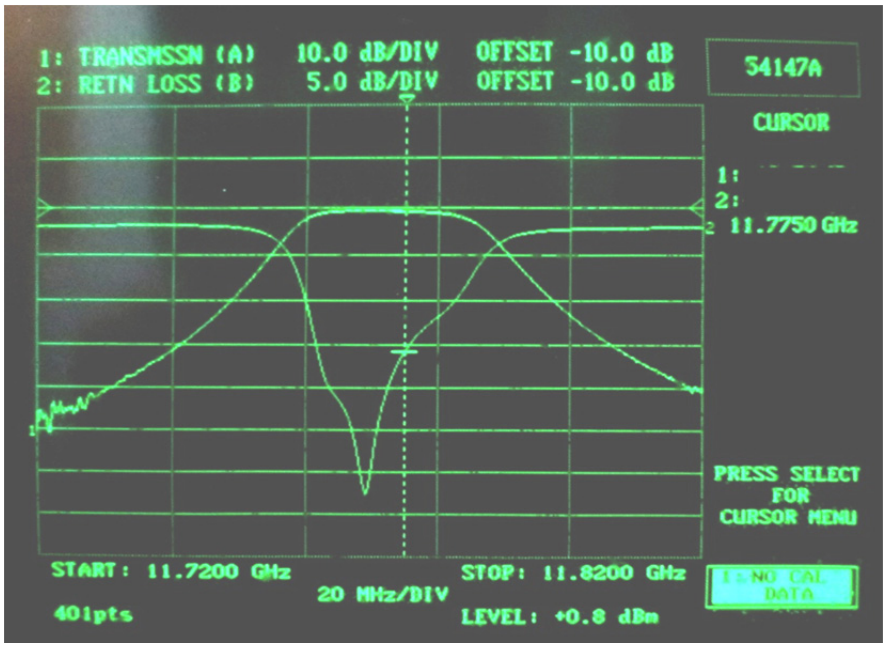
次の写真は導波管型 BPF と誘電体型 BPF の通過特性およびリターンロス特性です。

上は導波管型 BPF、下は誘電体型 BPF です。測定結果の数値については消してありますが、特性カーブは変わりません。



導波管型 BPF の特性

点線カーソルは 11.770GHz を示す。横軸は一目盛 50MHZ/DIV なので通過特性平坦部の帯域幅はおよそ 100MHz ほどになります。



誘電体型 BPF の特性

点線カーソルは 11.775GHz を示します。
横軸は一目盛 20MHz/DIV なので平坦部はおよそ 20MHz ほどです。
リターンロスの表示レベルは一目盛 5dB/DIV になっています。

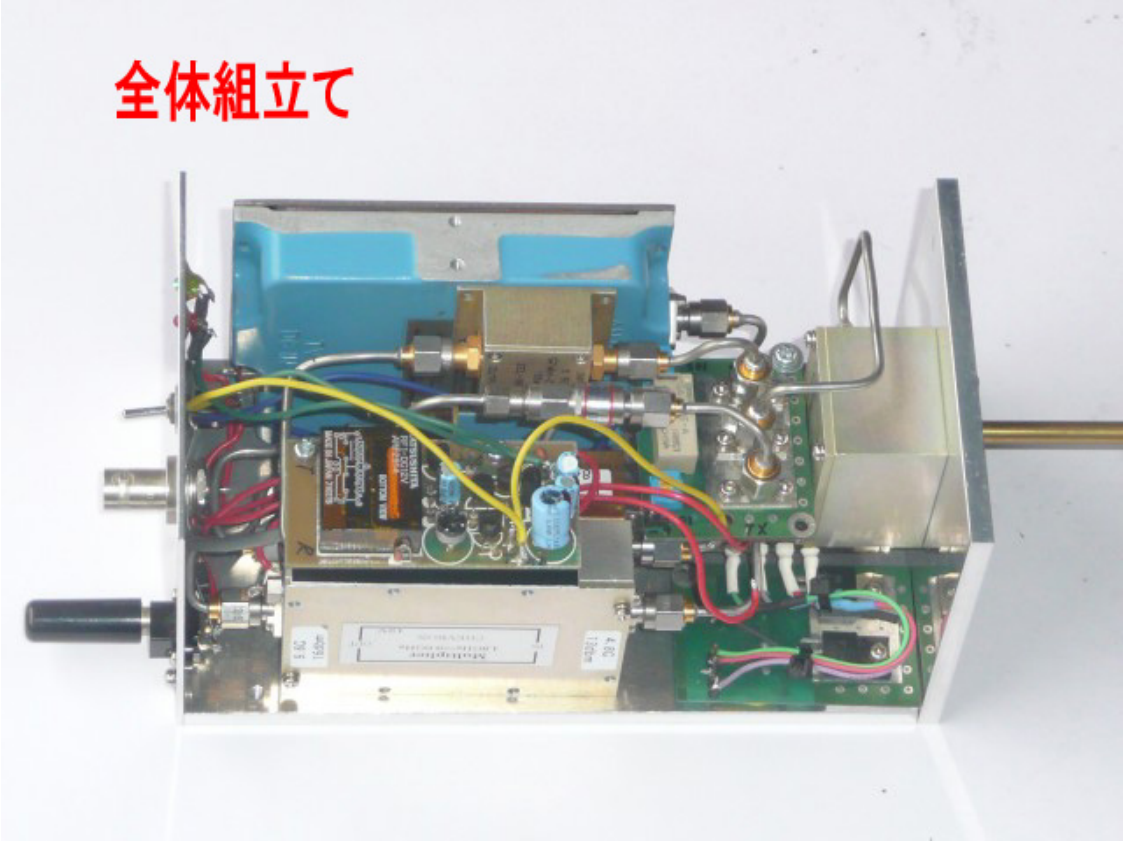
BPF は段数が増えるに従って帯域幅が広がり、スカート特性の傾斜は鋭くなってきます。入出力に近いところの調整ネジはバンド幅、結合度調整用のネジはスカート特性などに大きな変化を与えますので調整は何度も繰り返しリターンロスとの兼ね合いで最良点を探します。
特に誘電体型 BPF の場合、調整ネジをほんの少し回しただけでカーブが大幅に変化してしまうのでネジロックするときはネジを動かないようにしながらナットを締めつけます。
今回はオークションなどで見なれた BPF ですが、目的周波数に近いものを入手すれば調整により達成できることが分かりました。

＊＊　７７Ｇ帯ＴＲＶの製作　＊＊

ＪＡφＢＮＫ　坂上要作

１．要旨

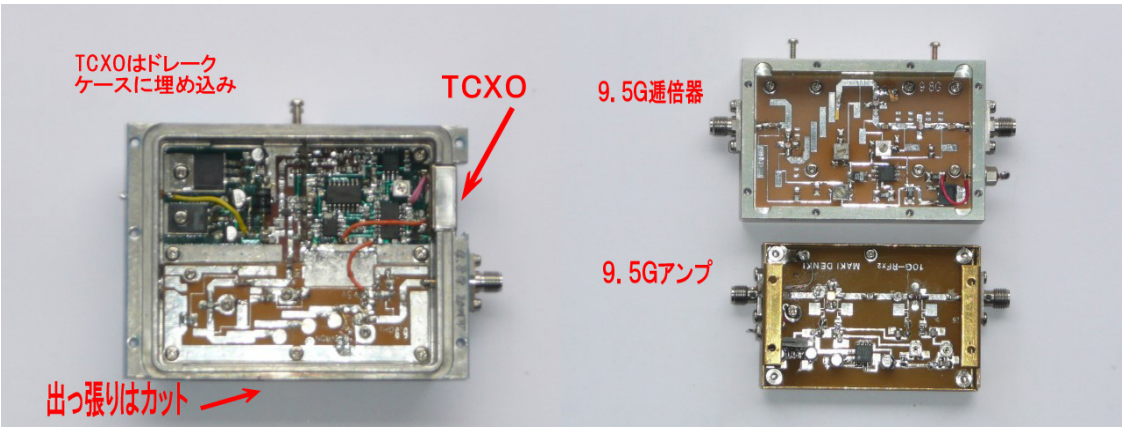
入手可能な市販ユニットを使って、「７７Ｇ帯トランスバータ」を製作しました。
親機が１２８０．００Ｍのとき、７７７７０．００Ｍになるように局発を決め、測定器は GIGA-5　と HP-432A　を用いました。



２．ユニットの説明

① **局発ユニット** → ドレーク２８８０で、ＴＣＸＯ　９．３３７１５Ｍの水晶にて、２３９０Ｍを発振、２逓倍の４７８０Ｍは１３ｄｂｍを出力。（ドレークケースとセブロン基板使用）ケースの出っ張りを切り取り、装着しやすくしました。

② **逓倍ユニット** → セブロン製のユニットで、４．７８Ｇを、２逓倍の９．５６Ｇを得ました。約１５ｄｂｍを出力。



③ **ＢＰＦ** → マキ製の１０Ｇ帯用を９．５６Ｇに調整したものを使い、約１４ｄｂｍになりました。

④ **９．５６Ｇアンプ** → ③のＢＰＦ出力を、マキ製の１０Ｇ帯ＨＰＡを転用し１６０１で増幅し、約１８ｄｂｍを出力しました。（前段の１３０２は撤去しました）
次段の４逓倍器への入力は、１６ｄｂｍでも不足して受信のノイズがなく、約１８ｄｂｍにあげました。

⑤ **３８Ｇ帯逓倍器** → ＣＭＡ３８２４００ＡＵＰにて、９．５６Ｇを入力し、４逓倍して、３８Ｇ帯の出力をミキサーユニットに入力。（セブロンにて入手）

⑥ **７７．７７０Ｇミキサー** → ３８Ｇ帯のハーモニクスと１．２８Ｇで７７．７７Ｇを出力（ミリコム製をセブロンより入手）

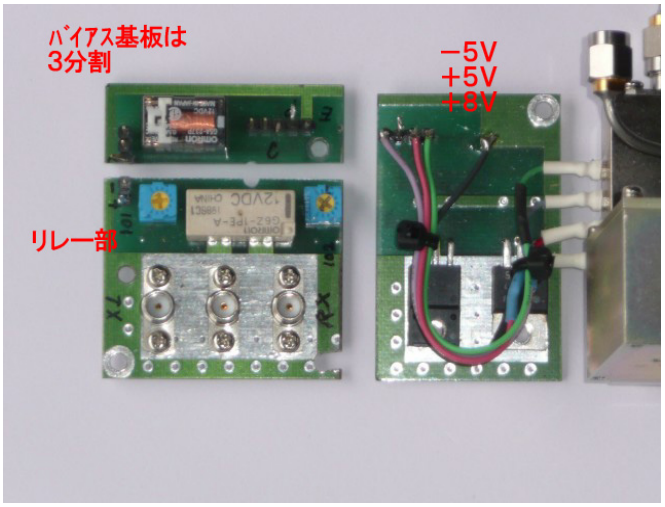
⑦ **ＡＮＴ部** → 真鍮製フランジ（３０ｍｍ）と、５×４ｍｍの真鍮パイプで自作しました。

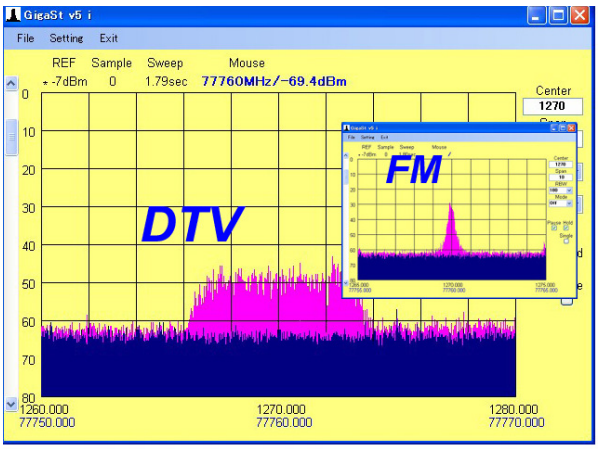
⑧ **キャリコン** → マキ製のＧ４Ｙリレーを使った、旧型基板のものを使用しました。

⑨ **電源とＩＦ切り換えリレーとミキサーダイオードのバイアス基板**→
電圧が－５Ｖ、＋５Ｖ、＋８Ｖの出力部。ＩＦ１２８０Ｍの送受切り換えリレー部とバイアス調整用のＶＲ部。外部リレー部が内蔵されているので、３枚に分割して、２枚を使用しました。（セブロンより入手）

⑩ **ＩＦ受信アンプ** → ミニサーキットのＺＥＬ－０８１２ＬＮを使いました。
（ミリコムより入手）

⑪ **ＩＦ送信ＡＴＴ** → ２０ｄｂを入れました。





２．組立てと調整

①組立ては、前面と後面パネルは 90×80㎜、奥行き 150㎜ に組立てました。

②**調整**：信号源を受信しながら感度が上がる位置に RX 側の VR を合わせる。

送信は､相手局の信号が上がるように TX 側の VR を合わせる｡(不明なときは中間にする)

４．運用と実績

2011-10 以来ＪＡ０ＧＰＯ局（寺島さん）と約２Ｋｍでは５９にてＱＳＯできました。

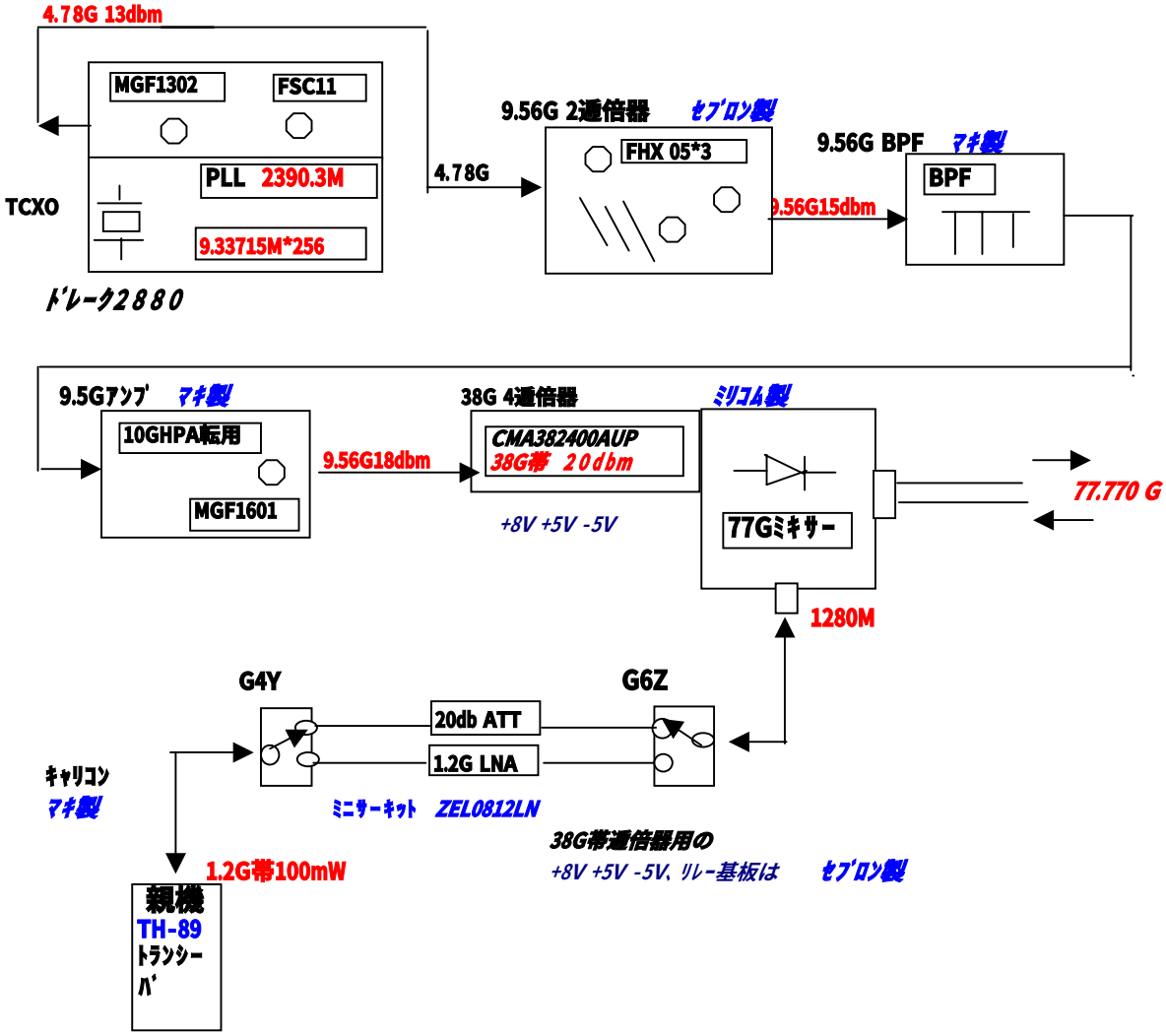
７７Ｇの２号機として、その後も運用とか、受信送信テストを行っています。

５．その他

複雑な加工もなく、特殊なパーツもなく、市販品のユニットにてＴＲＶが、高性能で満足な測定器がなくても製作できました。

（ＪＨφＹＱＰ－ＨＰ 更新履歴より一部転載）

1. 77G帯TRVブロックダイアグラム



2. パーツリスト

		入手先	大体の目安	
ﾄﾞﾚｰｸ2880		ﾊﾑﾌｪｱ	3K	
4.7G-9.5G 2逓倍器		セブロン	10K	
9.5GBPF	10G用を転用	マキ	5K	
9.5G帯 HPA	10G用を転用	マキ		遊休品利用　1302は撤去
9.5G-38G 4逓倍器		セブロン	10K	
77G 帯ミキサー		セブロン	30K	
ﾊﾞｲｱｽ 電源 ﾘﾚｰ 基板		セブロン	5K	
1.2G LNA	ﾐﾆｻｰｷｯﾄ	ミリコム	7K	
TCXO	9.33715M	三田電波	5個20K	
ｷｬﾘｺﾝ	G4Y	マキ		遊休品利用
20db ATT				遊休品利用

3. その他

◎●◇ ７７G帯 信号源の製作 ◎●◇

ＪＡφＢＮＫ 坂上要作

１．要旨

ドレーク 2880 を使って「77G 帯信号源」を製作しました。(ケースのみ 2 台分使用)

２．ユニット

(1)**局発部ケース**:ドレークの発振基板を、9.494 M の水晶に交換して、2430M を発振。さらにセブロンの 5.9G 基板で、2 逓倍の 4860M の 13dbm を出力しました。(写真②)

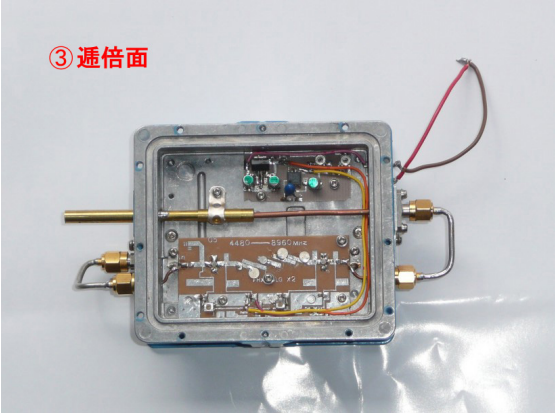
(2)**逓倍部ケース**:セブロンの(4480-9960)基板(写真⑤)で、9720M の 13db 出力が出ました。

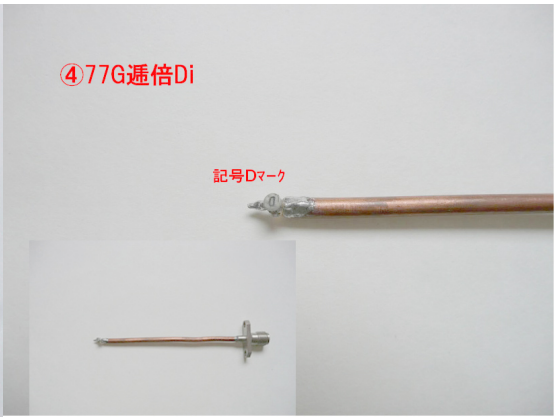
(3)**8 逓倍**:9.72G を 8 逓倍して目的の 77G 帯の高調波を取り出します。

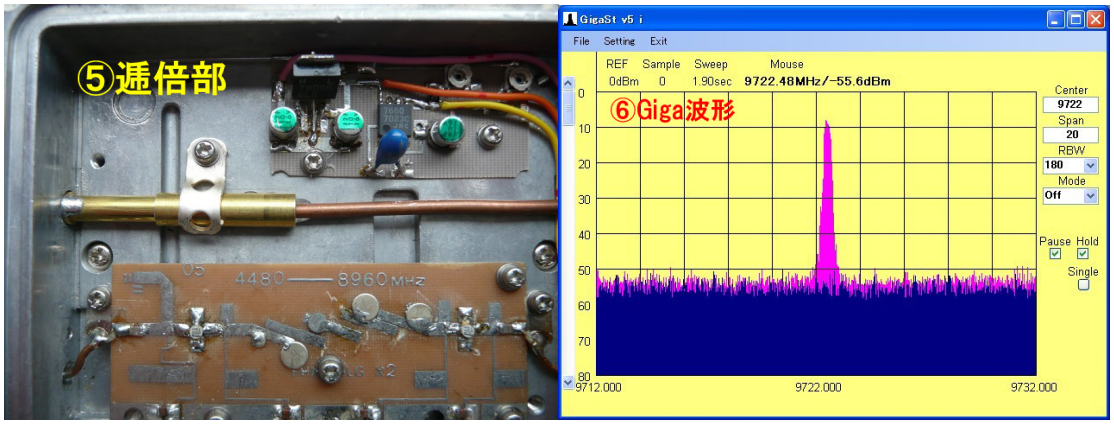
BS-CONV のジャンクで、記号「D」のデバイスを、5mm のパイプの中に入れてパイプで取り出しました。使用条件の向きに垂直波が強くなるようにします。(写真③、④)

デバイスは、77G が強くでるものを選別しました。(10 個の内 2 個が FB でした)

(4)**ケース**:(1)局発部と(2)逓倍部をドレークのケースに、(3)8 逓倍部をもうひとつのケースに内蔵し、ケース 2 台分を「背中合わせ」にしました。







３．調整

各ユニットで最高レベルにしたので、調整はありません。

４．結果

測定器を所有していないので、絶対値レベルは分かりません。

信号源のパイプ(内径 4mm)と、77GTRV のパイプ(内径 4mm)では 2m で 59。

信号源にホーン、TRV にパラボラをつけて 77GTRV の調整を行いました。

局発水晶が、安価な一般用なので周波数の変動はありますが、重宝しています。

親機に「TH-89」のスペアナモードでは、簡単に追いかけて気になりません。

移動先でも簡単に使えて、TRV の動作確認に、FB です。(もう最高です)

(JHΦYQP-HP 更新履歴より一部転載)

77GHz 逓倍方式 TRX の局発用 BPF

JA1DUC 小澤暢治

はじめに

77GHz の製作に挑戦しようと数年前から部品集めをはじめ、大凡のメドが付いたので始めようかと思っていた矢先 3 月 11 日発生した大地震の影響でシャックの 80Kg 弱ある旋盤が入り口付近を塞いでしまい作業が中断したままになってしまいました。
部品の中で BPF は地震発生前日までに調整まで全て済んでいましたので報告いたします。
この BPF は中心周波数 9.5GHz で±300KHz と言うものでオークションにより同じものを二個入手しましたが、入出力コネクター以外密閉式で内部がどんなになっているのか不明でした。
外部から一切調整できないタイプであるためあえて挑戦してみました。

1. 密閉式 BPF のスタイルと元特性

前述のように中心周波数 9.5GHz±300KHz と言う以外中の構造も不明であるため先ず BPF の元特性を計測してみました。
写真-1 はそのスタイルで長方形の面はフラットになっています。

写真-1 密閉された BPF

まずは元特性です。ネットワークアナライザーで通過特性と挿入ロスを計測します。
写真-2 のように通過域は 9.2GHz～9.8GHz のおよそ帯域幅 600MHz を有しています。Δで示した範囲で挿入ロスは 9.2GHz で－2.52dB、9.8GHz では－2.84dB が計測されています。挿入ロスは接続ケーブルや変換コネクターなどのロス分も含めた結果なので実際はもう少し良好となります。画面の一番左側は 9.0GHz、右端は 10.0GHz を示しています。下に見える波形はノイズレベルの領域です。この BPF がどのようなところに使われていたのか全く不明ですが、かなりの広帯域になっています。通過帯域内の特性もほぼフラットでスカート特性は鋭く、通過域の端から 100MHz 離れた位置では－60dB 程度までレベルダウンしてくれます。

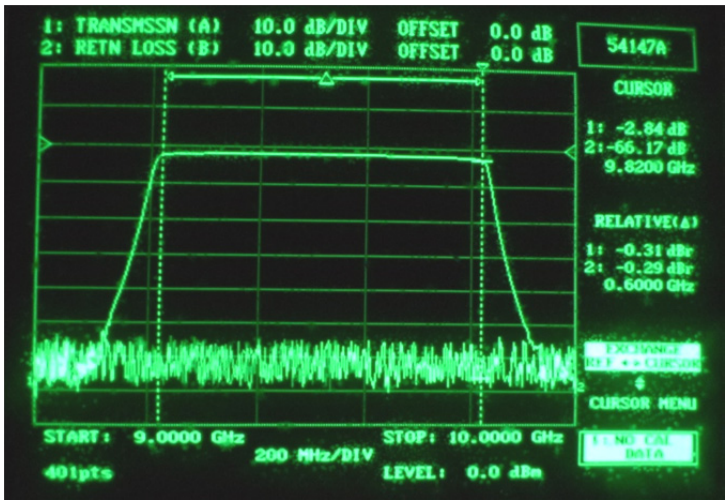


写真-2 BPF の元特性
(点線で示されている範囲が通過帯域)

2.調整できるように改良

先ず底面を除き三面をフライス盤のフェイスミルカッターで少しづつ削って行きました。どこにもネジ止めらしきものが見当たりませんので、今度はネーミングがついている上の面を口の字形にエンドミルで切削して行くと、樹脂系のピッチで固められたスジが出てきました。**写真-3** はその様子です。

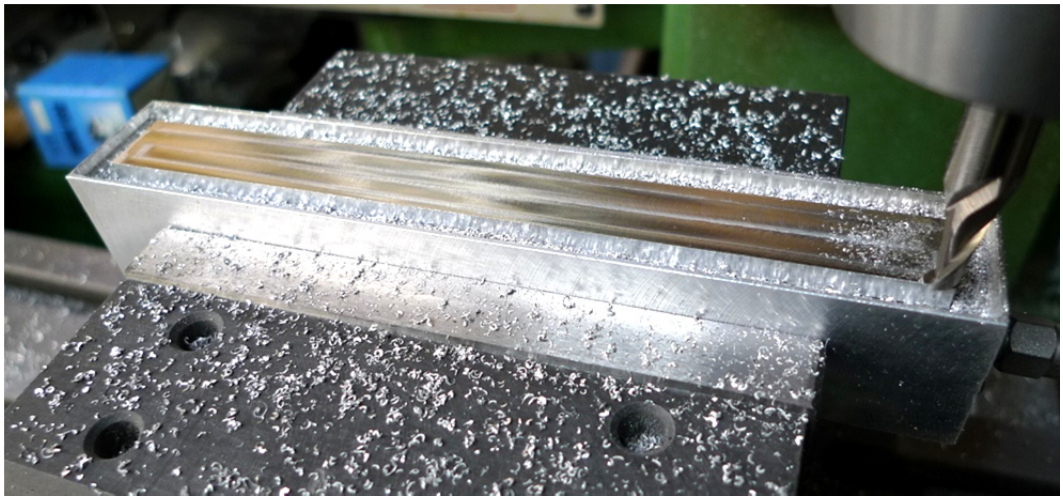


写真-3 切削の様子

更に切削を続けると**写真-4** のように調整ネジの様子が分かるまでに至りました。上蓋を止めていたと思われる止めネジ 12 本もエンドミルで切削していたのでネジ穴の痕が見えます。

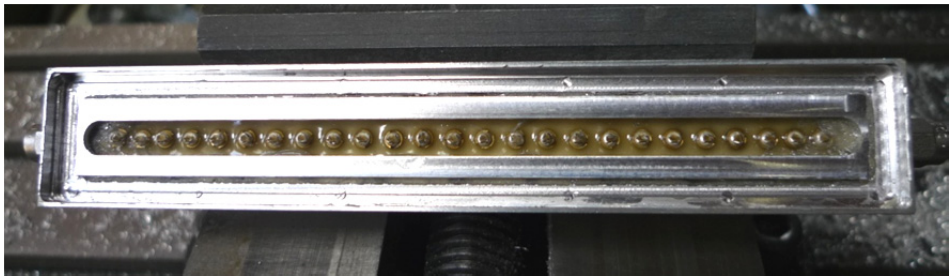


写真-4 調整ネジが見えてくる

この状態ではネジ調整もできないので、もう少し切削を進めます。
写真-5 は調整ネジの部分全面が見えるところまで切削したところです。

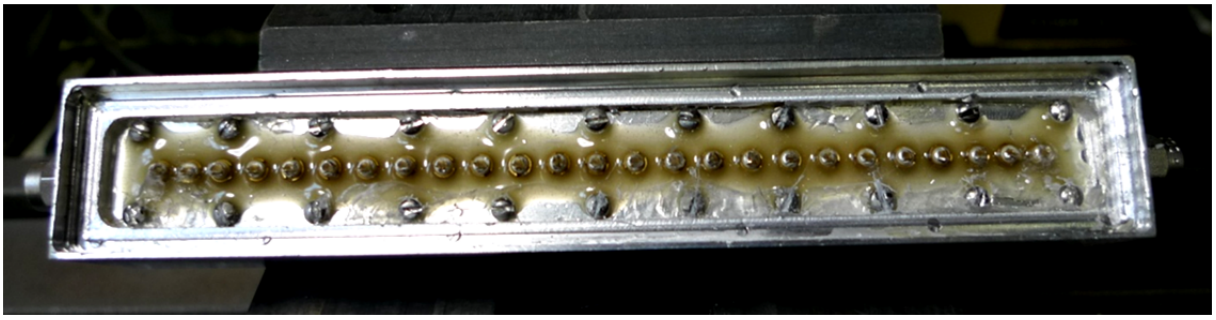


写真-5 全体が見えるようになる

ご覧のようにネジ部分は樹脂で固められているので、アルミ板を止めている M2 マイナスネジを少し大きめのドライバーで緩めます。樹脂が多いところはハンドルーターなどで除去し、アルミ板を取り外しました。

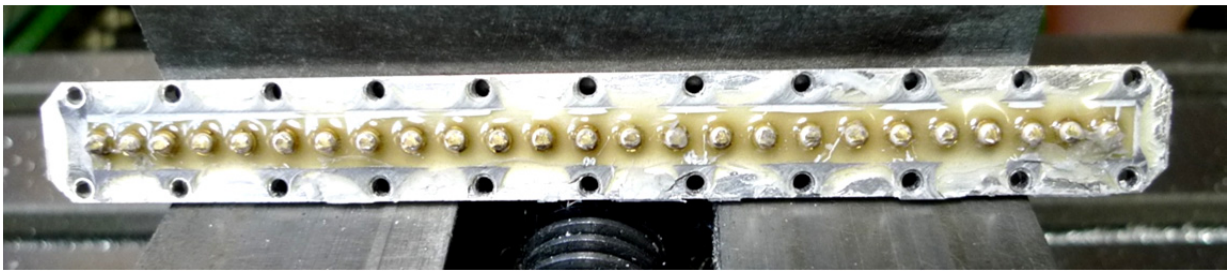


写真-6 調整ネジのついたアルミ板を取り外したところ

調整ネジは動かせないように M2 ナベの頭をカットされ、樹脂で固められているため回すことはできません。この樹脂を除去する方法として先ずホットブロアーで 60 度くらいに全体を暖め、次は一挙に氷水の中に入れると言う荒技です。氷水は冬場でしたので玄関脇にある水ガメが凍っていたものを利用しました。二日間浸けたままにしておきます。この方法は熱膨張した面を一挙に冷やすことで収縮率が変化して樹脂と金属の間に隙間が生じ、そこに水分が浸透するので剥がしやすくなるのです。
樹脂を剥がすときは彫刻刀の平刃を使い、刃先の斜めになっている方を下にして小指ほどの金槌で軽く叩くと簡単に剥がすことができます。ネジの根元付近の細かいところは精密ドライバーのマイナス面を使い同じ要領で除去します。
アルミ板はマシーンバイスか万力に固定して作業します。除去する時、刃先を立て過ぎると傷が付きますので出来るだけ刃先はアルミ板と平行になるような角度を保ち樹脂が付着している端の方から作業することをお勧めします。
写真-7 は樹脂をすべて取り除いたときの様子です。こびり付いていた樹脂もポキポキと欠けて思ったより綺麗に除去することができました。

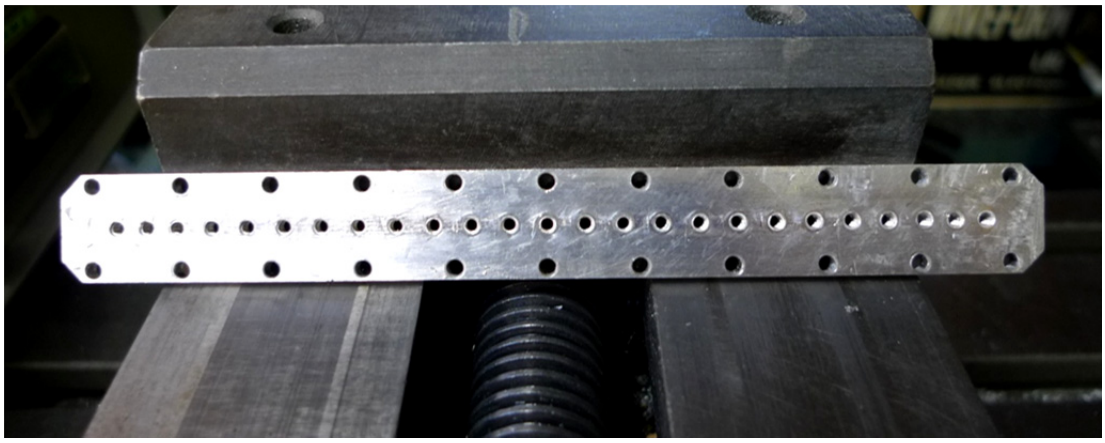


写真-7 樹脂を取り除いた様子

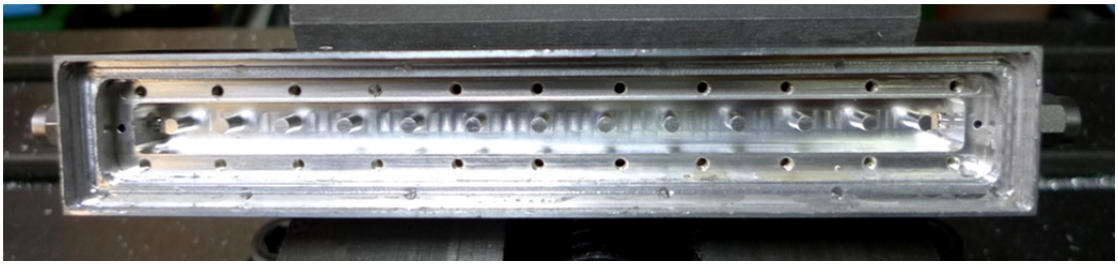


写真-8 共振棒タイプの BPF

写真-8 は 13 段共振棒タイプ BPF の様子です。2.5φ長さ 5.35mm の共振棒が並んでいます。1 段目と 2 段目の間隔は 7.6mm、12 段目と 13 段目も同様になっており、そのほかの間隔は 10.25mm でした。コネクターとの接合は薄いテーパー状の金属板でコネクターピンと共振棒に直接半田付けされています。内部の寸法は横 123.3mm、縦 8.25mm、深さ 7.6mm です。

調整ネジも新たに M2-12 を 25 本取りつけ調整可能な形にしたのが**写真-9** です。

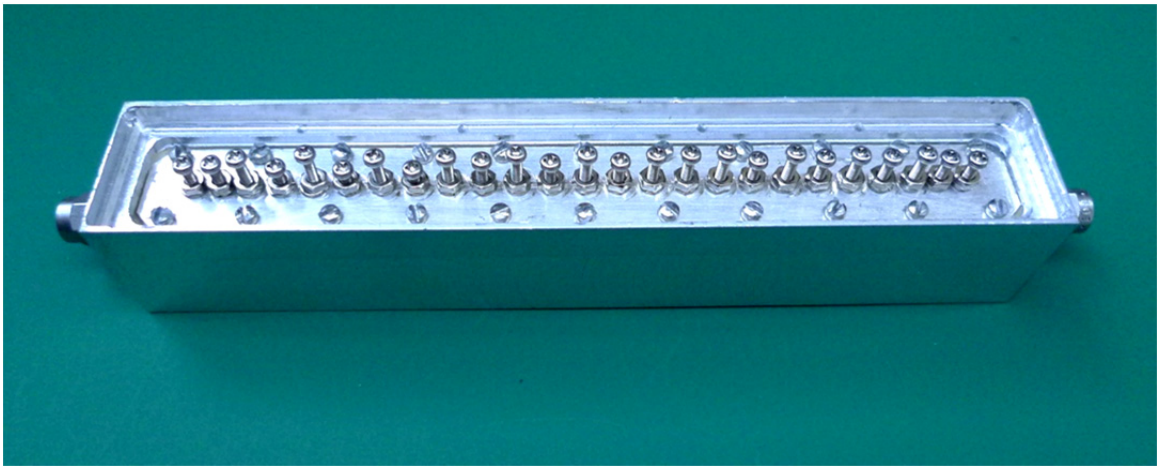


写真-9 調整ネジを取りつけ調整可能になった BPF の様子

3.BPF の周波数調整と結果

77GHz 逓倍方式によるトランシーバーの構成については既に何人かの OM さんが発表されていますので詳細は省きますが、親機の周波数を 1280MHz としたとき送信周波数が 77.76GHz になるような逓倍関係にします。一例として局発周波数は PLL 出力 4.78GHz を取り出し、これを 2 逓倍して 9.56GHz にします。受信の時はこの周波数を更に 8 逓倍して 76.48GHz のハーモニックミクサーの局発として使います。受信周波数が 77.76GHz のとき局発は 76.48GHz として働くので IF は 1280MHz に変換されて受信されます。

送信時は、9.56GHz の段階で 1280MHz を 1/8 プリスケーラーした 160MHz とミックスして 9.72GHz にします。このあと 4 逓倍して 38.88GHz 100mW まで増幅し送信ミクサーに加え 2 逓倍の 77.76GHz を取り出します。

したがつて送信と受信との局発周波数差は 9GHz 台で 160MHz しか有りません。BPF なしの場合、そのまま逓倍されて 76.48GHz も一緒にアンテナから放射されてしまうことになります。BPF の役割はこの不要な周波数をアンテナから放射されないように除去するために挿入します。逓倍方式では周波数変調したあと逓倍すると周波数偏移も広がってしまうので逓倍数分あらかじめプリスケーラーで逓降しておきます。

まえおきが長くなりましたが、BPF の元特性(**写真-2**)から明らかなようにそのままでは局発の 9.56GHz は通過してしまうので調整してもう少し高い方に移動させる必要があります。

BPF の調整ネジは全て取り換えしたのでゼロから調整し直しです。結合度調整ネジも含めて 25 本ものネジが並んでいるとかなりの時間を要します。目標は局発周波数が 9.56GHz で−60dB 程度になるレベルまで高い方に通過域を移動させることです。

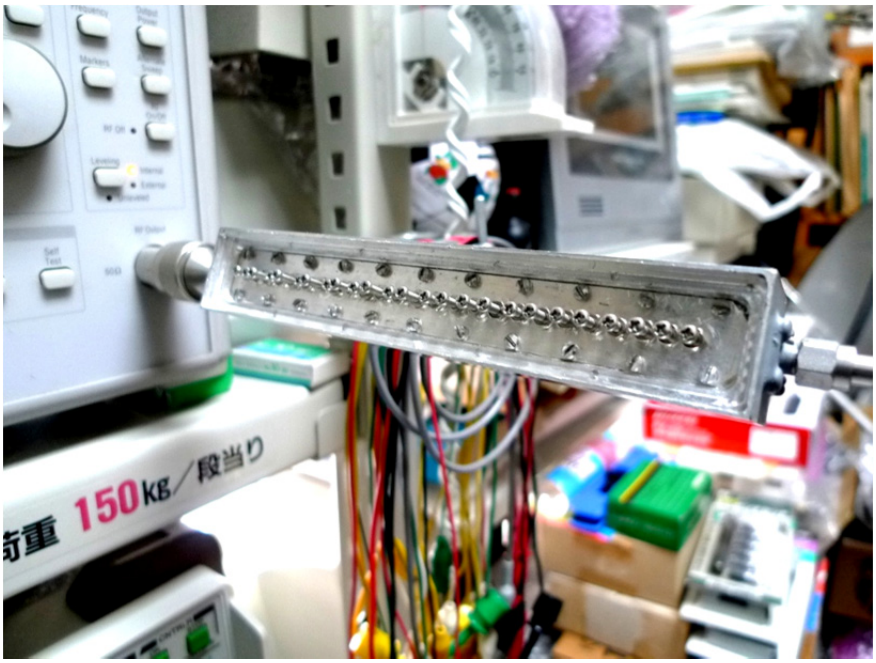


写真-10 ネットワークアナライザーにつないで調整しているところ

写真-10 はネットワークアナライザーにつないで測定しているところですが、ネジ間の間隔は狭く、ボックスレンチやミニスパナなども役に立ちません。ネジの下にはスプリングワッシャーが入っているのでナットが動かない程度に締めて調整します。
一般的に BPF の段数が多くなるほど帯域幅は広がる傾向にあり、スカート特性は鋭くなります。特にコネクターに近い調整ネジは変化が大きいので慎重に波形を監視しながら調整して行きます。各調整ネジを何度となく調整して目的周波数に追い込んで行きますが、一か所動かすと何処かに変化が出てきてバランスが常に変わってしまいますので根気が必要です。悪戦苦闘の末、**写真-11** のような調整後の結果となりました。

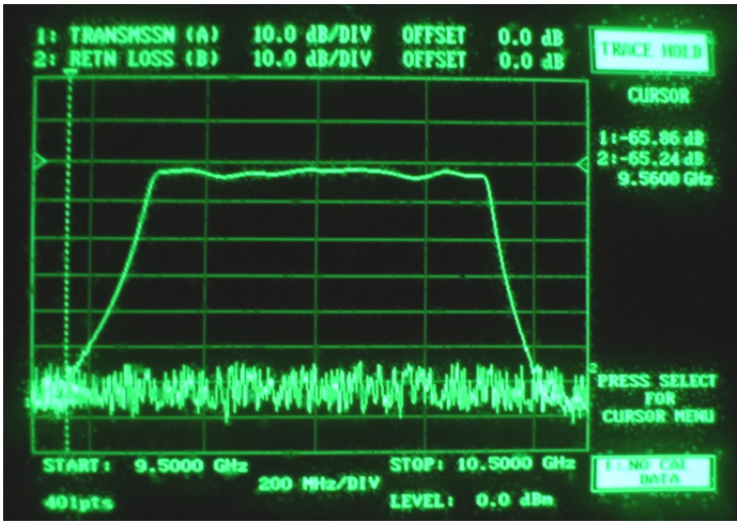


写真-11 調整後の通過特性と局発周波数の位置

局発周波数 9.65GHz は写真の点線で示した位置で結果表示ではノイズの中にあり、−65.86dB を示しています。この程度であればまずまずの結果かと思います。最低−55dB ほどは下がってくれるレベルです。

次の**写真-12** は通過特性とリターンロス測定の結果です。

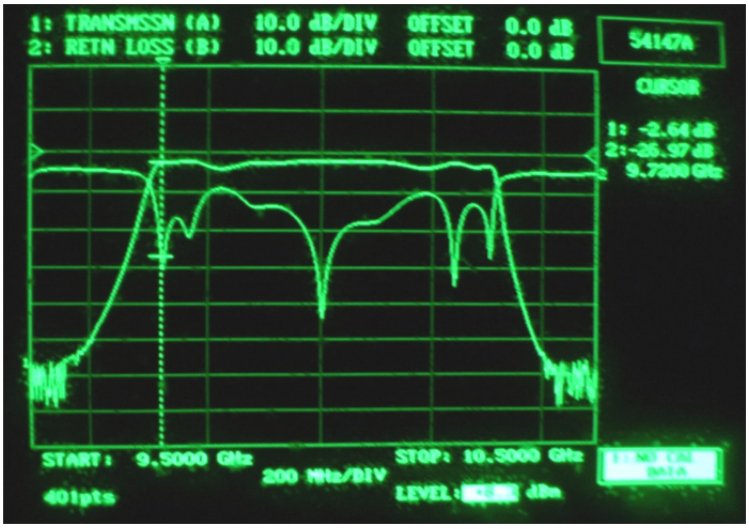


写真-12 通過特性およびリターンロス特性

通過特性は若干デコボコがありますが、最終的にナット締めのときネジが動いてしまったようです。通過特性の凹んでいるところはリターンロスも悪化しています。実際使用するところは点線の 9.72GHz 付近のごく限られた範囲なので良しとします。
挿入ロスは−2.64dB、リターンロスは−26.97dB と表示されていますが、接続ケーブル、変換コネクターの挿入ロスも含んでいるので実際にはもう少し良好になります。

あとがき

この BPF 改良は誰でも簡単にできる形ではありませんが、一例として今後製作される方の参考になれば幸いです。

１３５G帯パイロット信号発生器の試作

２０１１年１１月　ＪＡ３ＣＶＦ

Ｓｏｌｉｌｏｃｋ－１０Ｇを使って試作しました。
このユニットは８ｃｈのプリセット周波数を記憶出来る物なので、１３５Ｇのトランスバーターの局発に使うと便利な使い方が出来るのではないかと入手しました。
一つの案として、通常のトランスバーターの局発１３４４００ＭＨｚに使ってＩＦ１２８０ＭＨｚで１３５６８０ＭＨｚを作り出す。
周波数をシフトして局発を送信信号の１３５６８０ＭＨｚに切り替える事により、親機を使わずに１３５６８０ＭＨｚを作り出す。
この出力はＭＩＸ方式の出力より逓倍方式となって多く取り出す事が期待出来ます。
（逓倍するにはアンチパラレルダイオードの場合は７７Ｇで試した様に、バイアスを掛けてバランスを崩す事が必要）
これにより、
①アンテナの方向合わせが容易になる。
　音声変調を掛けると送信機としても使える。
②鳴き合わせの時、ＩＦ同士での通信間違いがなくなる。
等今までより便利に成りそうです。
今回は、時間の関係でトランスバーターの改造まで、間に合わなかったのでパイロット信号のみの実験に成りました。
パイロット周波数の１３５．６８ＧＨｚの場合、Ｓｏｌｉｌｏｃｋ－１０Ｇの周波数は８．４８ＧＨｚです。（１６逓倍の場合）
尚、局発の場合は８．４ＧＨｚです。
このユニットにはＭＭＩＣで増幅した出力が有りました。
ここには、８．４８ＧＨｚと二倍の１６．９６ＧＨｚも出ています。
私の測定機では８．４８ＧＨｚが約１１ｄｂｍ、１６．９６ＧＨｚは約４ｄｂｍでした。
無調整でこれだけ出力が得られるので使い易いユニットです。
８Ｇ帯直接発振なので、近傍のスプリアスも無く、良い性能と思いました。

Ｓｏｌｉｌｏｃｋ－１０Ｇの放熱

ＶＣＯ及びアンプのＭＭＩＣから発熱する様です。
最初ユニットだけで通電していると出力が低下して来ました。

３mm厚の銅板が有ったので、この上に取り付けると安定しました。
ミーリングしたアルミケースに入れると一番良いのですが、適当な物がなく、
今回はこの銅板にコネクター取付板を付けただけに成りました。
３mm厚に２mmのタップを切るのは厳しいのですが、何とか取付ました。

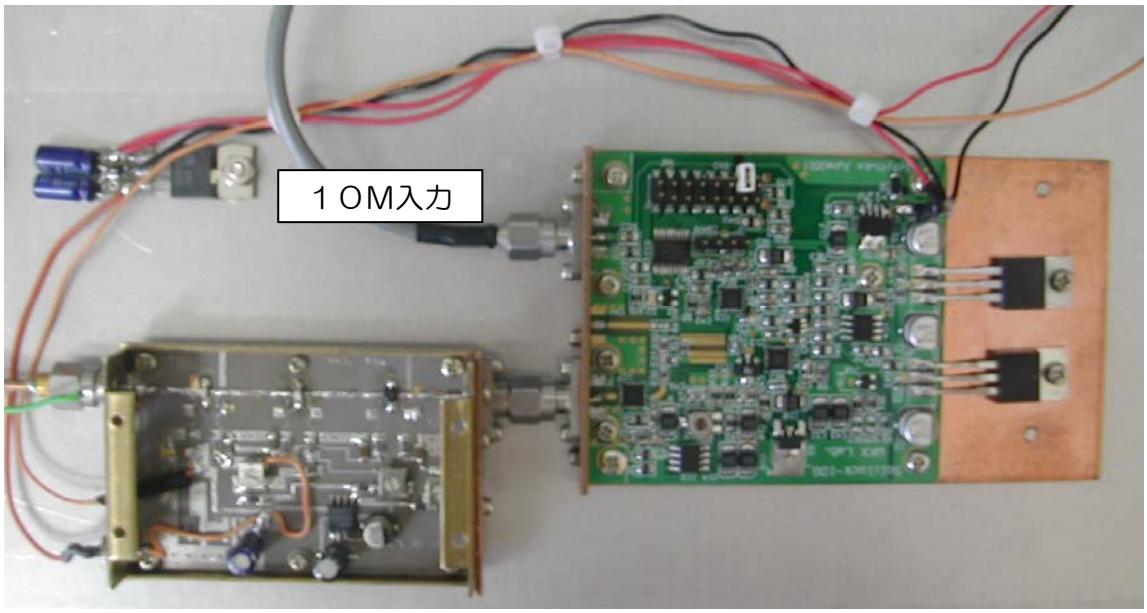
リファレンス

今回の物は１０ＭＨｚです。
Ｃ／Ｎを良くするには高い方が良いのですが、パイロット信号なのとマルチバンドパイロット信号発生器に組み込んで、ＯＣＸＯを共用にする為に１０ＭＨｚにしました。
トランスバーターとする場合は１００ＭＨｚのＯＣＸＯを使う予定です。
パイロット信号として、ビート音も特に問題無くジャンクのＤＲＯ発振ＰＬＬユニットより良く、水晶発振から逓倍した信号と遜色がない。

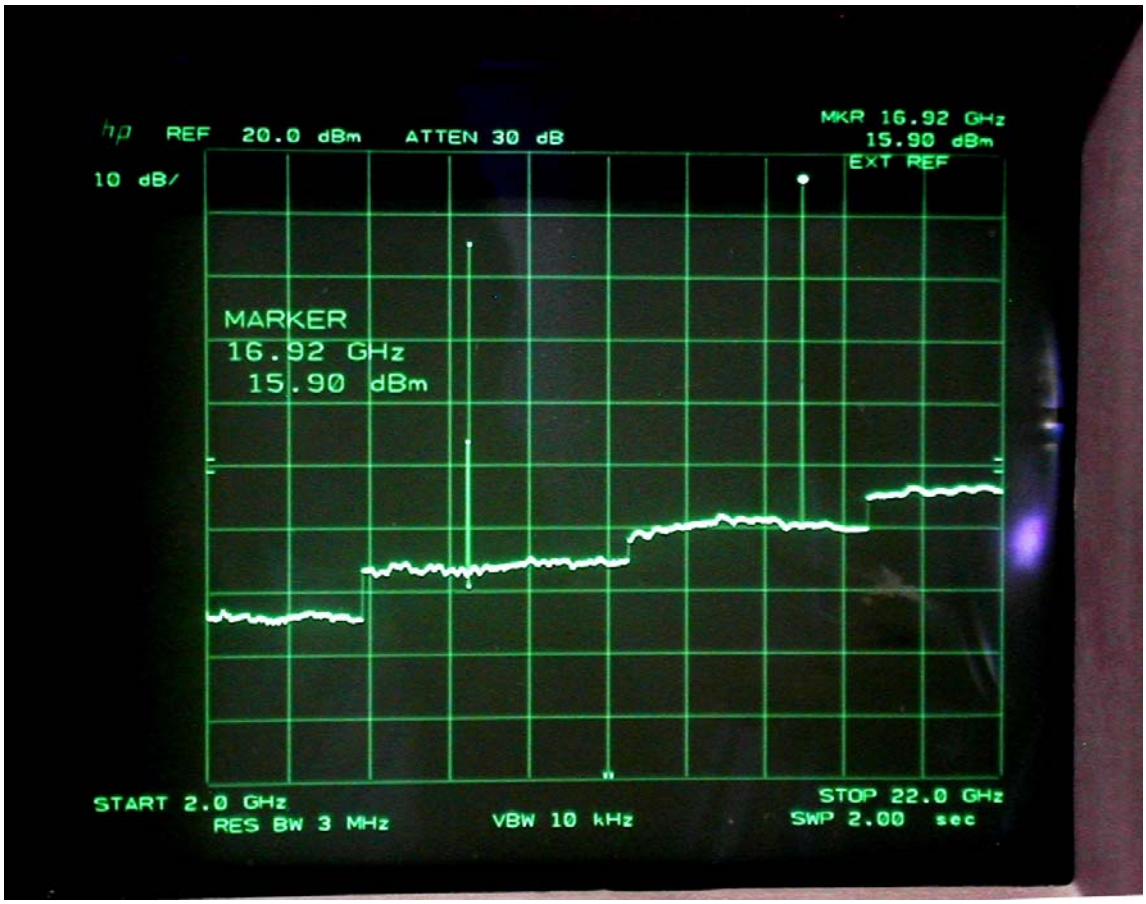
１６．９６ＧＨｚのアンプ

最初は単に８．４８ＧＨｚを８０mw程度まで増幅して簡易逓倍器で１６逓倍して見ましたが、出力は出ますが信号としては物足りない物でした。
逓倍器の効率を考え１６．９６ＧＨｚを使う事にして、アンプを作りました。
基板はマキ電気の２４Ｇ、３段用です。
２段用でも十分と思いますが、手持ち基板で作りました。
正規の周波数より低いので、スリッド部分に細いエナメル線を１／４波長程度に成る様に切って使いました。
スリッドにリード線を使うとこの部分を調整してマッチングを取る事が出来ますが、調整が微妙で良い所を探るのが難しい。
最終段のドレイン電圧を可変して出力調整は出来ますが、他の周波数の電圧と違いすぎ調整ＶＲを供用出来ないので今回は最大出力で固定しています。
ＦＥＴは３５ＬＧで１６．９６ＧＨｚの最大出力は５０mw程度ですが１３５Ｇのパイロット信号としては充分の強さです。
出力端子にチョークコイルを入れてダイオードのバイアス端子としました。
このコイルでも１６Ｇ帯の出力が変わるので形状を変えて微調整しました。
１６．９６ＧＨｚのフイルターは特に入れていませんので、８．４８ＧＨｚも結構出ています。
トランスバーターの局発に使う時はＳｏｌｉｌｏｃｋ－１０Ｇとアンプの間にフイルターを入れる予定です。

Ｓｏｌｉｌｏｃｋ－１０Ｇと１６Ｇ帯アンプ



１６．９６ＧＨｚの出力



簡易逓倍器

４７Ｇで使っていた物で、内径５mmのパイプにマイクロウェーブチャレンジ会場にて２００円で入手したダイオードを付けています。
１ＳＳ１０５でも出ますし、色々試すと良い物が見つかるかも知れません。
ダイオードによりバイアス抵抗値を０Ωから１００ＫΩ位で色々調整します。
通常は１００～２００Ω位のＶＲで十分ですが、ダイオードにより高抵抗の方が出力が驚くほど多く出る事が有ります。
出力はパイプを組み合わせて内径２mmまで絞っています。
この組み合わせパイプの差込具合で出力が変わるので良い所を探りました。
スペアナで確認する時、低い周波数用の外部ＭＩＸを使うと１６．９６ＧＨｚの４倍波６７．８４ＧＨｚがスペアナの外部ＭＩＸに入って、ＭＩＸで２倍された信号を見る間違いを起こさない様に絞る必要が有ります。
スペアナ外部ＭＩＸの入力で絞られていると確実です。

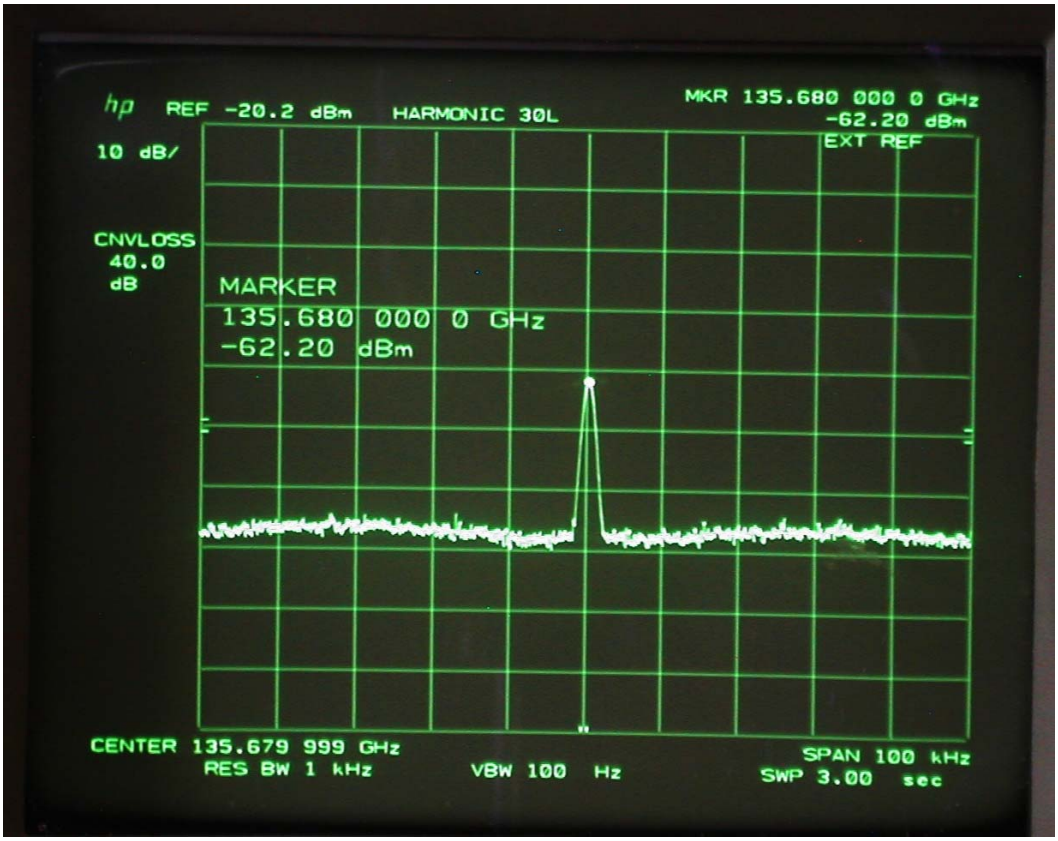
ダイオードの取り付けが傾いていますが特に意味は無く適当に付けていた物を流用しただけです。

アース側のリード線はダイオードに密着した方が出力の出易い事が多いので押し付けて傾いたのかも知れません。

原因不明ながら

アンプと逓倍器を繋ぐセミリジットケーブルで出力が変わりました。
短ければ良いとは限らない様です。コネクターの締め付けを緩くすると出力が増える事も有ります。ケーブルが変わるとダイオードの真下のネジを調整しないと出力が結構変わりました。
この辺は４７G、７７Gでも同じ事が有りました。
今回は約２５ｃｍ位の物が最良で、ケーブルを変えると８ｄｂ程差が出ました。
１３５G帯の出力は外部ＭＩＸの損失が不明なので正確な所は判りませんが、４０ｄｂとして－６２ｄｂｍ程度でした。
バックショートの位置も調整すると何箇所かピークが出ますので一番強い所に合わせました。

１３５６８０MHｚの出力



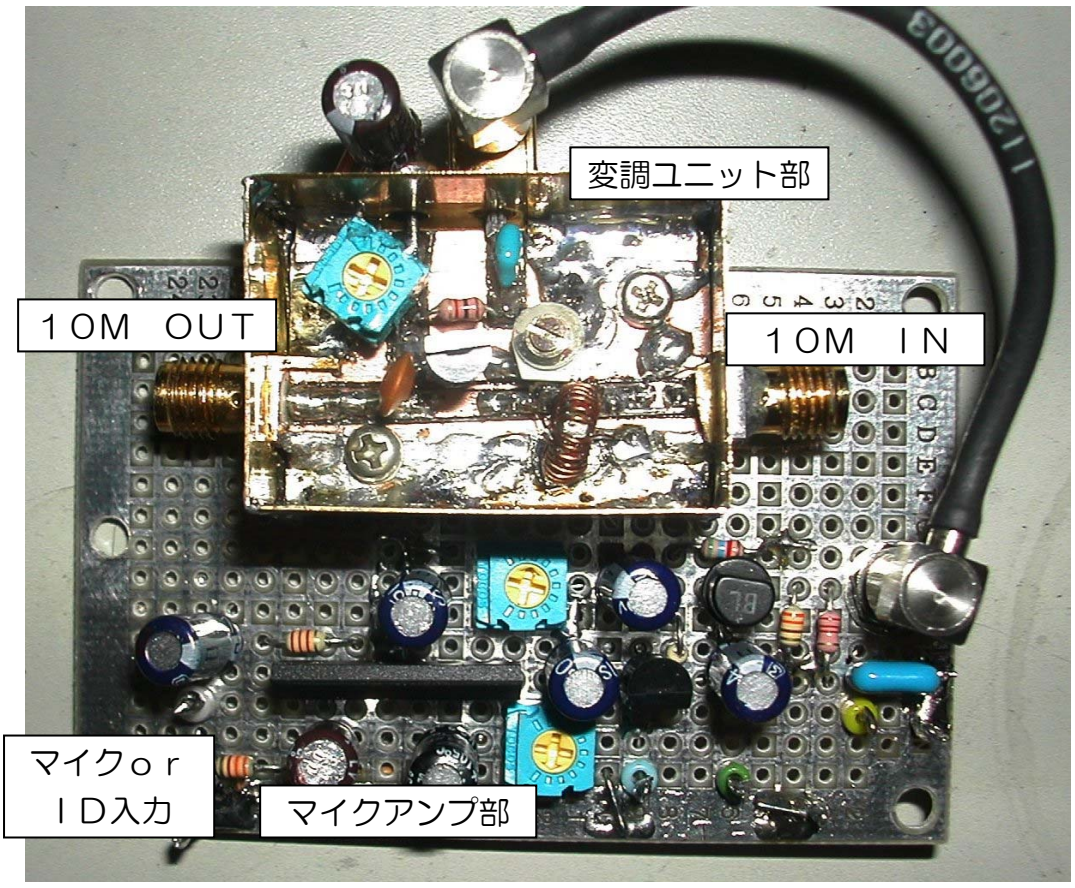
変調回路

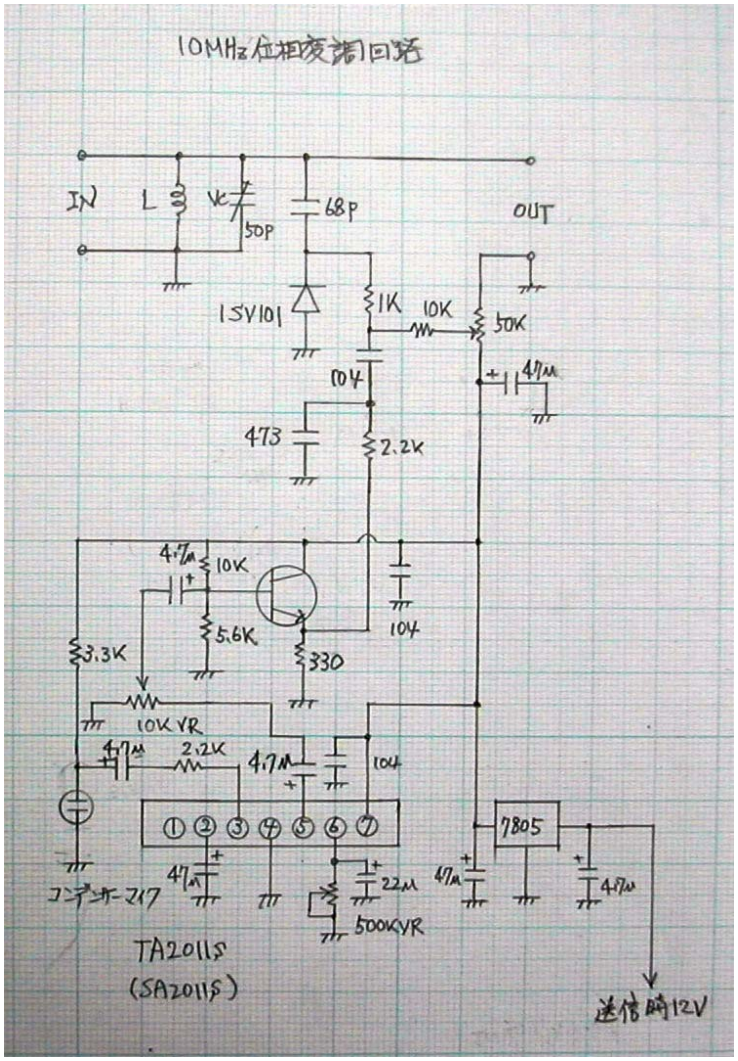
最初リファレンスの１０MHｚの発振器の周波数微調整端子に直接ＡＦ信号を

加えた直接変調方式で試しましたが、一応変調は掛りましたがリニアリティーが悪そうでした。
ＪＦ１ＷＫＸ勝間さんのレポートを参考に位相変調回路で試しました。
結果は良好で１３５Ｇ帯では０．１Ｖ位のＡＦ信号で簡単に変調が掛りました。
ＩＤ信号や音声等での変調が可能の様です。
過変調防止用のリミッターを設けて簡単な積分回路を通せば送信機に成りそうなので、逓倍式のトランシーバーが簡単に出来ると思いました。
このユニットは８ｃｈのプリセットが出来るので、１ｃｈは局発用に、残りはスポット周波数等の送信用に使えそうです。

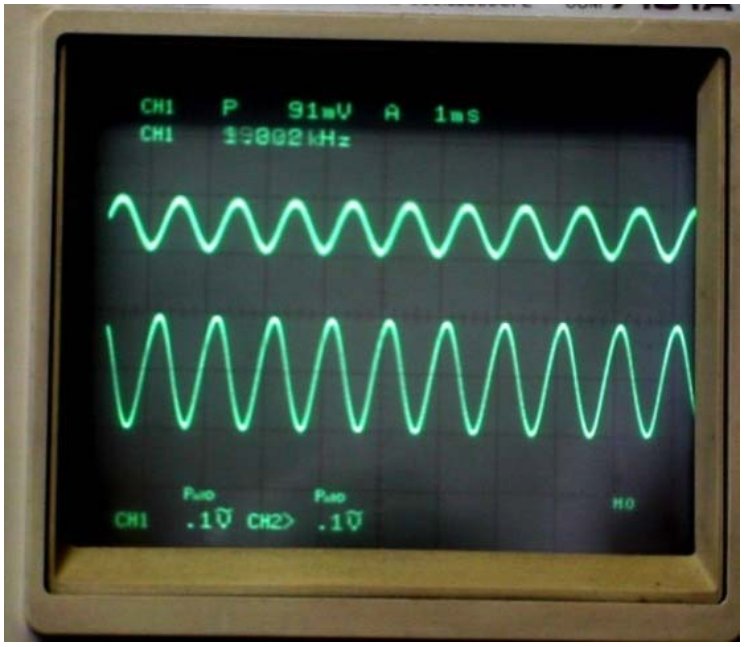
マイクアンプを使った音声変調

変調器ユニットにコンデンサーマイク用ＡＬＣ付マイクアンプを追加して、音声変調の実験をしました。
使ったＩＣはＳＡ２０１１Ｓ（ＴＡ２０１１Ｓ）、マイクはアイコムのHM－１２です。
問題なく変調が掛り、ＡＬＣ機能で大声でも過変調に成らず、送信機にも使える事が判りました。





ＬとＶＣで１０ＭＨｚ付近に同調させていますが、余り拘らなくても十分変調は掛りました。
ダイオードへのバイアスは０．５Ｖです。
単一信号では必要ないが、音声信号の場合は適当なハイカットフイルターが必要でした。
無いとガサガサと過変調のノイズが出ました。０．０４７μと２．２Ｋでカットオフ周波数は約１．５ＫＨｚです。
変調レベルを変えても周波数特性が変わらない様にバッファー回路を入れました。



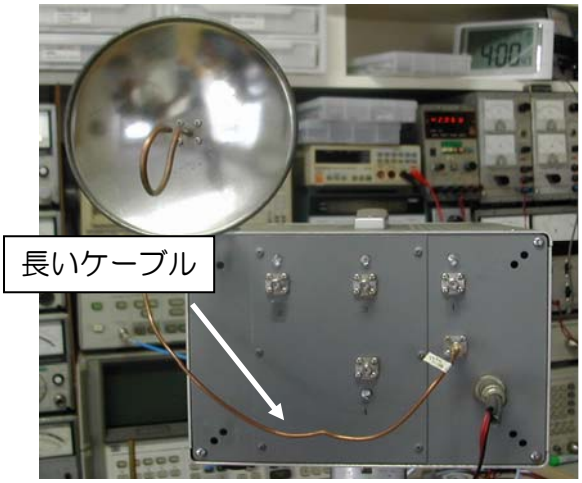
上の信号は変調器への入力ＡＦ信号、下の信号は１３５６８０ＭＨｚを復調した信号です。

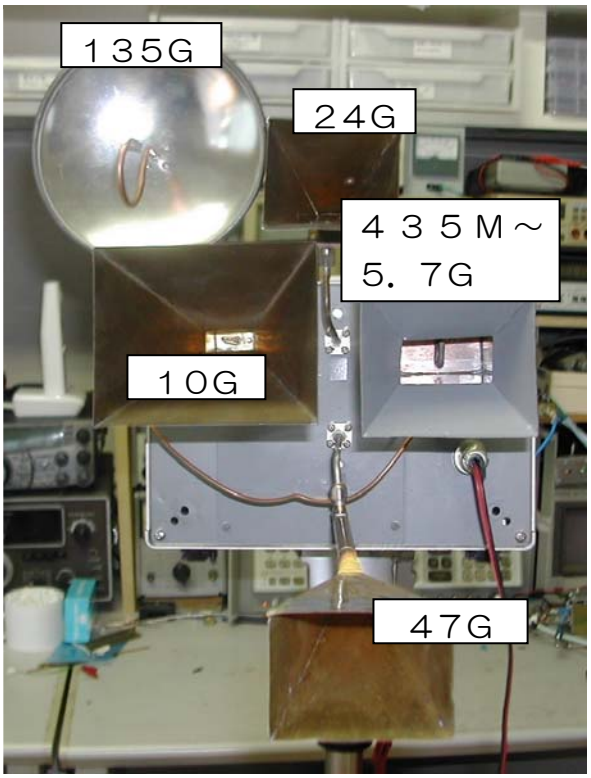
ケースへの組み込み

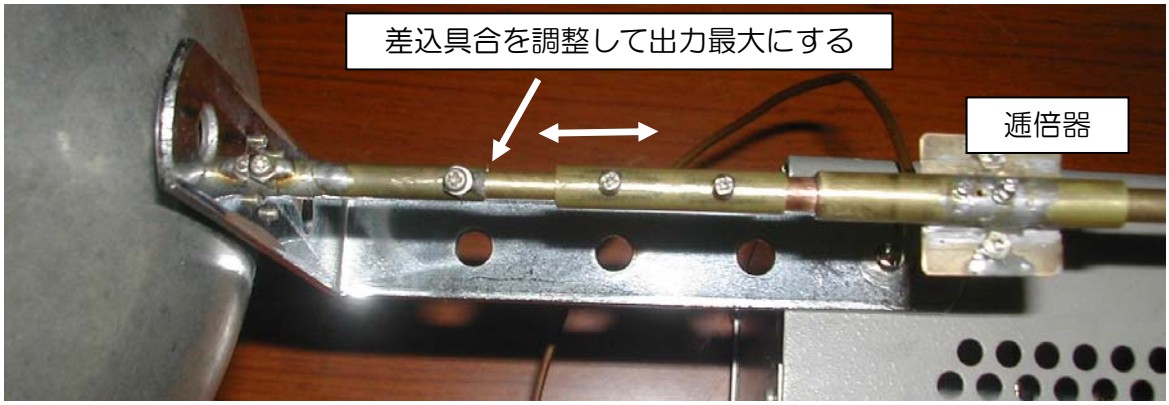
マルチバンドパイロット信号発生器の側面のスペースに取付ました。
Ｓｏｌｉｌｏｃｋ－１０Ｇユニットとアンプだけなので省スペースです。
１０ＭＨｚのＯＣＸＯ出力は特に分配器は使用せずに同軸ケーブルをパラに接続しました。
これでも特に問題無く両方ロックしています。
切替ＳＷの予備を使って１３５Ｇのポジションとしました。

アンテナ

アンテナは燃料缶の底を切った物に像の鼻タイプの放射器を組み合わせました。







放射器と逓倍器の接続はパイプを組み合わせていますが、放射器と逓倍器のパイプの間には異形空間が出来て間隔が調整出来る様にしています。

和歌山県日高郡日高川町蛇尾５００－２０
ＪＡ３ＣＶＦ　森本　清

実用的なＬＡＳＥＲ　ＴＶ送信機

ＪＡ１ＤＧＦ

第一回のフィールドテストが江戸川の河川敷で実施しました、その際約２００ｍの距離での方向会わせが２時間を費やすもＮＧでした。この度はこの失敗をふまえて実用的な送信機を製作しました。

最初にＬＡ９５１１Ｗを入手０．５ｍｍピッチのＩＣに戸惑い、製作の自信が無く約２年間お蔵入りしました。ある時ソニーのＡＶコードレス受信機ＩＦＴ－Ｒ１０が今回の送信機の受信に使用出来ることが分かり、再度ＬＡ９５１１Ｗの登場です。

０．５ｍｍピッチの基板は当局の技術では製作不能ですので、市販の０．５ｍｍピッチから２．５４ｍｍピッチの変換基板を探した結果サンハヤトのＱＦＰ変換用基板を使用しました。この基板は１００ピン・８０ピン・６４ピン・４８ピン・３２ピンの各ＩＣに使用出来るモノで今回は４８ピンのランドを使用、余分な部分は写真１の様にカットしました。ＩＣ部分を乗せるメインの基板は、ＩＣ基板の引き出しラウンドに合わせ２．５４ｍｍピッチとしスペースの関係で２階建ての構造にしました。

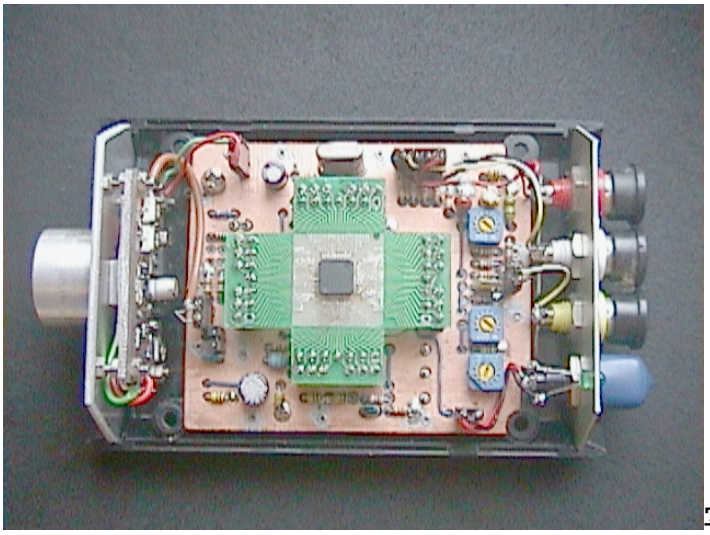


写真１

接続用のソケットは市販のＩＣピッチのものを、必要な長さに切断して使用します。

メインの基板は最初片面基板を使用、従来の方式で基板に穴を明け表面より部品を差し込み裏側で半田付けする方式で、抵抗は１／６Ｗ、コンデンサーは普通のもので小型のものを使用しました。基板のパタンは図１です。

ＩＣ周辺のライン引き回しの関係か、原因不明のトラブルがありました。ＲＦ関係と云つても１１．８ＭＨｚ帯なので問題ないと思うのですが、画面に斜めのノイズが入りました。

改めて今度は両面基板を使用同様に組み立てました。大分ノイズが軽減されましたがいまイチです。そこでコンデンサーを全部チップタイプの物に変更し、基板の裏側でパタンに直接

半田付けする裏面実装にしました。結果は上々でノイズが完全に消えて綺麗な画面になりました。

両面基板を製作する上の注意事項は、ＩＣ基板を脱着する為ソケット取り付け用の穴は垂直かつ正確に明けます。最初にコンデンサー及びアースランドを除く各穴を明け、基板の表面をショートしない様に３ｍｍのドリルでさらいます、最後にアースの穴をあけます。コンデンサーは裏面に取り付ける為穴あけの必要はありませんが、アース側のみ１ｍｍの穴を明け０．９５ｍｍの真鍮製のハトメでスルーホールします。基板の各チェックポイント及び各ＶＲは、ＩＣ基板装着したまま調整チェックが可能なように四隅をカットしました。

基板は市販の感光基板を使用又は自分で感光剤を塗ったものです。パタンの印刷面を基板の感光剤塗布面に密着して感光します。ＬＤドライブ基板は表面実装の為パタンが逆になりますので御注意下さい。

送信機の回路は２００８　ＪＵＮＥ　別冊ＣＱのＪＲ１ＡＶＯ根岸ＯＭのモノです。製作調整注意事項は同記事を参照して下さい。

この送信機には、秋月のレーザーモジュールユニットを使用します。レーザーダイオードは、ＬＭ－１０１Ａを使用しています。出力は４mWにセットしてあります。ドライブ回路は図３です、簡単な回路でＡＰＣ回路がありませんが、レーザーダイオードのドライブ電流が一部回路定数を変える事で広範囲に可変（２０ｍＡ－１５０ｍＡ）出来てＦＢです。パタンは図４に示します。ユニットは、直径２０mm長さ１２ｍｍのアルミの丸棒のセンターに直径９．８ｍｍの穴を明けた放熱器に取り付けます。

レーザーダイオードは、放熱器を取り付けず単体で点灯させると１００%破損しますので御用心下さい。ドライブ基板に取り付け点灯するには、予めＬＥＤを接続ＶＲで２０ｍＡにに調整します。レーザーダイオードを先に取り付け駆動電流を調整するとＶＲをチョット回し過ぎでも高価なダイオードがＮＧとなります。

レーザーダイオード使用に当たり注意する事は、規格表の各項目の一つたりともオーバーしない事です。特に注意する点はモジュール本体の表面が＋電極です。従って金属のケースを使用の時は要注意です。

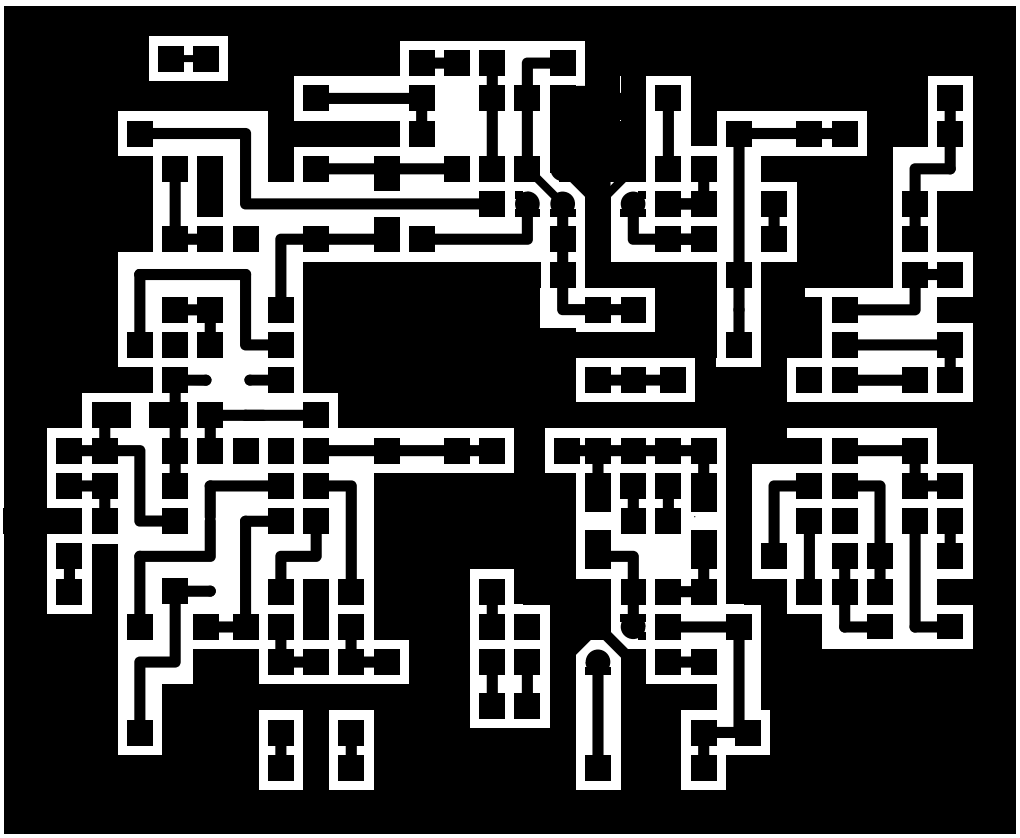
本基板はＬＤドライブの電源回路は、オリジナル基板と違い同軸ケーブルより電源供給する回路が入っておりません、従って２２ｕＨのチョークコイルを取り外し直接電源端子に接続給電しております。

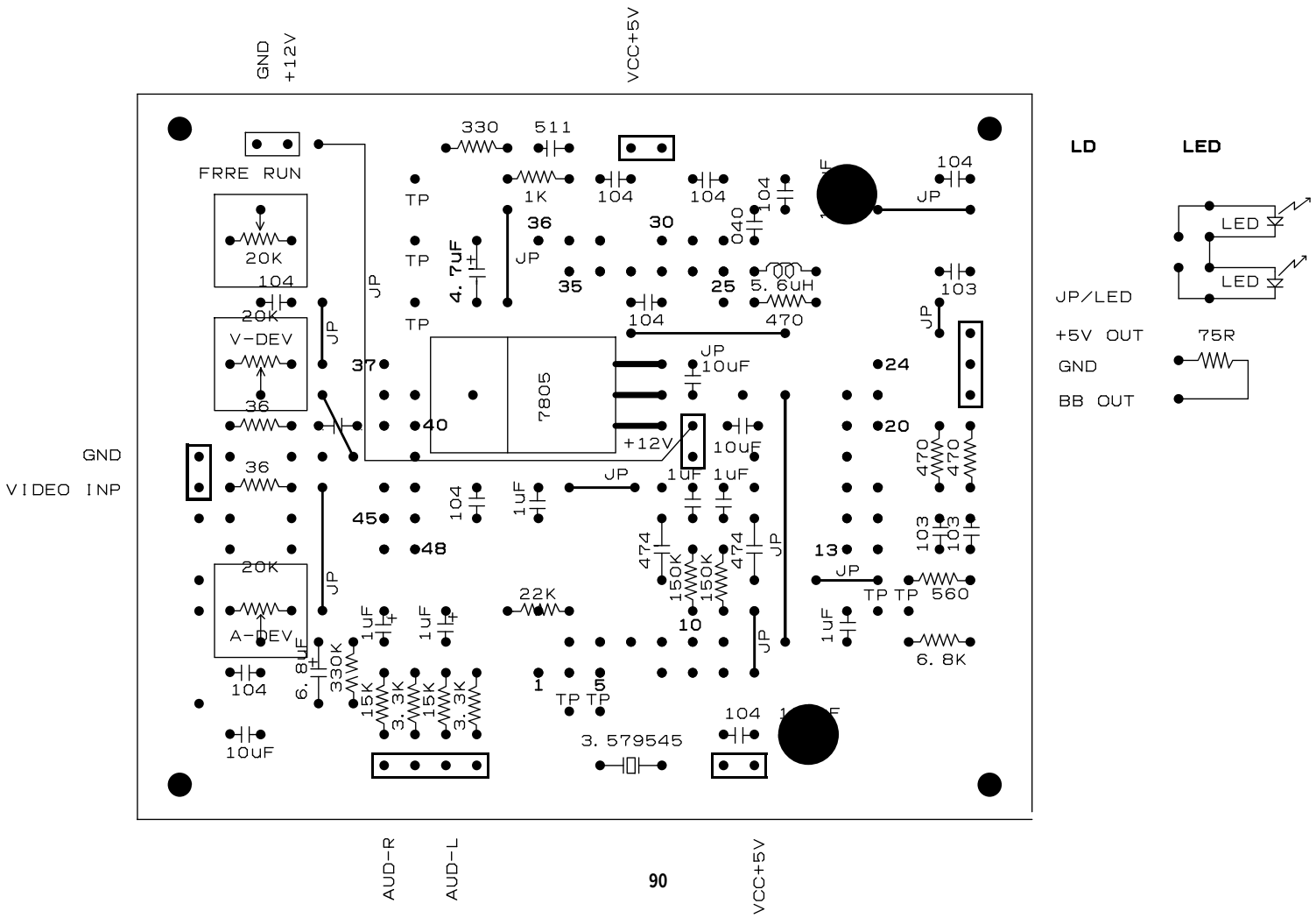
ライフルスコープ

送信機は相手の受信機に向かって正確にレーザーを送信しなければＱＳＯが出来ません。送信機単体では目的の方向にレーザーを正確に送信出来ません。そこでライフルスコープの登場です。送信機の上にライフルスコープをただ取り付けたのでは役立たずです。

調整については別項を参照して下さい。要はカーソルのラインと光軸が平行になる様に調整します。　実際に使用してみて　方向会わせをする為には受信側で反射板を使用します。受信機のレンズの前又は付近に測量用のプリズムを取り付けます。

送信側はスコープのカーソル＋点の下部付近を、サーチすると一発で反射光を確認出来ます。その時点で受信機のレンズキャップをはずせば、上げ膳据え膳で受信出来ています。この送信機で１Ｋｍまで写真の受信機にて、ＦＢにＭ－５で双方向のＱＳＯが出来ています。第一回のフィールドテストが嘘のようです。　最後にフィールドテストでは送受信地点間に人間が立ち入る事が多々あります。トラブルを引き起こさない為にも、三脚の高さは目の位置はなるべく避けましょう。低すぎると陽炎の影響が大きく、高すぎるとスコープを覗くのに支障をきたします。カメラ用の三脚は高く伸ばすと不安定になり、地上高１ｍくらいが安全の様です。くれぐれも事故のないように大いに光通信を楽しみましょう。




GND
+12V
VCC+5V
FRRE RUN
20K
104
V-DEV
36
GND
VIDEO INP
A-DEV
6.8uF
330K
15K
3.3K
10uF
330
511
1K
104
TP
4.7uF
JP
36
30
35
25
5.6uH
470
103
37
40
7805
+12V
10uF
1uF
24
20
45
48
474
150K
22K
10
13
560
6.8K
1
5
3.579545
AUD-R
AUD-L
LD
LED
JP/LED
+5V OUT
GND
BB OUT
75R

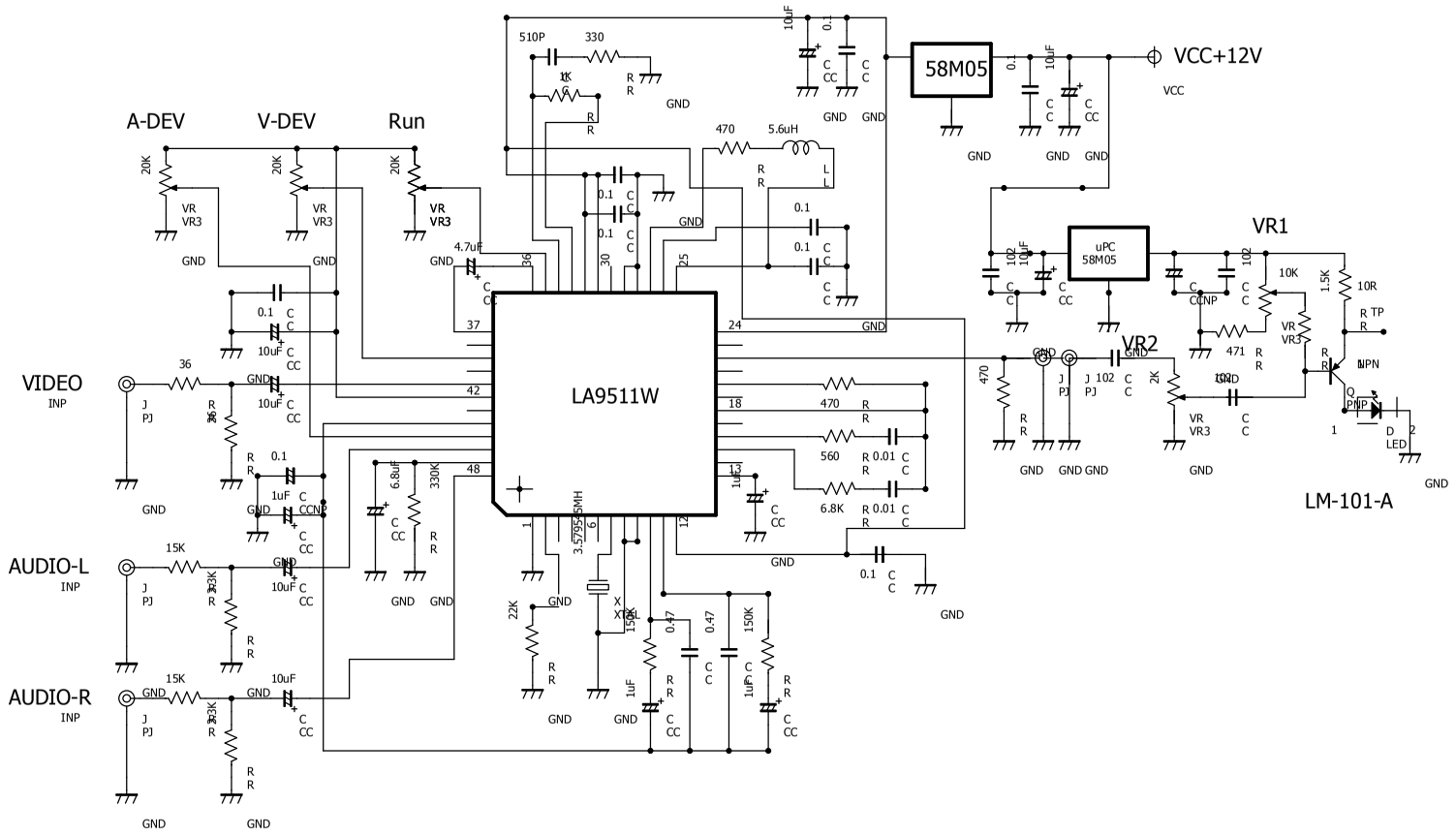

A-DEV
V-DEV
Run
VIDEO
INP
AUDIO-L
INP
AUDIO-R
INP
LA9511W
58M05
VCC+12V
VCC
uPC
58M05
VR1
VR2
LM-101-A
GND

図2　光送信機回路図

簡易型 光りトランスバーターの製作

逸見 政武　JA1ATI

はじめに

昨年（2010）に報告したオールモード トランスバーター(TRV-2) の基本性能を維持しながら、小型軽量化で安価な普及版を目指した簡易型モデル(TRV-3) を作ったので報告します。構成を簡略化したことにより，コンパクトなFT-817に見合った外形寸法（HxWxD　45x130x180mm）にする事ができました。

構成

親機にFT-817を使い、中間周波数を50MHz帯にし、サブキャリアを100KHzにした前回の方式と同じです。全体の構成図はFig-1に示します。基板間の結線図をFig-2に示します。A1,A2はサンハヤトの47ｘ72mm基板を使い、AE7252は秋月K-00385キットを使いました。Fig-3,4,5はそれぞれの基板の回路図です。前回の局発ではDDS（ダイレクト シンセサイザ）でしたが,ここではTCXO-12.8MHzと4逓倍器を使った固定周波数（51.2MHz, +13dBm）方式にしました。ミキサーとその周辺は大きな変更はありません。送信用パワーLEDの駆動回路はTRV-2と同じく、秋月キット AE-7252を少し改造して使っています。

PTT系は簡略化するために親機（FT-817）側のアクセサリ端子に直接つなぐ事によりキャリコン回路やSSBの問題を解決しています。受信系はホトダイオード、APD,PMTなど さまざまな光検出器とは前段アンプを介してTRVに接続する事ができます。

ここでは光り検出については割愛いたします。受信系に使用されているBPF（バンドパスフイルター）の特性をFig-6に示します。

パネルメーターは受信レベル(Fs:6V)を測定するためですが、これは光の過大入力による光りデテクター回路の飽和を防ぐのが目的です。また、+12Ｖ電源の電圧(Fs:15V)チエックにも使っています。

送信出力（Tx）ポート

送信出力は+6ＶDCにＡＣの変調信号が重なっています。送信用 Power LEDへの接続は電流制限抵抗器を介して行われ，最大2Aぐらいまで駆動できます。

受信用（Rx）ポート

受光素子からの信号は、前段増幅器やトランス インピーダンス増幅器を経由してTRVの受信用（Rx）ポートに接続されます。

TRVと親機（FT-817）を組み合わせた感度は、S-メーが＜3＞の表示(-104dBm相当) になる時の入力レベルは、モードにも依りますが120～170uVp-pでした。

FMモードでのスケルチが開くレベルは、約15uVp-p以上です。

参考図書：マイクロウエーブ チャレンジ　2010, 09, 08

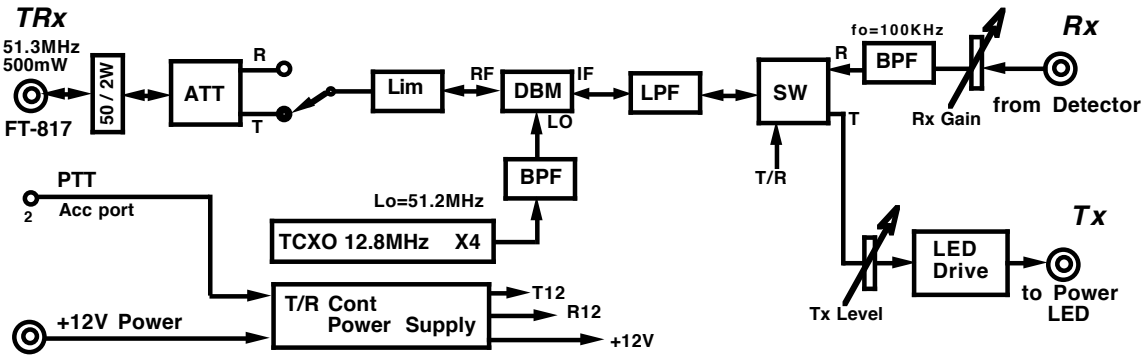

TRx
51.3MHz
500mW
FT-817
50 / 2W
ATT
R
T
Lim
RF
DBM
IF
LO
LPF
SW
T/R
fo=100KHz
BPF
Rx
Rx Gain
from Detector
PTT
Acc port
2
Lo=51.2MHz
BPF
TCXO 12.8MHz X4
T/R Cont
Power Supply
T12
R12
+12V
+12V Power
Tx
LED
Drive
Tx Level
to Power
LED

Fig-1

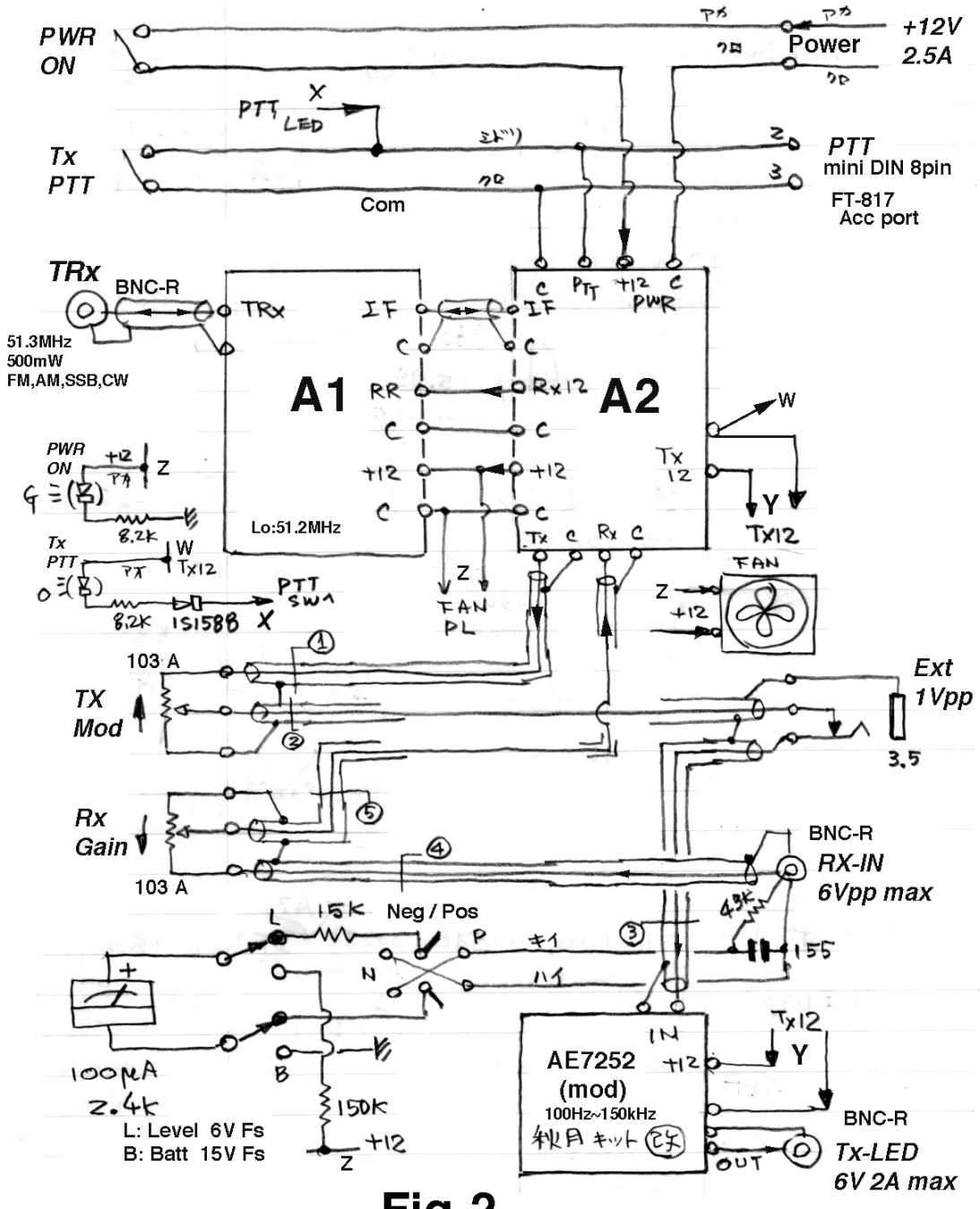

PWR
ON
+12V
2.5A
Power
PTT
LED
Tx
PTT
Com
PTT
mini DIN 8pin
FT-817
Acc port
TRx
BNC-R
51.3MHz
500mW
FM,AM,SSB,CW
A1
A2
Lo:51.2MHz
PWR
ON
Tx
PTT
8.2k
1S1588
PTT
SW1
FAN
PL
FAN
103 A
TX
Mod
Ext
1Vpp
3.5
Rx
Gain
103 A
BNC-R
RX-IN
6Vpp max
15k
Neg / Pos
43k
155
100μA
2.4k
L: Level 6V Fs
B: Batt 15V Fs
150k
AE7252
(mod)
100Hz~150kHz
秋月キット改
BNC-R
Tx-LED
6V 2A max

Fig-2

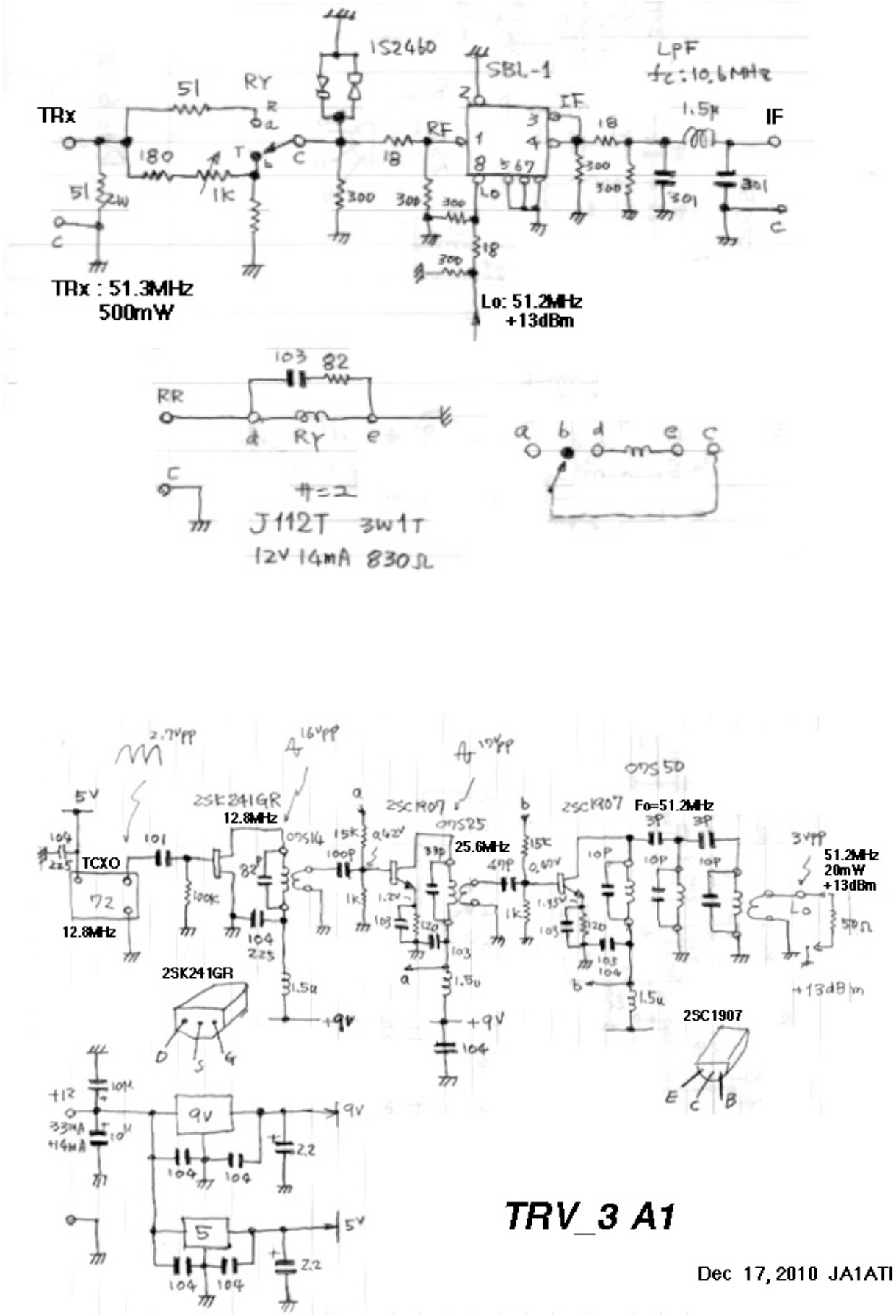
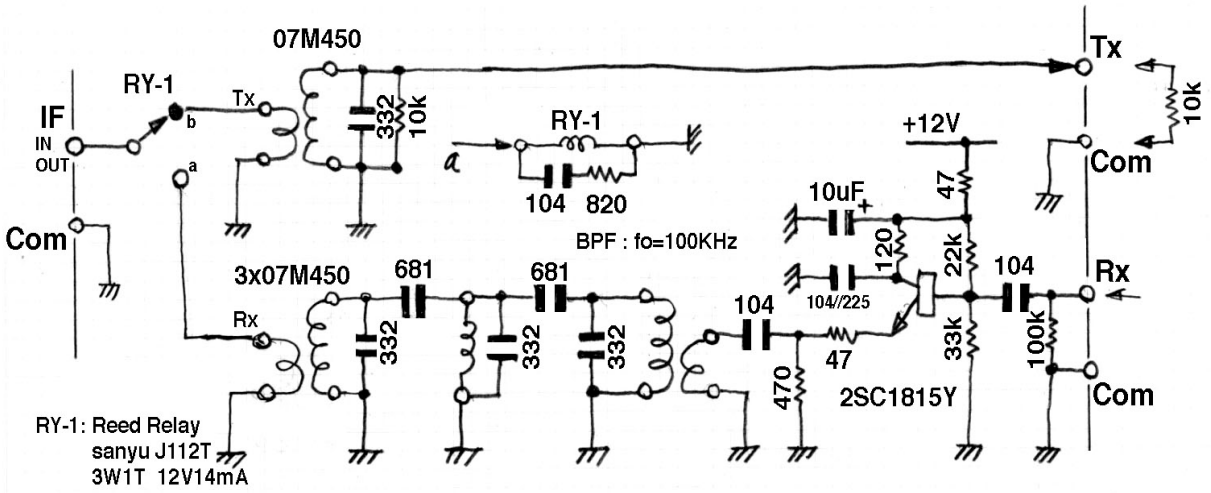
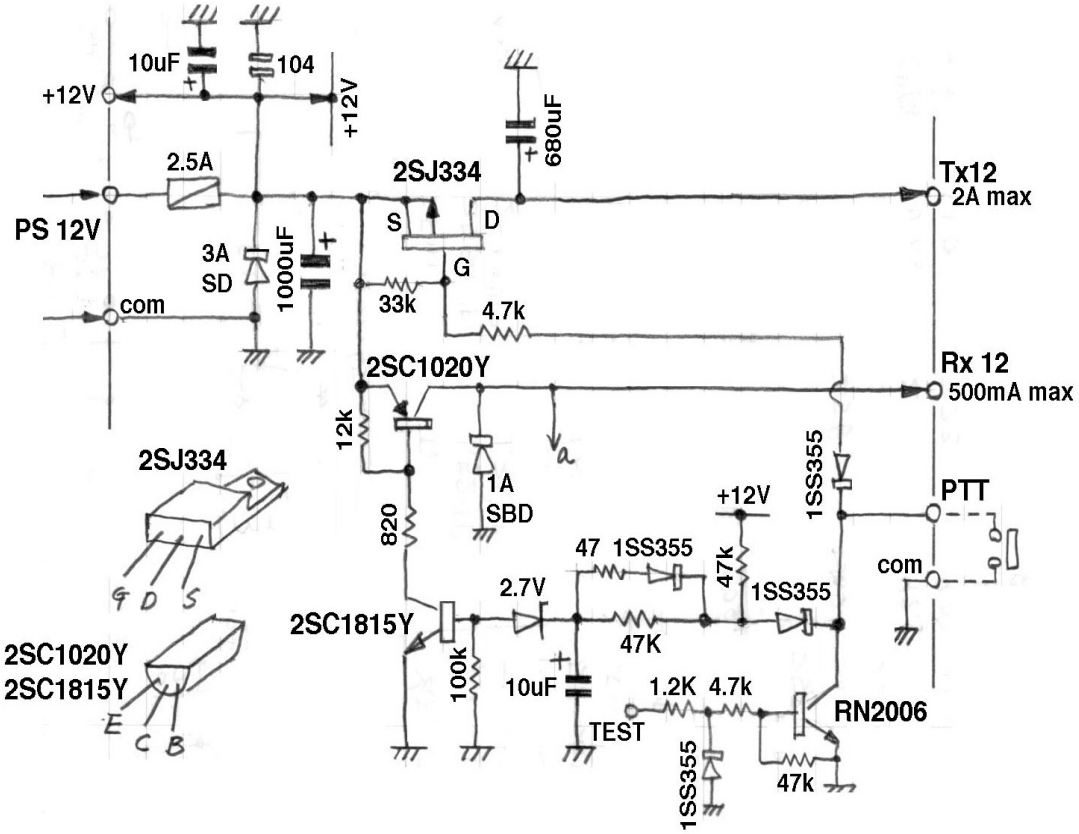

TRx
IF
1S2460
SBL-1
LPF
fc:10.6MHz
RY
RF
IF
TRx : 51.3MHz
500mW
Lo: 51.2MHz
+13dBm
RR
RY
J112T 3W1T
12V 14mA 830Ω
TCXO
12.8MHz
2SK241GR
2SC1907
25.6MHz
Fo=51.2MHz
51.2MHz
20mW
+13dBm
+9V
+12
9V
5V
TRV_3 A1
Dec 17, 2010 JA1ATI

Fig-3


07M450
RY-1
IF
IN
OUT
Com
Tx
a
b
332
10k
RY-1
104 820
BPF : fo=100KHz
+12V
10uF
47
120
22k
104
Rx
104/225
104
47
33k
100k
Com
470
2SC1815Y
3x07M450
681
681
Rx
332
332
332
RY-1: Reed Relay
sanyu J112T
3W1T 12V14mA


10uF
104
+12V
+12V
680uF
2.5A
2SJ334
Tx12
2A max
PS 12V
S
D
3A
SD
1000uF
G
com
33k
4.7k
2SC1020Y
Rx 12
500mA max
12k
1A
SBD
2SJ334
820
+12V
1SS355
PTT
47 1SS355
47k
com
2.7V
1SS355
2SC1815Y
47K
100k
10uF
1.2K 4.7k
RN2006
2SC1020Y
2SC1815Y
TEST
1SS355
47k
E C B
G D S

TRV_3 A2

Fig-4

TRV_1,A4

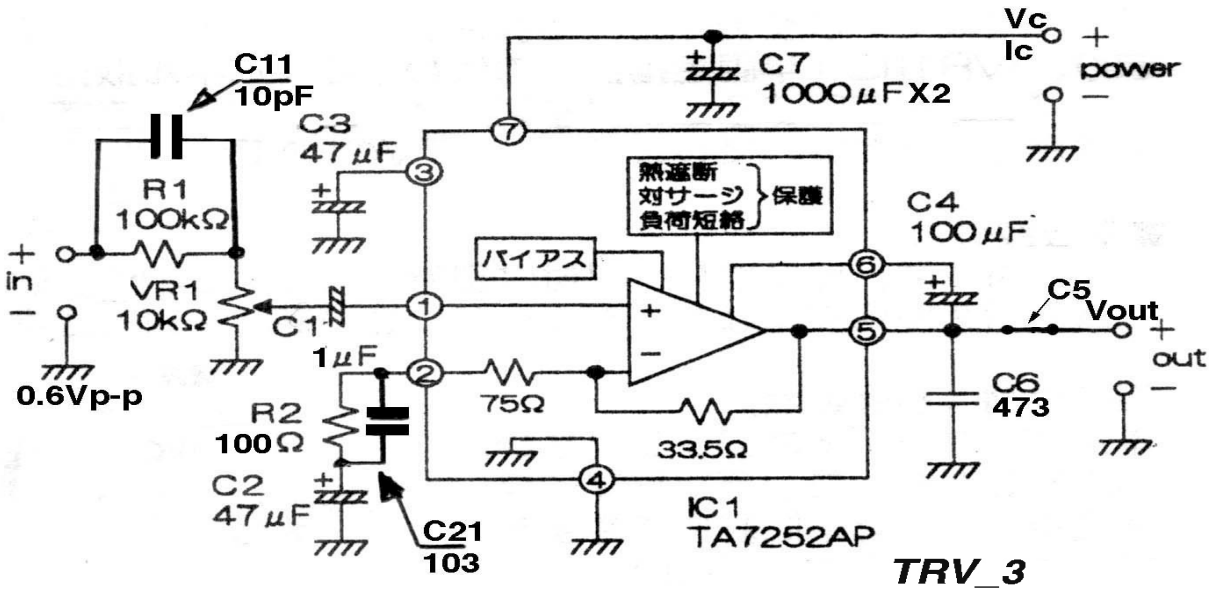


Fig-5

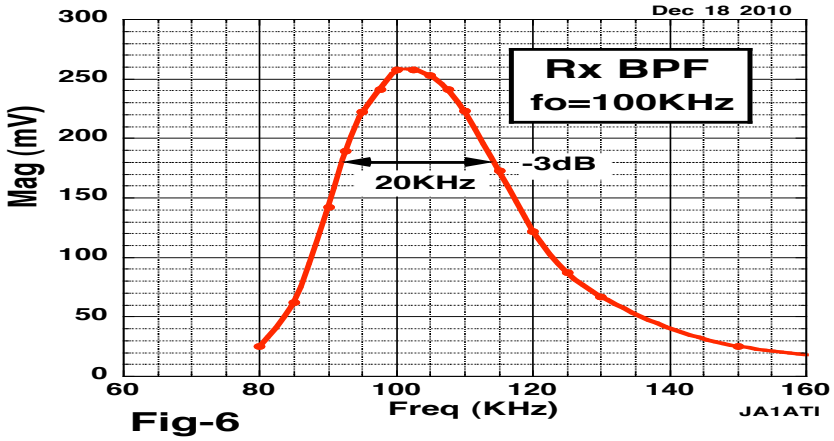


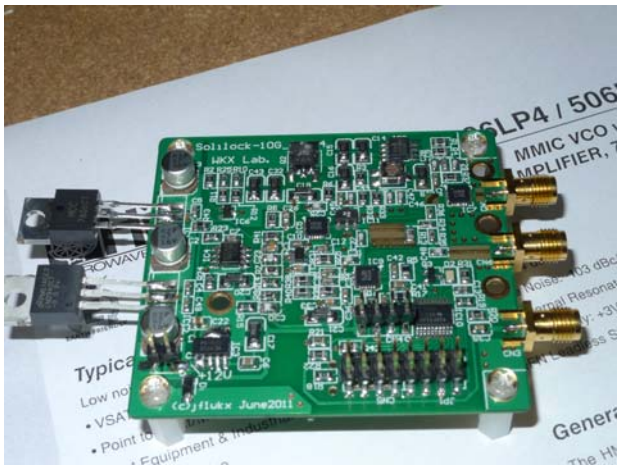
Fig-6

10GHz 帯 PLL 方式局発(Solilock-10G Ver2)の試作

2011/9/30 JF1WKX 勝間 伸雄

2010 年のマイクロウエーブミーティングにて 4GHz 帯～6GHz 帯を直接発振し二逓倍出力する PLL 方式発振器を発表しました。

さらに高い周波数のトランスバータに対応するために①位相雑音(CN)を改善し、②出力周波数範囲を最高 17GHz までカバーする PLL 発振器を製作しました。



構成

高周波(発振/逓倍/PLL)、制御、電源、PLL ループフィルタを 1 枚の基板上に構成しました。

1.高周波回路

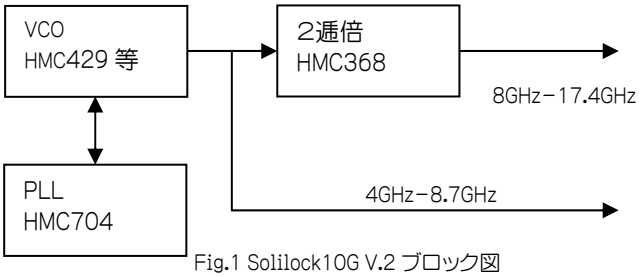


Fig.1 Solilock10G V.2 ブロック図

VCO、2 逓倍、PLL には hittite 社の IC を使用しています。VCO の出力をゲインブロックで増幅したのち、2 逓倍します。基板上の方向性結合器によって信号の一部を PLLIC にフィードバックしています。

PLLIC(MHC704)は、19bit の整数、24bit の分数(の分子。分母は 2^24。)で分周比を設定できます。これによって、基準信号に 100MHz を使った場合、10GHz 近辺では 5.96Hz ステップで周波数を設定出来ます。

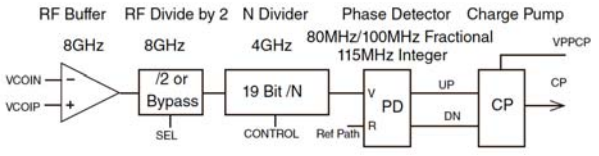
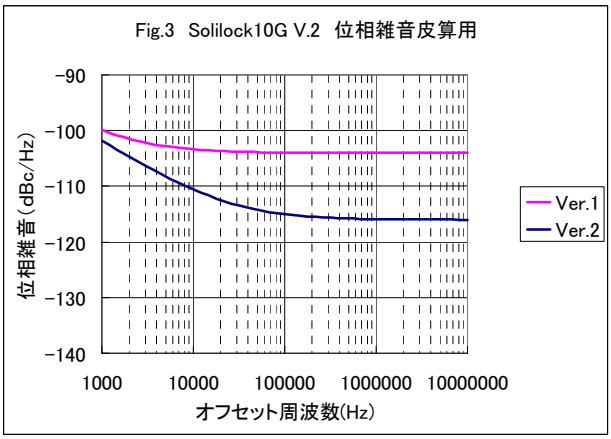


Fig.2 HMC704 の RF パス(HMC704 データシートより)

HMC704 は、昨年発表した Solilock10G(Ver.1)で使っていた IC(HMC700)よりも位相検波器の雑音が小さくなっています。雑音レベルを予測したところ、5GHz で-115dBc/Hz となり、目標としていた「10GHz で-100dBc/Hz」(上手くすれば 20GHz で-100dBc/Hz も・・・)が達成出来そうです。図は、HMC700 と HMC704 の 5GHz での位相雑音予測を比較したものです。



2.制御回路

PLLIC を制御するマイコンには、TI の 16bit マイコン MSP430F2121 を使用しています。このマイコンは、完全クロック停止が可能、且つ、停止状態からシリアル通信で起動が出来ます。これによって、動作時に不要なスプリアスの発生を防ぎつつ、いつでもコマンドを受けられるようになっています。

また、開発環境 IAR Kickstart(4kB 版)では、64bit 演算がサポートされています。これは 10GHz を 1Hz 単位の整数で表現することが出来るということで、分周比の計算が非常に簡単になります。(その気になれば 1mHz 単位でも OK)

3.電源回路

性能の良い位相比較器を使っても、電源の雑音が大きいと出力される信号にも雑音が乗ってしまいます。

位相比較器の性能の予測で、-115dBc/Hz が見込めるので、電源による雑音がこれ以下になるように電源のスペックを決めました。

(1)VCO の電源

VCO の電源電圧を変化させると発振周波数が変動します(これを Pushing 特性といいます)。

PLL のループ帯域内ならば NFB 効果でノイズは低減

されますが、帯域外のノイズは出力されてしまいます。特にループ帯域の肩のあたりでは、雑音のピークが生じてスペアナで観測したときに印象が悪くなります。
使用する予定の VCO の中で一番 Pushing 特性が厳しい IC(HMC506)の位相雑音が−115dBc/Hz になる周波数は下のグラフから 200kHz 程度と読めます。

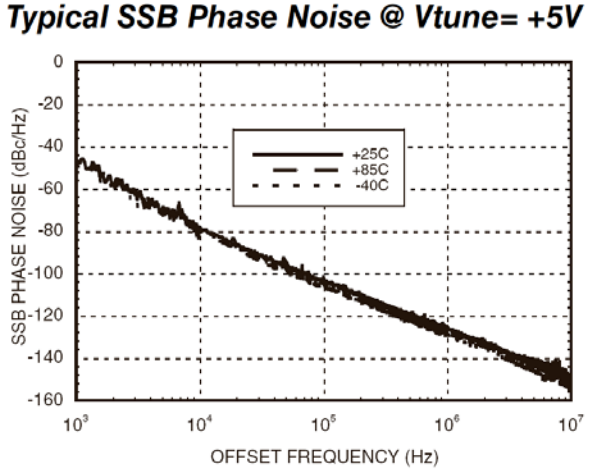


Fig.4 HMC506 の位相雑音(データシートより)

HMC506 の Pushing 特性はデータシート上で 78MHz/V です。
Pushing 特性が 78MHz/V の VCO を使って 200kHz オフセットでの位相雑音が−125dBc/Hz となるためには、電源雑音を 2.0nV/Hz 以下にする必要が有ります。
普通の 3 端子レギュレータ(7800 シリーズ)は、この 100 倍くらいの雑音を発生しています。VCO の電源に 7800 シリーズを使うことはあり得ないです。
低雑音を謳ったレギュレータも有りますが、多くは 20nV/Hz 止まりです。hittite 社には 3nV/Hz の電源 IC が有りますがちょっと高価です。

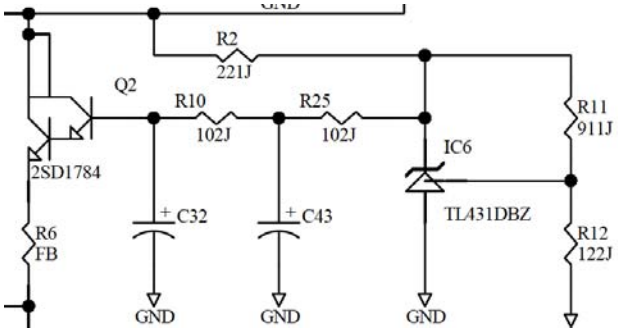


Fig.5 VCO 電源回路

Fig.5 は Solilock10G の VCO 電源回路です。
TL431 で基準電圧を作り、ダーリントントランジスタで電流増幅をしています。トランジスタのベースには、1kΩ×10uF の CR フィルタ 2 段を通して基準電圧が接続してあります。

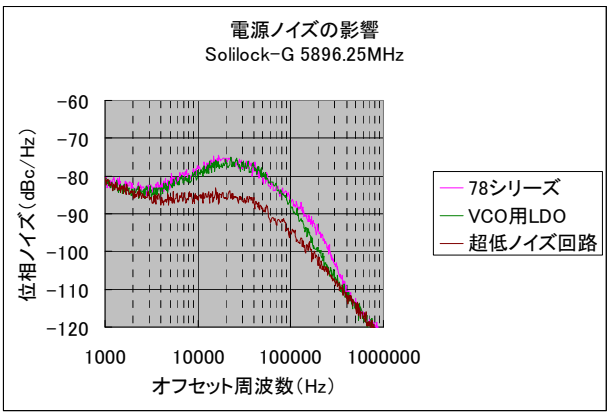


Fig.6 VCO の電源ノイズの影響

(2)PLLIC の電源
位相比較器用 5V 電源には TI の LP2985−50、その他の回路用 3.3V 電源には同じく TI の TPS79633 を使用しています。
この部分に Micrel 社の MIC5205−5.0、MIC5209−3.3 を使ってみましたが、ノイズ除去用のコンデンサの定数によっては発振するため使用できませんでした。
また、MIC5209−3.3 は、PSRR 特性が悪く、前段の 3 端子レギュレータ(7806)が発生するノイズが筒抜けでした。

4.ループフィルタ
(1)PLL のループゲイン
PLLIC のチャージポンプ出力と VCO の制御端子の間にループフィルタを挿入します。
チャージポンプは電流出力(i0)です。VCO の制御端子は電圧入力(v2)になっています。
ループフィルタの回路は、3rdPLL+プリフィルタ+ポストフィルタの構成、つまり
「R1,C1 のプリフィルタ」、「R2,C2,C3 のアクティブフィルタ」、「R3,C4 のポストフィルタ」
から構成されています。

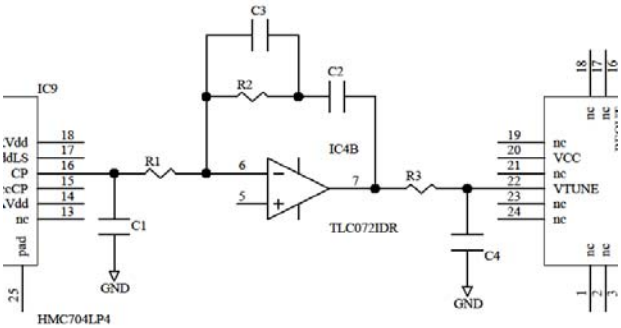


Fig.7 ループフィルタ

チャージポンプの出力電流を i0 とし、R1,C1 のプリフィルタからオペアンプのマイナス端子に流れ込む電流を i1 とすると、i0 と i1 の関係は以下の様になります。

$$i_1 = \frac{1}{1+ j\omega C_1 R_1} \times i_0$$

R2,C2,C3 のアクティブフィルタによって i1 は v2 に変換されます。i1 と v2 の関係は以下の様になります。

$$v_2 = \frac{1}{j\omega C_2}\left(\frac{1+ j\omega(C_2 + C_3)R_2}{1+ j\omega C_3 R_2}\right) \times i_1$$

R3,C4 のポストフィルタによって、VCO の制御電圧 v3 は以下の様になります。

$$v_3 = \frac{1}{1+ j\omega C_4 R_3} \times v_2$$

チャージポンプ出力 i0 と VCO 制御端子電圧 v3 の関係は、上記 3 つの式を掛け合わせた物になります。ループフィルタの伝達関数を Z(s)とします。
分周器のゲイン Kdiv は

$$K_{DIV} = \frac{f_{PFD}}{f_{VCO}} = \frac{1}{N}$$

です。fpfd は位相比較周波数、fvco は VCO の発振周波数です。HMC704 はフラクショナル PLL なので、N は分数になっても OK です。
位相比較器のゲイン Kpd は

$$K_{PD} = \frac{I_{CP}}{2\pi}$$

です。Icp は、PLLIC のレジスタによって設定出来ます。
VCO のゲイン Kvco は

$$K_{VCO} = \frac{\Delta f_{VCO}}{\Delta v}$$

です。これは実測するか、データシートの値を使います。
以上から、PLL の一巡の伝達関数 P(s)は

$$P(s) = \frac{K_{DIV} K_{PFD} K_{VCO} Z(s)}{s}$$

となります。VCO によって周波数が位相に変換されるので 1/s が付いています。
Kpd、Kvco、Kdiv は、欲しい周波数、基準信号、回路の条件等ではじめに決まっていますので、PLL の特性は R1,R2,C1,C2,C3,C4 で調整します。

ループフィルタの定数の計算手順は以下の通りです。
①ループ帯域幅と位相余裕を決める。
②プリフィルタのカットオフ周波数をループ帯域幅の約 30 倍周波数にして C1,R1 を求める。
③ポストフィルタのカットオフ周波数をループ帯域の約 10 倍の周波数にして R3,C4 を求める。
④位相余裕、帯域幅から R2,C2,C3 を求める。詳細は、参考文献(1)(2)をご参照ください。
⑤帯域外のノイズを見ながらプリフィルタ、ポストフィルタの定数を微調する。(不要なことが多い)

以前は、手計算、excel でシコシコ計算していましたが、今では IC メーカーが用意した便利な計算ソフトを使って定数が求められます。
私は Analog Devices(アナデバ)社の web から無料でダウンロードできる「ADIsimPLL」を使っています。ただし、サポート外のデバイスを使うので工夫が必要です。

(2)フィルタ定数の求めかた
ADIsimPLL はアナデバの IC 用にカスタマイズされていますので、場合によってはそのままでは計算出来ません。
現在 ADIsimPLL(ver3.4)でサポートされている IC は fvco の上限が 8GHz、fpfd の上限が 26MHz です。この範囲でしか計算が出来ません。
HMC704 は fpfd が 50MHz でも動作します。この場合のフィルタの計算はどうしたらよいでしょう。
伝達関数を見ると、ゲインを表している部分と周波数特性を表している部分があります。

ゲインの部分($K_{DIV} K_{PFD} K_{VCO}$)は 3 つの要素の積が

同じであれば、全体としてはループゲインは同じです。Kpfd が 1/2 になったら、Kvco を 2 倍の値にすればよいのです。
たとえば、
・VCO:HMC506 で 8GHz を発振させる。このときの Kvco は 120MHz/V である。
・fpfd=50MHz で動作させる。
という PLL を作る場合は、ADIsimPLL では fpfd が最大 26MHz なので受け付けてくれません。
そこで、
・fpfd=25MHz(実際の 1/2)
・Kvco=240MHz/V(実際の 2 倍)
あるいは、
・pfd=10MHz(実際の 1/5)
・Kvco=600MHz/V(実際の 5 倍)
と入力します。

これで ADIsimPLL を使って定数を求められます。上記二つの条件で計算した結果は同じになります。

(3)ｵﾍﾟｱﾝﾌﾟの選択

ﾙｰﾌﾟﾌｨﾙﾀに使うｵﾍﾟｱﾝﾌﾟの雑音が悪さをしないかが気になります。

VCO の Kvco は 120MHz/V です。VCO の位相雑音(200kHz オフセットで−115dBc/Hz)は、制御電圧入力端子換算で 4.2nV/√Hz の雑音があると考えることができます。

ｵﾍﾟｱﾝﾌﾟの入力換算雑音は、ﾙｰﾌﾟﾌｨﾙﾀの出力にほぼそのまま現れるので、4.2nV/√Hz に比べて十分低いｵﾍﾟｱﾝﾌﾟをつかえば良いことになります。

雑音のレベルが違う3種類のｵﾍﾟｱﾝﾌﾟで比較をしました。

	ｵﾍﾟｱﾝﾌﾟの入力換算雑音(nV/√Hz)	VCO 入力雑音(4.2nV/√Hz)との和
TLC072	7	8.2
AD8028	4.3	6
LT6201	0.95	4.3

LTC6201 は VCO の雑音に対して十分低く、TLC072 を使った場合、5.6dB(=20log(8.2/4.3))ﾉｲｽﾞが大きくなると予測できます。

実際に 3 種のｵﾍﾟｱﾝﾌﾟを使って測定してみました。

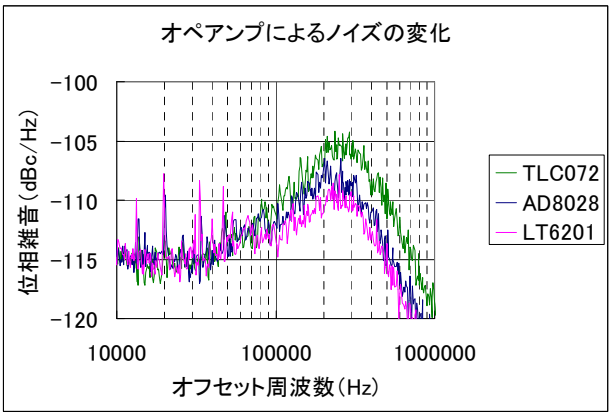


Fig.8 ｵﾍﾟｱﾝﾌﾟの雑音の影響

ｵﾍﾟｱﾝﾌﾟの雑音は、ループ帯域の肩から外側に影響します。LT6201 に比べて TLC072 は約 5dB 雑音レベルが高くなっていて、雑音の予測とほぼ合いました。

5.基準発振器

PLL は基準信号に合せて VCO を制御しますので、基準信号が汚ければ出力信号も汚くなります。

100MHz の基準信号を使って 5GHz の VCO に PLL を掛けたとき、基準信号の雑音は 34dB 増幅されて出力信号に混入します。

目標の−115dBc/Hz をｸﾘｱするためには OCXO の出力の位相雑音は−150dBc/Hz であれば OK です。

入手したｼﾞｬﾝｸの OCXO は−150～−155dBc/Hz 程度と推測していますので、電源からの混入を防げば達成出来ると思います。

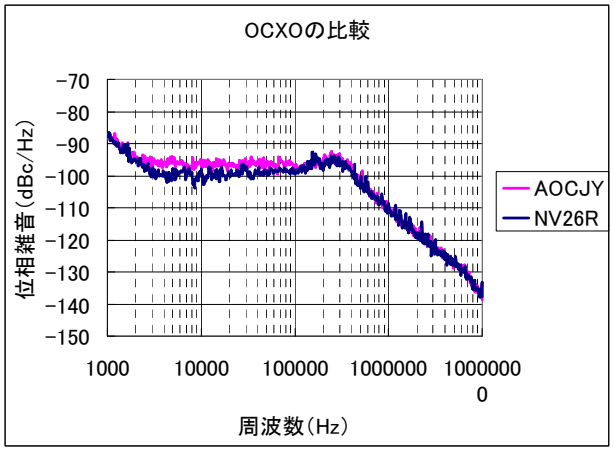


Fig.9 OCXO の違いによる位相雑音の変化

上図は 11.37GHz で 2 種類の OCXO を比較したものです。

結果

(1)位相雑音

以上の様に回路を設計して製作した結果、4500MHz では、−115dBc/Hz 以上の低雑音が得られたました。(integer mode)

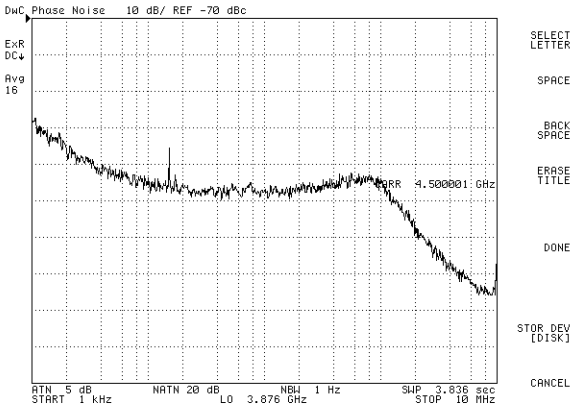


Fig.10 4500MHz の位相雑音

11.37GHz では、−100dBc/Hz の位相雑音が得られました。(fractional mode A)

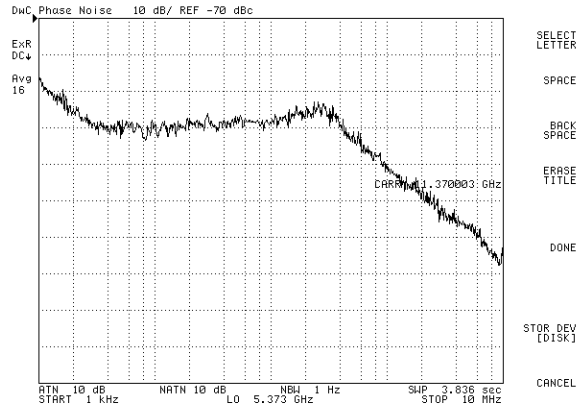


Fig.11　11.37GHz での位相雑音

今まで製作してきた各種 IC での位相雑音の比較を示します。

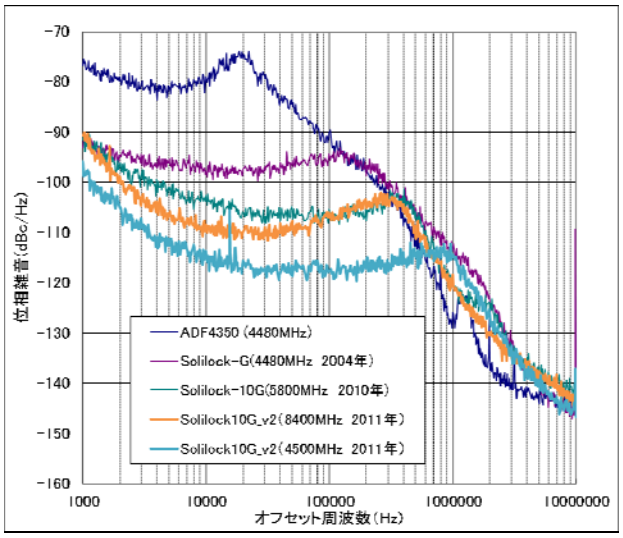


Fig.12　各種 IC での位相雑音の比較

ADF4350(これはネットで入手出来る PLL 基板を借用して測定しました)、Solilock-G(ADF4107)、Solilock-10G(HMC700)に比べて、今回の Solilock10Gv2(HMC704)は位相雑音が小さくなっています。

なお、10MHz の基準信号では、5800MHz 換算で概ね-100dBc/Hz が限度です。さらに上を目指すのであれば 100MHz 等の高い周波数の基準信号が必要になります。

(2)ｽﾌﾟﾘｱｽ

VHF からの逓倍ではなく、GHz 帯を直接発振させているのでｽﾌﾟﾘｱｽがありません。

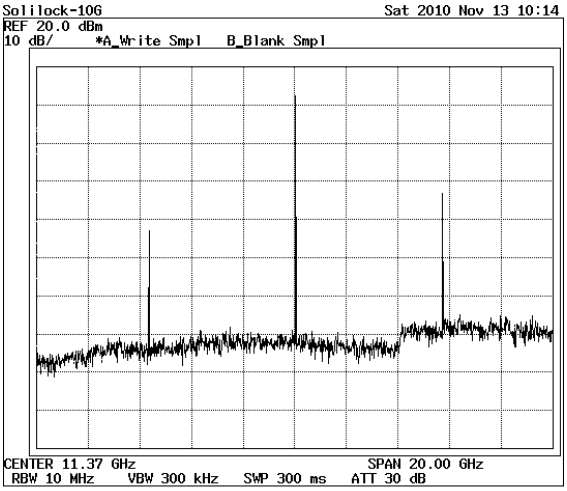


Fig.13　11.37GHz±10GHz のｽﾍﾟｸﾄﾗﾑ

他方式との比較

下図は、アマチュア DSN のために製作した Solilock-10G(8400MHz)と VHF 水晶 PLL(ﾄﾞｲﾂ製 5405MHz 局発ユニット)を比較したものです。ﾊﾞﾝﾄﾞ内の雑音はほぼ同じﾚﾍﾞﾙです。ﾊﾞﾝﾄﾞ外は 100kHz～2MHz の範囲で Solilock-10G の方が位相雑音が大きくなっています。

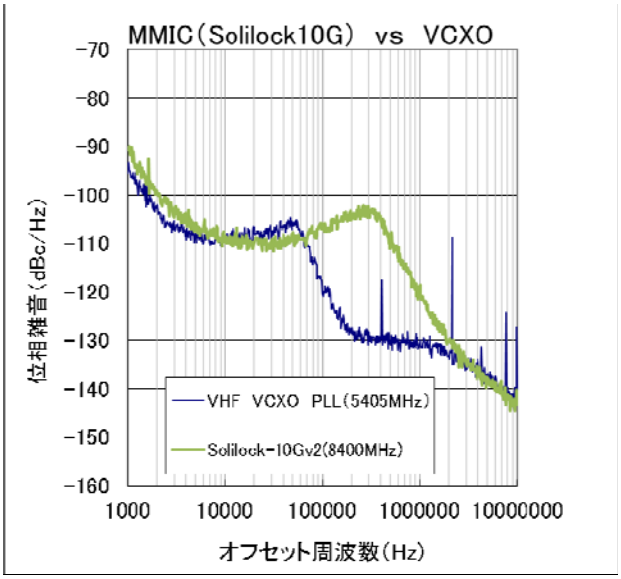


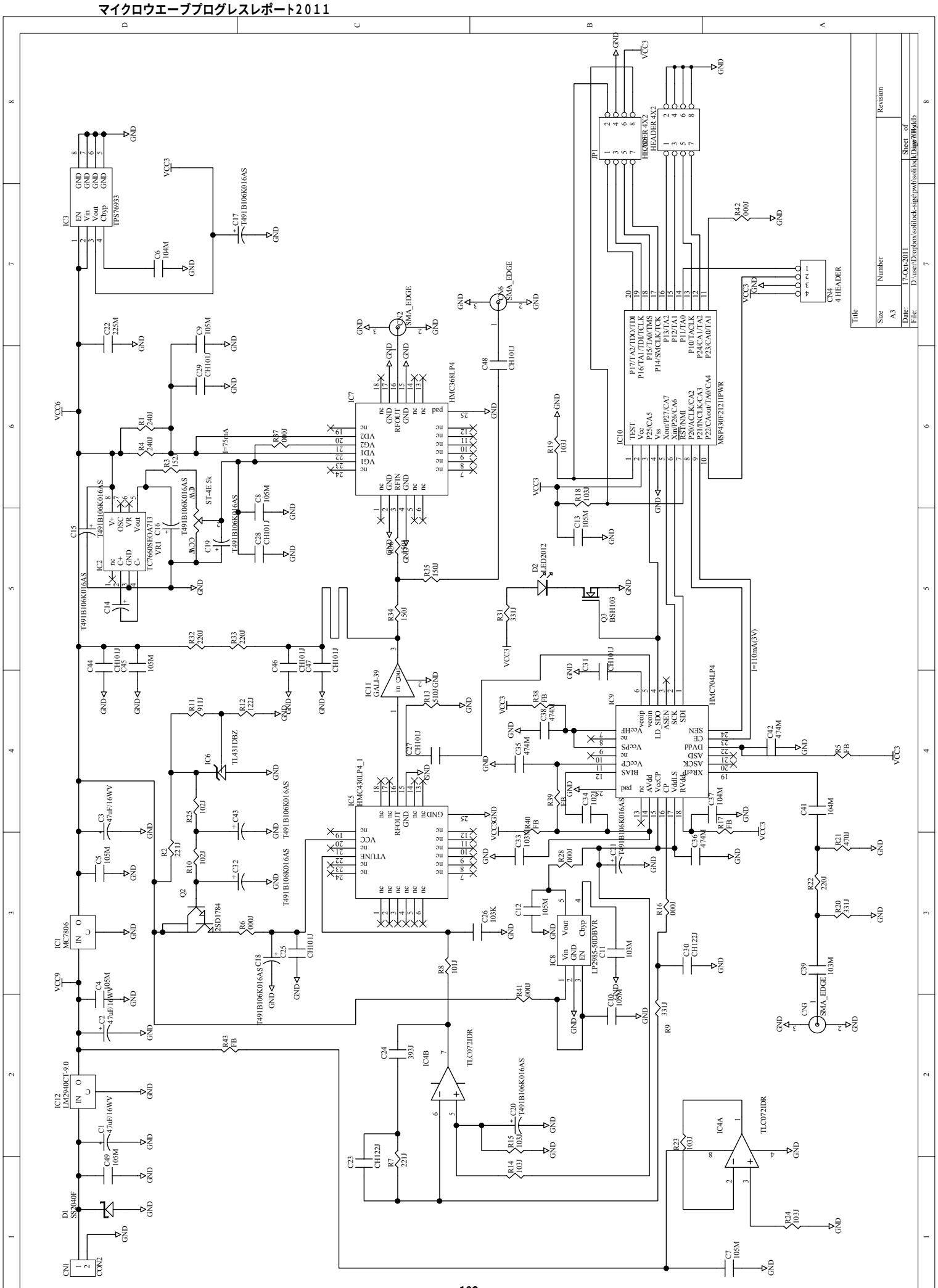
Fig.14　VCXO との比較

参考文献

(1)：PLL Performance Simulation and Design Handbook 4th Edition:Dean Banerjee (deans book で検索すればﾀﾞｳﾝﾛｰﾄﾞ出来ます)

(2) HAM Journal No.91(1994)「PLL ﾙｰﾌﾟﾌｨﾙﾀの設計」:勝間伸雄

(3)hittite　各 IC ﾃﾞｰﾀｼｰﾄ

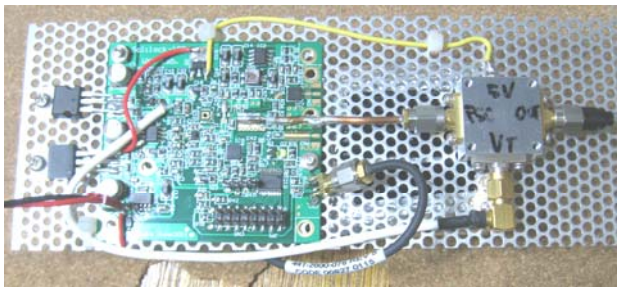


24GHz帯低雑音PLL発振器の実験

2011/11/20 JF1WKX　勝間伸雄

10GHz 帯の PLL 発振器の検討を行った際、24GHz 帯でも低雑音化が可能では?と思い、調子に乗って実験しました。

24GHz で−95dBc/Hz の位相雑音が実現できました。 −100dBc/Hz 以下を目指し、来年も頑張ります。



構成

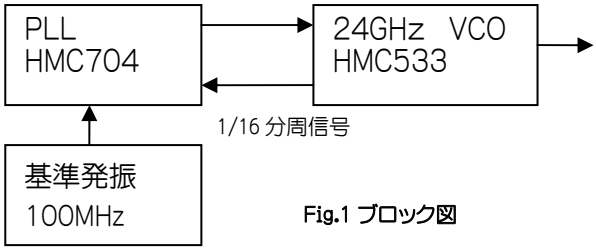


Fig.1 ブロック図

PLL 周辺回路は、別稿の「Solilock10Gver2」基板を流用します。基板上の VCO を削除し、外部に 24GHz 帯の VCO を接続しました。

実験に使った VCO ブロックは、以前、時藤 OM に分けていただいたものです。

VCO IC には、発振周波数の 16 分周出力があり、PLLIC にはこの 16 分周信号をフィードバックしています。PLLIC は50MHzで位相比較しています。位相比較器は integer モードで動作しています。

位相雑音の予測

PLL の雑音が位相比較器で発生する雑音が支配的だとすると、位相雑音 PN は以下の様に予測出来ます。

PNflick = FlickerFOM +20log(fvco) −10log(foffset)

PNfloor = FloorFOM + 10log(fpd)+20log(fvco/fpd)

PN = 10log(10(PNflick /10) + 10(PNfloor /10))

ここで、

PNflick は低い周波数に出てくる 1/f 雑音です。

PNfloor は、PLL の帯域の平坦な部分の雑音です。

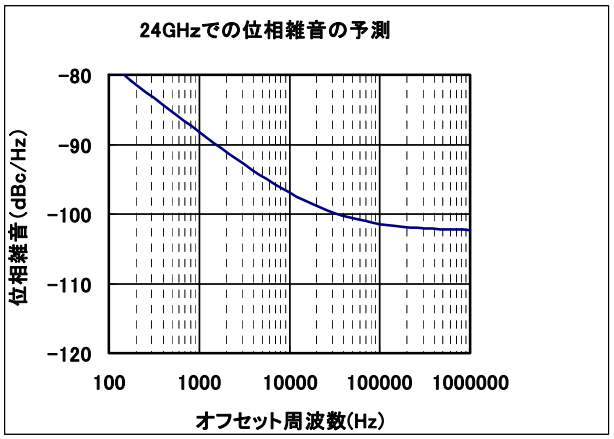
FlickerFOM、FloorFOM は IC 固有の性能を示す指数で、HMC704 では、

FlickerFOM=−266dB/Hz、FloorFOM=−233dB/Hz

です。

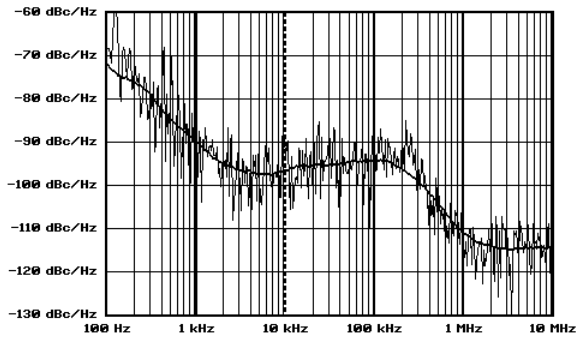
上記計算式から、位相雑音の予測はオフセット周波数 100kHz で−100dBc/Hz 以下になりそうです。

はたしてどうなるでしょうか。ドキドキして来ました。



結果

Solilock10Gv2 基板、VCO ユニット、100MHzOCXO を接続し、24GHz を発振させ、スペクトラムアナライザ R3273 とデータ処理プログラム pn.exe を使い、位相雑音を測定しました。



Trace	Carrier Hz	Carrier dBm	dBc/Hz at 10000 Hz	RF Atte
lock10G_24GHz	23 999 952 430	-20.00	-96.5	10

Fig.3 発振周波数 24GHz の位相雑音実測値(pn.exe)

実測では数 kHz から予測から外れ、100kHz では−95dBc/Hz 程度になっています。

予測と実測の6dB 程の差はどこで発生しているのでしょうか。

答えを求めて来年もまた「PLL 馬鹿」の状態が続きそうです。

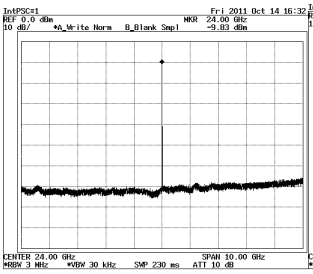


FIg.4　24GHz±5GHz

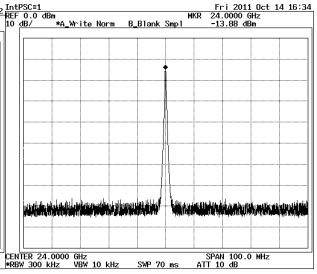


Fig.5　24GHz±50MHz

参考文献

(1)Hittite: HMC704、HMC533 データシート

(2) John Miles: The KE5FX GPIB Toolkit

http://www.ke5fx.com/

PLL 発振器への FM 変調

2011/9/17 JF1WKX 勝間伸雄

PLL 発振器に FM 変調を掛ける方法として、①VCO に直接変調を掛ける。②基準信号(VCXO)に FM を掛ける等の例がありますが、①PLL 帯域と変調信号帯域の関係、②外部発振器(ThundetBolt/GPSDO など)を基準にしているときには変調が掛けられない、その他の理由から、採用出来ません。そこで、基準信号に位相変調を掛け間接的に FM 変調を掛ける実験をしましたので報告します。(以下 YQPML への投稿に加筆しました)

構成

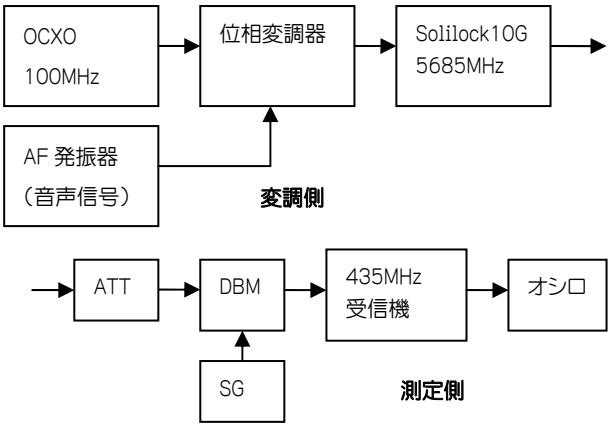


Fig.1 ブロック図

Solilock に変調をかけて SG にしたいなぁと思っていたんですが、ノートにメモをしていただけで実験していませんでした。

添付のように、それなりの変調が掛かりましたのでご報告します。

方式は、100MHz 信号出力 → solilock 基準入力 間に位相変調回路を挿入しました。

変調器と言っても、LC のフィルタ+バリキャップです。

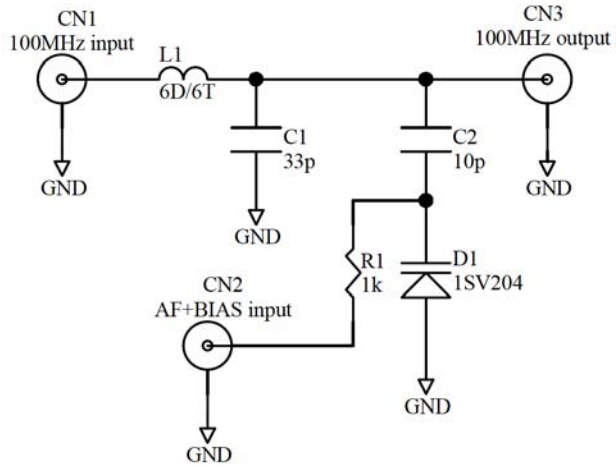
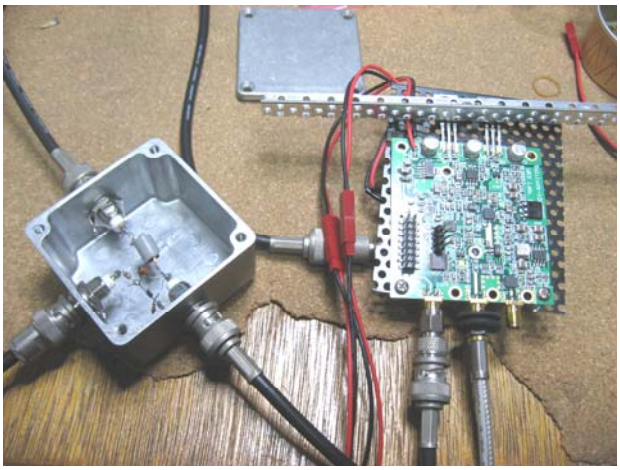


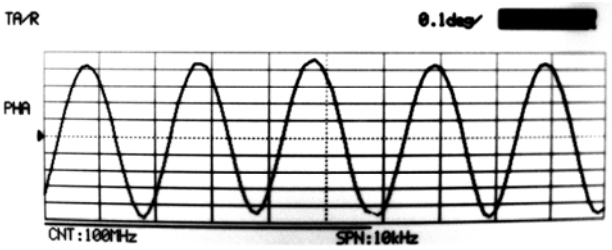
Fig.2 位相変調回路

手持ちの 1SV204 を添付回路図のように配線し、AC2Vpp+DC2V を印加すると、300Hz～3kHz で変調が掛かるようです。この帯域は、受信機(TS-2000)の制限かも知れません。

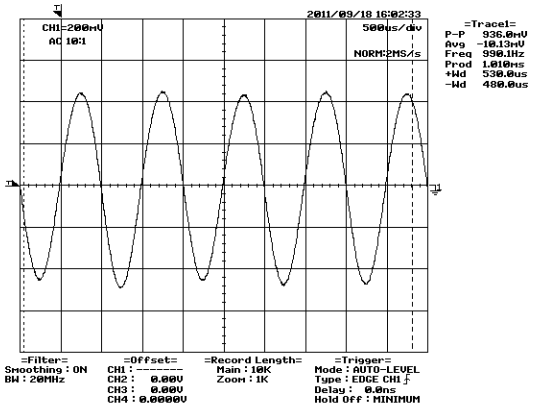
定数を最適化してさらにつめたいと思いますが、この方式は、Solilock だけではなく、PLL の帯域が広いものであればどのような発振器にも応用がきくと思いますので、皆さんの実験の参考にしてください。



AC2Vp-p + DC2V を印加したとき、100MHz の信号に対して±0.55°の変調が掛かりました。



位相の変化(0.5Hz 正弦波で変調。縦軸 0.1deg/div)



1kHz 正弦波復調波形(TS2000 AF 端子)

以上の様に、PLL の基準信号に位相変調を掛けることで、PLL 出力に FM 変調が掛りました。

5GHz に対して 100MHz の基準信号なので、応用例としては逓倍数が最小の部類に入ると思います。この逓倍数でも実用になる変調度が得られましたので、さらに高い発振周波数、あるいは 10MHz の基準信号の場合は、もっと小さい AF 信号で変調が可能と思います。また、変調信号を与えなければ位相雑音に与える影響も小さいと思います。

10GHz導波管部品の損失測定

又賀　義郎　JA4BLC

1．はじめに

2010年に3mソリッド・ディッシュを仮設（写真1、写真2）して10GHzで性能試験をしたところ、雑音温度がかなり大きいという結果が出たことから、何が悪いのか、雑音・損失追求が始まりました。現在も検討半ばですが、導波管部品の損失測定を行い、0．1dB以下の損失を測定できましたので、報告します。

2．受信雑音

アンテナ系雑音の原因として考えられるのは、次の点です。

（ア）ディッシュ（カセグレン給電式に改造：写真2）のスピルオーバー

（イ）ディッシュ中心部の開孔

（ウ）給電系の損失

ここではこのうち給電系の損失について検討しました。

給電系部品はもともと低損失であるべきで、本測定では0．1dBもしくはそれ以下の損失を測定しなければなりません。

3．測定法について

損失の測定としてまず思い浮かぶのは、SGとパワー計による測定です。しかし私は導波管仕様の測定器をもたないので、導波管同軸変換器を必要とします。本来不要であるべき部品を寄せ集めての測定となり、再現性の乏しい測定となってしまいました。使用した同軸ケーブルの損失変化と被測定部品（DUT）の損失のどちらを測っているのかわからず、DUTの微小な損失を見極めることができませんでした。

そこで雑音温度測定を行うことにしました。

アンテナ（ホーン）コールド源へ向けた雑音とホット源に向けた雑音の比、すなわちYファクタを測定します。様々な部品の組み合わせについてYファクタを測定し、それらから個々の部品の損失を推定しようとするものです。コールド源として天空（コールドスカイ）を、ホット源として12GHz用電波吸収体を使用しました。

具体的な測定方法を説明します。

ホーンの持つ指向性パターンから、コールドスカイにホーンを向けたときに受信される雑音、宇宙雑音、サイド／バックローブから誘起される大地雑音が求められます。これをアンテナ雑音Taとします。JA6XKQ武安さんの計算によれば、使用したW2IMUホーン（f／D＝0．7）の雑音温度は5．8K（ケルビン）だそうです（ちなみにW2IMUホーンf／D＝0．55は10K）。

使用したLNAはクーネの完成品で、試験成績書によるとNF＝0．7dBです。これは50．7Kに

相当します。

ホーンとLNAの間に存在する導波管部品の損失及びホーン・LNAの上記想定温度からの誤差分をまとめて、損失Aと考えます。

Yファクタ測定では次の量が得られます。

コールドスカイ向け雑音温度(K)＝5．8＋損失A＋50．7

ホット源向け雑音温度　　(K)＝294＋損失A＋50．7 (気温21度C)

Yファクタ ＝ ホット源向け雑音温度／コールドスカイ向け雑音温度

＝(294＋損失A＋50．7)／(5．8＋損失A＋50．7)

したがって、

損失A(K)＝(344．7－55．5＊Y)／(Y－1)

例えば、あるWG部品の構成で測定した損失値を損失1とします。次に一部の部品を抜いて測定した損失値を損失2とします。抜いた部品の損失は「損失1－損失2」から求められます。雑音温度で表現された損失をdBに換算するには、

損失(dB)＝10＊LOG(1＋損失(K)／290)

4．実験装置

10G・EMEに使用する私の給電部品は次のとおりです(写真3～写真8)。いずれもジャンクです。

(A)W2IMUホーン(f／D＝0．7)および同(f／D＝0．55:整合セクション着脱可能)

(B)ツイスト導波管(8cm長)

(C)ストレート導波管(51cm)

(D)3ポート導波管切替器または4ポート導波管切替器

(E)LNA(クーネ導波管入力)および同・修理品

雑音測定はこれらすべてを接続した状態から始めて、Bのみ抜いた場合、B，Cを抜いた場合、B，C，Dを抜いた場合などについて行いました。

周囲に広い野原があると良いのですが、私の敷地は家屋、タワー、電柱および電線、6m及び3mパラボラアンテナと、測定環境としては理想からかけ離れたものです。

ホーンのビーム内に雑音を発生しそうな構造物が「見えない」場所として、屋根の上(タワーのステージ)を選びました。測定器一切(給電部、10Gコンバータ、月雑音計、電源)をそこに設置しました(写真9)。高温源として30cm平方の12GHz用電波吸収体をホーンの上20cm程度に置きました(写真10、写真11)。測定時はホーンをステージ手すりより上に持ち上げました。

5. 測定

測定結果を表1および表2に示します。

4ポート導波管切替器は金属部品なのに利得を生じる結果が出たのはご愛嬌として、0．1dB内外の損失データが得られました。測定した導波管部品の損失は、ピカピカの新品でなくても、0．1dBを超えるものではない、と目処が立ちました。

6. 考察

給電系構成部品の損失を評価したところ、最小の構成要素（ホーンとLNA）だけにもかかわらず残った雑音があります。ホーン0．7の場合、測定1で17．3K、測定2で16．2K、ホーン0．55（整合セクション無し）の場合10．0Kが残りました。

もともとアンテナのスピルオーバーとして5．8K／10K、LNA　NF0．7dB（50．7K）と想定しましたが、現実の設備にはこの値以上の損失が存在すると言うことです。

この要因としては、

・アンテナのスピルオーバー計算モデルとの違い

・アンテナの熱損失の存在

・プリアンプNF測定データの違い

が指摘できます。

スピルオーバー計算については私の能力を超えた領域なので言及できません。

ホーン0．7で16～17K、ホーン0．55で10Kの残留雑音から考察すれば、この差はホーン0．7の熱損失が6K程度あると推測できるかもしれません。ホーン0．55はアルミ製旋盤切削、ホーン0．7は銅板を手びねり、ビス止め、半田付けで作った（写真5）ことから、ホーン0．7の損失が大きくて当然かもしれません。

プリアンプは各要素の中で、雑音温度が一番大きい要素ですから、誤差も大きいと考えます。NFが0．1dB違えば7K違います。

7. まとめ

測定を繰り返す間の測定器のレベル変化などあるでしょうし、すべての測定が合理的なデータとはいえませんでした。今回の測定によって、大よそ導波管部品の損失は、ピカピカでなくても、0．1dBを超えるものではない、とわかりました。

比較的簡単な測定系で、0．1dBを下回る微小な損失を測ることができたと考えています。

厳密な雑音分析は出来ませんでしたが、今後の課題です。

ホーンの雑音温度計算や測定データの整理について、JA6XKQ武安さんに教えていただきました。感謝します。

（了）

表1 測定結果(その1)

測定1　2011年5月4日0930－1030JST

測定条件	アンテナ雑音温度	10	K for 0.55	雑音指数	0.7 dB	高温源	344.7 K
		5.9	K for 0.7		50.7 K	低温源	60.7 K for 0.55
	気温	294	K				56.6 K for 0.7

① 構成

測定＃	ホーン	ツイストWG	直管	導波管切替器	LNA
	W2IMU	8cm	51cm		
1	0.7	○	○	3P	クーネ0．7dB
2	0.7	×	○	3P	クーネ0．7dB
3	0.7	×	×	3P	クーネ0．7dB
4	0.7	×	×	×	クーネ0．7dB
5	0.7	×	×	×	修理品
6	0.7	×	×	4P	クーネ0．7dB
7	0.55	×	×	4P	クーネ0．7dB

② 測定値および結果

測定＃	測定値 dB		Yファクタ		損失
	ホット	コールドスカイ	dB	真数	K
1	7.50	1.30	6.20	4.169	34.3
2	7.30	1.00	6.30	4.266	31.6
3	7.00	0.50	6.50	4.467	26.5
4	7.20	0.30	6.90	4.898	17.3
5	6.90	1.70	5.20	3.311	68.0
6	7.60	0.60	7.00	5.012	15.2
7	8.30	1.40	6.90	4.898	12.1

③ 挿入損失(結果)

対象	損失(K)	損失(dB)	参照測定＃	
ツイスト導波管8cm	2.7	0.04	1－2	
ストレート導波管51cm	5.1	0.08	2－3	
3P導波管切替器	9.2	0.14	3－4	
4P導波管切替器	-2.1	-0.03	4－6	利得？
修理品LNA	50.7	0.70	4－5	クーネ0．7dBとの差(＝NF1．4dB)
W2IMU0．55ホーン	-3.1	-0.05	6－7	0．7ホーンとの差(0．55が低損失？)

表2 測定結果(その2)

測定2 2011年5月6日0900－1100JST

測定条件	アンテナ雑音温度	10 K for 0.55	雑音指数	0.7 dB	高温源	348.7 K	
		5.9 K for 0.7		50.7 K	低温源	60.7 K for 0.55	
	気温	298 K				56.6 K for 0.7	

① 構成

測定#	ホーン		フレキ	減衰器	導波管切替器	LNA
	W2IMU	整合セクション	31cm	3dB50W		
1	0.55	○	×	×	4P	クーネ0.7dB
2	0.55	×	×	×	4P	クーネ0.7dB
3	0.55	×	○	×	4P	クーネ0.7dB
4	0.7		×	×	4P	クーネ0.7dB
5	0.55	×	×	×	3P	クーネ0.7dB
6	0.7		×	×	3P	クーネ0.7dB
7	0.7		×	×	×	クーネ0.7dB
8	0.55	×	×	×	×	クーネ0.7dB
9	0.55	○	×	×	×	クーネ0.7dB
10	0.55	○	×	○	×	クーネ0.7dB
11	0.7		×	○	×	クーネ0.7dB

② 測定値および結果

測定#	測定値 dB		結果		
			Yファクタ		損失
	ホット	コールドスカイ	dB	真数	K
1	7.90	0.90	7.00	5.012	11.1
2	7.85	0.70	7.15	5.188	8.0
3	8.00	1.10	6.90	4.898	13.2
4	7.90	0.90	7.00	5.012	16.2
5	7.95	1.00	6.95	4.955	12.1
6	7.90	1.00	6.90	4.898	18.3
7	8.00	1.00	7.00	5.012	16.2
8	7.85	0.80	7.05	5.070	10.0
9	7.70	0.70	7.00	5.012	11.1
10	7.90	6.00	1.90	1.549	464.0
11	8.30	6.40	1.90	1.549	475.6

③ 挿入損失(結果)

対象	損失(K)	損失(dB)	平均値(dB)	参照測定#
ホーン整合セクション	3.0	0.04	0.03	1－2
	1.0	0.02		8－9
3P導波管切替器	2.1	0.03	0.03	5－8
	2.1	0.03		6－7
4P導波管切替器	0.0	0.00	0.01	1－9
	2.0	0.03		2－8
	0.0	0.00		4－7
フレキシブル導波管	5.1	0.08	0.08	2－3
導波管減衰器3dB50W	453.0	4.09	4.10	9－10
	459.4	4.12		7－11

写真1　3mソリッドディッシュ

写真2　カセグレン給電系

写真3　測定したデバイス(1)

写真4　測定したデバイス(2)

写真5　W2IMUホーン(上:f／D＝0．7、下:f／D＝0．55)

写真6　3ポート導波管切替器

写真7　4ポート導波管切替器

写真8　導波管入力LNA

写真9　測定環境と測定装置

写真10　高温源測定

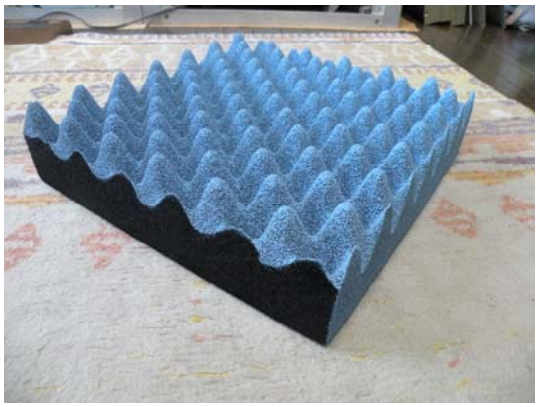


写真11　高温源として用いた電波吸収体

NEC2++ によるホーン・アンテナのシミュレーション

Simulation of a horn antenna using NEC2++

JA6XKQ / 武安 義幸

コールド・スカイを用いた LNA (Low Noise Amplifier) 等価雑音温度の校正のために、サイド・ローブ特性の良好なホーン・アンテナを必要とする。校正においてはアンテナ等価雑音の計算値を用いるので、まずはホーン・アンテナの輻射パターンをシミュレーションで求めた。シミュレータとしてモデル・サイズに制限のない最新の NEC2++ を用い、幾つかの知見を得たので報告する。

はじめに

EME や衛星通信などの宇宙通信では低雑音受信システムを必要とし、その性能改善は終りのない永遠のテーマであろう。性能改善を確実なものにするために、受信システムの構成要素ごとに特性を定性的かつ定量的に捉えることは論をまたない。機材に限りのあるアマチュアは、定量的に捉える手段（＝市販の測定器ではない）に苦心するところである。自然界のコールド・スカイを用いる手法 [1] やフリーウエアの利用は、アマチュアにはコスト、入手性、そしてパフォーマンスが非常に魅力的である。コールド・スカイを用いた等価雑音温度の校正については稿を改め、本稿ではフリーウエアである NEC2++ [2] によるホーン・アンテナの輻射パターンのシミュレーションについて報告する。

ホーン・アンテナ

コールド・スカイを用いた等価雑音温度の校正では、コールド・スカイ以外からの雑音、すなわち、主に大地雑音を避けるためにバックとサイド・ローブ特性が良好なアンテナを必要とする。そのようなアンテナとしてはホーン・アンテナが定番である。

アマチュアに馴染みのあるホーン・アンテナとして、通称 IMU ホーンと呼ばれる、W2IMU R. H. Turrin によるデュアル・モード・ホーンが有名である。 [3] IMU ホーンをパラボラ・アンテナの一次フィードとした場合のアンテナ等価雑音をシミュレーションする際に、IMU ホーンの輻射パターンをシミュレーションした。 [4] それによると、サイドとバック・ローブ特性は -20dB から -30dB 程度であり、大地雑音温度の影響が無視できないであろうと判断し、さらに輻射パターンが良好なホーン・アンテナの設計例を検索してみた。

輻射パターンが良好なホーン・アンテナには、コルゲート・ホーン、多段コニカル・ホーンなどがある。 [5] コルゲード・ホーンは、ホーン内面に溝（コルゲート）を設けたもので、その良好な特性はひじょうに魅力的であるが、工作の複雑さはアマチュアでは賄えない。一方、多段コニカル・ホーンは、ホーンの円錐（コニカル）を多段にしたもので、形状が大型になるものの、工作は容易である。多段コニカル・ホーンで最もシンプルかつ高性能なものとして P. D. Potter による通称ポッター・ホ

ーンがある。[6] ポッター・ホーンの使用例は文献 [1] に見られる。本稿では多段コニカル・ホーンの例として、文献 [7] に示されている 3 セクション・コニカル・ホーンを、周波数でスケール変換して特性をシミュレーションした。

輻射パターンを求めるだけなら、アンテナ特性の周波数相似の原理を適用すれば、すなわち中心周波数で正規化すればスケール変換する必要はない。しかし、製作にあたっての実寸法との関係を明らかにする目的から、スケール変換してのシミュレーションとする。

なお、ホーン・アンテナの設計手法自体には本稿では言及しない。文献 [5] が参考となる。

3 セクション・コニカル・ホーン

文献 [7] に示されている 3 セクション・コニカル・ホーンの寸法定義を **図-1** に示す。**表-1** は、文献においてのオリジナルの実寸法であり、設計中心周波数は 230 GHz である。

本稿では、設計中心周波数を 12.5 GHz とする。アマチュア無線の周波数帯ではないが、一連の実験で使用する LNA として、Ku 帯（12.25 GHz ～ 12.75 GHz）の市販品を流用するためである。

230 GHz で定義された **表-1** の寸法を 12.5 GHz にスケール変換するには、単純には 230/12.5 倍すれば良い。しかし、ホーン末端の入力部半径 R_0 は、Ku 帯の標準方形導波管 WR-75 から円形導波管に変換するので、方形/円形変換アダプタの寸法に合致させるのが合理的である。

方形/円形変換アダプタの設計方式には種々あるようだが、ここでは構造が単純で自作も可能な文献 [8] に従った。設計の詳細は文献 [8] を参照し、ここでは計算結果の R_0 = 11.165 mm を用いる。ちなみに、入力部半径 R_0 は、230/12.5 倍の周波数比での単純計算では 11.408 mm となる。

230 GHz で定義された **表-1** の寸法を 12.5 GHz に変換するにあたっては、上記の入力部半径 R_0 を基準とした倍率、すなわち、11.165/0.62 倍で各部の寸法を拡大する。12.5 GHz での寸法を **表-2** に示す。

NEC2++ シミュレータ

IMU ホーンの輻射パターンをシミュレーションした際には、シミュレータとして NEC2DX を用いた。[4] IMU ホーンの計算モデルは 500 セグメント以下なので、5,000 セグメントまで計算可能な nec2dx5000 プログラムを使用した。本稿の 3 セクション・コニカル・ホーンは IMU ホーンと比較して、長さが約 12 倍、開口部直径が約 4.4 倍である。長さの比による単純計算だけでも、3 セクション・コニカル・ホーンの計算モデルは 5,000 セグメントを越えることは明白であり、nec2dx5000 では計算不可能である。

そこで、計算モデルのセグメント数に事実上の制限のない（制限はコンピュータの実装メモリ容量）NEC2++ [2] をシミュレータとし

て用いることにした。

NEC2++ は、 FORTRAN 言語で開発されたオリジナルの NEC2 から C 言語へ移植した NEC2C [9] を、更に C++ 言語へ移植したものである。 C++ 言語の特長を生かして、計算モデルのセグメント数の制限を取り払っている。また、数値演算ライブラリの LAPACK を採用して計算速度を向上させているのも特長である。計算時間は計算モデルのセグメント数に対して指数関数的に増大するので、本稿のような計算モデルでは重要な特長である。

設計を参照した文献 [7] では、シミュレーションに解析的解法を採用することで、計算モデル規模と計算時間の問題を回避している。しかし、解析的解法では製作で生じる寸法誤差、例えばホーン断面が真円とならない等を評価することが不可能なので、 NEC2 と同様に計算モデルをセグメントに細分化して計算を行なう市販プログラムの HFSS を用いて、寸法誤差による特性変化を評価している。そこでは、12 GB のメモリを必要としたとあるので、NEC2C++ でも同程度のメモリを必要と考えてコンピュータを準備した。

コンピュータの仕様は以下のとおり。

CPU : Intel (R) Core (TM) 2 Duo E8500 3.16 GHz
メモリ : 16 GB
OS : Debian 6.0.2 Squeez

NEC2++ の最新バージョン 1.5.0 をコンパイルするには、最新バージョンのコンパイラ gcc と g++ を必要とするので、OS も最新バージョンとすることでプログラム開発環境整備で生じる付随的な問題(バージョン間の依存問題)を回避した。

NEC2++ のバグ

NEC2++ でシミュレーションを始めてみると、Surface Patch で記述された計算モデル [4] [10] を処理できないというバグがあることが判明した。 nec2dx5000 では処理可能な計算モデルが NEC2++ では処理できないので、固有のバグと判断した。バグ・レポートを検索してみたが、既知ではないようである。オリジナルまで遡って、NEC2、 NEC2C、そして NEC2++ のソースコードを調べたところ、NEC2C への移植の段階で、計算モデルを記述した入力ファイルの構文解釈にバグを生じていることが確認できた。 NEC2 系プログラムの使用者の多くは、線状アンテナや Wire Segment で記述された面モデルを用いているようで、Surface Patch の使用が少ないためにバグが顕在化していないように思われる。そもそも、計算モデルを Surface Patch で記述するのが閉じた面に限定されることや、 Patch は完全導体に限定される(導電率を指定できない)等の制約があることから [10] 、Surface Patch の使用が好まれないようでもある。

バグの修整は、計算モデルを記述した入力ファイルを解釈する c_geometry.cpp において、 Surface Patch を示す SP に続く SC を判定するフラグの立て方を間違えて GH としているので、それを SC と正す。

NEC2 では Surface Patch の形状として、任意形状、長方形、三角形、そして四辺形が指定可能である。しかし、NEC2++ では、四辺形以外ではエラーを生じて処理が中断してしまった。上記の SP/SC 判定に関連するバグ以外にもバグが潜在しているようである。

目的とする計算モデルは、Surface Patch の四辺形を用いることで一応の計算結果を得られるので、SP/SC 判定に関するバグ以外は深く検討していない。

モデル・ジェネレータ

図-1 に示すホーンの寸法パラメータ（R0、R1、R2、R3、L1、L2、L3）を指定すると、Surface Patch を用いて計算モデルを自動的に生成するプログラム（モデル・ジェネレータ）を作成した。

Surface Patch の大きさ、すなわち、計算モデルを如何に細かくセグメントに分割するかが理論値からの計算誤差となるため、モデル・ジェネレータではセグメントの細かさを指定できるようにした。セグメントの細かさは波長を単位として、例えば「1/5 波長」という具合に指定した。このセグメントの細かさは、ホーン先端での円周方向での長さを基準としている。モデルの記述は、ホーンの円周方向を放射状に分割しているので、ホーン先端よりも直径の小さい末端部分では、セグメントはホーン先端よりも更に細かいものとなる。ホーンのモデル記述については、円周方向に放射状に分割する（セグメント・サイズが先端と末端で異なる）か、あるいは、ホーン先端と末端でセグメント・サイズを同一として分割数を調整するかの二つの方法がある。今回は、モデル・ジェネレータのプログラムが簡単である前者とした。しかし、モデルのセグメント総数が増えるという欠点があるので、再考すべきであろう。

NEC2 のマニュアル **[10]** によると、Surface Patch でモデルを記述する際には、一平方波長あたり少なくとも 25 の Surface Patch を用いるべきとある。したがって、Surface Patch の一辺の長さを 1/5 波長以下で変えて、計算結果に与えるセグメントの細かさの影響を確認した。

Surface Patch で記述したモデル形状を、ビューワーである Xnecview **[11]** で確認している様子を **図-2** に示す。このビューワーはモデル・サイズに対する制限がないので、今回のような大規模モデルには重宝するツールである。

シミュレーションして判明したことであるが、NEC2++ へのインプット・ファイルにおいてモデルをホーン末端から記述した場合、正しい輻射パターンの計算結果が得られなかった。一方、モデルをホーン先端の開放側から記述すると正しい結果が得られた。両者においては、座標系の定義はホーン末端を（x, y, z ＝ 0, 0, 0）とした同一定義である。NEC2 での Surface Patch の定義によるものであろうと推定するが、両者で相異する正確な理由は追求していない。

輻射パターンのシミュレーション結果

表-2 に寸法を示す 3 セクション・コニカル・ホーンの輻射パターンのシミュレーション結果を **図-3** および **図-4.1** ～ **図-4.3** に示す。

図-3 は周波数が 12.5 GHz で、セグメント・サイズを 1/4 波長から 1/7 波長まで変えて、セグメント・サイズがシミュレーションに与える影響を確認した。

図-4.1 ～ **図-4.3** はセグメント・サイズが 1/6 波長で、周波数を 11.4 GHz、12.5 GHz および 13.6 GHz と変えて、輻射パターンの周波数特性をシミュレーションした。各周波数は、文献 [7] での 210 GHz、230 GHz および 250 GHz に対応する。**図 4.1** ～ **図-4.3** においては、16 GB のオン・メモリで計算できる上限の 1/6 波長にセグメント・サイズを限定した。

考察

セグメント・サイズがシミュレーションに与える影響を確認した **図-3** では、メイン・ローブの特性にはその影響が小さいことが解る。また、バック・ローブにもその影響は小さい。一方、サイド・ローブはセグメント・サイズで変化している。NEC2 のマニュアル [10] によると、セグメント・サイズ、すなわち Surface Patch の一辺の長さを 1/5 波長以下にすべきとあるが、対象モデルと計算目的に応じて更に細かいセグメント・サイズを必要とすることが **図-3** から見てとれる。

今回のシミュレーション目的は、ホーン・アンテナのバックとサイド・ローブの輻射パターンが小さいことを確認することである。**図-3** によれば、それらの輻射パターンがおよそ -40 dB 以下と十分に低レベルであることを確認できているので、1/5 から 1/6 波長のセグメント・サイズでも所期の目的は達成している。

ホーン・アンテナをパラボラ・アンテナのフィードとして用いる場合、パラボラ・アンテナの設計パラメータに応じてフィードのメイン・ローブ電力半値角と -10 ～ -14 dB 角を設定し、それに合致するホーン・アンテナを設計する。その設計に NEC2++ を用いる際には、**図-3** から判断して、1/5 波長のセグメント・サイズでホーン・アンテナの設計パラメータ(R0 ～ R3、L1 ～ L3)の初期探索を行なうことが、計算時間短縮と計算精度の観点から有効であると判断される。初期探索で設計パラメータを確定し、その後にセグメント・サイズを細かくして計算精度を上げれば良い。

NEC2 によるホーン・アンテナのシミュレーションにおいて、セグメント・サイズの大小がサイドおよびバック・ローブの計算に与える影響は、文献 [3] で指摘されている。今回のシミュレーションでも、その指摘を確認できた。

図-5 は、文献 [7] に示されている輻射パターンのシミュレーションと実測値である。**図-3** と **図-5** の比較から、メイン・ローブの周波数特性について良好なシミュレーション結果が見てとれる。

まとめ

Surface Patch で記述した大規模計算モデルの 3 セクション・コニカル・ホーンを、モデル・サイズに制限のない NEC2++ を用いてシミュレーションした。結果は、解析的解法を用いるシミュレーションや市販のシミュレータと同等であるとの結論を得た。

NEC2++ がフリーウェアであり、モデル・サイズに制限が無く、そして高速な計算能力を有する点はアマチュアにとってひじょうに魅力的である。今回は使用していないが、各種アンテナの最適化設計で計算エンジンとして用いるプログラム・インターフェースも備えていることも特徴である。

3 セクション・コニカル・ホーンのサイドおよびバック・ローブ特性が良好であることも確認できた。今後は、ホーン・アンテナの製作、アンテナ等価雑音温度の計算、そして最終目的であるコールド・スカイを用いた LNA 等価雑音温度の校正へ進みたい。

参考文献

[1] 1296 MHz Small EME Station with Good Capability (Part 3)
Sergey Zhutyaev, RW3BP
http://www.vhfdx.ru/apparatura/accurate_noise_figure_measurements_1296_mhz

[2] NEC2++
Timothy Molteno
http://elec.otago.ac.nz/w/index.php/Necp

[3] Chapter 6, Feeds for Parabolic Dish Antennas
Paul Wade, W1GHZ
The W1GHZ Online Microwave Antenna Book, 1998, 1999
http://www.qsl.net/n1bwt/ch6_5-2.pdf

[4] アンテナ雑音温度 ー 評価ツール
武安義幸、 JA6XKQ
http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/AntNoiseTemp_2.pdf

[5] MICROWAVE HORNS and FEEDS
A. David Olver, et al
IEE, The Institution of Electrical Engineers, 1994
ISBN 0 7803 1115 9

[6] A New Horn Antenna with Suppressed Sidelobes and Equal Beamwidths
P. D. Potter
Technical Report No. 32-354, 1963
JET PROPULSION LABORATORY
http://www.archive.org/download/nasa_techdoc_19630008608/19630008608.pdf

[7] Measured performance of a 230 GHz prototype focal-plane feedhorn array made by direct drilling of smooth-walled horns
G. Yassin, et al
21ST INTERNATIONAL SYMPOSIUM

ON SPACE TERAHERTZ TECHNOLOGY, OXFORD, 23-25 MARCH, 2010
http://www.nrao.edu/meetings/isstt/papers/2010/2010114119.pdf

[8] Simple Rectangular to Circular Microwave Waveguide Transitions
D. A. Bathker, K6BLG
http://www.ham-radio.com/sbms/techpapers/K6BLG/circ_rect.html

[9] Translation of NEC2 from FORTRAN to C and Related Software
Neoklis Kyriazis, 5B4AZ
http://5b4az.chronos.org.uk/pages/nec2.html

[10] NEC2 manual Part 1, Part 2 and Part 3
The unofficial Numerical Electromagnetic Code (NEC) Archives
http://www.si-list.net/swindex.html

[11] Xnecview
A program for visualizing NEC2 input and output data
Pieter-Tjerk de Boer, PA3FWM
http://wwwhome.cs.utwente.nl/~ptdeboer/ham/xnecview/

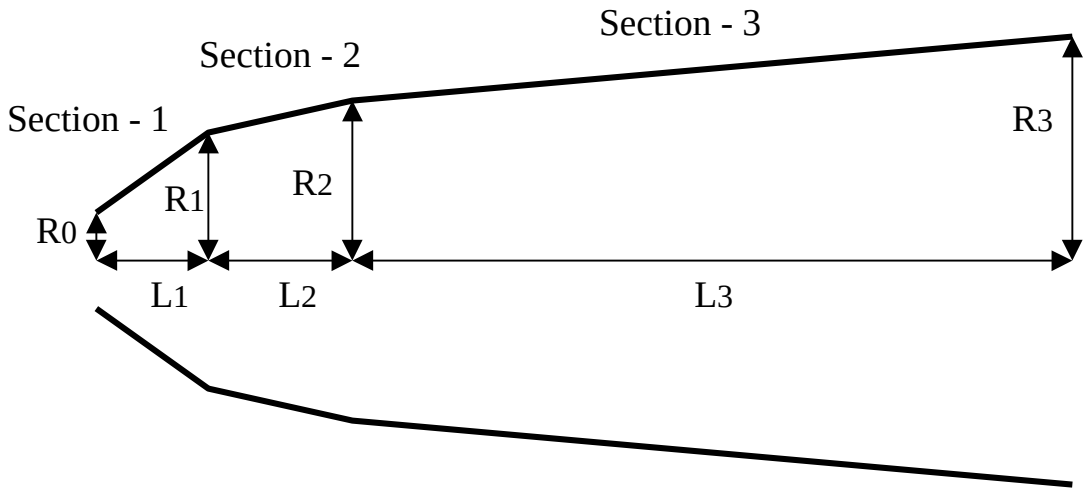


図-1 3 セクション・コニカル・ホーンの断面と寸法定義

表-1 文献［7］の 3 セクション・コニカル・ホーン @ 230 GHz

寸法パラメータ	長さ （mm）
R_0	0.62
R_1	1.486
R_2	1.812
R_3	3.652
L_1	1.479
L_2	1.212
L_3	24.0

表-2 3 セクション・コニカル・ホーン @ 12.5 GHz

寸法パラメータ	長さ （mm）
R_0	11.165
R_1	26.760
R_2	32.630
R_3	65.765
L_1	26.634
L_2	21.826
L_3	432.194

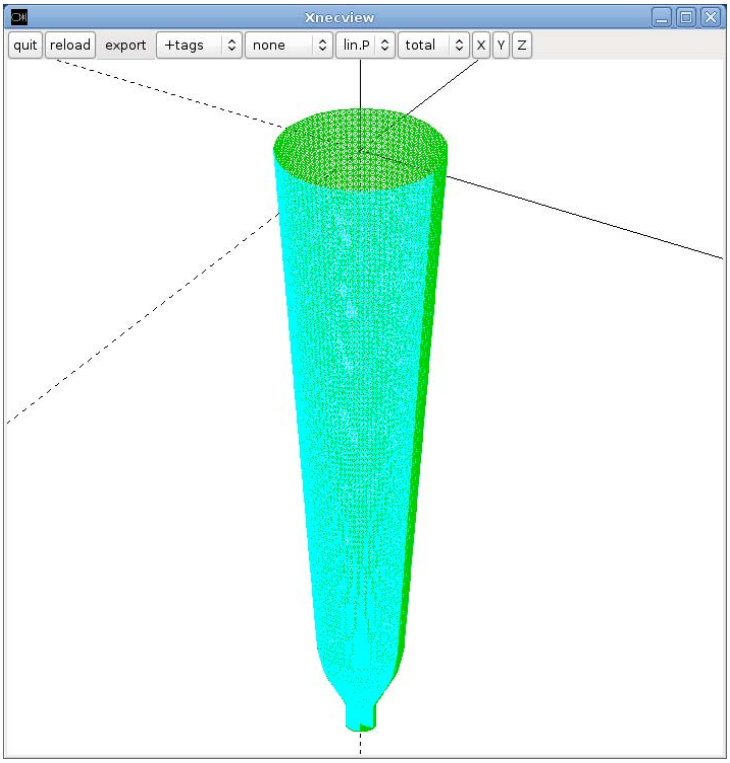


図-2 Xnecview によるモデルの表示

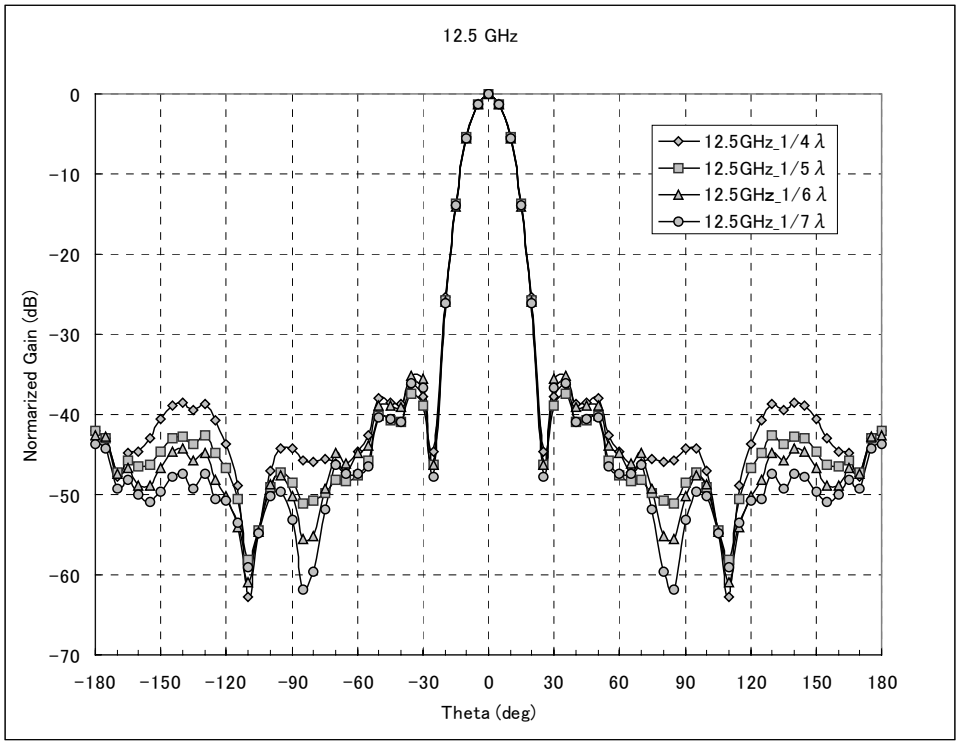


図-3 12.5 GHz での輻射パターン

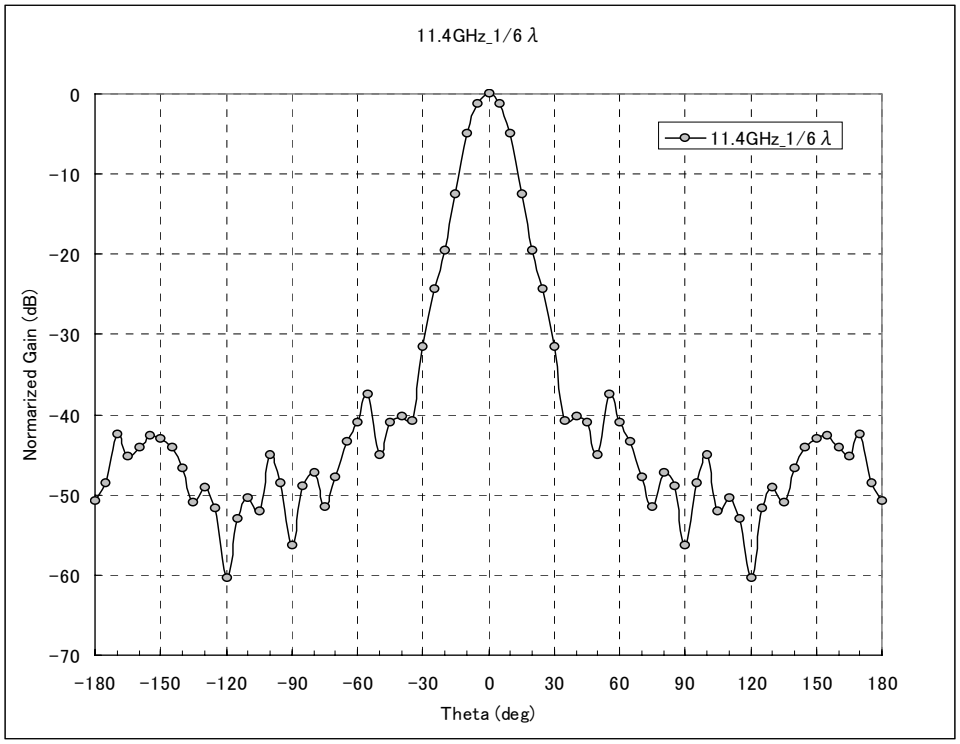


図-4.1 11.4 GHz での輻射パターン

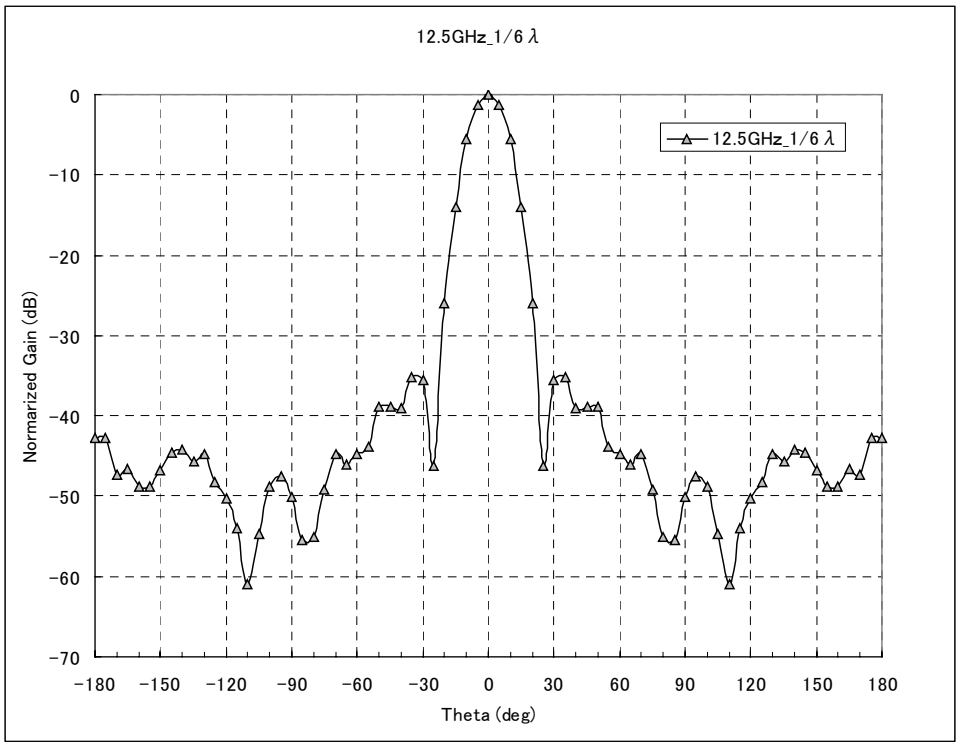


図-4.2 12.5 GHz での輻射パターン

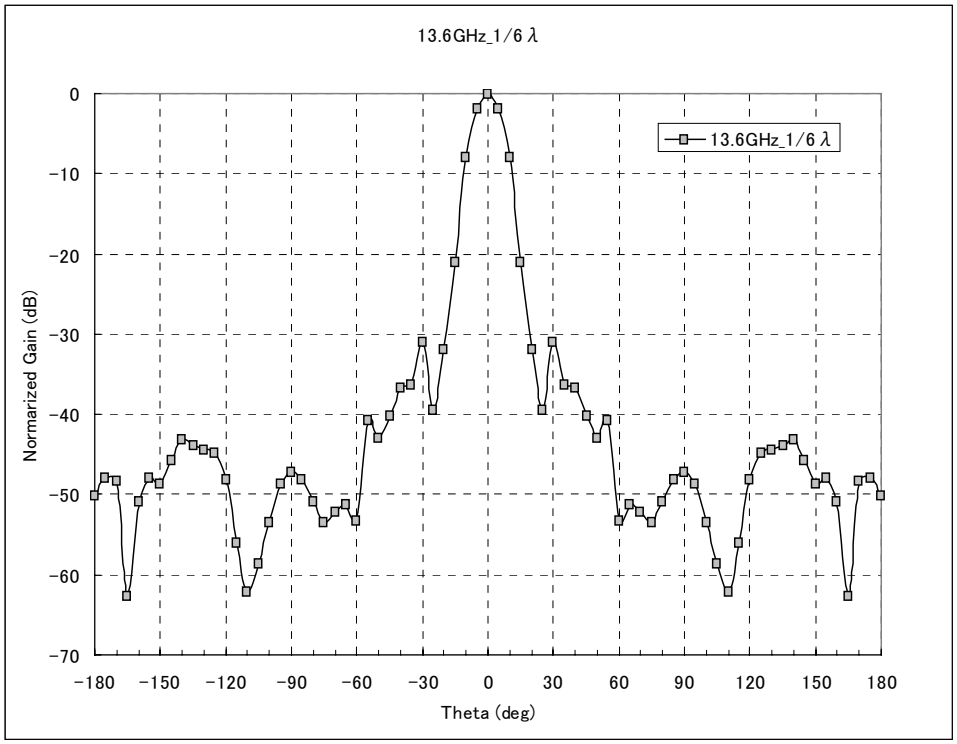


図-4.3 13.6 GHz での輻射パターン

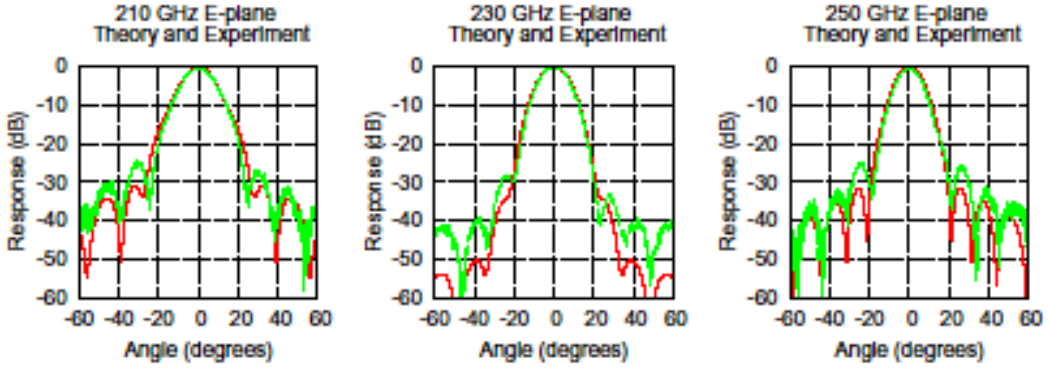


Fig. 11. A comparison of the theoretical beam patterns calculated using modal matching and the experimentally measured E-plane beam patterns for horn No.1 of the 2 horn block.

図-5 文献 [7] による輻射パターン

ホーン・アンテナの等価雑音温度

Noise temperature of horn antennas

JA6XKQ / 武安 義幸

コールド・スカイを用いた受信システムの等価雑音温度の評価に関連して、各種ホーン・アンテナの等価雑音温度を計算した。

はじめに

ホーン・アンテナとして、通称 IMU ホーン [1] と 3 セクション・コニカル・ホーン [2] を比較計算した。 IMU ホーンはパラボラ・アンテナのフィードとして用いられ、その際の設計パラメータであるパラボラ反射面の f/D(F 値) について F = 0.55 と F = 0.7 用の IMU ホーンを計算した。

本稿と類似の計算として [1] では、IMU ホーンをパラボラ・アンテナのフィードとして用いた場合のパラボラ・アンテナ全体の等価雑音温度を計算した。しかし、本稿ではホーン・アンテナ単体を天空(コールド・スカイ)へ向けた場合の等価雑音温度あり、両者の条件の違いに注意を要する。

アンテナ等価雑音温度の計算ツール

アンテナ等価雑音温度の計算には、Petra Galuscakova によるソフトウエア ANTC - Antenna Noise Temperature Calculator [3] [4] を使用する。

このツール ANTC にフィード・ホーンの輻射パターンを入力する。三種類のホーンの輻射パターンは NEC2++ を用いてシミュレーションする。

ANTC へ与えるパラメータとしてアンテナの輻射パターンの他に環境雑音の分布を必要とする。ここでは、ANTC が内蔵する大地雑音と天空雑音をモデル化した ITU ドキュメントの CCIR Report 720-2 の雑音分布を使用する。プルダウン・メニューから周波数として 10GHz を選択する。

NEC2++ による輻射パターンの計算

ホーン・アンテナの輻射パターンを、NEC2++ を用いてシミュレーションする。シミュレーションは文献 [1] および [2] による。

シミュレーションで求めた輻射パターンを 図-1 に示す。

アンテナ等価雑音温度の計算結果

ANTC による計算結果を 図-2 に示す。

図-2 は、ホーン・アンテナの仰角を水平から天頂へ向けた時のアンテナ等価雑音温度の変化の様子を示す。水平においてはメイン・ローブが拾う大地雑音が支配的であり、高い雑音温度となっている。いっぽう、天頂においてはメイン・ローブはコールド・スカイの雑音を拾い、サイドおよびバックローブは大地雑音を拾うので、後者が前者に与える影響

はホーンの輻射パターンに依存している。

コールド・スカイを用いて受信システムの等価雑音温度を評価する際には、アンテナを天頂に向けた時に如何に低いアンテナ等価雑音温度を得るかが要点である。すなわち、大地雑音の影響が少ないアンテナを用いる必要がある。

天頂へ向けた時の各ホーンのアンテナ等価雑音温度は次のとおりである。

IMU F = 0.55	:	10.1 K
IMU F = 0.7	:	5.8 K
3 Section	:	3.3 K

まとめ

コールド・スカイを用いた受信システムの等価雑音温度の評価に関連して、各種ホーン・アンテナの等価雑音温度を計算した。サイドおよびバック・ローブ特性の良好な 3 セクション・コニカル・ホーンは、天頂指向時に 3.3 K という低いアンテナ等価雑音温度を示すことが確認できた。IMU ホーンの場合、F=0.55 用よりも F=0.7 用を用いれば大地雑音の影響が低いことが確認できた。

参考文献

[1] アンテナ雑音温度 － 評価ツール
武安義幸、JA6XKQ
http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/AntNoiseTemp_2.pdf

[2] NEC2++ によるホーン・アンテナのシミュレーション
武安義幸、JA6XKQ
http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/Nec2pp3SecHorn.pdf

[3] Antenna Noise Temperature Software Tools
Petra Galuscakova, et.al
DUBUS 3/2009
http://www.om6aa.eu/antc.php

[4] Antenna Noise Temperature Calculator
User Documentation
Petra Galuscakova
http://www.om6aa.eu/antc.php

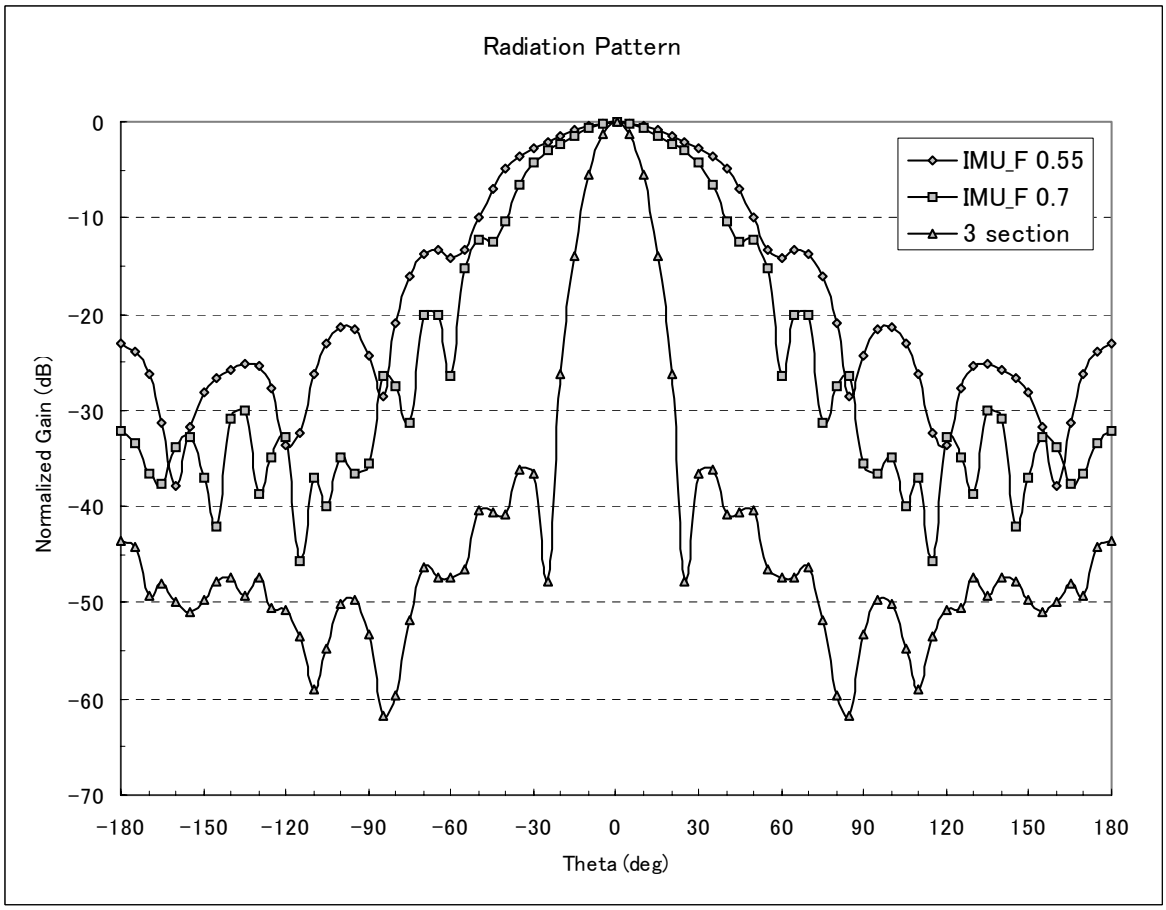


図-1　ホーン・アンテナの輻射パターン

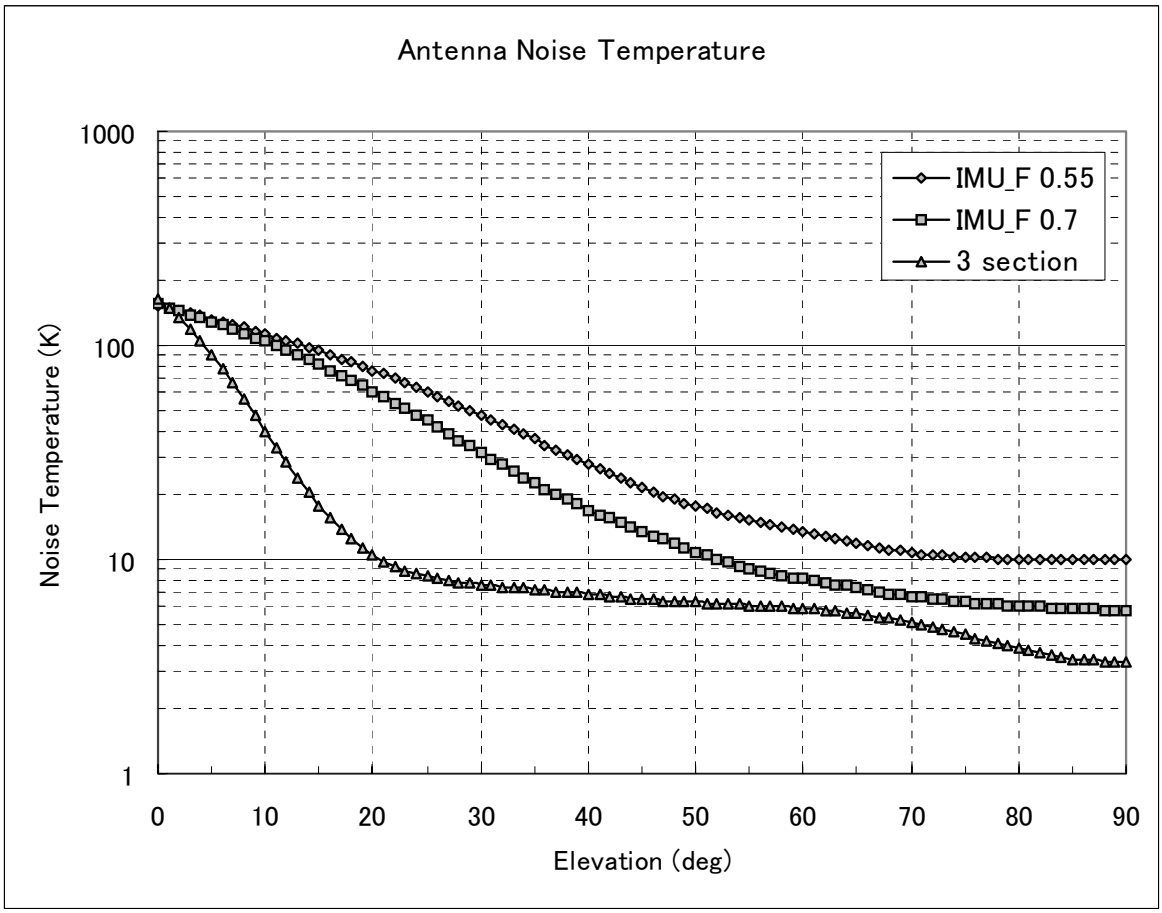


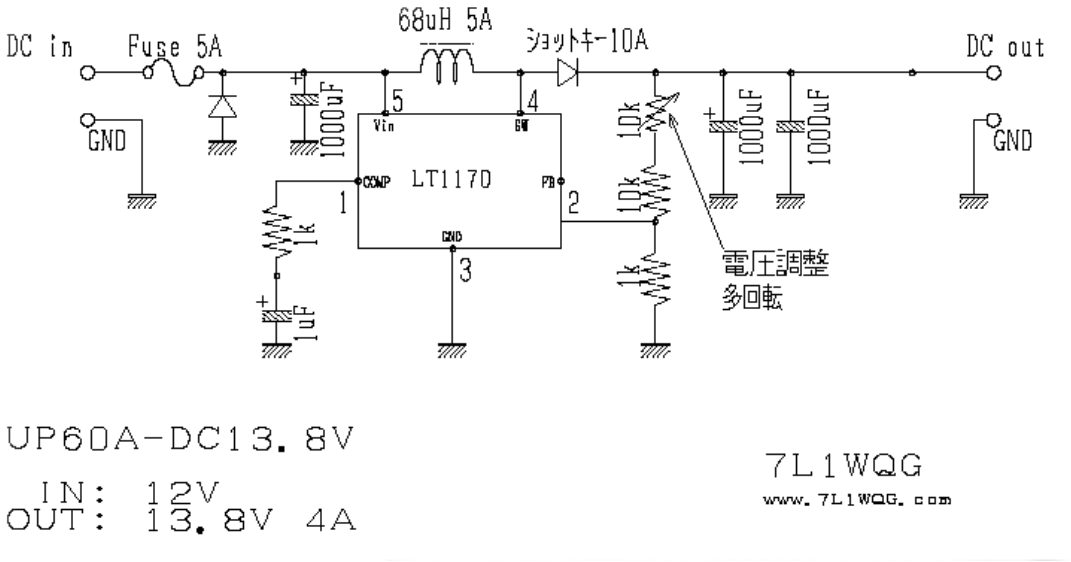
図-2　ホーン・アンテナの等価雑音温度

13.8V 4A 昇圧型 DC-DC コンバーターの製作

降圧型のＤＣ－ＤＣコンバーターはキットでもよく売られておりますが、昇圧型のＤＣ－ＤＣコンバーターはあまり見かけません。
そこで、昇圧型のＤＣ－ＤＣコンバーターを製作してみました。
昇圧にはフライバック方式で行うことにしました。
フライバック方式ですと、スイッチング用トランス等の特殊な部品は必要なく製作が可能です。
以前に１３．８Ｖ　１．５Ａ程度の昇圧型ＤＣ－ＤＣコンバーターを製作したことがあるので、同様の回路で製作することとしました。
今回は１０W程度の無線機が動作する事ができる、１３．８Ｖ４Ａの出力を目標とし、なるべく小型に製作することにしました。

デバイスにはリニアテクノロジーのＬＴ１１７０を使用しました。
ＬＴ１１７０は内部に高速で最大５Ａまでのスイッチ回路と発振回路をもっています。
その為に非常に少ない外付け部品で、ＤＣ－ＤＣコンバーターを製作することが出来ます。
回路はメーカーの推奨回路を参考に製作をしました。

回路図



基板には１．６ｔガラエポを使用して製作しました。
基板サイズ：４６ｍｍ（ｗ）×４６ｍｍ（ｄ）×２６ｍｍ（ｈ）
となりました。（放熱器は除く）
基板には端子台を取り付けてあります。
コイルはトーキンのＳＮコイルを使用しております。
ダイオードは１０Ａのショットキーダイオードを使用しています。その為にダイオードはそれほど発熱はしません。

実験結果ですが、
入力電圧：１１Ｖ～１３．８Ｖ
出力電圧：１３．８Ｖ（変動値は０．３Ｖ以内）、出力電流：４Ａ以上を得られました。

完成写真（基板）と完成写真（ケース）

写真の基板は、実験でしたので、小型のヒートシンクになっています。
出力電流も大きい事から、１０００ｕＦの電解コンデンサーを３個使用しております。
出力電圧はＶＲで１２Ｖ～２４Ｖまで可変する事ができます。
但し、昇圧型ＤＣ－ＤＣコンバーターですので、入力電圧は出力電圧より低くなければなりません。

小型に製作できたので、ケースに組み込む事にしました。

背面のケーブルが入力、端子台が出力です。
ケースは片手に乗るほどの大きさで、持ち運びにも邪魔になりません。

鉛蓄電池、ニッカド電池、リチウムイオン電池等を使用しても、安定して １３．８Ｖの出力電圧か得られますので、移動運用等には便利かと思います。
また入力電圧が変化しても、安定した出力電圧が得られますので、バッテリー が電圧降下しても、出力電圧は一定に保たれます。
試しに、バッテリーにＤＣ－ＤＣコンバーターを接続して、１０Ｗモービル機で使用してみましたが、快適に使用することが出来ました。（ＦＭモード）

ノートパソコンのリチウムイオンバッテリーを改造して、移動運用に持ち歩いていたのですが、電圧が１１～１２Ｖなので、モービル機などでは、十分なパワーが得られませんでしたので、とても重宝しております。

７Ｌ１ＷＱＧ　荒井義浩

DC-Log Ampを使った光/mm波用電力計の製作

逸見 政武　JA1ATI

はじめに

　この電力計は光空間通信用光学系アンテナの実験用に作られていますが、
検出ヘッドの交換と簡単な回路を追加することにより、HF～ミリ波用のログ表示形電力計にすることができます。
アンテナの実験ではゲインを計測する程度であれば、リニア表示の電力計で行えますが本格的にアンテナの放射パターンやサイドローブを調べたりするにはログ表示ができる電力計が必須になります。また、X-Yレコーダーを使用すれば角度（方位）と輻射電力との関係が素早く表示させる事ができますので、アンテナの輻射特性（ビームパターン）を採取するのにとても有効な手段になります。

DC ログアンプについて

　DCログアンプは基本的には電流モードで動作しますから、電流出力の特性を持つ光検出用PINフオトダイオードとの相性がとても良いので全体の構成が簡単です。
LOGアンプではその基本的な性質上、ゼロ点はありませんから、基準になる量（Ref)との比較でLOG表示をします。
たとえばRefが3uAの場合には入力が3uAで出力ゼロとなり、これより多い入力では正の出力となり、少ない時は負の出力になります。また、Logアンプの入力電流に対する出力の関係（傾斜）はK値で表現され、この回路ではK=4と設定しています。つまり1桁の入力につき4Vの出力をもつ傾斜を示しています。たとえば基準電流（Ref)を3uAに設定したとき、入力電流が3uAで出力はゼロ、入力が30uAでは4Vの出力、300uAでは8Vとなり、一方、0.3uAでは-4V、0.03uAでは出力が-8Vとなります。また、Refを0.03uA～3uAの範囲で、可変の設定ができます。その動作範囲をFig-1に示します。
今回、使用されたDC-LOG Ampは定番として知られているBURR-BROWN社製の＜LOG100JP＞を使いました。この品種は古く，新規設計用からは外されていますが、製品は出荷されていますので購入は可能です。
後継の品種にはLOG102があり、価格も数分の一なのですがパッケージがSO-14で1/2ピン（1.27mm)のため、配線作業がやっかいです。
LOG100での感度（K）は、オリジナルではK=1, 3, 5の選択固定ですが、K=4となるように固定抵抗と調整用のトリムポットが追加されています。
LOG102ではK=1(1V/dec)の固定ですが、内部の付属オペアンプを使ってK値を変えることができます。
LOG100JPについて、くわしい特性や使い方については下記を参照して下さい。
http://focus.tij.co.jp/jp/lit/ds/symlink/log100.pdf
LOG100JPを使ったログ回路をFig-2に示します。
ログアンプの最大出力は、基準（Ref）値が3uAの場合は，正側で2.5桁（+10V）、

負側で2.5桁（-10V）になっていますから、ダイナミックレンジは5桁（50dB）になります。X-Yレコーダー用出力はダイナミックレンジを約3桁（30dB）に制限しています。その理由はアンテナの測定では30dBぐらいの範囲で計測する場合が多く、また、ダイナミックレンジが広過ぎるとレコーダーが過大入力になる場合が多く、激しい振り切れを起こし 取り扱い難くなるのを防ぐためです。

光用センサーヘッド

光強度（電力）を電流に変換するセンサーにはシリコンPINフオトダイオードを使います。シリコンPINダイオードは光入力量(Watt)に対して比例した直流電流を発生し、その直線性はとても優れていますので、電力センサーヘッドとして使用する事ができます。その感度係数はA/Wで表示されています。使用したPINダイオード（HPI-1K1）では0.4A/Watt です。同類の他の品種でも類似した感度を持っています。　Fig-4はHPI-1K1を使って光空間通信用の直径100mmのカセグレン光学系アンテナのビーム幅を実測した例です。 HPI-1K1についての規格は下記を参考にして下さい。
http://optoeleshop.com/images/pdf/HPI-1K1.pdf

RF用センサーヘッド

HF～mm波用のセンサーヘッドには、入力電力に比例した電圧出力を持つクリスタルダイオード検波器を使用し、オペアンプでDC増幅してから、DC-Log Ampに入力させます。このDCアンプは10uWの入力に対して1Vの直流電圧を出力します。詳細はクリスタル検波器を使ったuW電力計としてHJ-97で報告しています。DC-Log Ampは正の電流入力で動作しますから電圧出力を持つuW計とは10kΩを介して接続されます。したがってDC-Log Ampの入力は100uA/10uW 相当の電流になります。センサーヘッドからDC-Log Ampの出力までの総合特性をFig-3に示します。DC-Log Ampは基本的には電流モードで動作していますから電圧入力で使用するとせいぜい3.5桁程度のダイナミックレンジしか取れませんが、アンテナの輻射パターンの計測には十分実用性があります。この実験で使用したクリスタル検波器はHP製（アジレント）の8474C pos (op-103)で,その周波数レンジは0.01～33GHzです。

終わりに

専用の機能を持つログアンプを使った事により、簡単なログ表示電力計を作る事ができました。またヘッドを交換することにより　光空間通信やミリ波用に兼用できる機能は他に見られない特徴です。

Sep 4　2011　 M.hemmi　JA1ATI

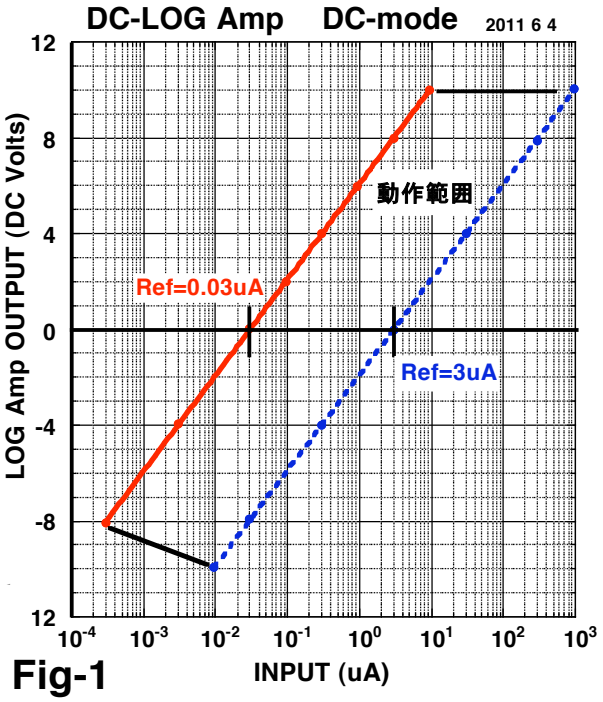


Fig-1

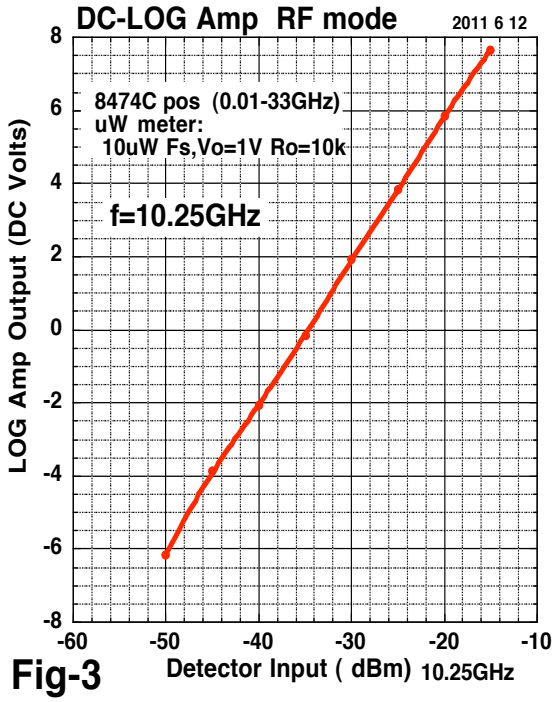


Fig-3

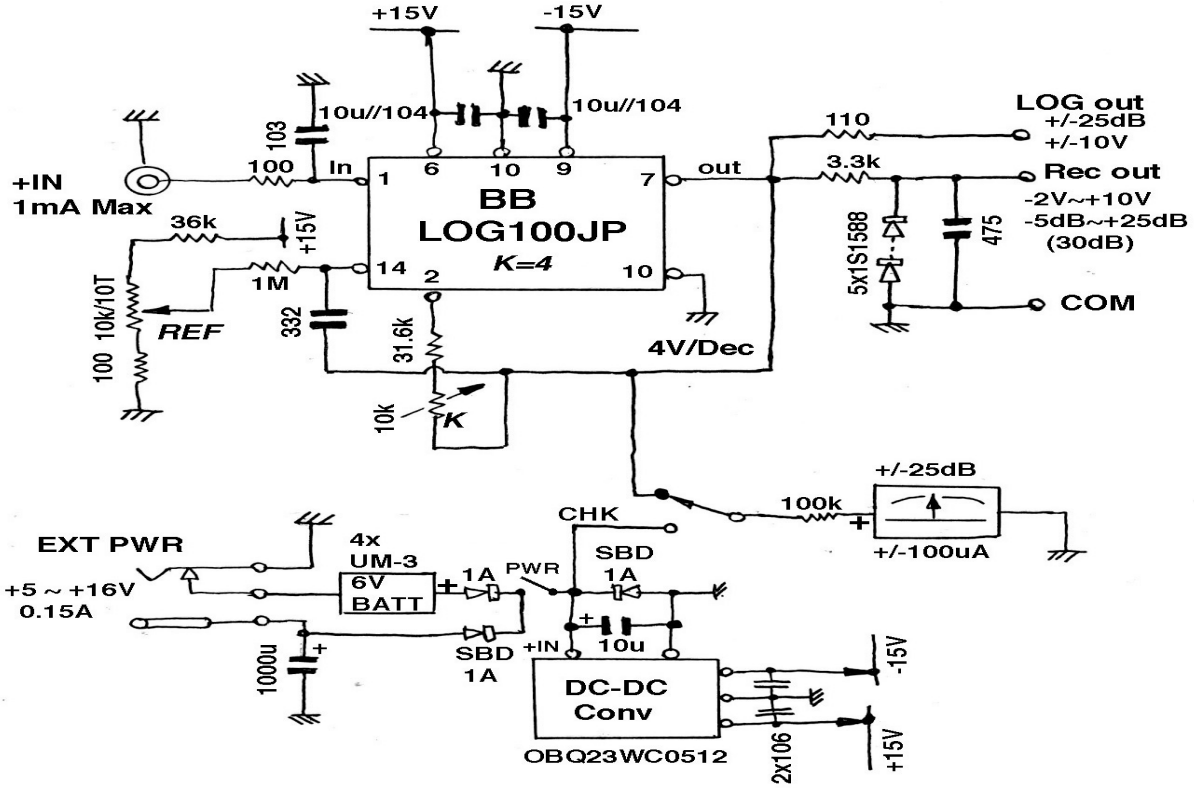


Fig-2

DC-LOG Amp

Aug 2011 JA1ATI

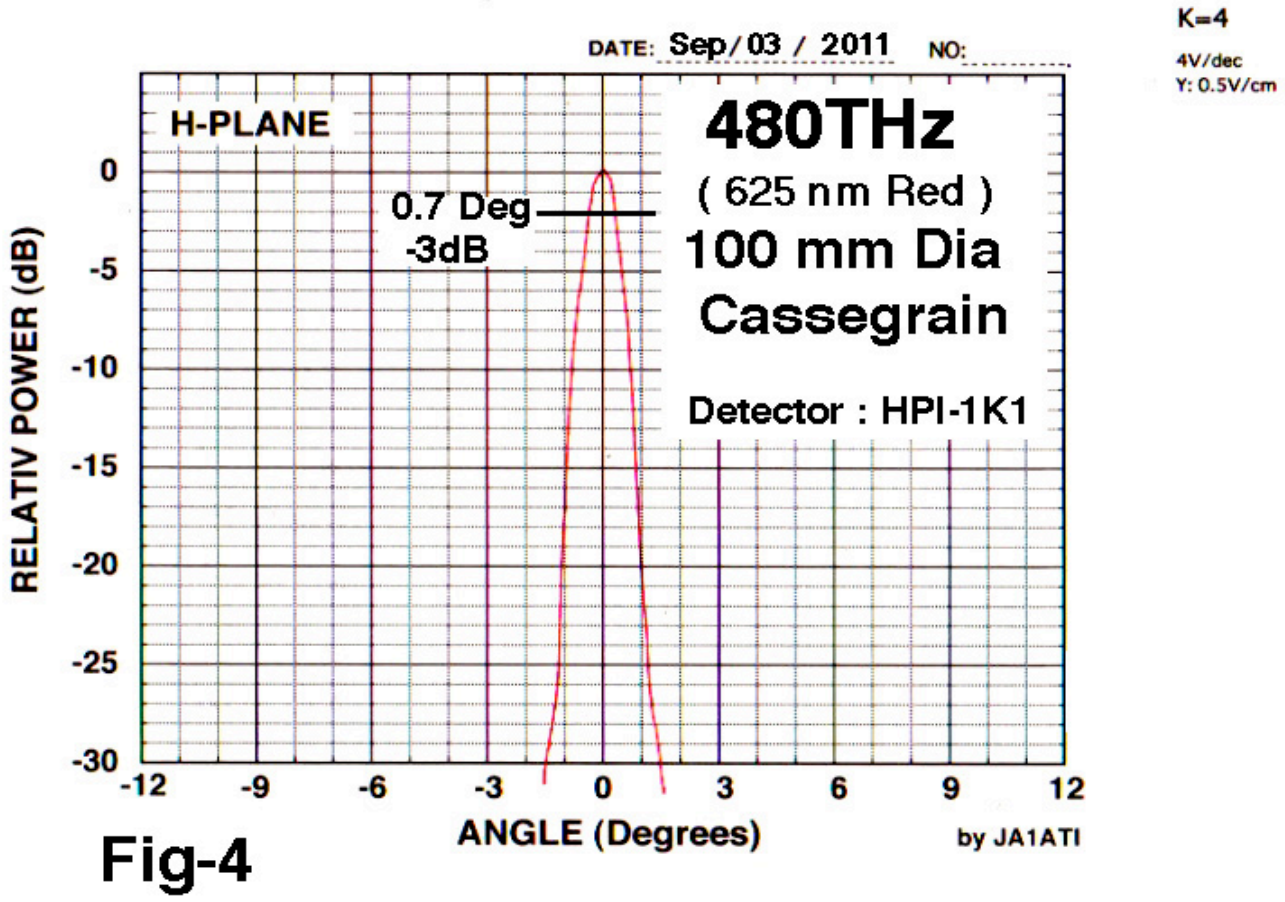

K=4
4V/dec
Y: 0.5V/cm
DATE: Sep/03 / 2011 NO:
H-PLANE
480THz
(625 nm Red)
100 mm Dia
Cassegrain
Detector : HPI-1K1
0.7 Deg
-3dB
RELATIV POWER (dB)
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
-12
-9
-6
-3
0
3
6
9
12
ANGLE (Degrees)
by JA1ATI

Fig-4

DC-LOG Amp
Aug 2011 JA1ATI

音で聴くパワーメーター

逸見 政武　JA1ATI

主旨：

顕微鏡下でのスタブ調整やアンテナ調整など、測定物に注目しなければならない状況では同時にパワーメーターを見る事が困難なので、音としてメーターの振れが判ればとても便利です。また野外実験の時に受信側でのレベルを送信側に伝える場面では､連絡回線を使って受信レベルをそのまま音の変化として送信側へ、ライブに送る事ができるので方位調整が短時間で正確に行えます。つまり簡単なアナログ テレメーターと言えます。

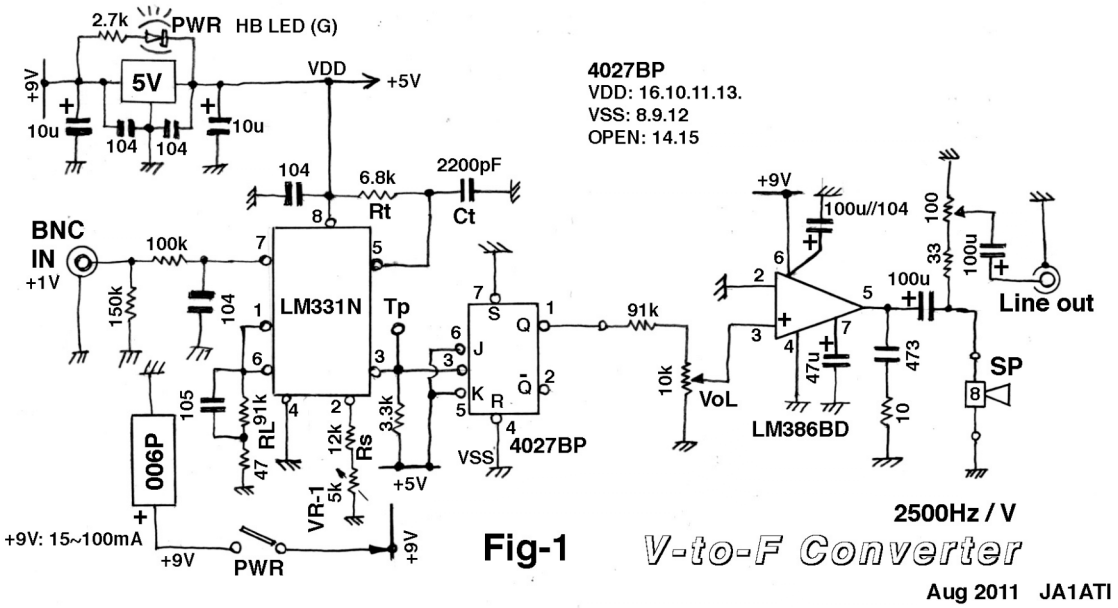
回路と調整：

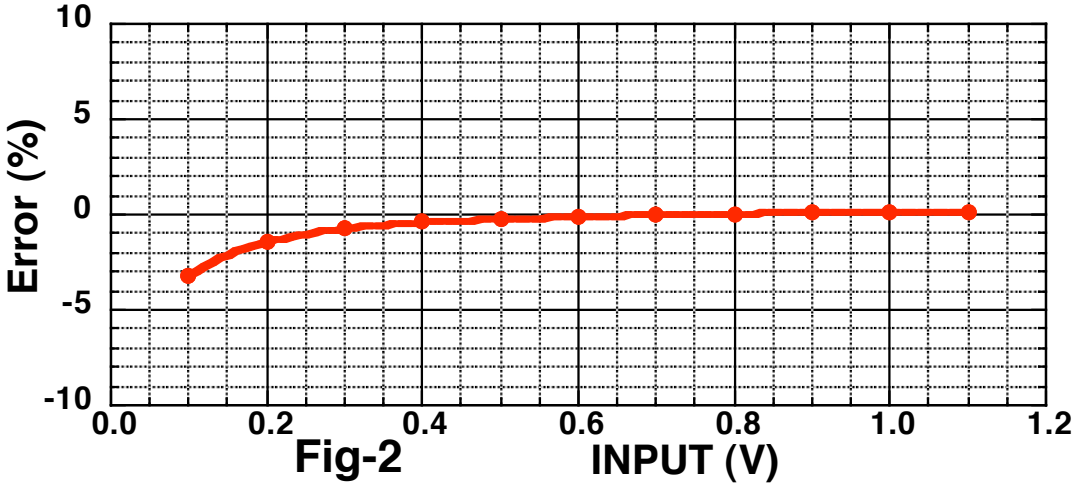
HP-435Bパワーメーターなどには+1Vの出力が後方パネルのBNCから得られるので、この直流信号を可聴周波数に変換します。変換方法はきわめて簡単で、V--to--F ConV (VFC)と呼ばれる専用の機能を持つICを使います。ここではLM331N(DIP-8Pin)を使いました。 LM331Nの規格や使い方については下記から入手できます。 価格は200〜300円と廉価で、通販での購入が可能です。
http://www.national.com/ds/LM/LM231.pdf
このデバイスは、正の直流入力電圧に比例したパルス間隔(pps)を持ったトレインに変換する機能を持っています。このままの出力信号では聞きにくいので、2分周してDF=0.5の対称性の矩形波に整形したあと、オーデオアンプで増幅してスピーカーを駆動します。 回路図をFig-1に示します。LM331Nは入力+10Vで最大100Kpps(100KHz)まで動作しますが ここでは可聴周波数帯を使うので、入力+1.0Vで5000ppsに変換するように回路定数を決めました。 従ってパワーメーターがフルスケールの時に、入力は+1.0Vで、2500Hzのトーンを出力します。 V-to-F変換の精度をFig-2で示しました。 低域で精度が悪化している主な原因はLM331Nのオフセットを補正するための回路を省いたためです。 オフセット調整には負電源が必要ですが、電源を簡略化したいので正単電源のみにしました。 実際には指針がフルスケールの30%ぐらいになるとレンジを切り替えますので、問題ありませんし、音感が追従できないと思われます。調整はきわめて簡単で、入力に+1.00Vを加え、TP端子の周波数が5000pps(5000Hz)になるようにVR-1を調整します。また、+0.25V入力で1250ppsぐらいになる事を確認します。

終わりに：

とても簡単な回路ですが使い道が広く、有効は道具です。今回はV-to-F変換だけでしたが、これに同じデバイスを使ってF-to-V変換もできるので、遠隔でのメーター表示が可能になります。また、パワーメーターに限らず、SメーターやSWR計、温度計、電圧計などと組み合わせると さまざまなテレメーターが構築できます。

Aug　2011　M.Hemmi　JA1ATI


2.7k
PWR
HB LED (G)
+9V
5V
VDD
+5V
10u
104
104
10u
104
6.8k
Rt
2200pF
Ct
BNC
IN
+1V
100k
150k
104
LM331N
Tp
105
91k
RL
47
12k
Rs
3.3k
5k
VR-1
006P
+9V: 15~100mA
+9V
PWR
+9V
+5V
VSS
4027BP
91k
10k
VoL
LM386BD
+9V
100u//104
100
33
100u
Line out
100u
47u
473
10
SP
4027BP
VDD: 16.10.11.13.
VSS: 8.9.12
OPEN: 14.15
2500Hz / V
Fig-1
V-to-F Converter
Aug 2011 JA1ATI


10
5
0
-5
-10
Error (%)
0.0
0.2
0.4
0.6
0.8
1.0
1.2
INPUT (V)
Fig-2

V-to-F Converter
2500Hz / Volt
Aug 2011 JA1ATI

バッテリー容量チエッカーの製作

逸見 政武　 JA1ATI

移動用機器の電源に使用される充電式バッテリーの実容量をチエックする簡単な回路を作ったので報告します。 +

一般にバッテリーの容量はAxH(アンペア x 時間)で表示されています。
この表示は、新品出荷時の容量を表示したものであって、時間経過と共にその容量は低下します。したがって 安定した移動運用のためには 時々その実容量を測っておくことがとても大切です。

方法と構成：

フルに充電した被測定電池に定電流の電子負荷をつなぎ、電池の下限電圧に達した時間を計測し、その結果から電流値(A) x 時間(H)=AH (容量)を算出する方法です。
構成は簡単な定電流負荷と下限電圧検出回路と電池式の時計です。

下限電圧検出回路：

一般的な移動運用の電源電圧は12V前後が多いので、この値に見合った設計になっています。Liイオン電池の公称電圧は3セル(cell)形の10.8V、4-cellの14.4Vがあり、メーカー、機種によって多少の違いがあります。鉛(Pb)電池では6cellで12Vが標準的です。 下限電圧は負荷電流によって変化しますが、ここではLi-3Cellで9.6V, Li-4cellで12.8V, Pb-6cellでは10.5Vを下限電圧として3種類の電池に対応できるように作られています。
また、Liイオン電池では制御回路が組み込まれた品種が多く、下限電圧になると自動的に遮断されますので, この場合は下限電圧検出回路より優先して動作します。

定電流負荷回路：

被測定電池に一定の電流負荷を担わせる回路で、その設定電流は
0.25A、0.5, 1.0 1.5, 2.0, 2.5, 3.0A にしています。
この回路は発熱量が多いのでフアンによる強制風冷をおこなっていて、冷却フアンの故障による過熱事故を避けるための保護回路を加えています。

時計：

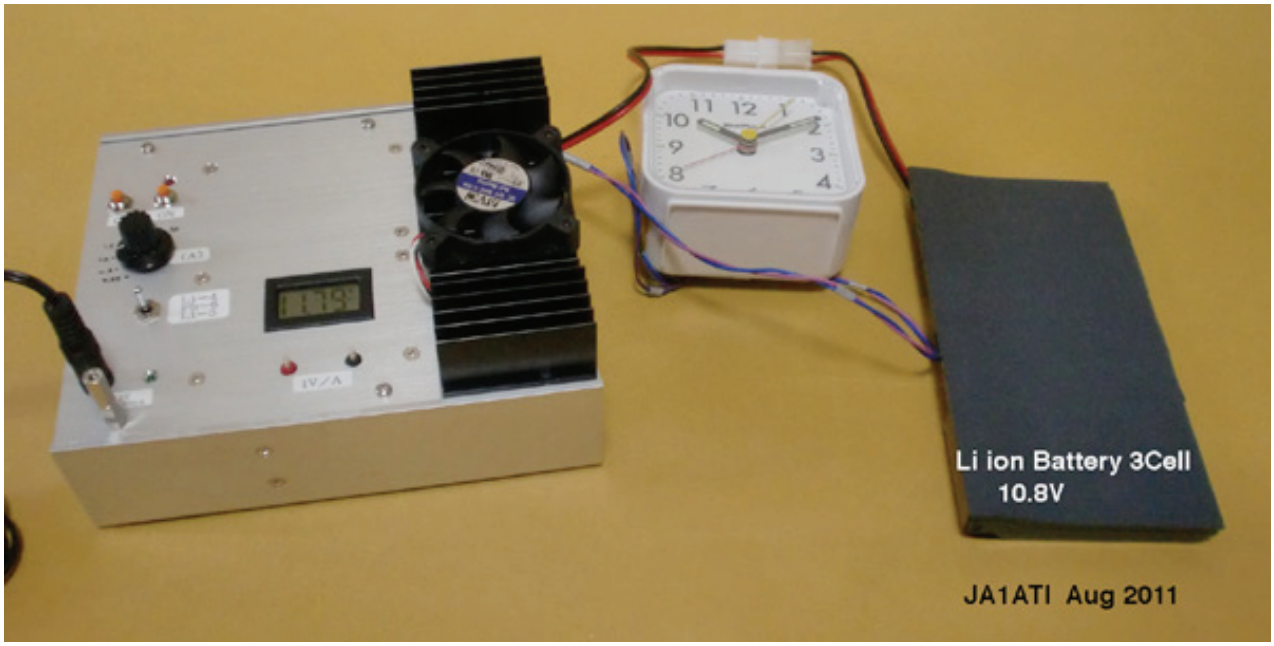
電池式時計の電池ホルダーに１mm厚さの両面基板の小片を挟み、基板の裏表それぞれにリード線を付け、リレー接点（RY-1,a1）に接続します。これによってリレー（電子負荷）が通電状態の時間を計測します。

回路と調整：

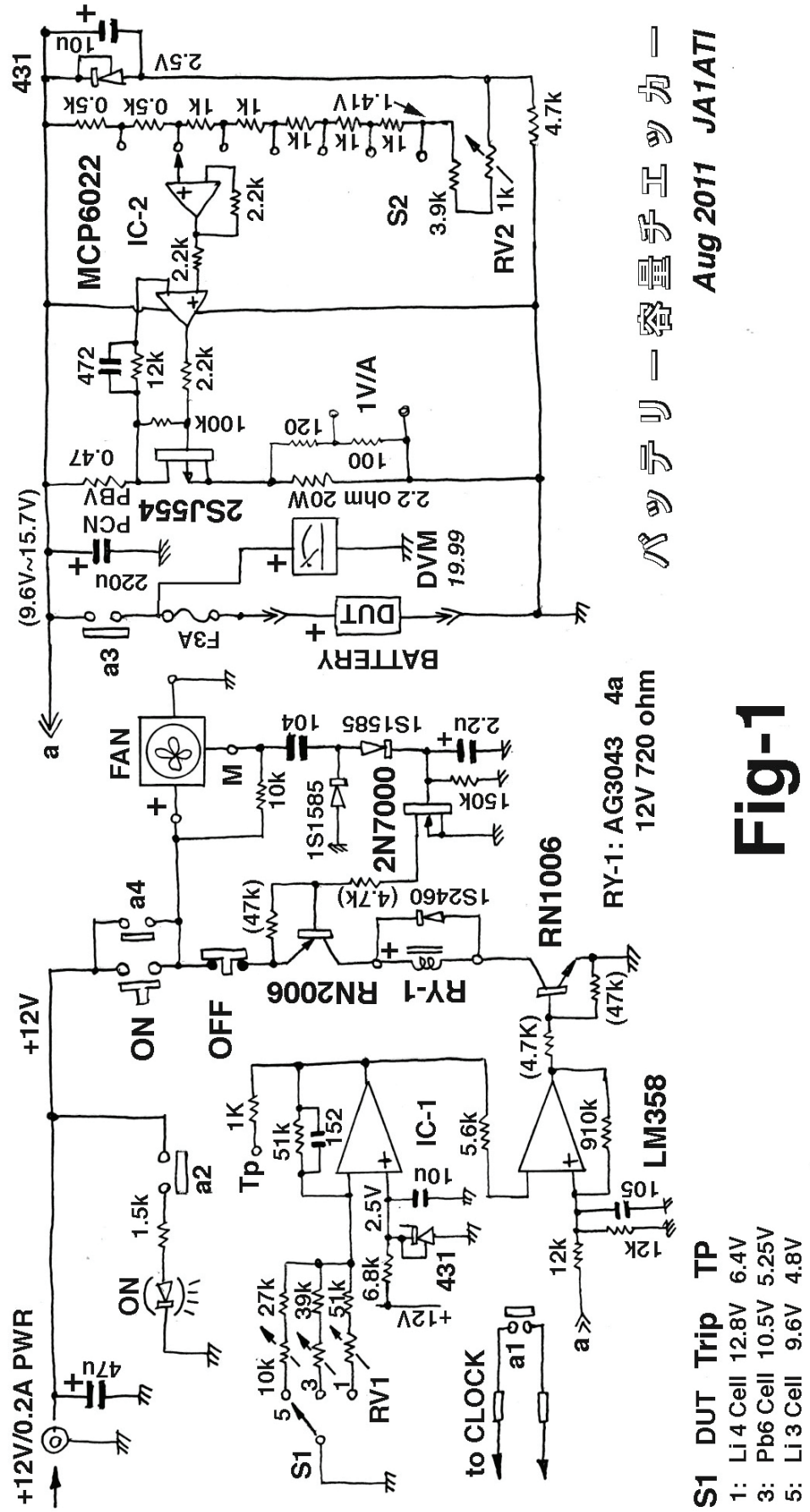
回路図をFig-1に示します。冷却フアンや回路を動作させるために+12V、約0.2Aの補助電源が必要です。定電流回路は標準的な構成でパワーFETと負荷抵抗による電子負荷です。動作は負荷電流検出抵抗（0.47Ω）からの電流に比例した電圧(0.47x3A=1.41V)を検出し、検出された電圧と基準電圧とを比較して負荷電流の定電流化を図っています。オペアンプ(IC-2)は レイル ツー レイル型のICが必要で、ここではMCP6022-I/Pを使いました。電流設定はロータリースイッチで階段状に切り替えていますが、連続可変にしたい場合はS2を5KΩのヘリポットにし,3.9ｋΩを3.3kΩに取り替えます。　　定電流回路の調整はS2スイッチに加わる電圧が1.41VになるようにRv2を調整します。
下限電圧の設定方法は、Tp端子電圧が下限設定電圧の1/2電圧になるようにRv1を調整します。最終的な調整は被測定電池（DUT）の代わりに電圧可変型の安定化電源を使って、下限電圧の動作、負荷電流などの総合的な調整と動作の確認を行います。

使い方：

被測定電池の機種に合った 下限電圧（S1）と負荷電流値（S2）を選択します。
フル充電した被測定電池(DUT)をつなぎ、スタートボタン(ON)で動作が開始し、設定された下限電圧まで定電流で連続放電が続きます。
設定された下限電圧に達すると自動的に被測定電池は負荷から切り離され、
放電の経過時間が表示（時計 CLOCK）されます。その結果から被測定電池の
放電電流値（A）と経過時間(H)から、実容量（A x H=AH)が求められます。



Aug 28 2011　　M.Hemmi　JA1ATI



RY-1: AG3043 4a
12V 720 ohm

パッテリー容量チェッカー
Aug 2011 JA1ATI

Fig-1

S1	DUT	Trip	TP
1:	Li 4 Cell	12.8V	6.4V
3:	Pb6 Cell	10.5V	5.25V
5:	Li 3 Cell	9.6V	4.8V

YTF を使った NF 測定用ダウンコンバーターの製作

JA1OGZ 金子　2011/Sep.

はじめに

マイクロウェーブの機器の製作には、各構成部品の NF や利得など実際に測定しながら組上げると効果的に作業を進められます。現在使用している NF メーターの HP8970A は 1500MHz 以下まで測定は可能ですが LNA の測定には各バンド毎にダウンコンバーターを用意しておく必要があります。以前は LNA 製作の都度トランスバーターを引っ張りだし組上げて来ました。これでは測定の確かさも不安定になりますので、NF 測定専用のコンバーターを製作することにしました。

特徴はダウンコンバーターの BPF として YIG を使い 2G から 18G の希望の周波数帯域を測定可能としております。既に仕組まれている YIG-TEK STALOC(Self-Tracking Lock On Circuit)の構造を生かした Closed-Loop Filter として外部からの Local OSC の信号により BPF の周波数切り替えを可能としております。

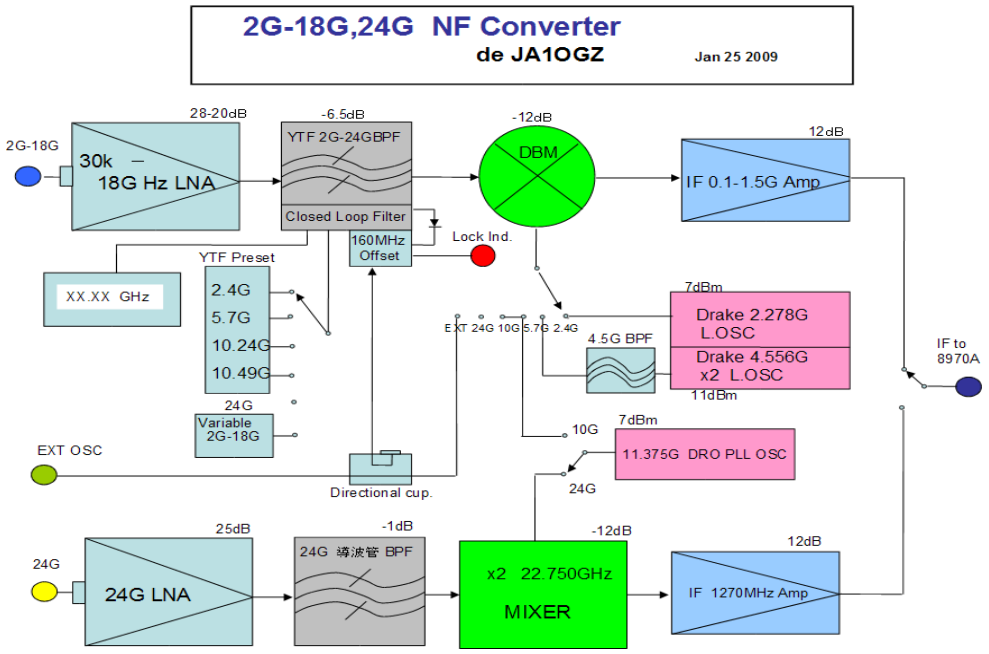
仕様目標

- 2.4G から 24G を 1 台に含める。
- 多バンドの測定を可能とするため BPF には YTF(Yig Tuned Filter)を使う。
- アマチュアバンド用には専用のローカルオシレータを持たせる。
- 測定バンドの切り替えはロータリーSW を使い接続するポートは LED の点灯により視認性を高める。
- コンバーターの LNA は広帯域のものを使う。
- 測定誤差を減らすために入力には 3dB PAD 装着し不整合を少なくする。
- LO のスプリアス信号少なくするため VCO および DRO の発振器を使う。
- 外部から LO OSC を取り込み、18GHz まで任意の周波数にて測定可能とする。
- 24G 用は個別のコンバーターを使う。(LNA や DBM の関係)

構成部品

- LNA (30KHz-10GHz 28dB)　Anritsu 製　18GHz まで 20dB
- YIG Filter EATON Corp. L173-14D/A　および制御回路
  AFC モニター回路、LOCK ランプ
- DBM Watokins Jhonson　型番不明(おそらく 4G-12GHz 用
- LOCAL OSC　Drake Converter　および 2 逓倍器(2.4G 用と 5.76G 用)
  10G 用と 24G 用は 11.375GHz DRO 発振器
- LOCAL OSC 切替はロータリー同軸リレー
- 24GHz 専用コンバーター

構成図



内部 LO OSC と IF 周波数

周波数帯 (MHz)	LO 源発振 周波数(MHz)	LO 周波数 (MHz)	USB/LSB	IF 周波数 (MHz)
2427	2278(DRAKE)	2278	USB	149
5760	2278(DRAKE)	4556 w/BPF	USB	1204
10240	11375 (DRO)	11375	LSB	1135
10490	11375 (DRO)	11375	LSB	885
24020	11375 (DRO)	22750	USB	1270

外部 LO OSC

外部からの LO OSC を取り込み、今回使用した YTF の特徴を活用し任意のバンドの NF 測定が可能となります。特に連続した周波数におけるノイズソースの ENR 値の確認には有効です。通過帯域の目的周波数から 160MHz 低い LO OSC 用の周波数を外部よりこの NF コンバーターへ+7dBm～+10dBm の信号を入力し、YTF の LOCK が可能となります。この LO OSC の信号はコンバーター内部の-10dB カップラーを通して YTF の Reference 端子(下側の BPF)に取り込みます。また、LO OSC の信号は DBM を通して、目的周波数を 160MHz 帯の IF に変換されます。外部からの LO OSC として、私の場合は Wiltron 6659B の SG およびカウンターを使い周波数確認を行っております。

YIG-TEK STALOC(Self-Tracking Lock On Circuit)について

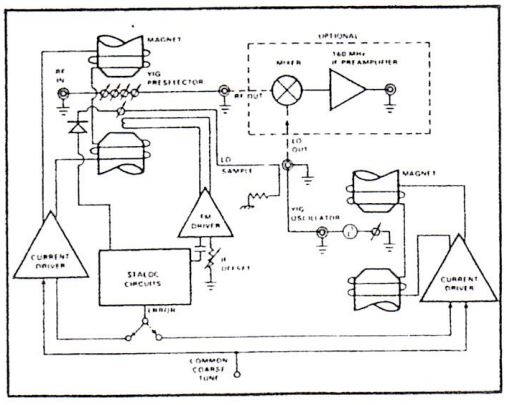
この BPF(YTF: Yig Tuned Filter)は 2GHz から 26GHz を使用することが出来、外部からの制御はコントロール電圧だけで通過周波数帯を決めることが可能です。また、YTF のメインコイルに流れる電流を測定することで大まかな周波数を確認もできます。既に備えている Closed Loop Filter としての特徴を使い BPF の周波数設定をより簡単に、また LOCK と AFC 電圧を確認することで、BPF の周波数設定の再現性を高めることを可能としております。

今回使用した YTF はマイクロ波関係の部品や真空管の取り扱いで有名な US 電子さんより入手した EATON L173-14D/A を使用しました。

この YTF には YIG 球が 4 個繋がったものと 1 個のものがあります。4 個のものは SMA コネクターの上側であり、通過帯域は約 50MHz ですが下側は YIG 球は 1 個で通過帯域は約 400MHz あります。この下側の BPF に Reference 信号として LO OSC の信号として 0dbm から-10dBm 程度の信号を入れることで、BPF の出力側に接続されている 4dB 程度の ATT を経由し専用のデテクターにて検知することにより Closed Loop が働きます。制御電圧(2V から 14V)の電圧を変化させコースチューニングとし大まかな目的の周波数(LO OSC から 160MHz 上)に合わせると LOCK DETECT の電圧が 0V となります。その後、AFC の電位(Lock 時 0V)を見ながらさらに制御電圧を微調整することによりファインチューニングが出来ます。チューニングの確認は LOCK(GND)の確認と AFC の電位を表示し 0V に近くなるようにすれば OK です。

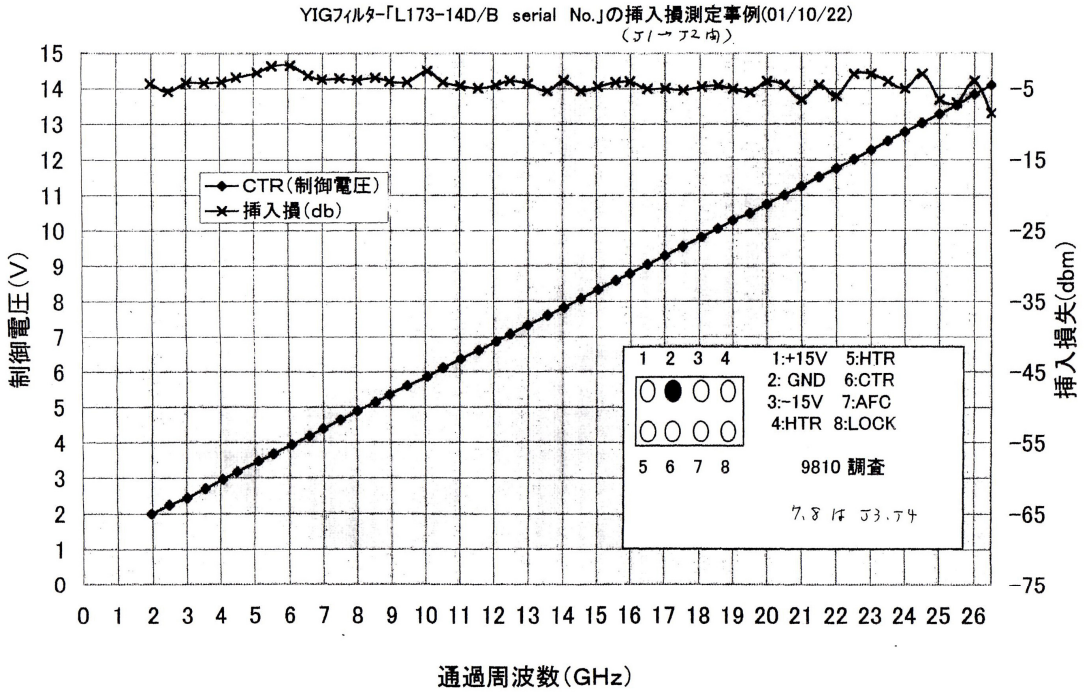
このオフセットの動作は、内部制御回路によりFMコイルをドライブし磁界によりオフセット周波数を変化させてます。

YTF の内部の概略図とコンバーターとして使用例

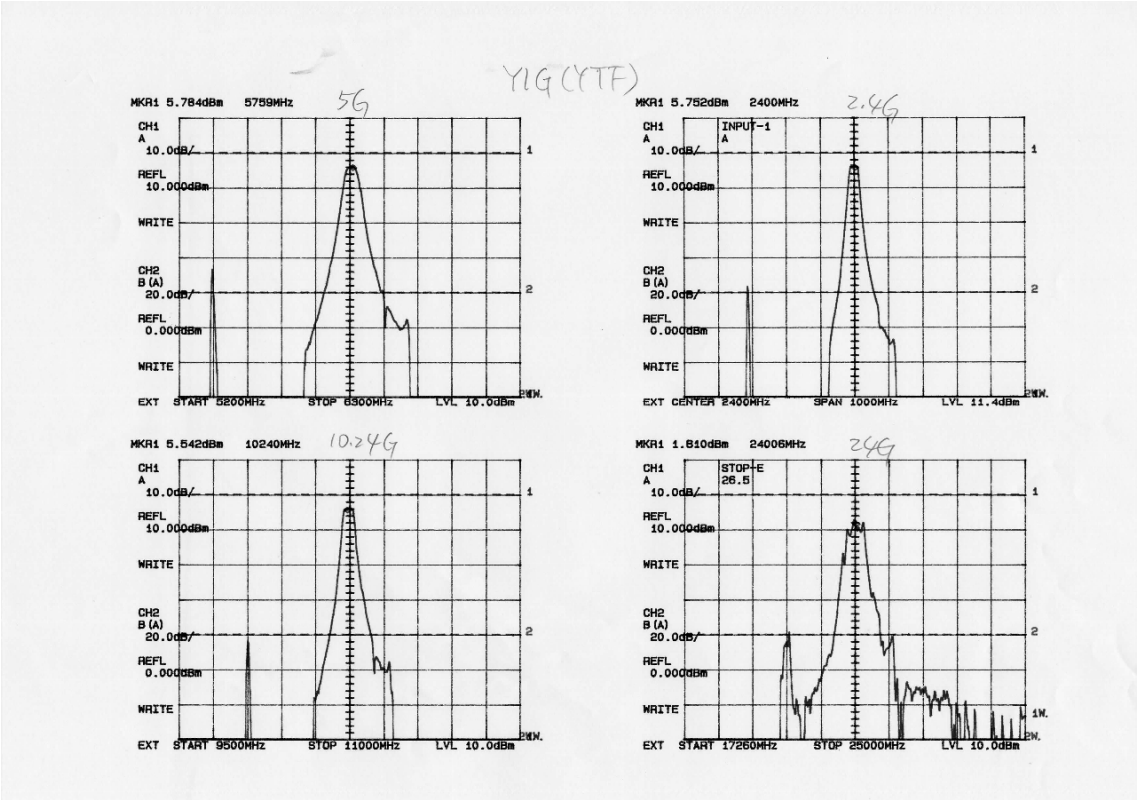


このYTFには既に便利な機能がそろっているので外部からLO OSC接続し、広帯域なLNAとDBMを入手できれば、オフセットを145MHz帯に調整し2GHzから26GHzの連続した受信コンバーターの製作も可能ではと思います。このような機能の本来の目的はスペトラムアナライザーのプリセレクターとして使われています。

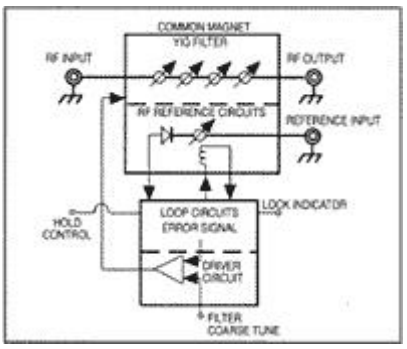
制御電圧 VS 通過周波数とピンアサイン、挿入損失(参照:YTF 説明書　US 電子)



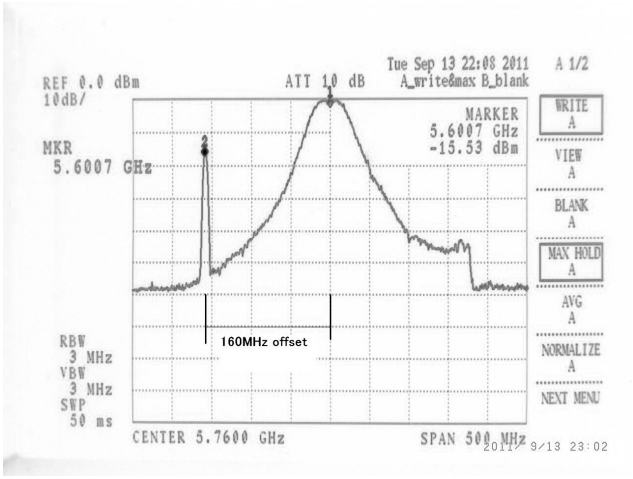
YTF の通過帯域(24GHz については、制御電圧のリップルなのか不安定)



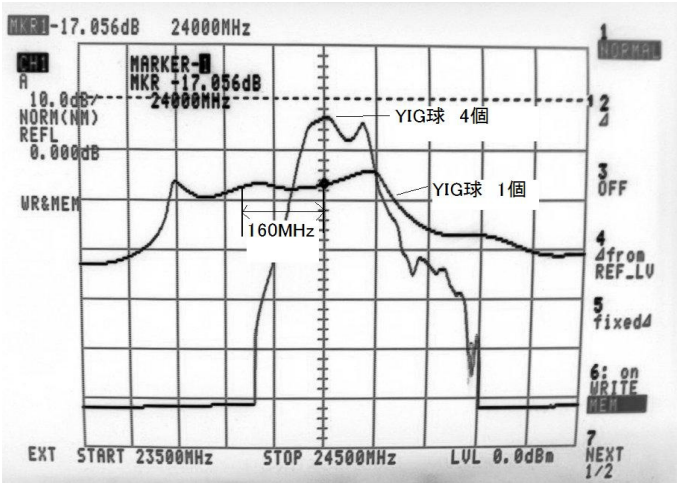
Teledyne Microwave　YTF の概略図



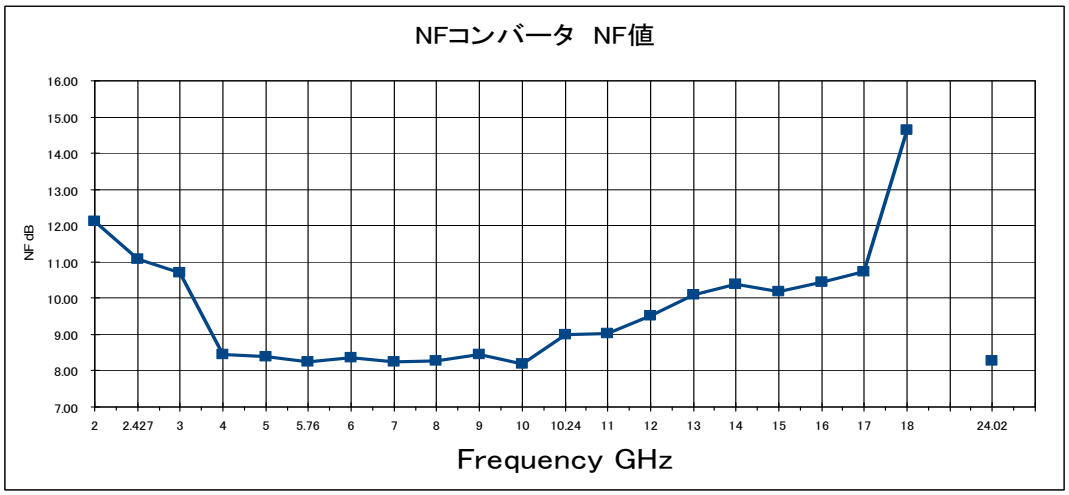
LO OSC 5.6G　BPF 5.76G(160MHz)



24GHz における BPF(メイン、サブ)通過帯域

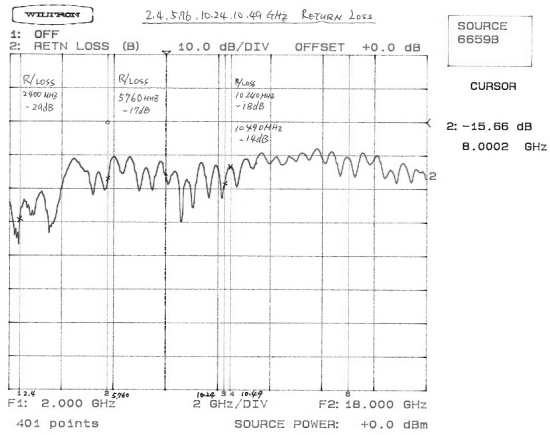


製作したNFコンバーターの NF 値

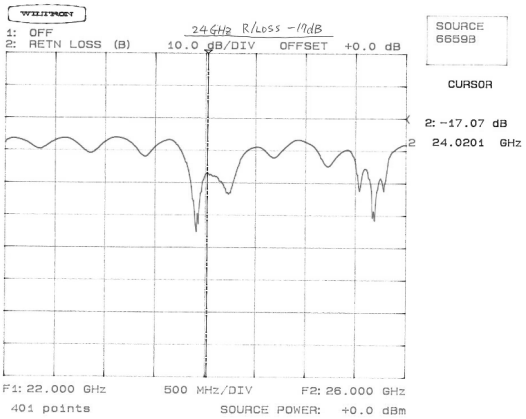


NF値の考察としては、2G および 18G 近辺が思わしくないのは DBM の特性によるものであり、10G を超えたところからは LNA の GAIN の低下である。このように、NF の測定によって、校正部品の優劣が判ってしまいます。

2G-18G ポートのリターンロス



24G ポートのリターンロス



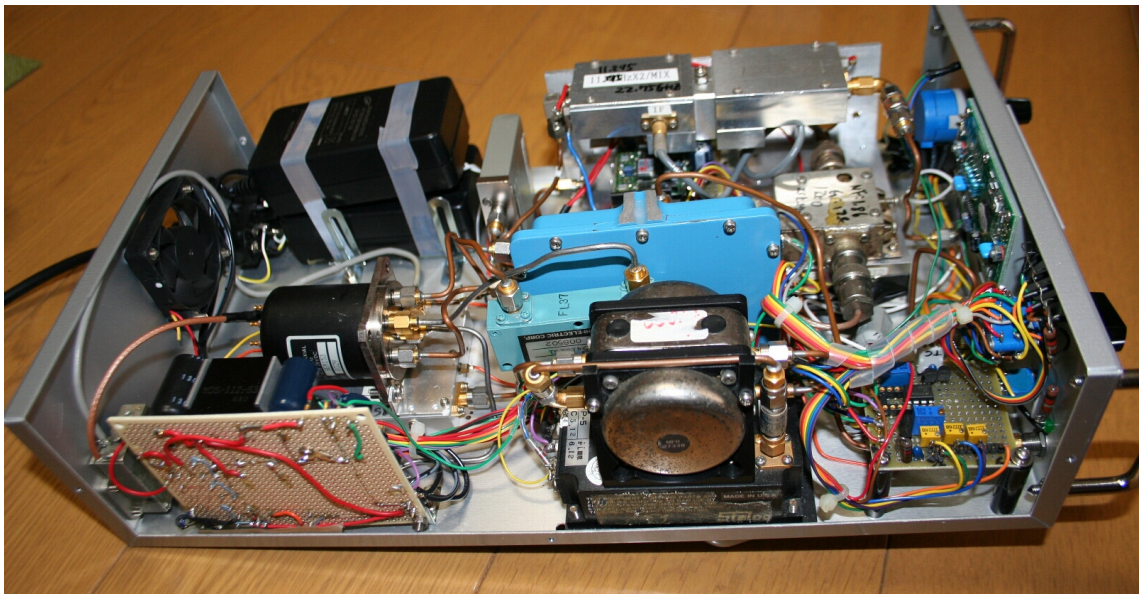
入力ポートのリターンロスの良否は測定したいユニットとの不整合を招くためリターンロスを出来る限り大きく取りたい。3dB パッドを入れることによって、12G～16G を除き概ね-15dB 以上は確保出来た。必要に応じアイソレータを取り付けることとしています。

参照画像:

パネル面

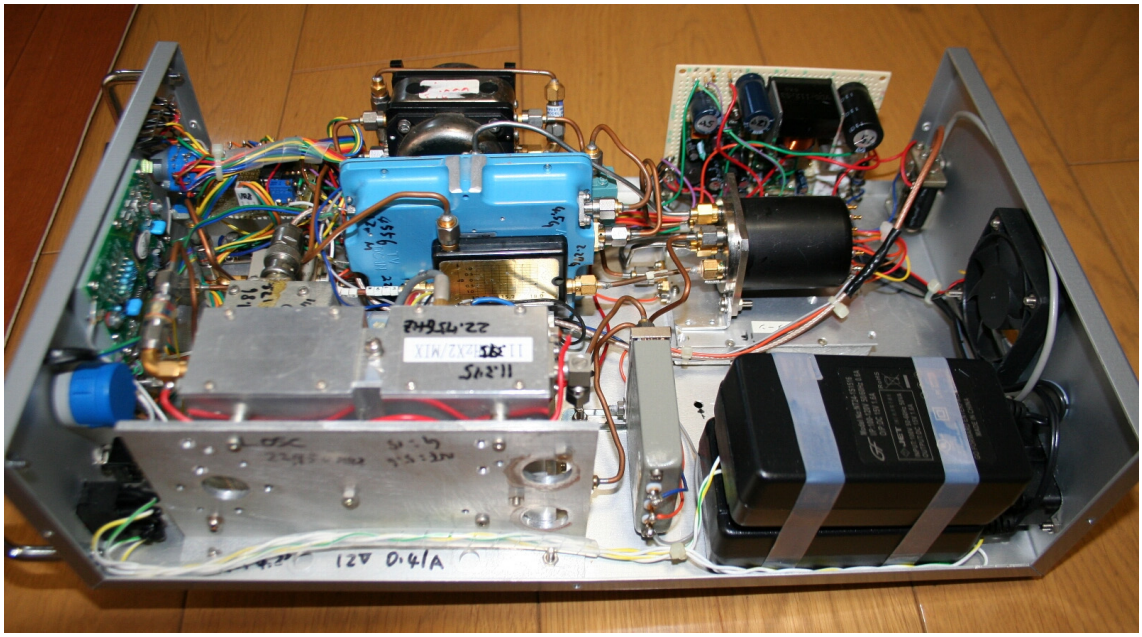
バンド切替は LED を点灯させて視認性を高めている。HP 8970A へは裏面の N 型コネクターより接続。

内部写真 ①



真中には YTF がある。その右の基板は YTF への制御電圧とアマチュアバンド用の周波数に YTF を設定する Pot.が見える。中央部のケースは 2.4G/5G 用の OSC。

内部写真 ②



左下側は 24G 用のコンバーターその下には 11.375GHz DRO 発振器（PLL 制御）がある。10G 用と 24G 用に使っている。右下側は 15V/3A のSW電源を 2 個使っている。左上側にはローカル OSC を切替えるロータリー型の同軸リレーが見える。その下には DBM と IF AMP を設置。中央の黒色の箱は、外部 LO OSC の周波数を YTF に取り込むカップラーです。

おわりに

このように、2G から 18GHz まで連続して測定可能であり、既に判明しているノイズソースを持っていればジャンクのノイズソースを格安にて購入し連続した ENR 値を以下の写真のように付けることが出来ます。特に既に記載した通り、アマチュアバンドについては内部 LO OSC を使い、YTF の周波数はプリセットし使い易くしております。

このように、1 台にまとめることで測定系の安定度、確からしさを高めることができます。また、LNA を製作しても今までのように受信コンバーターを取り出すことなく、電源を入れれば測定が出来るため大変重宝しております。今回は、YIG フィルターのあまり記載されていない機能を中心に書きましたので周波数表示回路については割愛しました。参考文献の逸見氏記載の「YIG を使った<超>簡易型マイクロ波ソース」を参照されてください。

今までに YIG を使った「フィルター（2G-26G）」や「2G-18G のオシレーター」、「24G 帯のオシレーター(発表済み)」を製作し今でも現役です。+/- 15V(2A)の電源と制御用として 0V-15V 変化出来安定な電源（電流は数 mA）を用意できれば YIG の実験は可能です。ぜひとも参考にして実験されてはいかがでしょうか。

例：ENR 値付けした MSC ノイズソース

参考文献

- YIG フィルター説明書　US 電子
- テレダインマイクロウェーブ　Closed-Loop Bandpass Filters http://www.teledynewireless.com/pdf_YIG/Teledyne%20Microwave%20YIG%20Filter%20Products%200507.pdf
- YIG を使った<超>簡易型マイクロ波ソース　JA1ATI 逸見氏　HAM-J 95

スペアナでスカラ・ネットアナもどきを

JF1TPR 熊野谿　寛

発端～必要は実験の母??

誘電体や広帯域等の様々な BPF の実験をしていると、何度も HP8620 をゆっくりスイープさせて特性を見るのが億劫になりました。さらに、悪い事に我が家の 8620 は、6.5G までのユニットと 10G から上のユニットしかありません。これでは、8G～12G などの 10G の BPF で見たいバンドを見られません。でも、ネットアナは高すぎて手が出ないし、そもそもベクトルネットワークアナライザの意味を理解していない私には、宝の持ち腐れになりかねません。「スカラー・ネットワークアナライザーならいいんじゃない」と中古を調べましたが、これも対応する SG とセットになるとやはり手が出ません。それにいくらなんでもシャックにそんな大きな物を置く場所は残っていません。今でもジャンクの上に布団を引いて寝ているのですから…。hi

スペアナの外部ミクサー端子を活用する

そこで思い出したのが、以前にも一度実験しながら途中で投げ出していた、「外部ミクサー端子(1st Lo OUT)を利用して TG 風の信号を作る、という方法でした。

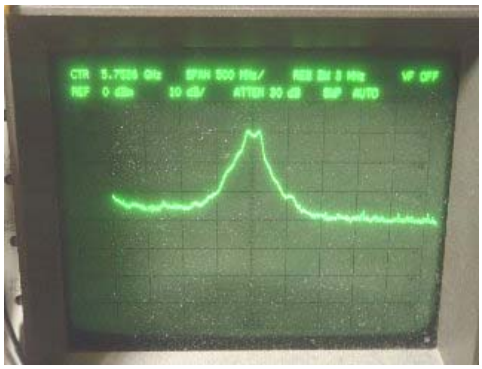
マイクロ波スペアナは、信号を 1stLOCAL やそのハーモニクスで 1st IF にヘトロダインしています。この 1stIF 周波数は機種によって違いますが、HP8569B は 321.4Mhz、R3271 は 421.4Mhz です。ですから、外部に 1stLOCAL が出てくる機種であれば、1stLOCAL やその逓倍した信号と 1stIF と同じ周波数の信号とを混ぜてやれば、見ているのとズバリ同じ信号が出てきます。もちろん、単純に混ぜたのでは 1stLOCAL の上下に二山の信号が出てくる事になりますが、スペアナにプリセレが入っているので、そこは無視してしまいます。ただし、低い周波数は、この前に変換段がある様でこの方法は使えません。また、一定の帯域について逓倍するのはやっかいかも知れません。でも、LOCAL の基本波で見ている所位はなんとかなりそうです。さらに、ジャンク箱の中から「11G 程度までの帯域でパッシブで 2 逓倍した信号が出力される」というユニットが出てきました。これと DBM と SG の信号でなんとかなりそうです。

最初の失敗…外部ミクサー端子の怪

そこで、最初に HP8569B で外部ミクサー端子の LO 出力をパワー測定しました。DBM を飛ばしては困るからです。割と出ているので、これに 2 逓倍ユニットを付け、その後に DBM を付けてみました。DBM には IF と同じく 321.4Mhz を SG から入れます。さて、測定かな…と思ったのですが、なん

とSGの信号が直接IFに飛び込んでしまいます。うーん、3PORTタイプなのになぁ。

そこで、JUNK箱から出てきたGaLi19/59による二段のアンプと10dB ATT、JUNKからとった広帯域アンプをさらに取り出しました。これで、HP8569BのLOの信号をまず10dB-ATTでアイソレーションをとり、その後に2逓倍してからMMIC-AMPで10mW程度に戻しました。そして、この出力をDBMで321.40MHZと混ぜてから、JUNK広帯域アンプで増幅してみました。



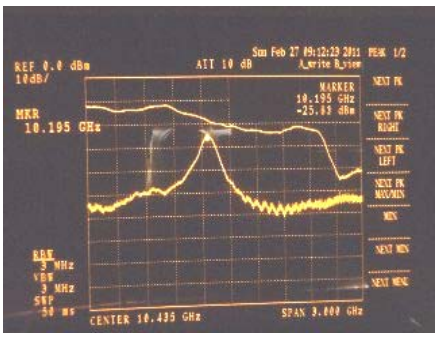
こうして出てきた出力を使ってBPFを測ってみた所、ダイナミック・レンジ30dB～35dB程ですが、5G周辺はそこそこTGとして表示できました。これでBPFのネジをいじると当然ながら特性がどう変わるかが直視できるのを実感しました。

これは便利そうですが、もう少しダイナミックレンジが欲しい所です。でも、LO-OUTに対してアイソレーションを持たせれば良いのでは、という発想は当たりだったようです。

R3271でも実験

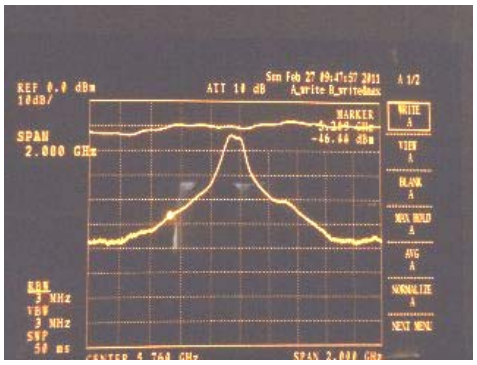
次にこのセットをR3271に接続し、IFに421.40Mhzを SGから入れて見てみました。この場合、二逓倍器の特性の関係で11.2Ghzまでが上限となりますが、8G-11G付近についてはBPFの特性を見る事ができました。これでもそこそこBPFの調整には使えそうです。A/Bの画像メモリーをうまく使うとB-A等で入力と出力の比較を見る事ができますので、これでできそうです。もっとも、この機能はしばらく使っていなかったので、使い方がイマイチ忘れているのですが…。hi

右は5G/10G DUP-BPFの10G側を見たものです。このあと調整したら、10240Mでの損失は3dB程度でした。一応、基準となった信号と比べると40dB弱のダイナミックレンジがとれる模様です。



ネットアナとは違って、この場合、LOの通りぬけやヘトロダインの逆側信号も出ていますので、アクティブなアンプ等の素子の特性を見るには問題があります。ただ、パッシブなBPF等の場合にはこれでも一応は使えそうです。もう少し工夫して箱に入れると、5G/10G用使えそうな気がしてきました。

二逓倍器は不要だった

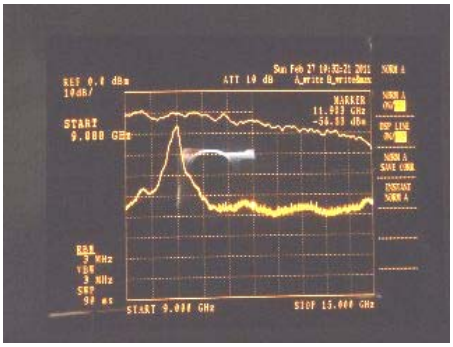


ここでふと思いついたので、二逓倍器の替わりにATT 10dBを挿入してDBMに入れてみました。(DBMの最大入力が小さいのです。)するとそのまま 5G でも使えることがわかりました。この場合 MIXER の上側・下側の両方をあわせたアンプ出力は約 10mW 出ています。また、10G でそのままで使った場合には、-10dBm 程度の出力が出ています。スペアナの頭に 10dB の ATT を安全のために使っているので、これがなければ 50dB 近くのダイナミックレンジがとれそうです。

右は、これを使って DUP-BPF を 5760M 側で見たものです。結構、これで使えそうです

10G でも使える

さらに欲が出てはきたので、次はこれで 10G 以上を見てみました。すると、結構使えそうな出力レベルです。そこで、スペアナの頭のATT 10dBを外して、BPFの特性を同様に見てみました。これならば、11GのBPFの調整にも使えます。スペアナの LO-OUT はいろいろ使い道があるものです。



右は 9G-15G のスパンで見た 10240M の BPF です。上の方はダメですが、12Gあたりまでは40dB程度のダイナミックレンジがとれています。

今回の実験のポイントは、LO-OUT からの出力をそのまま MIXER につないだりすると、IF 周波数の 321.40Mh や 421.40Mhz が本体に漏れてしまうのを、MMIC を使ったアンプと ATT で分離した事です。もちろん、ハイパス BPF で良い物があれば、それでも良いのだと思います。

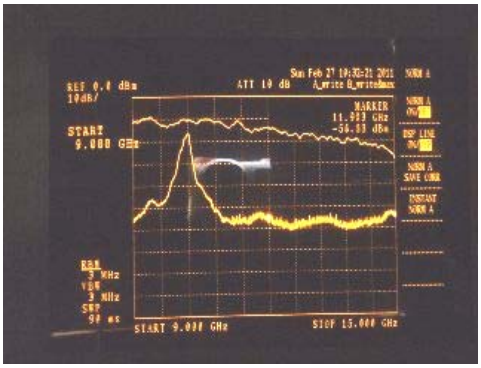
スペアナの周波数構成によって違いますが、HP8569B では LO の二倍で 3.9-8.5Ghz 四倍で 8.5G-18G をハーモニクスにて見ていますので、二逓倍器で 5G 付近、それにさらに倍して 10G 付近を見る事が可能です。(二逓倍のままでも一応、10G 付近も見えますが、ダイナミックレンジが 20dB も取れませんでした。)

R3271 の場合、5G では LO の基本波、10G では二倍で信号を見る事が可能です。ただし、基本波のままでもハーモニクスで結構な値が見える事がわかりました。

BPF の調整には、この程度でかなり使えます。では、反射を見るのにも方向性結合器を使えば良いのかなぁ??と考えだしました。これができたらスカラーネットアナもどきになりそうです。

リターンロスを測定してみよう

そこで、5G のアンテナのリターンロスを見られるハズだと考えて、サーキュレーター使って特性を測ってみました。サーキュレーターよりも方向性結合器で結合度の高いものがあればその方が良いのだと思います。(サーキュレーターの周波数特性があるので)でも、5G のホーンで以前調整しかけた物があったので、見ながら調整してみたら-10dB 程度だった反射を-20dB 近くに落とすことができました。最後はプローブに半田を盛ったりネジの先に半田をつけたりしました。左は 5760M SPAN 4G での調整画面です。

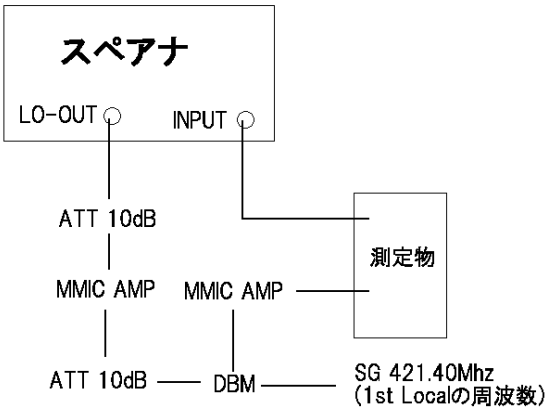


今までは5760Mの信号源を使ったピンポイントでの測定や調整をしてきましたが、一目で一定の帯域が見られると大変に便利です。

BPF の中心を合わせたい時には、スペアナをゼロスパンにしてやると、画面に直線が出ますので、できるだけ位置が高くなる様にしてやると、大変に見やすく調整できます。

アンテナの調整でも、TG の出力を測定するアンテナに、スペアナの入力に簡易アンテナをつけてやれば、進行波を一定の帯域で見る事が出来ます。この方が、そのアンテナの周波数特性を見やすい事は言うまでもありません。

マイクロ波簡易TGの構成



スペアナをお持ちの方は、みなさんも TG 風にして使ってみませんか。大変に便利ですよ。

*LO-OUT のアイソレーションを得るための MMIC AMP には、Gali-19/59 の二段アンプを使った。
*TG-OUT を増幅する広帯域アンプは、ジャンクの 12G 程度までの広帯域アンプを使った。

TR4132 用RFコンバーターの改造

JA1DUC 小澤暢治

はじめに

年代物のタケダ理研工業㈱製 TR4132 スペクトルアナライザーを友達が入手したが最高1GHzまでの測定しかできないので2.4GHz帯まで測定周波数を拡張できないかと相談を受けたのを機に専用RFコンバーターTR14303N(75Ω系)中古を購入して改造を試みましたので報告いたします。

オークションで入手したRFコンバーターを確認したところ局発のYIGが作動せず、返品も不可なので入出力インピーダンスも75Ω系から50Ω系に変更し、中身のユニットはすべて交換することにしました。手持ちのジャンク品や保管品を組み合わせて改造を加え、3GHzまでの測定が可能となりました。

1．改造構想

当初はYIGの電源ユニットが健在とみてYIGを探しましたが、希望に叶うタイプが見当たらず設計変更しました。計測機用に保管していたVCOが最高2.6GHz辺りまで発振するので流用することにしたのですが、広帯域とは言え一挙に3GHzも可変できないので二個のVCOを切り替えて使うことにしました。

測定周波数最大3GHzまで対応するには、局部発信周波数を1GHz、1.3GHz、1.6GHz、1.9GHz、2.2GHz、2.5GHzの6段階切り替えで選択して使用します。

RFコンバーターへの入力周波数は局発周波数より300MHz高い範囲内で加えますので出力コネクターよりスペクトルアナライザーに入力すると画面の中心周波数を300MHzに設定すれば計測することができます。

2．電気的仕様

入力周波数 ： 1.01GHz～2.81GHz
局部発信周波数 ： 1GHz、1.3GHz、1.6GHz、1.9GHz、2.2GHz、2.5GHz の 6 レンジ
最大入力レベル ： ＋10dBm
出力周波数 ： 10MHz～310MHz
出力レベル ： 入力レベルより－3dB typ(レンジで異なる)
出力レベル変動 ： 4dBm 以内(レンジにより異なる)
入出力インピーダンス ： 50Ω
入力アッテネーター ： 0～40dB、10dB ステップ
局部発信器出力モニターレベル ： －7dBm typ(レンジで異なる)

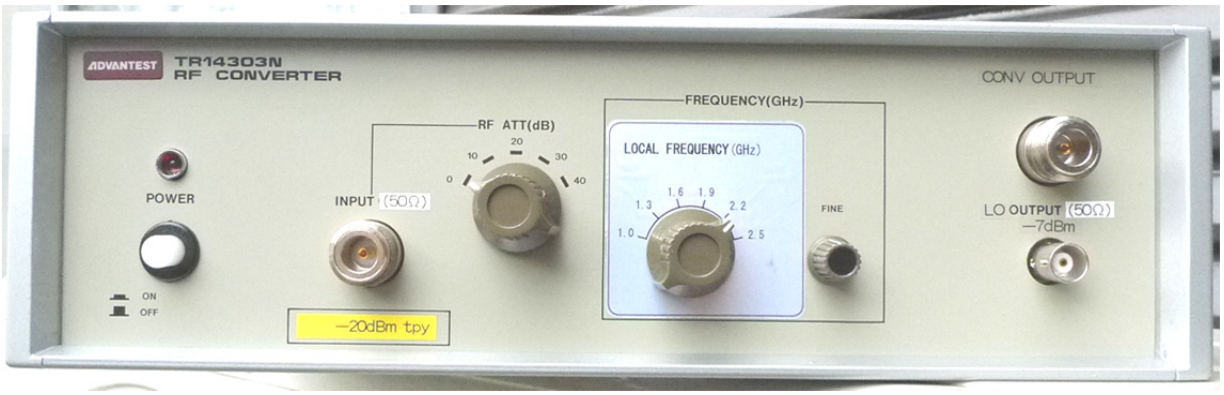
3.スペクトルアナライザーの一般的使用上注意

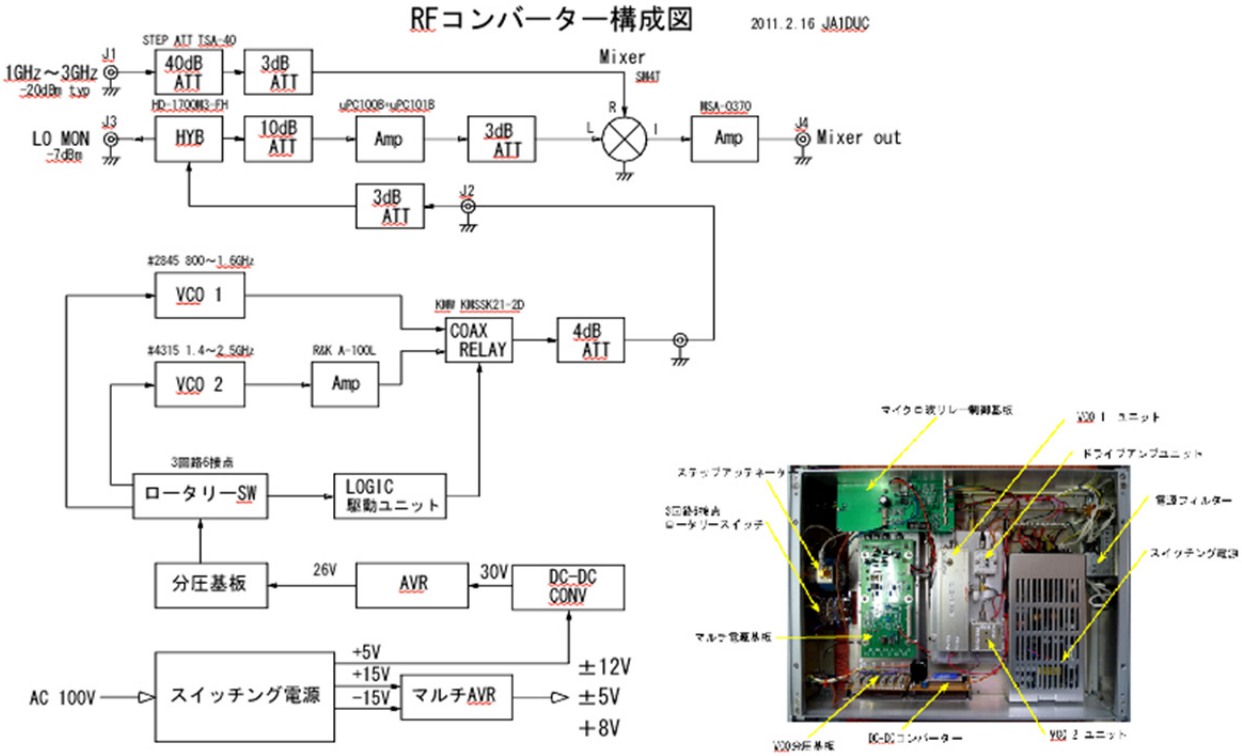
スペクトルアナライザー(以下スペアナ)は高感度で 70dB 以上のダイナミックレンジを持っています。高調波や 2 次、3 次歪の測定に適しているものの、その使用法を誤るとスペアナ自体の内部で歪を発生する可能性があるので注意が必要です。
これは高感度であることと、電測計と異なり入力回路に周波数選択能力が無いためです。画面の波形に現れなくても、スペアナの入力に加えられている他の信号レベルに注意し、場合によってはフィルターを用いて他のチャンネルのレベルを下げるような手段を取らなければなりません。スペアナが歪を発生しているかどうかの判断は、入力アッテネーターを増減したときの変化量と、観測中の全スペクトルの変化量が同じであれば歪を発生していないが、アッテネーターを増減した時スペクトルの一部が 2 倍の変化をすれば 3 次歪を発生している。波形を監視していると目的周波数スペクトルの周りに余計なスペクトルがあちこちと立ち上がってくるので確認できます。このようなときは入力アッテネーターを入れて入力レベルを下げれば歪の発生を抑えられます。
スペアナの入力レベルは一般的には最大＋20dBm ですが、**本機では＋10dBm** を超えないように注意します。
特に送信機などの出力を計測する時は必ず入力コネクターの前に通過型アッテネーター(送信出力の電力に対応したもの)を挿入してください。本機 RF コンバーターもスペアナも同様過大入力はミキサーの破壊に至りますので注意が必要です。
また、入力レベルが不明のときは入力アッテネーター(ATT)を最大の 40dB に選択し、レベルを確認してから下げるようにします。

4.改造部分の説明

4-1.ブロックダイアグラム

本体の中身は殆どすべて交換して取りつけ配置なども重量バランスと配線の最短化を図っています。次ページが改造後の前面パネルと RF コンバーターの構成図です。





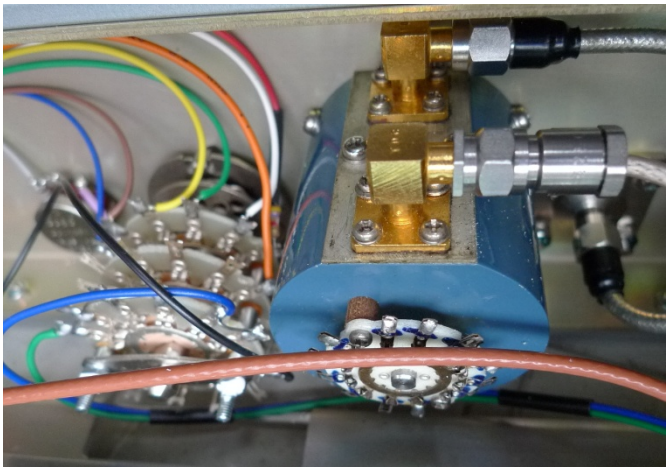
4-2.各部の説明

前面操作パネルは写真のようにオリジナルの TR143003N を使い、変更箇所は局部発信周波数切替スイッチと LO OUT PUT(BNC コネクター)を新たに設けていますので周波数カウンターや広帯域受信機などをつないで発振周波数の確認に利用できるようにしました。そのほかコネクター類はすべてインピーダンス 50Ω系のものに取り換えてあります。

電源スイッチは前面パネル左下の白いボタンをプッシュオンで入れることができます。切るときにはもう一度押します。電源のパイロットランプは取り換えの必要ないようネオンランプにしました。
写真は電源スイッチの部分です。操作パネルから丸い棒で背面近くに設けられたスイッチを操作します。

入力 ATT は 75Ω系のものを 50Ω系に取り換えました。0dB はスルーで 10dB ステップ 40dB の ATT です。通常のスペアナは入力レベルが＋20dB が一般的ですが、本機では＋10dB 以下に抑えるようにしています。送信機などの出力レベルを計測する時は電力に耐える通過型の ATT を入力コネクターに接続して計測します。
ATT そのものは 5.7GHz まで使用できる特性を有しています。

LO FREQUENCY は局発の発振周波数を 6 段階に割り振りして切り替えます。
LO は 1.0GHz と 1.3GHz が VCO 1、1.6GHz、1.9GHz、2.2GHz、2.5GHz を VCO 2 で受け持っています。写真は ATT とロータリースイッチ部分と ATT の拡大です。

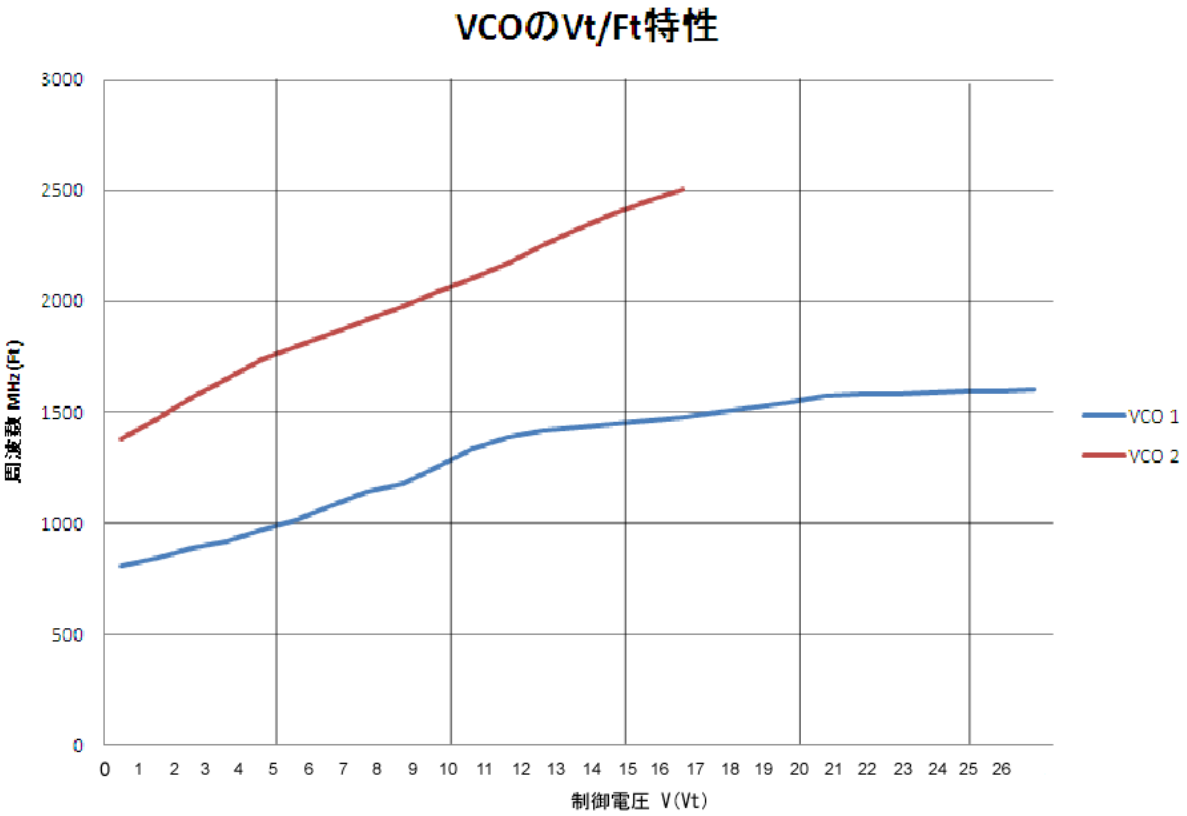


周波数レンジ切替用のロータリースイッチは 3 段 3 回路 6 接点に設定しています。
LO の発振周波数を VCO に加える制御電圧の変化で決定します。
ATT のコネクターはマイクロ波でも損失が少ない SMA という特殊なものを使用していますので同軸ケーブルもセミリジットやセミフレキシブルケーブルを用いています。

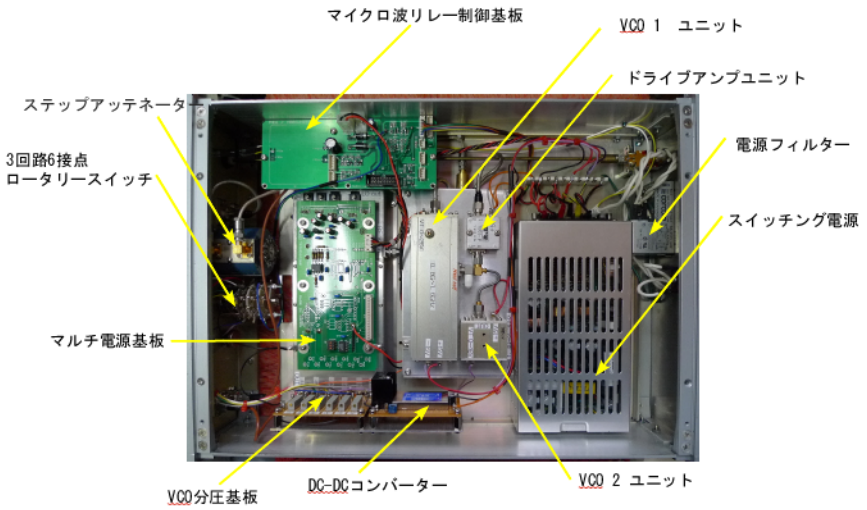
CONV OUT PUT(出力コネクター)は入力と同じ 50Ω系です。ここには LO と入力周波数をミックスして変換した差の周波数、つまり入力周波数から LO 周波数を差し引いた周波数が出てきます。スペアナの中心周波数を 300MHz に合わせておくと計測波形が確認できます。入力レベルより数 dBm 低いレベルが出てきます。

VCO ユニットは二つの LO を組み合わせて 1GHz から 2.5GHz までを発振します。

写真の VCO 1 ユニットは 1.6GHz までを担います。VCO 2 は 2.5GHz までをカバーしています。回路については不明です。
各々の発振周波数は制御電圧の印加で変化しますので、その電圧をレンジ切替で区分した周波数に合わせてサーメットトリマーの分圧で設定しています。
周波数により、出力レベルも異なり、発信出力が直線的には変化しませんので数 dB のレベル差が出てしまいます。
VCO 2 は VCO 1 に対して最大約 14dB ほど低い出力レベルなのでレベル補正のため、利得 15dB ほどのアンプを通しています。

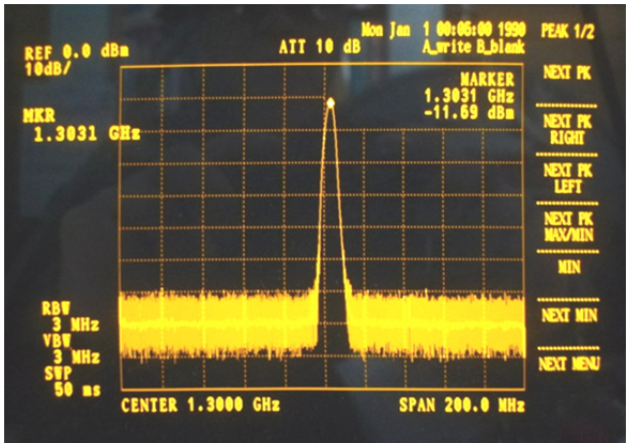


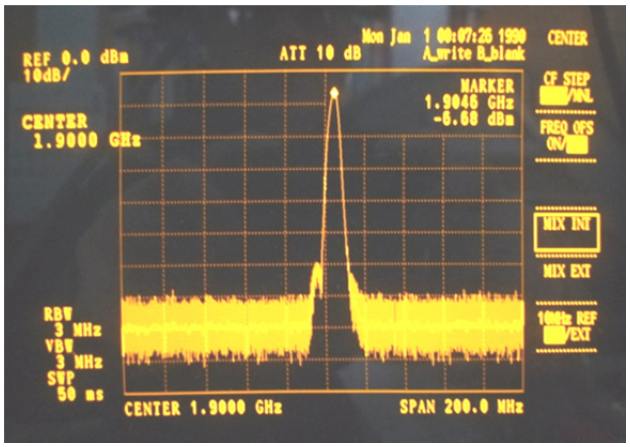
グラフは双方の発振周波数と制御電圧の特性を示していますので大まかな変化が理解できます。ただし、一般的な VCO なので PLL などの LO と異なり周波数変動は避けられません。周波数を若干可変できるように FINE つまみを設けていますので周波数カウンターと併用すれば周波数の微調整が可能です。
正確な周波数確認はコントロールパネルの前面に BNC 端子が設けてあるので周波数カウンターや広帯域受信機のデジタル表示で知ることができます。
局発出力はハイブリット回路でミキサー入力と LO モニター端子に振り分けられていますので出力は－7dBm のレベルになっています。



前頁の写真は RF コンバーター全体を上から見たものです。

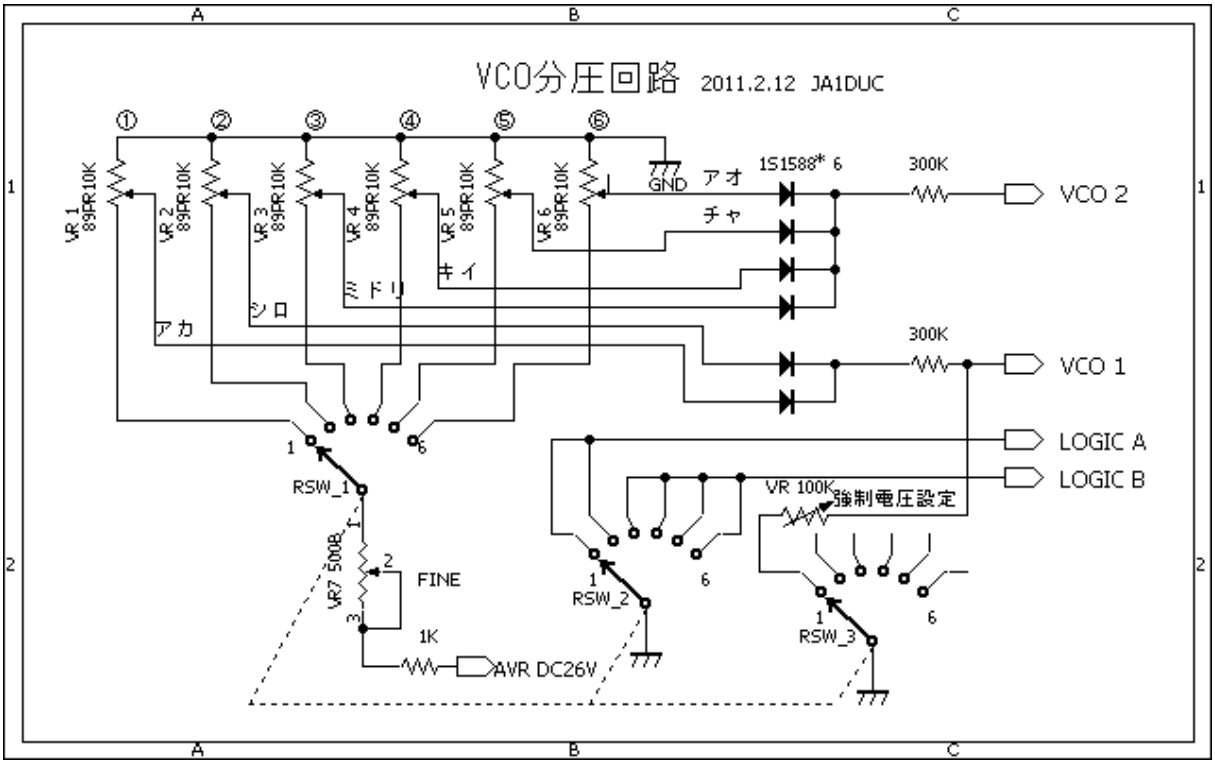
LO OUT PUT で計測した**発振レベルと周波数**を写真の MARKER で確認できます。





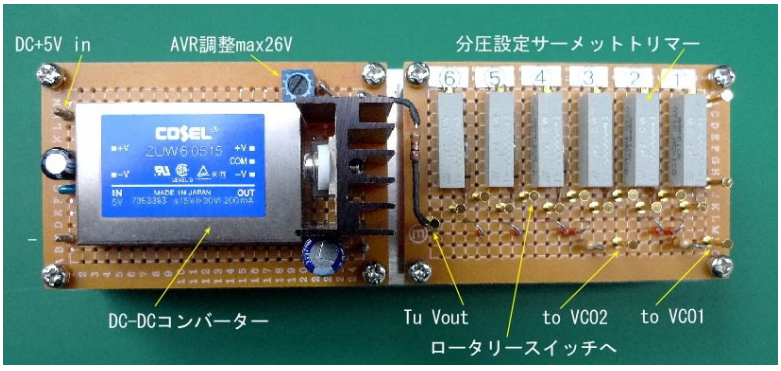
ダイナミックレンジはおよそ 70dB ほど取れています。各々のレンジはロータリースイッチで選択されますが、その回路図は次ページのようになっています。

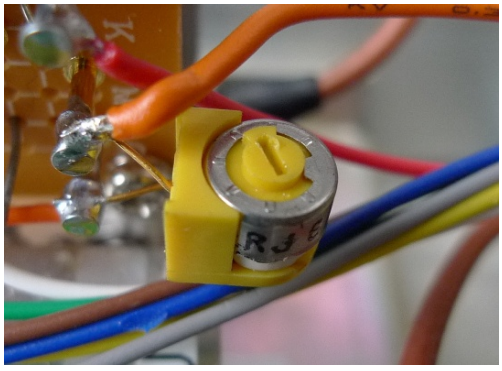
下は VCO 制御電圧の分圧回路です。



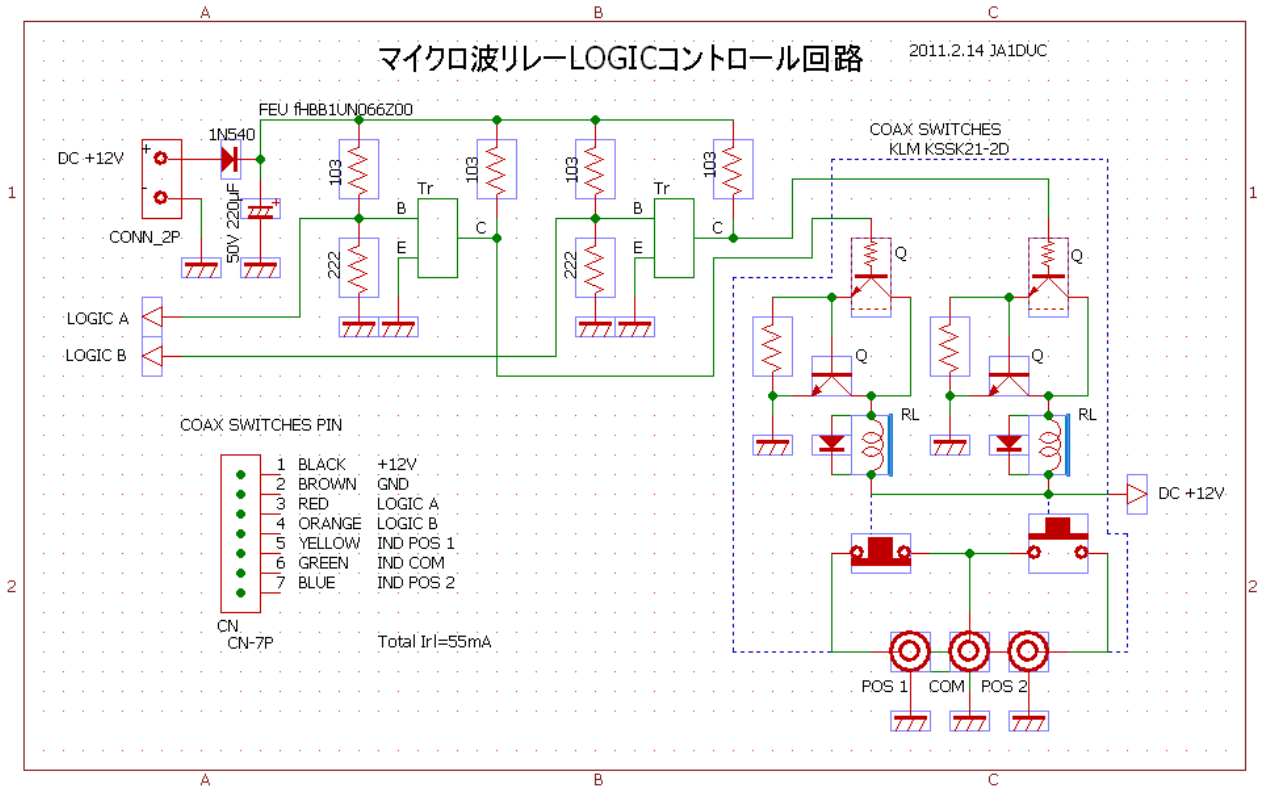
26V の制御電圧を FINE VR を通してロータリースイッチで切替、サーメットトリマー10KΩで指定の発振周波数に設定してその電圧を VCO の制御端子に送り込みます。
制御電圧は電流の必要はないので 300KΩと言う高抵抗を直列に入れています。また①の制御電圧は所定の電圧まで下げることができなかったので、強制的に下げるように回路追加しています。

ロータリースイッチは VCO の切替も兼ねていますので①②は VCO 1、③～⑥は VCO 2 に接続されます。同時に出力をマイクロ波リレーで切替て RF コンバーターの LO 入力に送り込む機能も兼ねています。
分圧基板と DC-DC コンバーターおよび強制電圧設定 VR の写真を下に示しましたので参考にしてください。
強制電圧設定 VR は空中取り付けになっているので調整する場合はマイナスドライバーは強く押し付けないように注意しますが、セット後は触れることはありません。

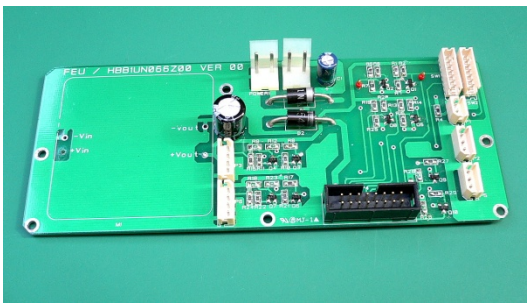


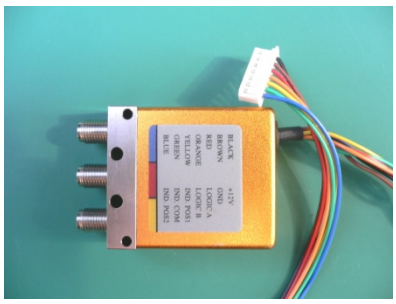


次にマイクロ波スイッチとこれを駆動するリレー制御基板の回路図を下記に示します。



リレーはマイクロ波ラッチリレータイプなので電源を切っても同じ状態を保持しています。一瞬制御電圧を加えればよいのですが、そのような接点がないので LOGIC A または LOGIC B の端子をグランドに落とすことで少々乱暴な切り替えをしています。

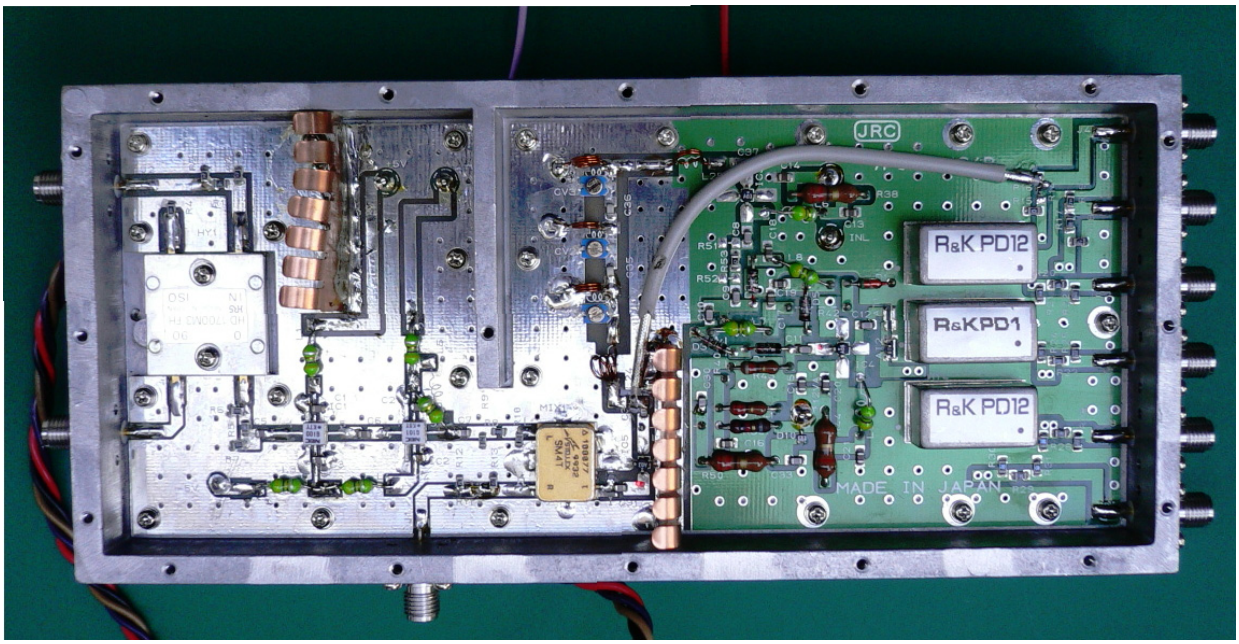




写真はリレー制御基板とマイクロ波ラッチリレーの様子です。

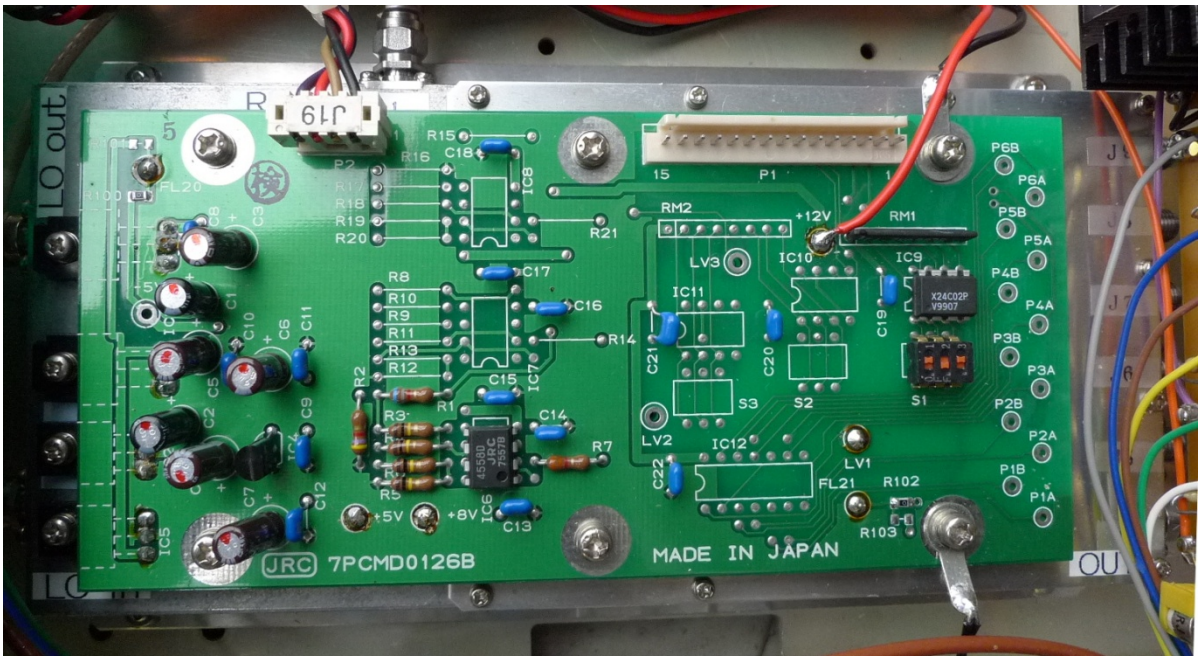
リレー制御基板やマイクロ波リレーはプロの通信機器から取り外したものを流用しています。

次は RF コンバーターの心臓部とも言えるミキサー部です。
こちらもプロの通信機器から取り外したものですが、ミキサー後 IF 出力は 400MHz 帯の 6 分配で出ていますので、ミキサー後アンプで増幅したのちその出力を直接 J4 のコネクターに直接接続してあります。
使用していない IC などの電源や回路は基板から切り離して節電に努めました。



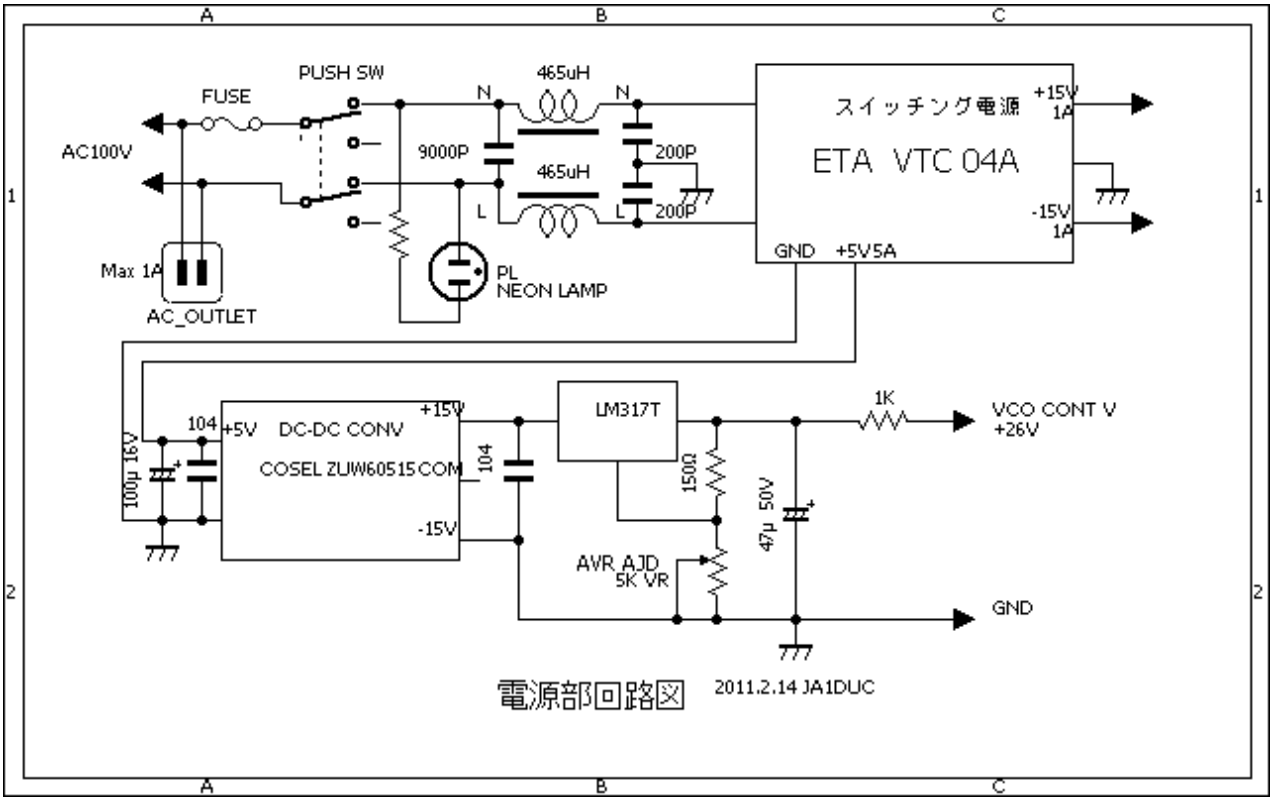
写真左に見えるのはハイブリット回路のパッケージで LO OUT PUT もここから取り出しています。分配損失があるので－7dBm typ の出力レベルですが、VCO によりそのレベルは前述の写真で示したようにレベル差があります。

マルチ安定化電源部はコンバーターの上に基板を載せています。写真は下の通りです。



電源部の構成は次のようになっています。

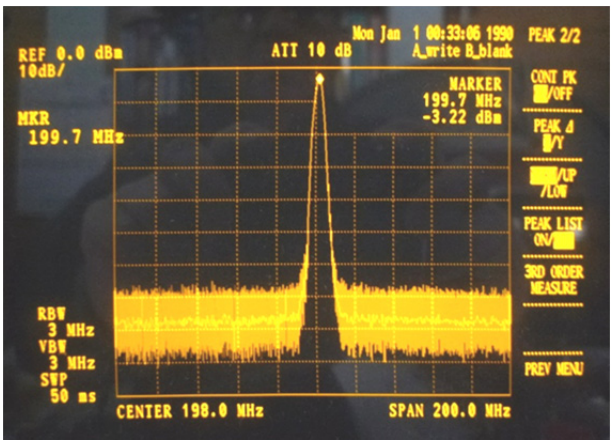
電源フィルターやスイッチは既存のものをそのまま使っていますが、パイロットランプはジャンク箱から探した旧式のネオンランプを使っています。今の時代なら LED を使うところですが、ネオンは取り換えの必要もなくジャンク整理のためです。



5.測定結果

RF コンバーターを実際作動させて TR3371 スペアナで測定してみたのが次のような結果です。

外部から SSG により単一周波数を加えた(0dBm)ときの波形写真です。



1.2GHz 0dBm 入力時の出力

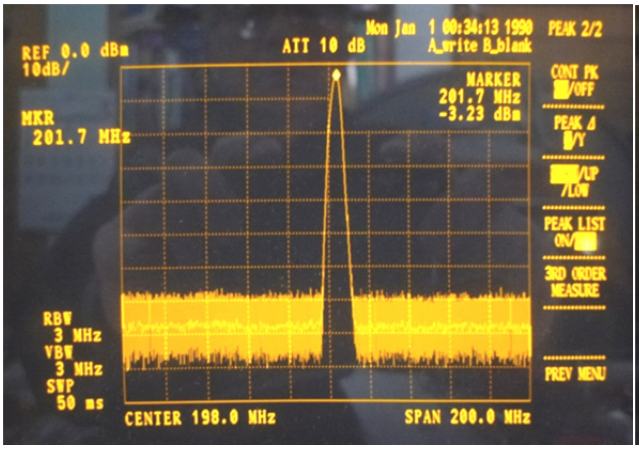
1.5GHz 0dBm 入力時の出力

波形の中心周波数は 198MHz と 200MHz、SPAN は 200MHz の表示です。入力レベルが 0dBm のとき出力は－3dBm 強で変換されてくることが確認できます。

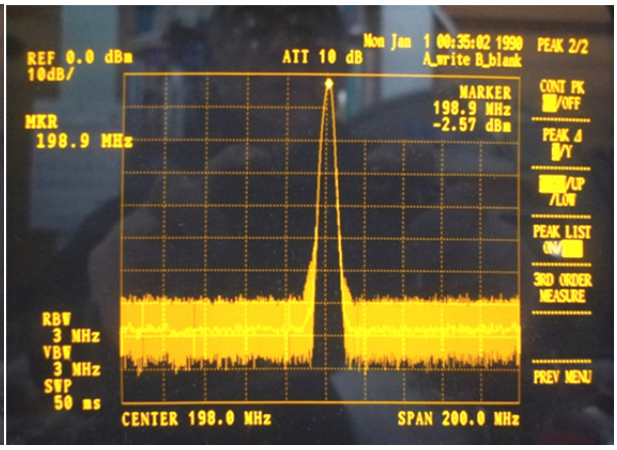
MARKER 表示は LO が正確な周波数に合っていないためで誤差が生じています。

MARKER は波形の最大点をキャッチしてそのときの周波数とレベルを表示してくれます。

測定日時が狂っていますが無視して下さい。

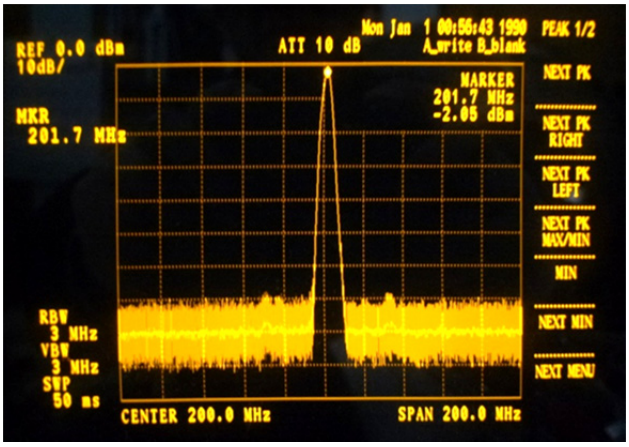


1.8GHz 0dBm 入力時の出力



2.1GHz 0dBm 入力時の出力

2.4GHz 0dBm 入力時の出力



2.7GHz 0dBm 入力時の出力

いずれも LO 周波数より 200MHz 高い周波数を入力していますのでその差はおおよそ 200MHz 前後に出てきますが、2.4GHz と 2.7GHz の結果は SG の機種が異なっているので入力レベルに若干の誤差があったのかも知れません。少し高いレベルで表示されています。このように使用するスペアナの測定周波数上限に余裕があればこの RF コンバーターで 4GHz を超える信号も計測可能です。
ノイズレベルも－70dBm 程度のレベルにありますので通常のスペアナ並みの測定に匹敵する変換が達成できています。
通常は 3GHz 辺りまでの周波数までは対応できます。

LO の VCO 制御電圧の設定値

周波数レンジ	制御電圧(Vt)
1.0GHz	2.241V(VCO 1)
1.3GHz	9.12V(VCO 1)
1.6GHz	2.45V(VCO 2)

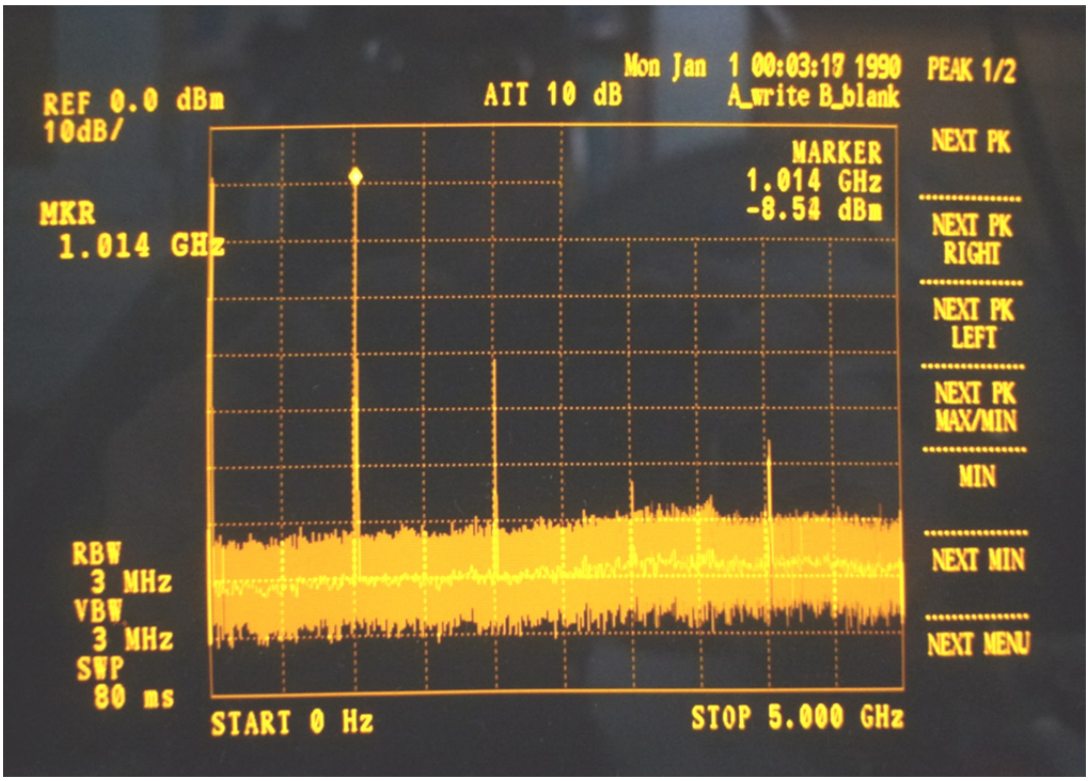
1.9GHz	6.65V(VCO 2)
2.2GHz	11.25V(VCO 2)
2.5GHz	15.80V(VCO 2)

FINE チューニングの変化範囲(電源投入ご 30 分経過後)

周波数レンジ	中央	min	max
1.0GHz	1009.368MHz	1006.864MHz	1007.631MHz(VCO 1)
1.3GHz	1301.364MHz	1294.323MHz	1309.892MHz(VCO 1)
1.6GHz	1601.922MHz	1596.677MHz	1606.948MHz(VCO 2)
1.9GHz	1901.850MHz	1892.573MHz	1910.780MHz(VCO 2)
2.2GHz	2201.199MHz	2175.172MHz	2224.484MHz(VCO 2)
2.5GHz	2501.582MHz	2483.488MHz	2518.580MHz(VCO 2)

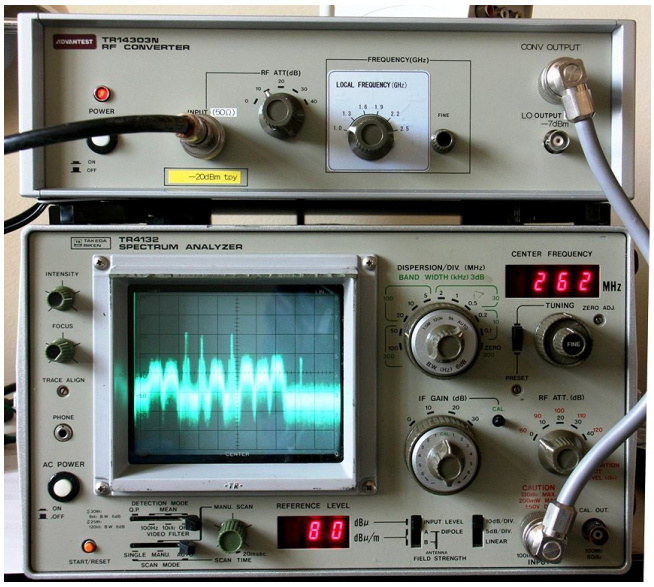
以上の結果 1.0GHz では強制的に電圧を設定しているので変化量も少なくなっています。

LO 1.0GHz 時の高調波

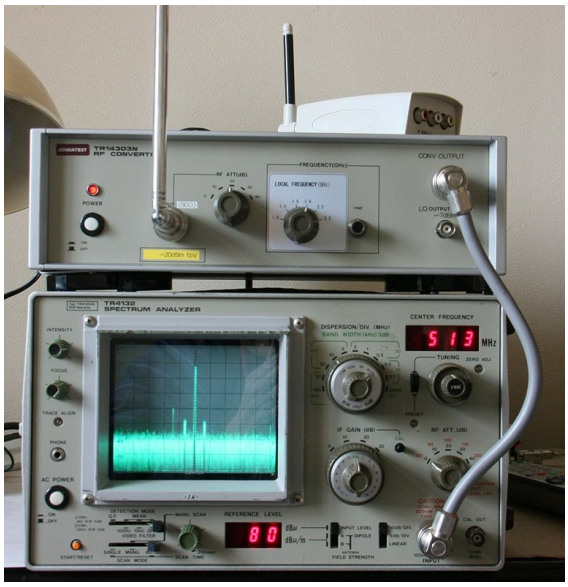


VCO からの信号は高調波成分が写真のように含まれています。5GHz までのスペクトル内に規則正しく倍数の位置関係に高調波が観られます。
スペアナの測定では波形に現れない周波数もすべて受け入れているので、スプリアスなどの信号レベルが高いと歪を発生して測定レベルに影響を与えます。
ミキサーはいろいろな周波数が混合して入力され、イメージ周波数なども複雑にからみあっています。場合によっては入力信号とコネクターの間に不要周波数をカットするフィルターなどを挿入する必要もありますので考慮が必要です。

完成後友人に送り作動状況の確認を兼ねてチェックして戴いた写真です。



BS の IF 受信波形

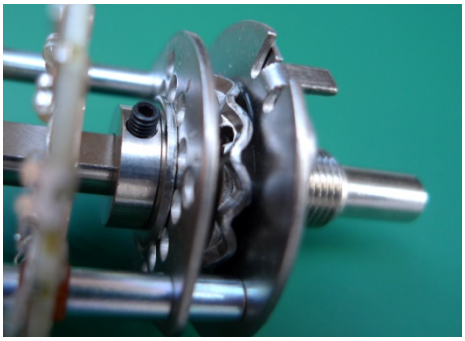


2.4GHz ワイヤレス

もともとスペクトルアナライザーの精度そのものが限られていますので若干の誤差が出るのは仕方がありません。しかし、当初の目的に叶った性能は出ているので十分満足していると喜んで戴いた。

おわりに

今回の改造ではできるだけローコストを心掛けしたので完璧とは言えませんが、このクラスのスペクトルアナライザーにはほぼ満足のゆく性能が得られたと思っている。
RF コンバーター内部部品は殆ど交換したので、シャーシーの穴あけやミーリング加工ほか配置などにも苦労しました。



使用部品のなかでロータリースイッチはなかなか希望のものが見つかりませんでしたが、ネットでいろいろと検索したら写真のような便利なものが見つかりました。扱い店は秋葉原の神保商会ですが、製品は岩通アイセック㈱で**接点可変型ロータリースイッチ**となっています。写真のようにイモネジを緩めてガイドピンを希望接点位置に変更するだけで 2～11 接点まで変更できます。段数は最大 4 段、回路数は最大 8 回路まであり、接点がノーショートとショーティングどちらか選べますので、使用用途が広く皆さんの製作にも有効に使えること請け合いです。マイクロ波としてはあまり新規性のない改造紹介ですが、何かの参考になれば幸いです。