マイクロウエーブ　プログレス　レポート　２０１４

目次

			ページ
気象衛星画像 APT の移動受信実験	JF1SAG	松岡　良樹	3
World Wide Transverter for 13cm	JR3JLL	岸本　忠士	7
MMIC を使用した 5.6GHz 帯小型トランスバーターの製作	7L1WQG	荒井　義浩	16
5760MHzEME 用 SSPA の製作	JA4BLC	又賀　義郎	28
5760MHz 1W MMIC アンプの製作	JA4BLC	又賀　義郎	42
5GHz ビーコン送信機の製作	JF1TPR	熊野谿　寛	47
10GHz 帯　1w　Power アンプ	JA0DFR	浅妻　久和	50
10GHz 帯発振器の小型化の検討	JF1WKX	勝間　伸雄	52
22GHz 帯発振器の実験	JF1WKX	勝間　伸雄	55
38GHz 帯逓倍アンプの特性について	JA1ATI	逸見　政武	59
77GHz 逓倍器でパワー測定	JA1ODA	横山　公一	67
135G トランスバーター出力アップ作戦	JA3CVF	森本　清	74
「135GHz トランスバーター」の紹介	JR1FRH	宇田川　康	83
249GHz バラクタ逓倍ＭＩＸ方式への改造と周波数の追加	JA8CMY	増田　幸雄	88
フィード・ホーン・アンテナの最適化設計	JA6XKQ	武安　義幸	93
光通信を使ったテレメーターの試作	JA1ATI	逸見　政武	104
マイクロウエーブ EME 製作と運用	JA1WQF	笠井　三男	109
マイクロ波に対応可能な EME アンテナのための精密なアンテナ回転機構と方向指示器について（続報）	JH1KRC	渡辺　美千明	154
TS2000 に外付けＳメーター取り付け	JA3CVF	森本　清	164
静止画に動くカラー画面を挿入する	JA3CVF	森本　清	169
Dish 面塗装の Loss 評価	JA1ODA	横山　公一	175
TDR で線路を見る	JA1ODA	横山　公一	179
宇宙機「しんえん２」の紹介	JH6RTO	福島　誠治 西尾　正則 奥山　圭一	186

２０１４マイクロウエーブミーティング
2014 All Japan Microwave Meeting

２０１４年１１月１６日
於　シーサイドホテル芝弥生　会議室

後援
一般社団法人　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
ＣＱ出版
セブロン電子
三協特殊無線
ＴＳＳ
JE7XCJ☆しまくら

２０１４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
ＪＦ１ＸＰＦ　三浦哲郎
ＪＮ１ＱＫＵ　宮原良一
ＪＳ１ＧＯＲ　木村正勝
ＪＲ１ＤＩＩ　野口和義
ＪＡ８ＧＹ　川村和男

気象衛星画像 APT の移動受信実験

2014 年 10 月 6 日　松岡良樹(JF1SAG)

１．はじめに

マイクロ波の領域ではない報告ですが、お許し下さい。

気象衛星からの信号には大きく分けて UHF と VHF の二つの領域があります。VHF 信号は一般的に誰でもが受信できるように工夫されている信号です。日夜 UHF 帯（1.7GH z）で衛星からの雲写真の受信を趣味としている者（自分）は、たとえ旅行中でもその信号が気になるものです。そこで最近活用が活発になってきた SDR を使って、移動中でも簡単に信号を受信し雲の写真をデコードできる仕組みを実験したので報告いたします。

２．APT と HRPT

気象衛星は各国からの打ち上げがあり、私が受信している衛星だけでも米国海洋大気局の NOAA－15 号､18 号､19 号があり､欧州が打ち上げた Metop―A､B とロシアの Meteor-MN1 とさらに日本の静止衛星ひまわりの 7 衛星があります｡その衛星が HRPT もしくは APT 信号を地上に届けています。

●HRPT（High Resolution Picture Transmission）

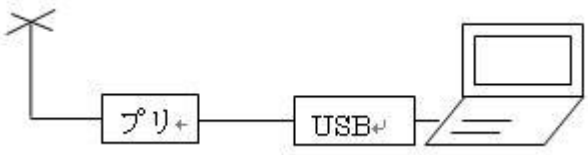
1.7G Hz 帯での信号で 80cm 以上のパラボラアンテナと AZ/EL の 2 軸追跡装置が必要です。信号は BPSK もしくは QPSK で画像では約 1.1km の分解能があります。

●APT（Automatic Picture Transmission）

米国の NOAA（海洋大気庁）が打ち上げた低軌道衛星（約 800km）が発信している画像信号です。極軌道上を約 100 分間で周回していて、日中 3 回、夜間 3 回程度日本上空を通過します。分解能は約 4km で地上及び雲の反射光とその温度分布を撮影しています。その画像は 2.4KHz のサブキャリアの振幅変調とし、137MHz 帯で FM 変調されて発信されています。このサブキャリアの強弱が画像の濃淡となり 50Hz の同期で最終的な画となります。ちなみにこのサブキャリアの濃淡は従来の FAX と同じ仕組みであり、漁船などでも容易に画像化できることを目的として作られています。YAMA の ML で小倉 OB がアップされているアレです。

３．移動用 APT 受信装置の構成

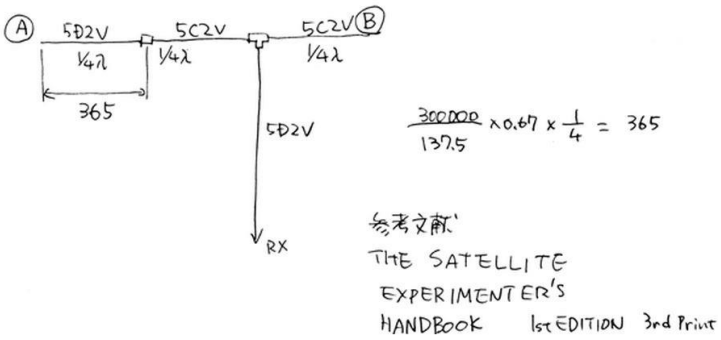
アンテナ→プリアンプ→SDR→ノート PC　これだけです。

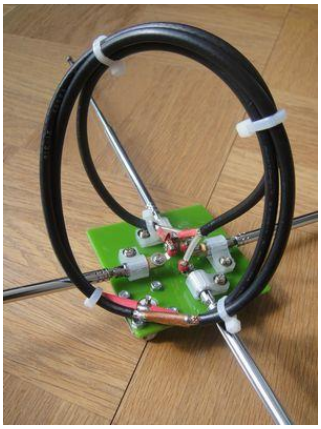


移動受信を目的としたので、非常に小型で全波受信機になる USB ワンセグ TV チューナーを使います。私が購入した時点では1000円程度でしたが、最近の秋葉原では540円でした。アンテナも縮小が可能なロッドアンテナにしましたので、PC を除いた全てが 100 均のプラスチックボックスに収まることが出来ます。

４．アンテナ

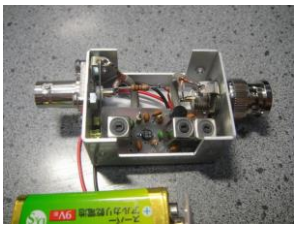
衛星からの信号は円偏波なので、ロッドアンテナを使用したターンスタイルアンテナとします。　勝間さんのレポートから回路と寸法を拝借し、250 円のロッドアンテナ 4 本で作製しました。移動中はアンテナを縮め、使用時には印をつけた長さまで伸ばして使います。





５.プリアンプ

SDR 受信機は広帯域な入力回路であるため、妨害電波防止のフィルターの役目と、低仰角での弱い信号をキャッチするためにプリアンプを用意します。自作も可能ですが、FCZ 研究上キットの 144MHz プリアンプを使いました。ケースに９Ｖの００６Ｐ電池を抱かせることでコンパクトに仕上げました。



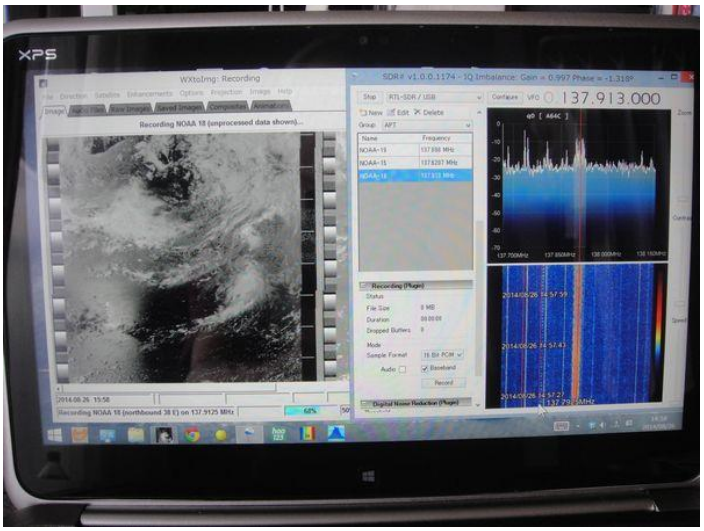
６．SDR

この USB ワンセグチューナーがそもそも移動受信を可能にしてくれた優れものです。
類似品は沢山ありますが、使用したのは 500~900 円の DS―DT305WH です。
RTL2832U のデバイスが入っており、UHF のデジタル地上波 TV を受信できるだけでなく 50MHz から２ＧHz まで広帯域な受信機能を持っています。
また、これをドライブするソフトも SDR#、SDRConsole,　HDSDR など多くの選択肢があります。この使い方については「KG-ACARS ・・のブログ」（blog.livedoor.jp/bh5ea20tb/archives/4348645.html）に詳しく説明がありますのでそちらをご参照下さい。多くの SDR 紹介で最も丁寧な記事の一つです。

７．デコード

受信した音声帯域信号を画像にするデコードソフトもいろいろな選択肢があります。Wxtoimg, KG-APT, SatSignal はいずれも優れものです。

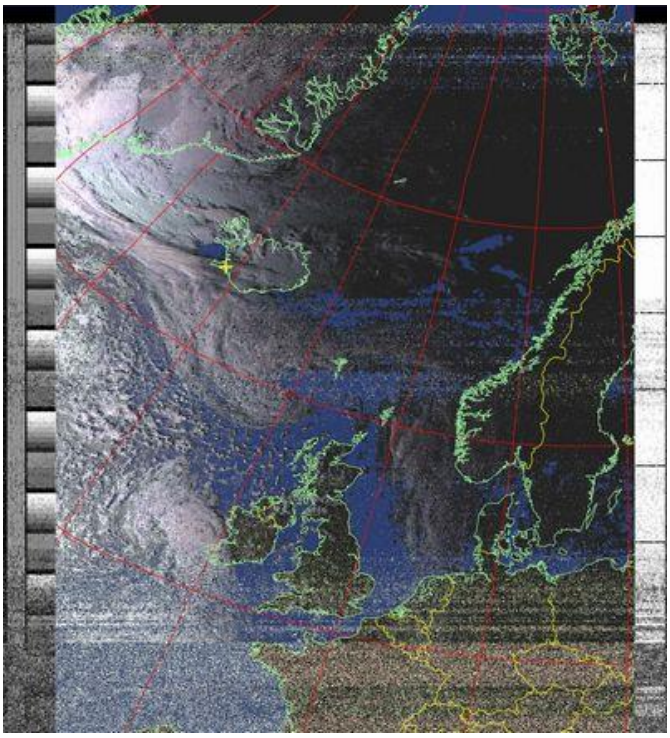
衛星信号にはドップラー効果があり受信周波数が変化しますが、これらのソフトが自動的に修正をしてくれます。



８．移動実験とサンプル画像

①近くの駐車場が 360 度開けているため、アンテナを手で持って手動追尾しながら受信実験をしました。ノート PC を手に持ったままだと PC ノイズがアンテナに入りますので１m程度は離します。信号強度は十分で仰角 10~15 度から入感し画像が出始めました。

②アイスランドへオーロラ観光に行ったとき、この装置一式を持参し APT 受信に成功しました。装置が簡単なためホテルのベランダや駐車場に持ち出して 10~15 分間の受信が簡単に出来ました。



③次に予定しているカリフォルニア旅行でも同様の移動実験を行う予定です。

④固定局用としては無指向性の QFH アンテナを屋根上に設置する
ことで、毎日 APT 信号を受信しています。

９．まとめ

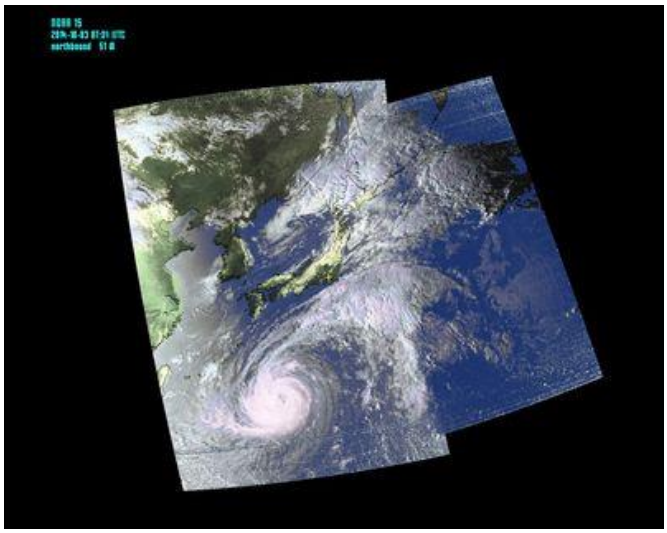
USB-ワンセグ受信機と SDR ソフトという素晴らしい組み合わせで、電波受信の領域が一気に広まりました。これらの開発者に感謝すると共に、更に何かが出来ないかと好奇心の幅を広げています。

2014 年 10 月 1 日現在で受信可能な APT 信号は

NOAA-15	137.6MHz
NOAA-18	137.9MHz
NOAA-19	137.1257MHz

以上

台風 18 号



World Wide Transverter for 13cm

ＪＲ３ＪＬＬ　岸本　忠士

大袈裟な表題にしてしまいましたが、昨年の NF 計に引き続いて 2.3GHz 及び 2.4GHz に対応したトランスバーターを製作しましたので以下のとおりレポートさせて頂きます。

１）製作の経緯
２）各国周波数とブロック図及び周波数変換について
３）LO の選定
４）製作
５）動作試験
６）あとがき

１）製作の経緯

15 歳で無線を始め、いろいろな分野に手を出し不完全なものばかり作って約 40 年が経ってしまいました。15 年ほど前にあるきっかけから EME に興味を持ち、いつかは実現したいと思いながら未だ達成できずにいるなか、せめて EME に関連した何かを製作しようと思い昨年 NF 計を製作しレポートさせて頂きました。そのようななか EME の大先輩である杉本氏（JH3EAO）から各国の周波数に一台で対応出来るトランスバーター製作のためのブロック図を見せて頂き、これをベースに工夫を加えての製作を思い立ちました。

２）各国周波数とブロック図及び周波数変換について

EME での（その他も？）13 ㎝帯における各国の使用周波数は、他のどのバンドよりもバラバラの状態です。豪州 2302MHz 以下（2301.975MHz？）、米国 2304MHz（2390~2450MHz も可？）、欧州 2320MHz となっているようです。

検討により設計したものが以下のブロック図になります。トランスバーターは随分昔にキットを購入し組み立てた DB6NT の 23G2 です。今回はこの 23G2 を 2.3G 帯及び 2.4G 帯の両方で使用するため 2.3GHz 帯はあらかじめ 100MHz アップコンバートして 2.4GHz 帯に変換しています。また前述の各国の周波数受信時に、いづれの場合も一定の IF 周波数（144MHz 帯）に変換可能なように LO を可変としなければなりません。

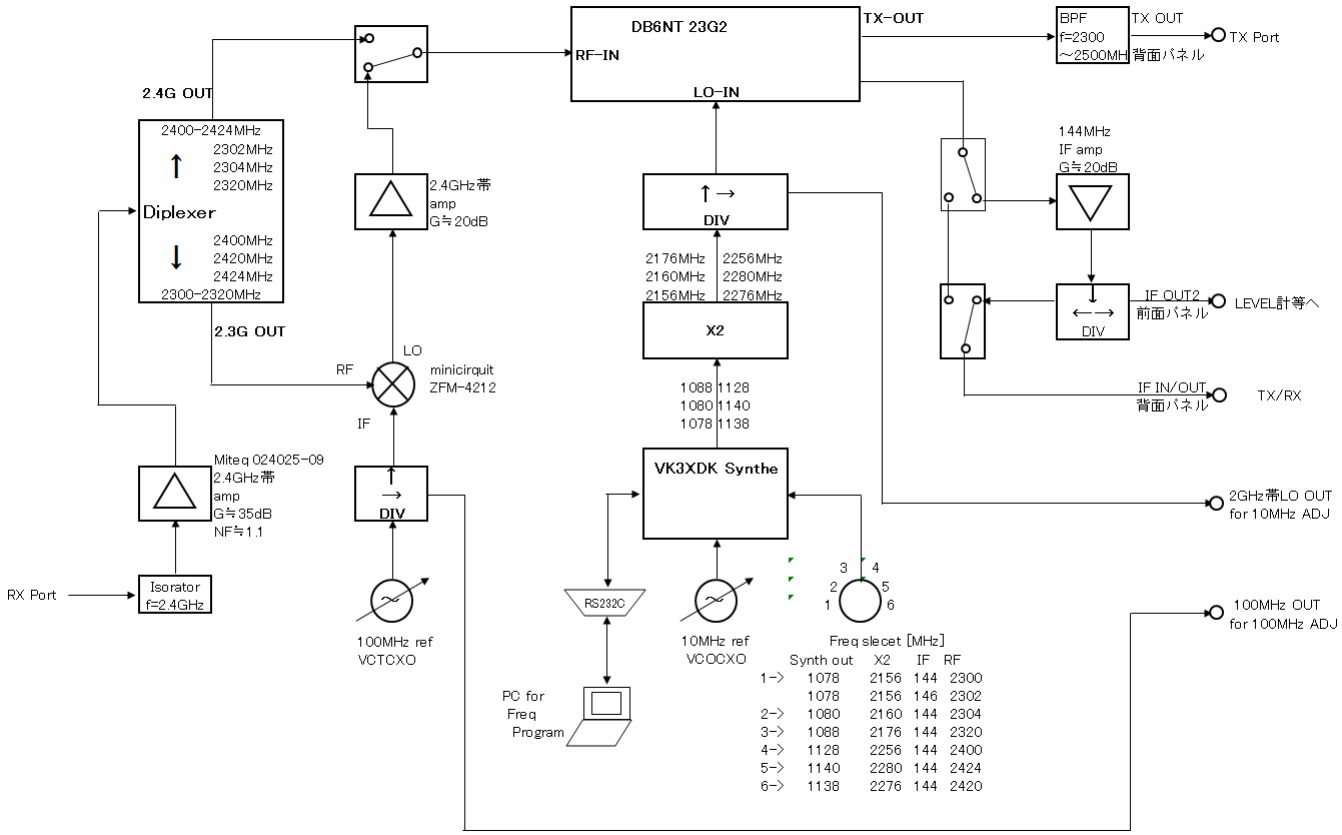
従って日米豪に日本を加えると最低でも 4 波が必要となりますが将来の周波数変更にも対応することを考慮すると更に数波必要と考え、切り替え用 SW で 6 接点のものが手持ちにあったこともあり 6 波としました。ブロック図にも記載していますが、左から受信周波数（日本からの送信は 2400MHz 以上のみ）、IF 周波数、LO 周波数として

1：2300MHz/2302 MHz（豪州）	144MHz/146MHz	2156MHz（1078MHz）
2：2304MHz（米国）	144MHz	2160MHz（1080MHz）
3：2320MHz（欧州）	144MHz	2176MHz（1088MHz）
4：2424MHz（日本１）	144MHz	2280MHz（1140MHz）
5：2400MHz（日本２）	144MHz	2256MHz（1128MHz）
6：2420MHz（予備）	144MHz	2276MHz（1138MHz）

※6：100MHz アップコンバートの関係上 2320MHz と同一と出来るため取りあえずこの周波数に設定。

のように設定しました。LO 周波数の右のカッコ内周波数は選定した LO 用のシンセサイザー（VK3XDK 製）の設定可能上限周波数の関係で目的周波数の 1/2（1.1GHz 帯）を発生させた後、2 逓倍して最終目的の周波数（2.2GHz 帯）を発生させていることによるものです。

以下がブロック図になります。ダイプレクサーで 2.3GHz 帯と 2.4GHz 帯をそれぞれの必要な帯域を選別した後 2.3GHz 帯は前述の通り 100MHz の VCTCXO とミックスして 2.4GHz 帯にアップコンバートしています。(今回の 23G2 は 2.4GHz 用にチューンされているため、このような方法を採用しました。) この場合 23G2 RF-IN の手前に配置されているリレーのアイソレーションが重要になります。ダイプレクサーの入力信号に 2300MHz と 2400MHz の両方の信号含まれていた場合、2300MHz 側にリレーが切り替わっていても、2400MHz 側からリレー内部でリークしアップコンバートされた信号と混信状態を発生させます。



全体ブロック図

3）LO の選定

今回の製作に限らず従前より多くの方が発表されている通り LO は出来る限り、

1：周波数安定度が良い
2：信号純度（C/N）が良い
3：不要波（スプリアス）が少ない

と言った条件が望まれます。今回の場合、上記に加えて各受信周波数に合わせて LO 周波数の変更が簡単かつ迅速に行えることが必要になります。手持ちの発振器の活用や LO の自作も考えてはみたのですが適当なものが無く、また今までの経験から自作については多大な時間と労力を必要する割に性能の良いものの製作が難しいため、他のもので適当なものが無いか調べたところ VK3XDK がトランスバーター及びその他の必要部品を販売しているのを知り、その中に LO として使用出来る PLL 発振器（Agile PLL）があったため、これを検討することにしました。

入手後いろいろ実験してみたところ、この PLL 発振器は前述の条件のうち 2：及び 3：が結構良好であったことと、1：については外部から供給する基準信号に良好なもの（OCXO、他）を採用すれば良いため、これを採用することにしました。また周波数は 4bit の SW により合計 16 の周波数を切り替えて使用することが出来るため基板の SW 部分から外部にケーブルを引き出してロータリーSW により切り替える方式としています。

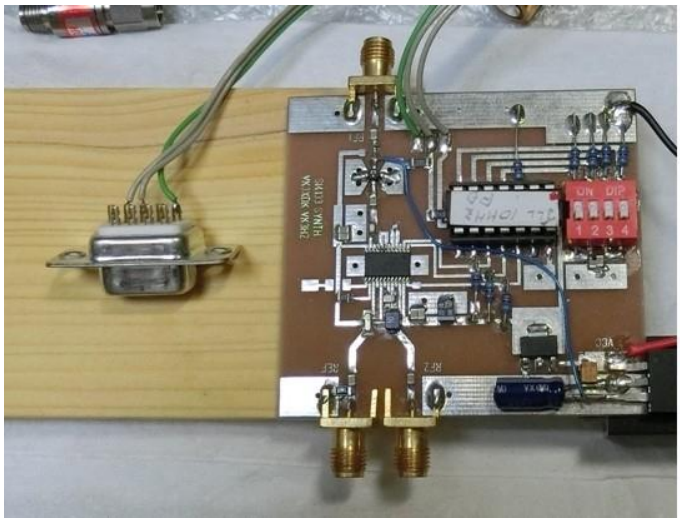
当初設定されている周波数（16 波）から他の周波数への変更が必要な場合は PC へ RS232C で接続後、プログラム上に記述されている周波数の部分を変更し書き込みソフトで再度プログラムを上書きすること作業が必要になります。またこの発振器で使用されている PLL - IC の仕様により更にもう一つ別の周波数として第 2 出力（RF2）を発生させることが可能となっておりオリジナルのままでは 432MHz あたりを出力していて余計な不要波の発生要因となるため IC の仕様書とプログラムを交互に、にらめっこしてプログラムを変更し第 2 出力を OFF にして使用しています。

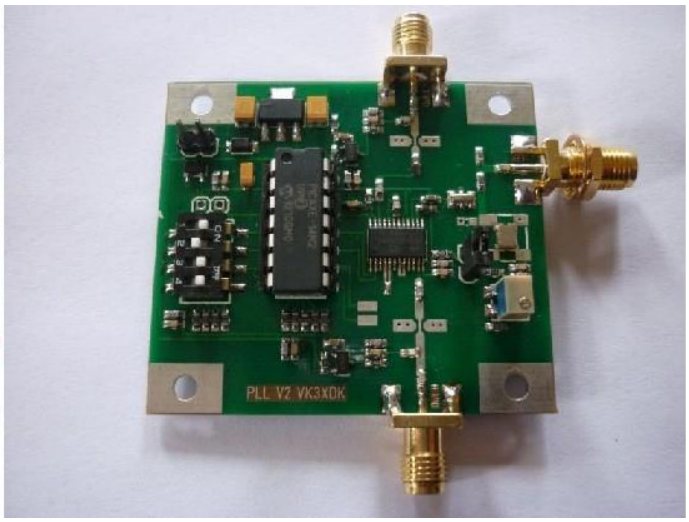
〖Agile PLL の特徴、注意点まとめ〗

① 小型軽量である。
② 信号純度（C/N）がそこそこ良い。
③ 不要波が比較的少ない。
④ 4bitSW により 16 波までの信号を設定し切り替えが可能。
⑤ 使用されている PLL-IC の仕様により元々の基準信号周波数が 13MHz であるため、独自に PLL-IC の他の機能を使用する必要がある場合は内部のプログラムに一工夫が必要。（入手時のまま使用する場合は、このあたりは開発者の VK3XDK が処理してくれているので問題ありません。）
⑥ ⑤に関連して、基準信号の内部分周比が変更出来ない（1/65 のみ）ため、発生させる信号のステップ（何 MHz ピッチか）があまり細かく設定出来ない。（オリジナルでは 2MH z ピッチで奇数は不可->基準信号を外部で分周して供給すれば可能思われます。=>*改めて VK3XDK のホームページで確認したところ新型の Agile PLL V2 に変わりつつあるようで、新型では分周比を変更出来るようになったようです。*）

⑦ 前述のとおりオリジナルの設定周波数からの変更及び他の機能を使用する場合は、PC、232C、書き換えソフトを用意して行う必要がある。

⑧ 第二出力（RF2）がありオリジナルでは出力が ON になっているため不必要である場合は不要波発生の要因となるため⑦の方法にて OFF の設定に変更した方が良い。





VK3XDK の Agile PLL　左側写真上部の SMA コネクターが今回使用した RF1、下部左が REF（基準信号 10MH z）入力で下部右が OFF に設定した RF2。（*写真右側は新型 V2 で後継機種*）

プログラムの周波数設定部分

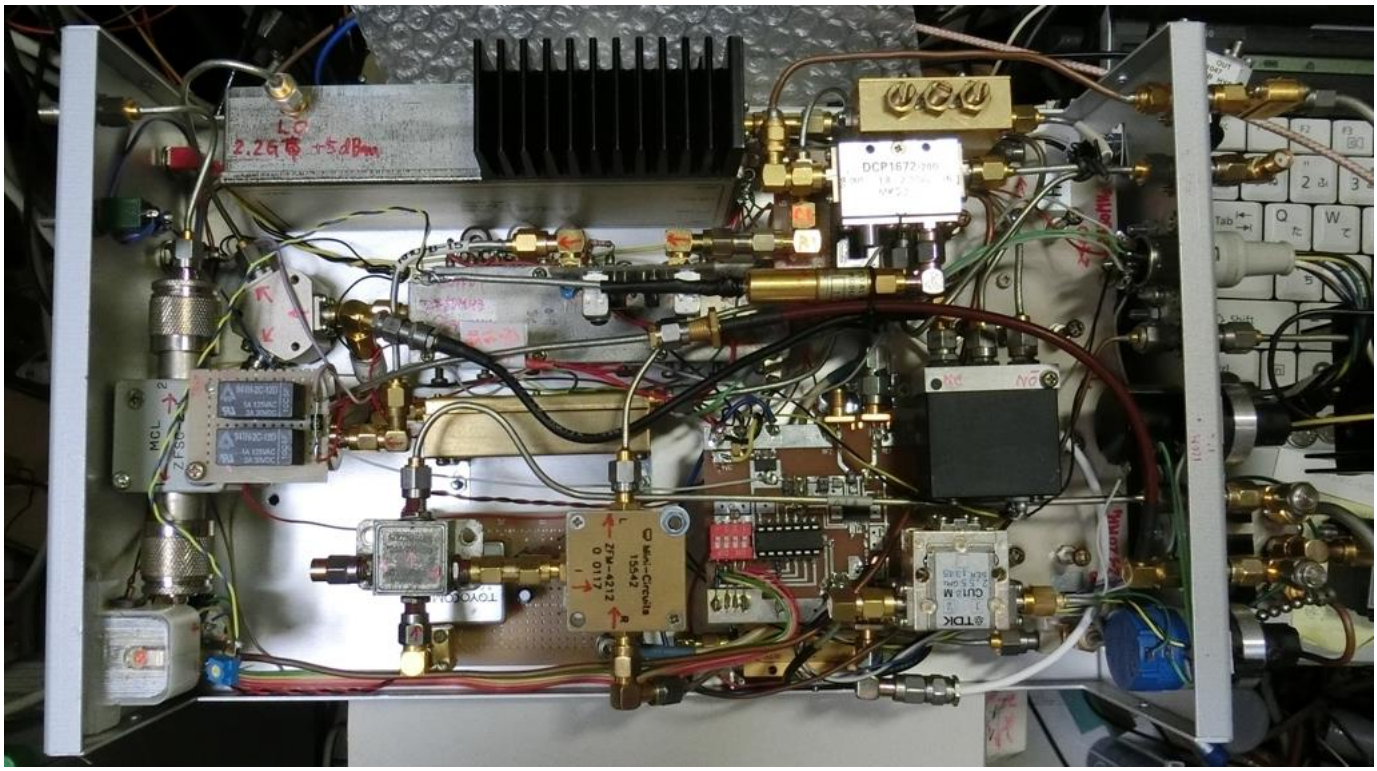
Eeprom 0 ,($36 , $04) ; 1078	'0000	x2 2156 for 2300 & 2302
Eeprom 2 ,($38 , $04) ; 1080	'0001	x2 2160 for 2304
Eeprom 4 ,($40 , $04) ; 1088	'0010	x2 2176 for 2320
Eeprom 6 ,($b0 , $04) ; 1200	'0011	
Eeprom 8 ,($68 , $04) ; 1128	'0100	x2 2256 for 2400
Eeprom 10 ,($fe , $04) ; 1278	'0101	
Eeprom 12 ,($08 , $05) ; 1288	'0110	
Eeprom 14 ,($78 , $06) ; 1656	'0111	
Eeprom 16 ,($74 , $04) ; 1140	'1000	x2 2280 for 2424
Eeprom 18 ,($60 , $04) ; 1120	'1001	
Eeprom 20 ,($7e , $04) ; 1150	'1010	
Eeprom 22 ,($a4 , $06) ; 1700	'1011	
Eeprom 24 ,($bc , $04) ; 1212	'1100	
Eeprom 26 ,($10 , $05) ; 1296	'1101	
Eeprom 28 ,($80 , $04) ; 1152	'1110	
Eeprom 30 ,($7a , $04) ; 1146	'1111	(Mhz in hex (lsb,msb))

Eeprom 32 ,($f4 , $01) ; 547(rf2 Output)

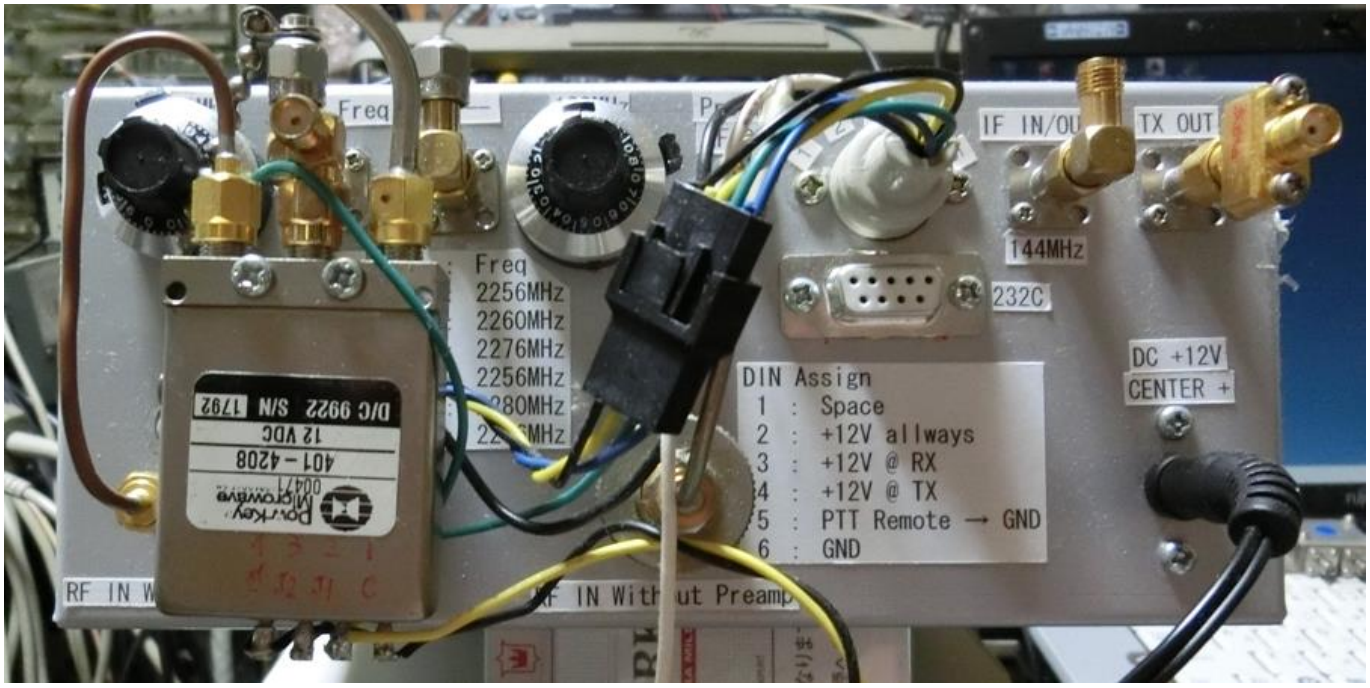
４）製作

これまでの他の製作ものと同様に検討したブロック図に従い、各パーツを並べて配置を考えました。私は狭いスペースに詰め込むのが好み？で選定したケースに入るかいつも心配になるのですが、収まりそうだったので検討を進め以下の各写真のとおりとなりました。

フロントパネル


内部（上部より）

内部（側面から）


Freq
IF IN/OU
TX OUT
144MHz
232C
DC +12V
CENTER +
Freq
2256MHz
2260MHz
2276MHz
2256MHz
DIN Assign
1 : Space
2 : +12V allways
3 : +12V @ RX
4 : +12V @ TX
5 : PTT Remote → GND
6 : GND
RF IN W
ut Preamp

背面

５）動作試験

SG から各周波数（2300MHz～2424MHz）約-80dBm の信号を入力し IF 出力（144MHz 帯）の信号をスペアナで確認しながら進めました。

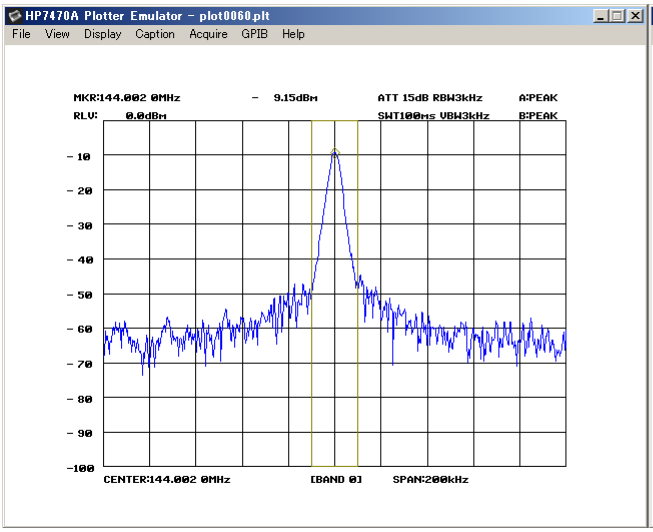
周波数構成と測定結果が以下の通りです。

入力周波数		1stLO 周波数		2ndLO 周波数		IF 周波数	出力レベル
2300MHz	+	100MHz	-	2256MHz	=	144MHz	-9.1dBm
2302MHz	+	100MHz	-	2256MHz	=	146MHz	-11.7dBm
2304MHz	+	100MHz	-	2260MHz	=	144MHz	-9.9dBm
2320MHz	+	100MHz	-	2276MHz	=	144MHz	-11.7dBm
2400MHz	+	0MHz	-	2256MHz	=	144MHz	-11.2dBm
2420MHz	+	0MHz	-	2276MHz	=	144MHz	-11.1dBm
2424MHz	+	0MHz	-	2280MHz	=	144MHz	-12.7dBm

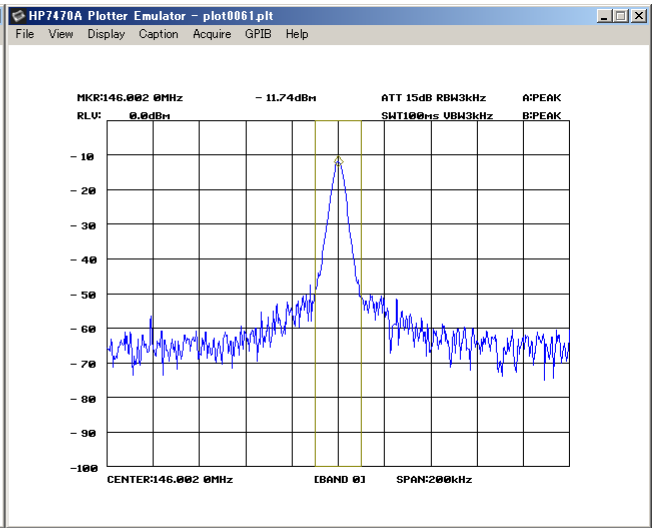
前述の **Agile PLL** の仕様（2MHz ピッチ）及び 2 逓倍で目的の LO 周波数を発生させている関係で最終的には 4MHz ピッチでの切り替えとなるため 2300MHz 及び 2302MHz については 2ndLO は同一周波数として IF 側で調整しています。

また 100MHz の 1stLO で 2.3GHz 帯を 2.4GHz 帯に変換しているため､LO の周波数としては 2256MHz、2260MHz、2276MHz、2280MHz と 2ndLO としては 4 波の周波数で済む（予備の 2420MHz を他の周波数へ変更する場合は 5 波）ため LO 切り替えの簡素化となっています。また 5 波までであれば、プログラムでの周波数設定を 0000、0001、0010、0100、1000 に割り当てておけば 4bitSW から引き出したケーブルをロータリーSW で ON/OFF するだけよくダイオードでのマトリクス的な回路も必要なく楽になります。(前述の**プログラムの周波数設定部分**を参照願います。)

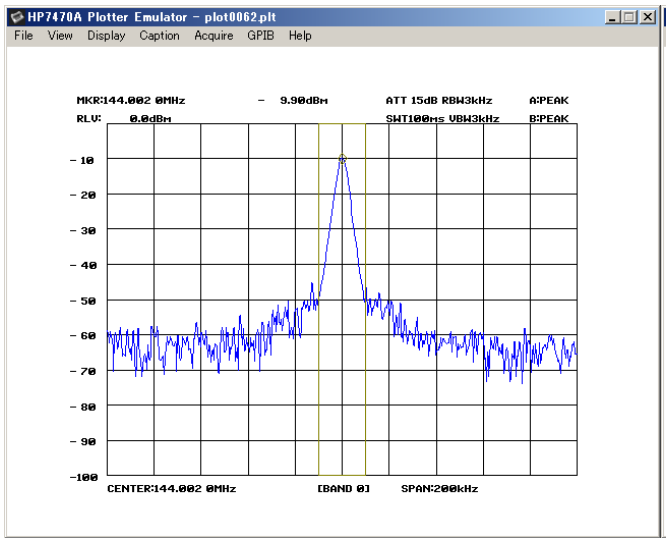
以下に出力スペクトラムを示します。



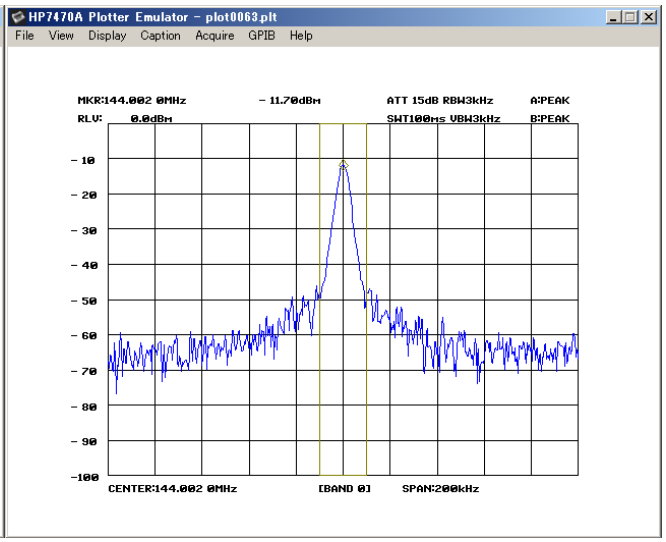
2300MHz



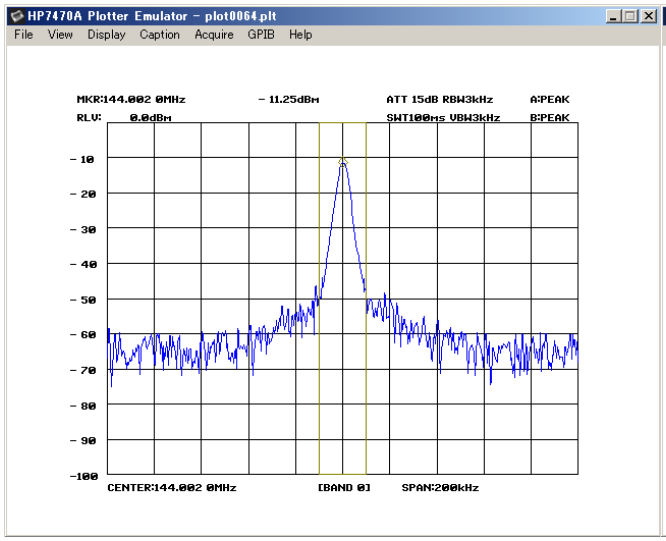
2302MHz



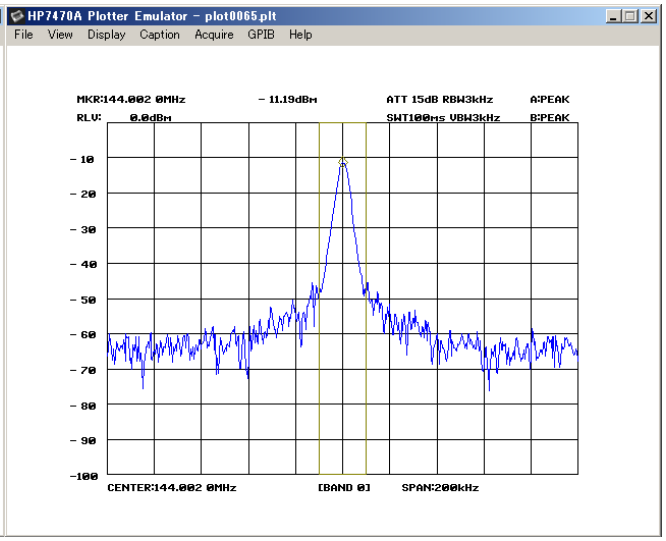
2304MHz



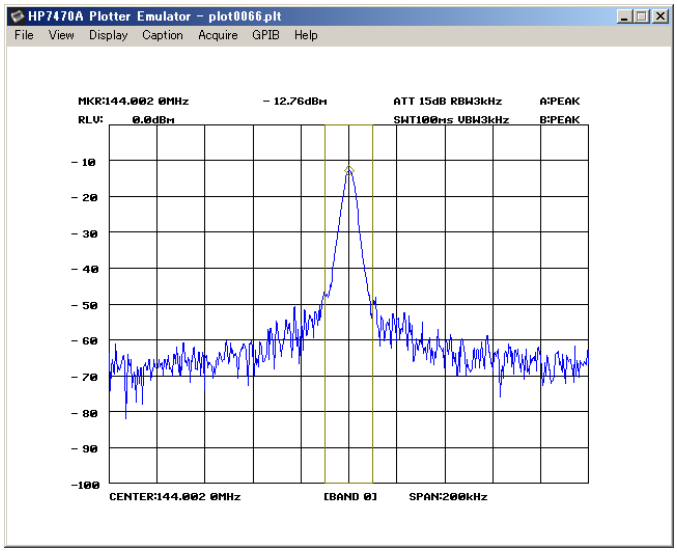
2320MHz



2400MHz



2420MHz



2424MHz

以上のようになりました。当初は 2.3GHz 帯の 100MHz アップの後段に変換ロス補償用に入れていたアンプの利得が適切ではなく総合変換利得が 2.3GHz 帯と 2.4GHz 帯で大きな差が出ていました。アンプのゲインを変えて変換ゲインをほぼ一定に出来、現在の状態に落ち着きました。

６）あとがき

随所にアンプを設置したこともあり、変換ゲインが約 70dB となってしまっています。これは少し（大幅に？）ゲイン過多のような気もしますので、今後更に実験、検討して必要であれば変更することになるかもしれません。また送信系には触れませんでしたが、2.3GHz 帯で送信するわけにはいきませんので、キーダウン時は全面パネルにある SW にて設定された周波数のみ送信に切り替わる構成としています。

前回の NF 計同様（それ以上？）取り留めのない文章、説明になってしまいましたが、なにがしかの参考になれば幸いです。

『参考文献』

[1] Kuhne Electric KIT 2,3 GHz 23 G2, Transverter Handbook
[2] ブロック図 / 杉本氏
[3] VK3XDK HP(http://www.vk3xdk.net46.net/)
[4] 各種 2.4GHz 帯トランスバーター資料

2014/10/11

ＭＭＩＣを使用した５．６ＧＨｚ帯小型トランスバーターの製作

７Ｌ１ＷＱＧ　荒井義浩

近年ではマイクロ波帯のMMＩＣが各社から販売されて、その種類も多くMMＩＣだけで色々な高周波回路を組むことも可能になってきました。
また、その性能もかなり良くなっており、価格も以前に比べてかなり安価になりました。
そこでMMＩＣを使って５．６ＧＨｚ帯のトランスバーターの製作を考えてみました。

まずトランスバーターを製作する上で、コンセプトとしては
1.小型軽量
2.省電力
3.安定した性能
4.組み立て易く、調整しやすい
5.不要輻射（スプリアス等）が少ない
以上を念頭において設計を考えて見ました。

これを実現するには、MMＩＣの採用は必須となります。そこで主要部分にMMＩＣを採用する事としました。
最近のMMＩＣはＬＮＡからミキサー、パワーアンプ等々、各種の製品があります。また入手も楽になったので、これからはもっとMMＩＣが活用される事とおもいます。

・周波数関係

アマチュアバンド５．６ＧＨｚ帯のメイン周波数５７６０MHｚを中心に考え、ＩＦ周波数は１２８０MHｚ、Ｌｏ周波数は４４８０MHｚとしました。
この周波数構成であれば多くのトランスバーターに採用されていますので、部品の共用が出来ると考えました。

・ＭＩＸＥＲ

ミキサーはトランスバーターの心臓部ともいえる部分です。
ミキサーには Hittite 社の MMIC「HMC４８８MS８G」を使用することにしました。
このMMＩＣは非常に小型で高性能な製品です。ＩＣのサイズは３mm角で８本足のデバイスです。ＷＬＡＮやＷｉMAX用に設計されたＩＣの様で、電源電圧はＤＣ５Ｖで省電力に出来ております。
このミキサーをＴＸ側、ＲＸ側にも使用することにしました。
局発を２分配してＴＸ側、ＲＸ側に使用するので、データシートより局発レベルは１０ｄＢｍも有れば十分なことが解ります。（フィルターでのロスも考えての値）

HMC488MS8G

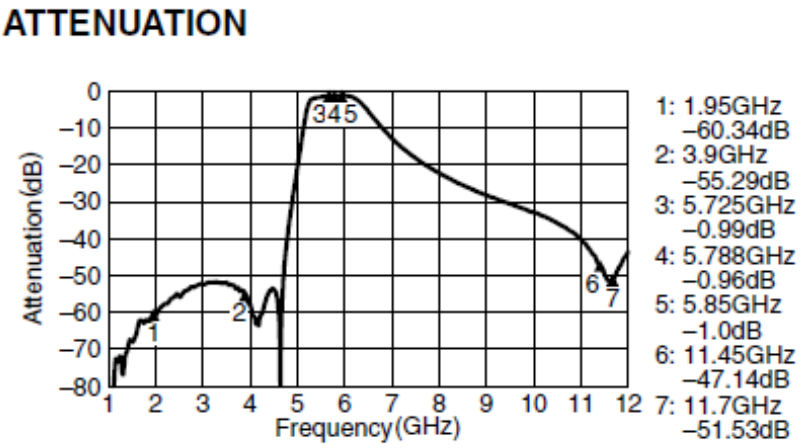
Electrical Specifications, T_A = +25° C, IF= 100 MHz, Vdd= 5V

Parameter	LO = +2 dBm			LO = 0 dBm			Units
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Frequency Range, RF & LO		4 - 7			5 - 6		GHz
Frequency Range, IF		DC - 2.5			DC - 2.5		GHz
Conversion Loss		7	9.5		8	10.5	dB
Noise Figure (SSB)		7			8		dB
LO to RF Isolation	25	30		27	32		dB
LO to IF Isolation	16	20		20	25		dB
IP3 (Input)		15			15		dBm
1 dB Gain Compression (Input)	5	8		6	9		dBm
Supply Current (Idd)		46	60		46	60	mA

データから見て解るように、コンバージョンロスが少なく、スプリアスも少ないことが解ります。コンバージョンロスが少ないと局発（ローカル発振器）の設計が楽になり、スプリアスが少ないとフィルターの設計が楽になります。また受信時の NF も良好になります。

・フィルター

近年ではMMＩＣ以外にも小型化が進み、マイクロ波帯の小型なフィルターが多数販売されております。基板パターンで製作するより、性能も良く非常に小型に出来ます。
今回はＲＸ段、ＴＸ段、局発の全てに小型セラミックのフィルターを採用することにしました。ＲＸ段、ＴＸ段にはＴＤＫのバンドパスフィルター「ＤＥＡ２５５７８７ＢＴ-２０４４Ａ１」を使用することにしました。
このフィルターは中心周波数が５．８ＧＨｚ付近で通過損失は約１．０ｄＢの優れたフィルターでサイズは２５２０サイズと小型です。



局発の４４８０ＭＨｚ付近が－５０ｄＢ以上、ＩＦの１２８０ＭＨｚ付近が－７０ｄＢ以上となるので、不要輻射を十分遮断できると思います。
局発にもバンドパスフィルターが必要ですので、ミニサーキット社の「ＢＦＣＮ４４４０」を使用する事にしました。またＩＦ周波数出力にもＬＰＦとしてミニサーキット社の「ＬＦＣＮ１４００」を使用しています。

・ＨＥＭＴ

ＲＸ側とＴＸ側の一部にＨＥＭＴ（ヘテロ接合形電界効果トランジスタ）を使用することにしました。
特にＲＸ側はゲインとＮＦ特性が良いデバイスが必要ですので、ＭＭＩＣでは性能的に困難です。
そこで最新のＨＥＭＴ「ＮＥ３５１５Ｓ０２」を採用しました。
このＨＥＭＴはルネサスエレクトロニクス社（旧ＮＥＣ）の製品で、ゲインが高く、またＮＦも０．３ｄＢと非常に良く、最大出力は１４ｄＢｍもある良好なデバイスです。

NE3515S02

電気的特性（特に指定のないかぎり T_A = +25°C）

項　目	略　号	条　件	MIN.	TYP.	MAX.	単　位
ゲート・ソース間漏れ電流	I_{GSO}	V_{GS} = −3 V	–	0.5	10	μA
飽和ドレイン電流	I_{DSS}	V_{DS} = 2 V, V_{GS} = 0 V	32	60	88	mA
ゲート・ソース間カットオフ電圧	$V_{GS(off)}$	V_{DS} = 2 V, I_D = 100 μA	−0.2	−0.8	−1.4	V
相互コンダクタンス	g_m	V_{DS} = 2 V, I_D = 10 mA	45	70	–	mS
雑音指数	NF	V_{DS} = 2 V, I_D = 10 mA, f = 12 GHz	–	0.3	0.5	dB
NF 最小時利得	G_a		11	12.5	–	dB
1 dB 利得圧縮時出力電力	$P_{O(1dB)}$	V_{DS} = 3 V, I_D = 25 mA set (Non-RF) f = 12 GHz	–	+14	–	dBm

このデバイスをＲＸ側に２段、ＴＸ側に１段使用しました。

・ＭＭＩＣパワーアンプ

局発のバッファーアンプとＴＸアンプにＭＭＩＣのパワーアンプデバイスを使用しました。
使用したのはミニサーキットのＭＭＩＣ「ＧＶＡ－８４」です。５Ｖで十分なゲインとパワーを得られます。５ＧＨｚ帯では１００ｍＷ近くの電力も得られそうです。（飽和出力）

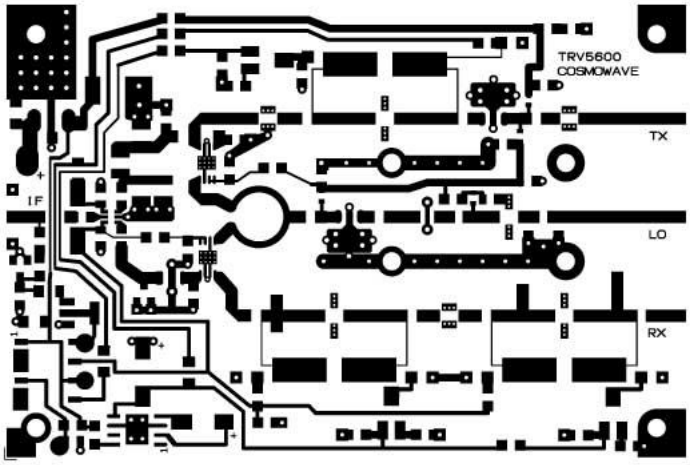
・ＩＦ入力リレー

ＩＦ入力側の切替リレーですが、当初はメカニカルリレーを考えておりましたが、なるべくサイズを小さくする事を考えて、この部分も半導体リレーを使うことにしました。
使用したのはＣＥＬ（旧ＮＥＣ）のＧａＡｓＭＭＩＣ「μＰＣ２４０９」で、この半導体リレーは最大で３７ｄＢｍ（約５Ｗ）までの切替えが可能で、サイズは２ｍｍ程度の小型のＩＣです。
（実はこのＩＣを使用したことで難題が出ました。これについては後ほど解説します）

記載した以外にも、電源用ＩＣ、負電圧用ＩＣ、キャリアコントロール用トランジスタ、等々のデバイスを使用しています。

・基板

基板にはテフロン基板を使い設計しました、設計したパターンはこんな感じになりました。



トランスバーターに求められる性能を設計段階では下記のように考えました。

Ｌｏ（局発）：２２４０MHｚ帯または４４８０MHｚ帯どちらでも対応

ＩＦ周波数：１２００MHｚ帯

出力：５０mW～１００mW程度

基板サイズ：９０mm×６０mm　テフロン基板

内部にキャリコン装備、ダイレクトコントロールも可能

外部リレー用（出力側）ＤＣ出力端子装備（ラッチリレーも対応）

ＩＦ側リレーは基板上に実装

受信コンバージョンゲイン：２０～２５ｄＢ

ＢＰＦ、ＬＰＦ装備　アクティブミキサー仕様

ＩＦ最大入力電力は１Wまで対応（基板にＡＴＴ装備）

以上を考えてパターン設計をしてみました。

・測定

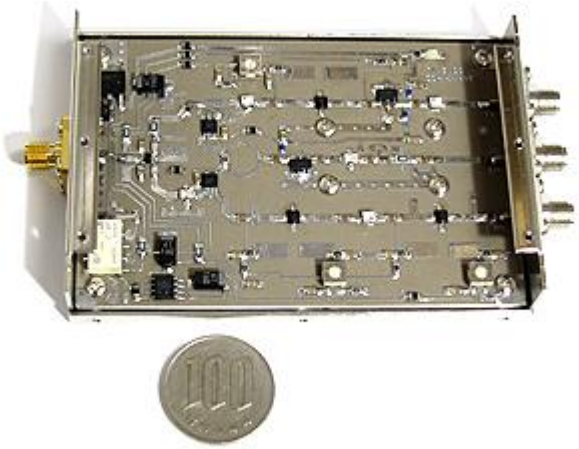
基板が出来上がったので、早速部品を実装しました。

思ったよりMMＩＣ類が小さいので、ハンダ付けは結構な時間が掛かりました。

部品数は約９０個にもなりました。ハンダは手付けを考えていたので、抵抗、コンデンサー類は２０１２サイズを多用しております。

ケースは真鍮をニッケルメッキした板金で製作しています。ＳＭＡ－Ｒコネクターの高さを合わせる為に、ケースの底にはアルミ板をスペーサーにしています。

そのお陰で基板の組み込みは楽になりました。



百円玉はサイズの比較用です。回路に隙間が有るのはスタブ追加用のスペースです。

ケースのサイズは６４ｍｍ×９３ｍｍ×２０ｍｍとなりました。

性能ですが、早速測定したところ次の様になりました。
まず、ＬＯですが、４４８０ＭＨｚで０ｄＢｍも有れば十分でした。ＭＭＩＣのバッファーアンプが良く働いてくれています。
とりあえず、ＨＥＭＴのバイアスのみ調整して測定してみると、ＴＸではＩＦ：１２８０ＭＨｚの５ｄＢｍ入力で、出力周波数５７６０ＭＨｚで約１６ｄＢｍの出力でした。（ＩＦのアッテネーターは無しの状態）
ＲＸ側のコンバージョンゲインは簡易調整で約２０ｄＢとなりました。
まだスタブ等の調整は全くしていないので、もう数ｄＢは良くなると思います。
スプリアスは、ＴＸ側でー５０ｄＢｃ以上、ＩＦ側でも不要周波数は少ないようです。
電源は内部がＤＣ５Ｖで動作していますので、電源電圧はＤＣ６Ｖから動作可能で、消費電流は

約３００ｍＡでした。
さらに各部を調整して見ました。スタブを追加して、ゲインを上げることが出来ました。
最終的には性能は下記のようになりました。
・ＴＸ側
　入力：１２８０MHｚ　５mW（内部ＡＴＴは無しの場合）
　出力：５７６０MHｚ　６０mW（飽和出力）
　スプリアス：－５０ｄＢｃ（飽和時は－４０ｄＢｃ）
パワーアンプのドライブには十分な電力が得られました。
さらに出力特性はＩＦレベルを変化させて、リニアであることが確認できました。
入力レベルは５mWで飽和します。（内部ＡＴＴは無しの場合）
１mWまではリニアに動作するようです。（出力は３０mW程度）リニア特性なので、ＤＡＴＶ等のデジタル変調にも問題なく使用できると思います。
・ＲＸ側
　受信コンバーションゲイン：２６ｄＢ
　総合ＮＦ：２．５ｄＢ程度
ＮＦはもっと良くなるのですが、受信ゲインが下がるので、この辺にしました。
更にＮＦを下げるには、外部にプリアンプを挿入すれば良いと思いますので、あまり追い込みはしませんでした。
消費電流は、ＤＣ６Ｖ～１２Ｖで３５０ｍＡ程度となりました。
Ｌｏはいずれも４４８０MHｚ　１mW（０ｄＢm）で測定しております。
Ｌｏレベルは－３ｄＢm～＋３ｄＢmで程度有れば問題ないようです。
Ｌｏ周波数を４４９０MHｚにしても殆ど同じ結果でした。
以上の測定結果となりました。

内部のキャリコン回路は実験では使用しないことにしました。（ちょっとゲイン不足でした）
スタンバイ端子がＧＮＤでＴＸ状態になります。
キャリコンのゲイン不足については、1 石トランジスタを追加することで解決できたのですが、空中配線となりました。これについては後ほど解説します。
ＤＣ出力端子　ＴＸまたはＲＸでＧＮＤ（同軸リレー用）になるか、電源電圧または５Ｖ　５０ｍＡ程度の出力（ＴＸ、ＲＸのＬＥＤ用、またはＴＴＬ関係用）
これは内部配線で選択出来るようにしました。
ＩＦ入力レベルは、基板上のＡＴＴの定数変更で、１mW～１Wまで対応出来るようにしました。

・問題点（改善すべき点）

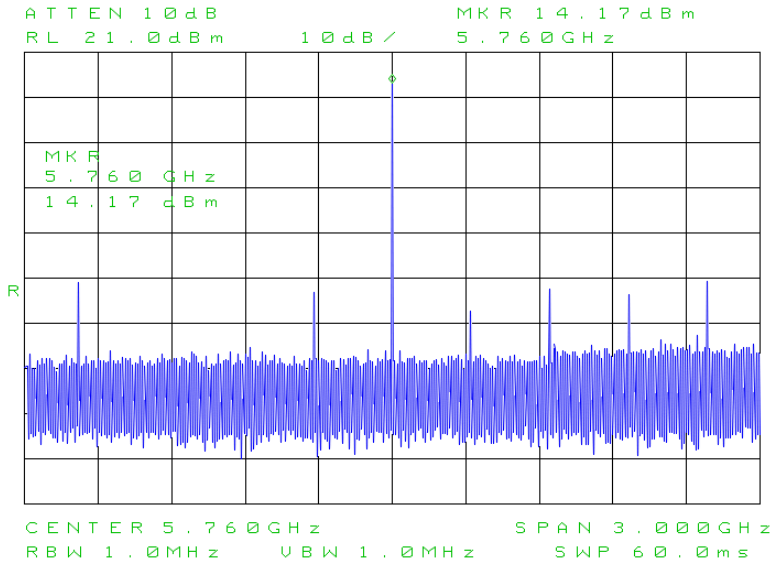
　基板は一部パターン修正が必要でした。（部品とのクリアランスが０．１mmと狭すぎて、ハンダ付けがあまりにも難しいので一部カットが必要でした。
ミキサーMMＩＣのデバイス中央裏面がＧＮＤなのと、MMＩＣの足が０．５mmピッチ８本ですので、ハンダ付けが難しく上級者向きとも言えるでしょう。
実際にハンダ付けしてみると、MMＩＣの足の太さも０．２～０．３mmしかないので、０．３φ

のハンダでも太く感じる位です。
私は２倍の大型の拡大鏡と、更にルーペの２段重ねでハンダ付けの状態を確認しています。
ハンダさえしっかり出来ていれば、それほど問題なく動作すると思います。
（最近は細かい作業が辛くなりました・・・）

実際に製作した基板を見ていると、いろいろと修正したい点が見つかります。
先ほどキャリコンについて記載しましたが、実験では問題なく動作したので、その回路の通り製作しましたが、実際に組み込んでみると、感度が悪くて上手く動作しませんでした。
今まではキャリコンはコンパレーターで比較動作させていましたが、今回は、いわゆる一般的なダイオード検波＋トランジスタ２段のタイプを組み込んでみました。
トランジスタ２段と言っても、ダーリントントランジスタを１個使用してリレーを駆動しています。ダーリントントランジスタはhFEが数千～数万あるので、問題なく動作していましたが、実際に基板に組み込んでみると、動作が不安定です。
どうも、ミキサーMMＩＣの吸い込みが良くて、検波電圧（倍電圧整流）の電圧が下がっていたようです。検波には１ＳＳ２９５を使用しています。
トランジスタのベース電圧を測定してみると、７００ｍＶ程度でした。
そうです、ダーリントントランジスタはベース電圧が０．７ＶではＯＮになりません。最低でも１．２Ｖ以上は必要でした・・・
（１２８０MHｚ　１００mW入力で０．５ＰＦコンデンサーカップリング後の検波電圧）
そこで手持に２ＳＡ１０１５が有ったので、これを追加してみると見事に動作しました。
つまり、ダーリントン接続すると、１．２Ｖ以上の検波電圧が必要で、反転増幅であれば検波電圧は０．６Ｖ以上あれば、動作すると言うことです。
少し考えれば解る事ですが、実際に組んで見るまで気がつかない事がありますね。
最終的には１ＳＳ２９５で検波、倍電圧整流して、２ＳＡ１０１５、２ＳＤ２１９５、５Ｖリレーという組み合わせで、難なくキャリコンが動作することが確認できました。

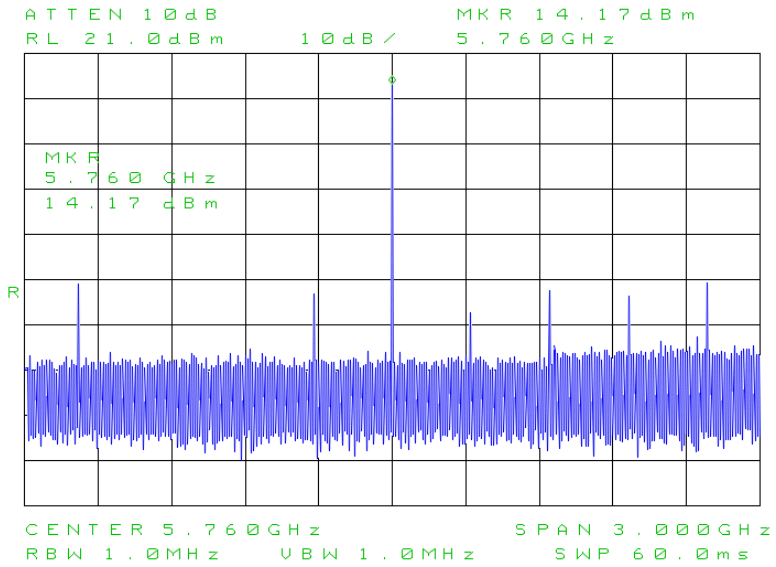
・Ｌｏ周波数２２４０MHｚの実験

今回製作した５６００MHｚ帯のトランスバーターですが、Ｌｏ入力回路には簡単な２逓倍回路のパターンも組み込んでいます。
前回の測定実験では、その回路はスルー（ジャンパー）していたのですが、実際に部品を実装して実験してみました。
Ｌｏ周波数は２２４０MHｚとしてみました。
　Ｌｏ入力：２２４０MHｚ　１３ｄＢｍ（２０mW）
　ＩＦ入力：１２８０MHｚ　０ｄＢｍ（１mW）
結果
ＴＸ出力：５７６０MHｚ　１４．１７ｄＢｍ（２５mW）
スプリアス強度：－４５ｄＢｃ以上となりました。



中心周波数：５７６０MHｚ　スパン：３GHｚ

同じ回路でＬｏ周波数を４４８０MHｚ入力としてみました。
Ｌｏ入力：４４８０MHｚ　－１０ｄBm（０．１mW）
ＩＦ入力：１２８０MHｚ　０ｄBm（１mW）
結果
出力：５７６０MHｚ　１４．５ｄBm（２８mW）
スプリアス強度：－４５ｄＢｃ以上となりました。



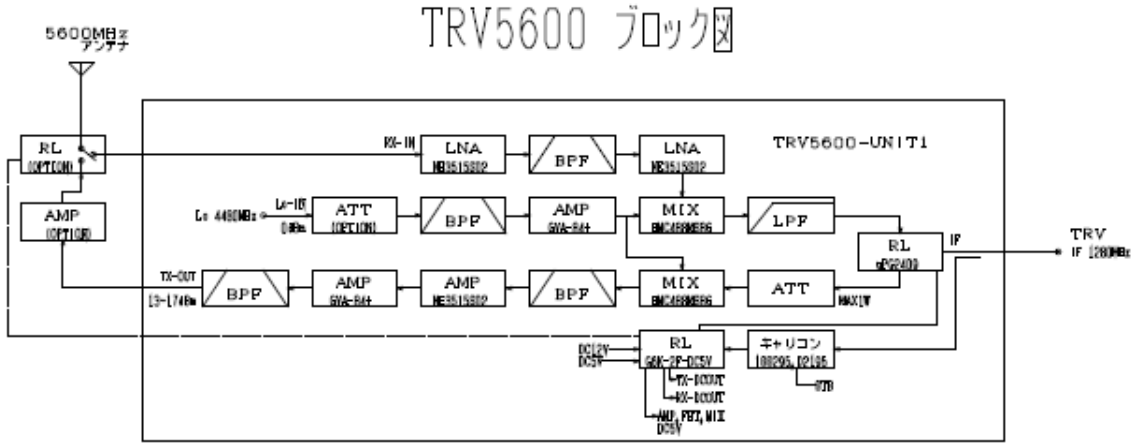
中心周波数：５７６０MHｚ　スパン：３GHｚ

いずれも波形はトランスバーターユニットを直接見た波形ですので、実際の使用時にはＢＰＦを

挿入しますので、スプリアスの問題は無いと思います。
トランスバーター基板にはチップのＢＰＦを使用していますが、その特性上、高い周波数帯域でのスカート特性がなだらかで、あまり切れないようです。その為にスプリアスが多く出ているように思えます。
１４ｄＢｍを１Ｗ（３０ｄＢｍ）に増幅するには、増幅率は１６ｄＢです。
その時のスプリアス最大強度は－１５ｄＢｍとなりますので、新スプリアス法の５０μＷはパワーアンプで増幅してもクリアできます。でもフィルターは必要でしょう。
但し、パワーアンプの周波数特性も有るので、新スプリアス法の５０μＷ以下に抑えるには、それ程問題は無いと思われます。（－４３ｄＢｃ以下）
４４８０MHｚ入力時にも、スプリアスは－４５ｄＢｃなので、同様にクリアできます。
いずれにしても、近傍のスプリアスは無いので、簡単なＢＰＦで除去することは簡易と思います。
４４８０MHｚ入力時には、入力レベルが－１０ｄＢｍなので、実際に局発を製作するのもとても楽でしょう。
また、２２４０MHｚ入力でも１３ｄＢｍ（１０ｄＢｍでもＯＫ）なので、これも局発の製作は非常に楽です。

・半導体リレーの問題点

実際に基板にＡＴＴを装備して、ＩＦ入力電力を１Ｗとしてみると、ＡＴＴ無しで実験した時よりスプリアスが増えています。それもＩＦ漏れではない周波数帯でスプリアスが増えています。
ＩＦ回路にＡＴＴを挿入していますので、ミキサーへの入力レベルは実験時と同じです。
これは後日解った事ですが、ＩＦの切替えに半導体リレーを使用しました。半導体リレーの入力レベル的には何ら問題がないのですが、半導体という性質上、切替えリレーがスプリアスを出していました。
スプリアスレベルは低いのですが、その周波数がミキサーに入り、変な周波数を発生させていました。
現在はミキサー手前にかんたんなＬＰＦを作って問題が解決しましたが、まさかリレーがスプリアス発生の原因とは思いもつきませんでした。



・５．６ＧＨｚ帯小型MMＩＣパワーアンプの製作

最近、低電圧で動作するパワーMMIC を見つけました。

Hittite 社の MMIC「HMC４０６MS８G」です。

このMMＩＣは電源電圧５Ｖで５．６ＧＨｚ帯で１W程度の出力が得られそうです。

元々は無線ＬＡＮ等に使用されるデバイスのようですが、ＦＭ、ＳＳＢではパワーが出そうです。

MMＩＣのパワーアンプですが少し周辺回路が多いのですが、何とか小さなケースに収まるように工夫して基板設計を考えてみました。

予定されるパワーアンプのスペック

電源電圧：ＤＣ７～１５Ｖ　３００ｍＡ（内部はＤＣ５Ｖ）

周波数：５．６ＧＨｚ　アマチュアバンド帯

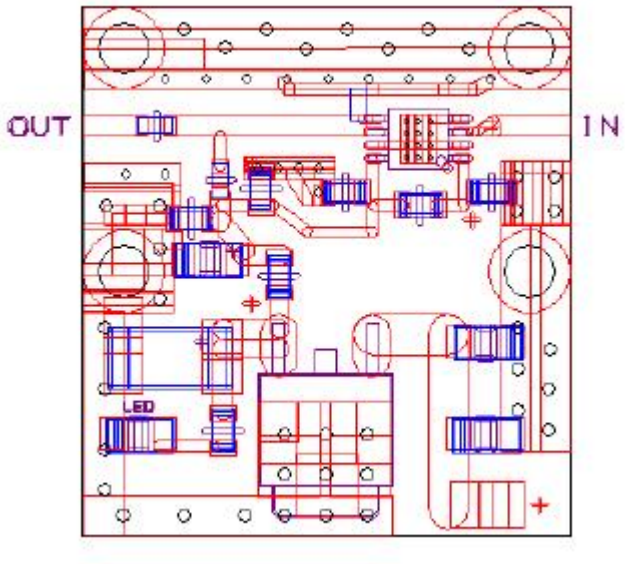
ゲイン：１７ｄＢ　（１０mW以下の入力）

最大出力：１W弱　（５０mW入力時、飽和出力）

基板：Ｒ－４７３７テフロン基板　ｔ＝０．４ｍｍ　金スラッシュ

ケースサイズ：３２mm×３６mm×１２mm（突起部を含まず）

設計した基板のパターンは下記のようになりました。



今回製作した基板のパターン図

HMC406MS8G

Electrical Specifications, T_A = +25° C, Vs = 5V, Vpd = 5V

Parameter		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range			5 - 6			5.7 - 5.9		GHz
Gain		13	16	21	14	17	21	dB
Gain Variation Over Temperature			0.03	0.04		0.03	0.04	dB/ °C
Input Return Loss			10			11		dB
Output Return Loss			8			9		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)		21	24		24	27		dBm
Saturated Output Power (Psat)			27			29		dBm
Output Third Order Intercept (IP3)		34	38		34	38		dBm
Noise Figure			6.0			6.0		dB
Supply Current (Icq)	Vpd = 0V/5V		0.002 / 300			0.002 / 300		mA
Control Current (Ipd)	Vpd = 5V		7			7		mA
Switching Speed	tON, tOFF		35			35		ns

基板が出来上がったので、早速部品を実装してみました。
このＭＭＩＣも非常に小さいので半田付けに苦労しました。
（ルーペを見ながら手ハンダです）
設計どおりの部品定数で組み立ててみましたところ、予想通りの結果値が得られました。
内部の電圧はＤＣ５Ｖで動作していますので、３端子レギュレーターで５Ｖを作っています。
ＤＣ１２Ｖで動作させたところ、電流値は約３５０ｍＡでした。
（基板上にＬＥＤを点灯させている為、少し多く流れているかもしれません）
５７６０ＭＨｚで入力を２０ｍW入れたところ、約６００ｍWの出力が得られました。
予定より少しゲインが少ないですが、予想範囲内です。

製作した５．６ＧＨｚ帯パワーアンプの特性の測定してみました。
まず測定するに当たって２台のパワーアンプを製作しました。
これはシグナルジェネレーターの出力レベルが足らないので、１台でパワーを上げてもう１台のアンプに入力して測定しました。
２台のアンプを交互に測定しましたが、同じ様な感じの特性でした。

周波数は５７６０MHｚで測定を行いしました。

入力mW	出力mW
１mW	６０mW
１０mW	４８５mW
２０mW	６７０mW
３０mW	７６５mW
４０mW	８１０mW
５０mW	８３０mW

どうも８００mW程度の出力で飽和しているようです。
電流は６Ｖで３００ｍＡでした。
（入力レベルはそれ程正確ではありません、また測定中にアンプの温度が上がっているので、測定値にばらつきが有ります。）
もう少し出力が出ないかスタブ等調整をしてみましたが、殆ど変わりませんでした。この辺が限度なのかもしれません。これでも、ちょっとした実験用のパワーアンプに使えそうです。
先ほど紹介した５．６GHｚ帯のトランスバーターに接続すれば、０．５W以上の出力は得られると思います。

局発の製作について今回は記載しませんでしたが、とあるユニットを使うと、ちょっとした工夫で簡単に高精度のＰＬＬ発振器が製作できることが解っています。
近いうちに紹介したいと思います。

参考文献：

Hittite　HMC４８８MS８G、HMC４０６MS８G　データシート
ルネサスエレクトロニクス　ＮＥ３５１５Ｓ０２　データシート
ＴＤＫ　ＤＥＡ２５５７８７ＢＴ-２０４４Ａ１　データシート

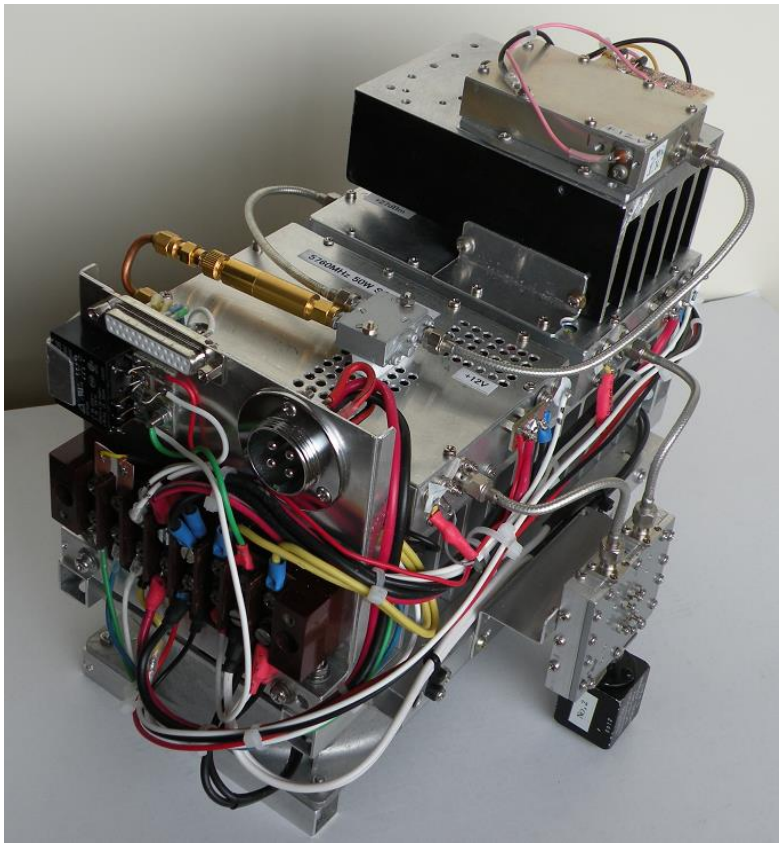
２０１４年１０月　　７Ｌ１ＷＱＧ　荒井義浩

５７６０MHｚEME用ＳＳＰＡの製作

ＪＡ４ＢＬＣ　又賀義郎

１．はじめに

昨年暮れに三菱ＦＥＴ（ＭＧＦＣ４７Ｖ５８６４）を２個入手することができました。



このＦＥＴは５７６０ＭＨｚで５０Ｗの出力を期待できそうです。２個を１００Ｗユニットとして作るか、５０Ｗアンプを２台作るか、迷いましたが、このレベルの電力アンプは未経験なので、５０Ｗアンプとして製作することにしました。

その後セラミック基板、エアストリップラインによる３ｄＢハイブリッドカップラを製作し、５０Ｗアンプ２台の合成に挑んで、８０Ｗの出力を得ることができました。

本稿ではＦＥＴアンプ製作の手法について、筆者の経験を記述します。なんらかの参考になれば幸いです。

２．Ｆ６ＢＶＡの６０Ｗアンプ

ネットを検索して、Ｆ６ＢＶＡの６０Ｗアンプを見つけました。ファイナルには６０Ｗクラスのデバイス（５９６４－６０）を使用しています。ＦＥＴ３段構成で、電源部を含めてコンパクトにまとめられています。基板はＲＯ４００３の０．５ｍｍ厚です。回路図を図１に、部品配置図を図２に示します。

セラミック基板の手持ちもあるので、このアンプを参考にして５０Ｗアンプを製作することにしました。

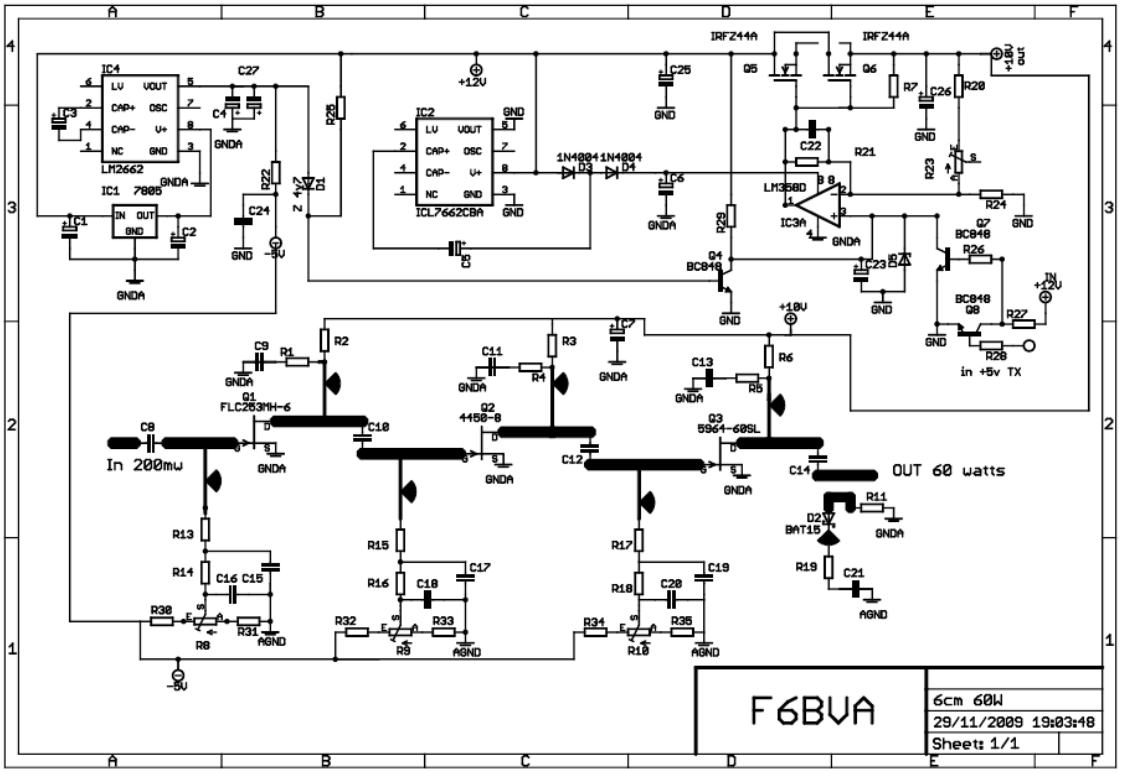


図１　Ｆ６ＢＶＡ６０Ｗアンプ回路図

http://f6bva.pagesperso-orange.fr/Technique/The%20big%206cm/BIG%206cm%20complet%2030-60w.pdf

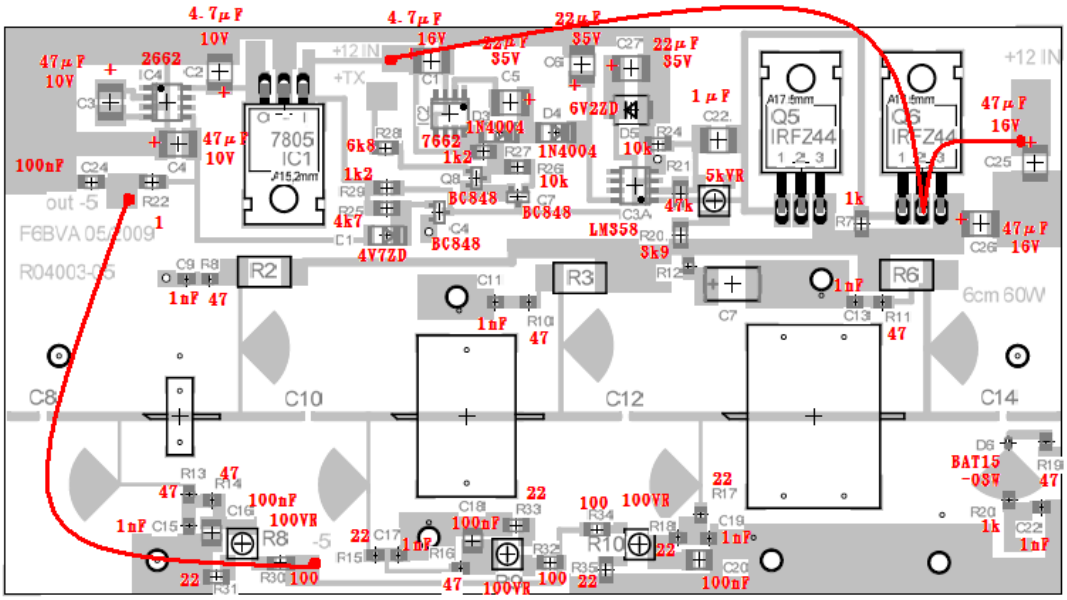


図２　Ｆ６ＢＶＡ６０Ｗアンプの部品配置図　F6BVA

３．５０Wユニットの製作

３．１自作アンプの基板について

Ｆ６ＢＶＡアンプは電源部と高周波部を一体にした基板になっていますが、初めての回路なので、分割して製作しました。私の作った電源部と高周波部のパターンには重複部分もありますが、気にせず進めました（図３、図４）。

製作した２台のアンプの写真を写真１、写真２に示します。

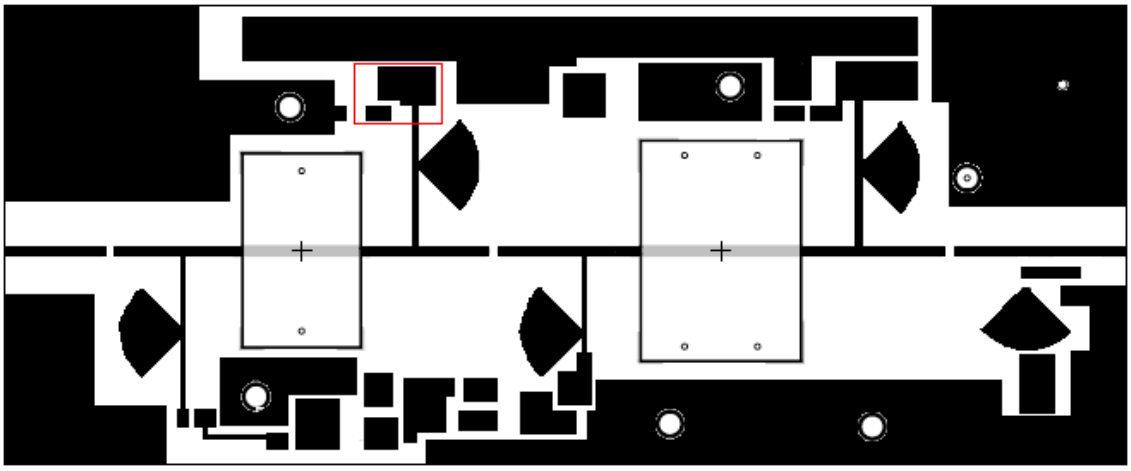


図３　５０Wアンプ基板（高周波部）

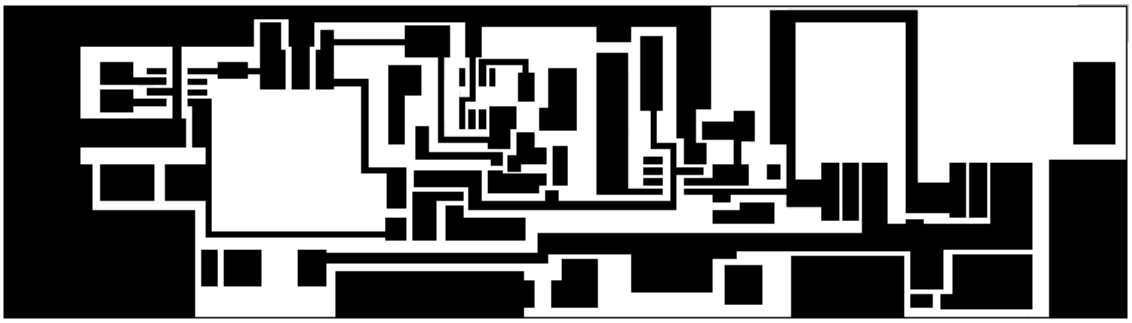


図４　５０Wアンプ基板（電源部）

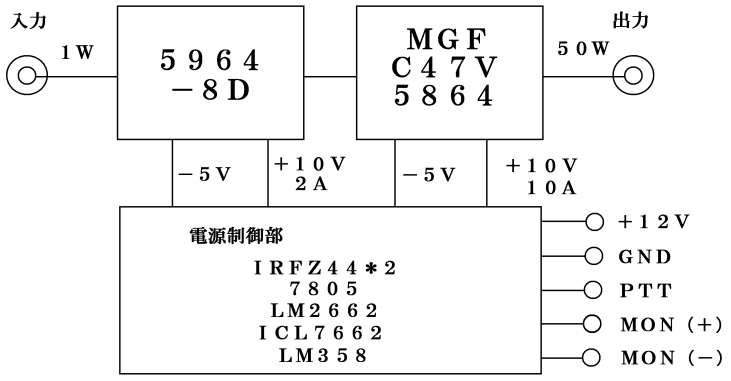


図５　５０Wユニットの構成

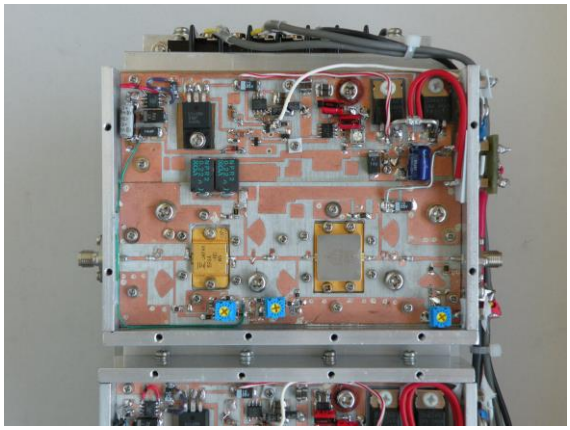


写真１　５０Wアンプ１号

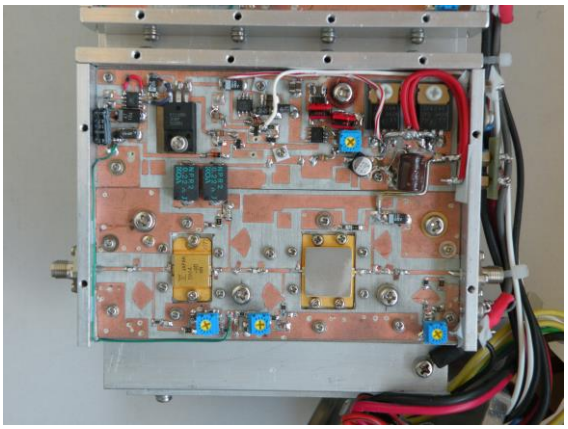


写真２　５０Wアンプ２号

セラミック基板はカッターナイフで銅箔を削りやすいので重宝しています。少量生産（各２枚）なのでエッチングはしません。Ｆ６ＢＶＡのホームページから入手したパターンをお絵かきソフトで好みに修正して、アートワークを作成します。印刷した紙の裏面にセラミック両面基板をスコッチテープで貼り付け、切り絵の要領でパターンにそって（定規をあてて）カッターナイフで銅箔に切り込みを入れます。パターンは曲線を使わず直線だけで構成すると、うまく切れます。また、切り込みは初めに縦の線だけをまとめて作業し、その上にスコッチ・メンディングテープを貼って、次に横の線をまとめて切り込むようにすると、切れた紙が脱落することがなく作業をスムーズに進められます。

切れ込みを入れた基板の空白部をカッターナイフで削りとります。刃の先をうまく使ってラインのそばを慎重に細く削り、後に空白部を大きく削り取ります。ラインそばを削るときは刃の切れ味が良くないとうまく削れませんので、惜しみなく、刃を折ります。

３．２自作アンプユニットのケース

自作アンプの基台には１５mm厚のアルミ板（１２×９ｃｍ）を使用しました。材料はネットの金属材料屋さんに寸法を指定して注文しました。０．２mm程度の誤差でカットしてもらえます。今回高速切断機によるカットでしたが、こちらで端面仕上げなどせずに納品状態のままで使えました。基台の側面に貼るコネクタ板は２５mm幅４mm厚のアルミ平板です（写真３）。ＦＥＴを載せる部分はフライスで１．８mmの深さに掘り込んでいます（写真４）。

ケース製作はタップ立てなど面倒な作業が続きますが、あせらず慎重に丁寧に進めていきます。

放熱板は５０Wユニット２台を載せられる大きさが必要で、２３×１２×６ｃｍのジャンク品です。これにＡＣ１００Ｖの１２ｃｍファン２個を取り付けています。（写真５）

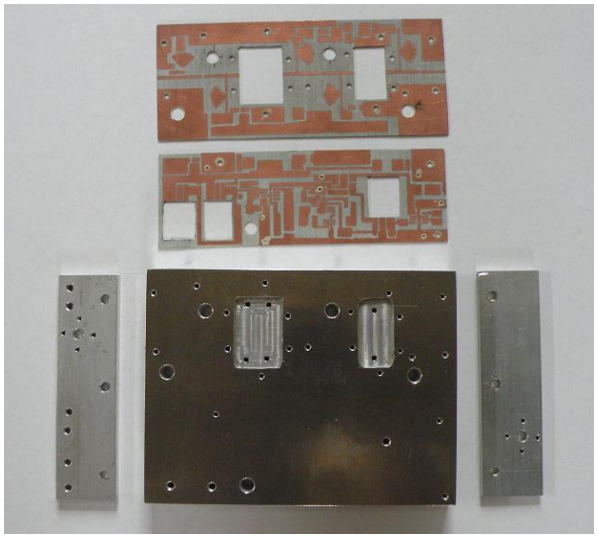


写真３　アルミ基台とコネクタ端子板､セラミック基板

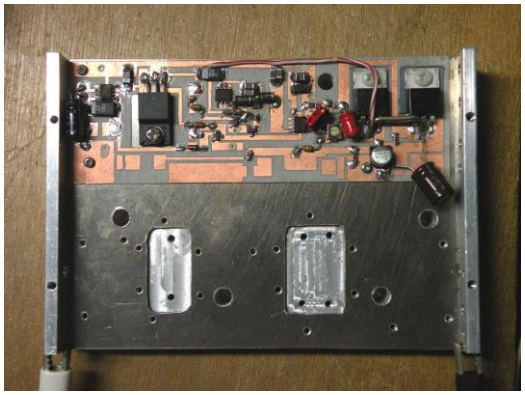


写真４　ＦＥＴ部分をフライスで彫り込んだ

写真５　放熱器とファン

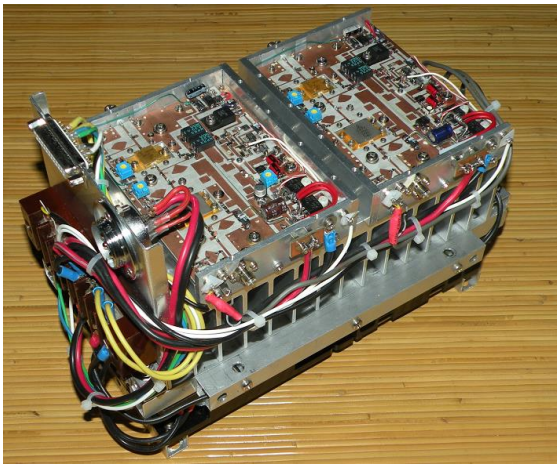


写真７　５０Ｗアンプの外観　アンプ２台を搭載

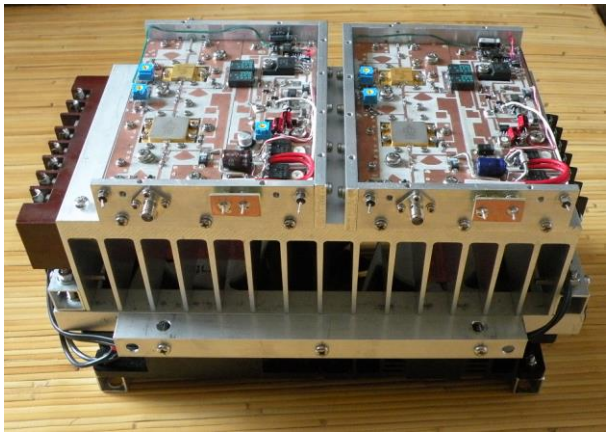


写真６　５０Ｗアンプの出力端子板

３．３　５０Wアンプの製作

手持ち部品を総動員したため、パターンに合わないサイズや表面実装用でない部品もありますが、動作すれば良いと代用のジャンク部品を取付けました。

Ｆ６ＢＶＡアンプはＦＥＴ３段構成ですが、私はそれほどの利得は要らないので、２段構成として、原典の初段（ＦＬＣ２５３）をカットしました。５０Wアンプの構成を図５に示します。ドライブ段のＦＥＴには手持ちジャンクの５９６４－８Ｄを使用しました。５０Wアンプ２台の外観図を写真６、写真７、写真８に示します。

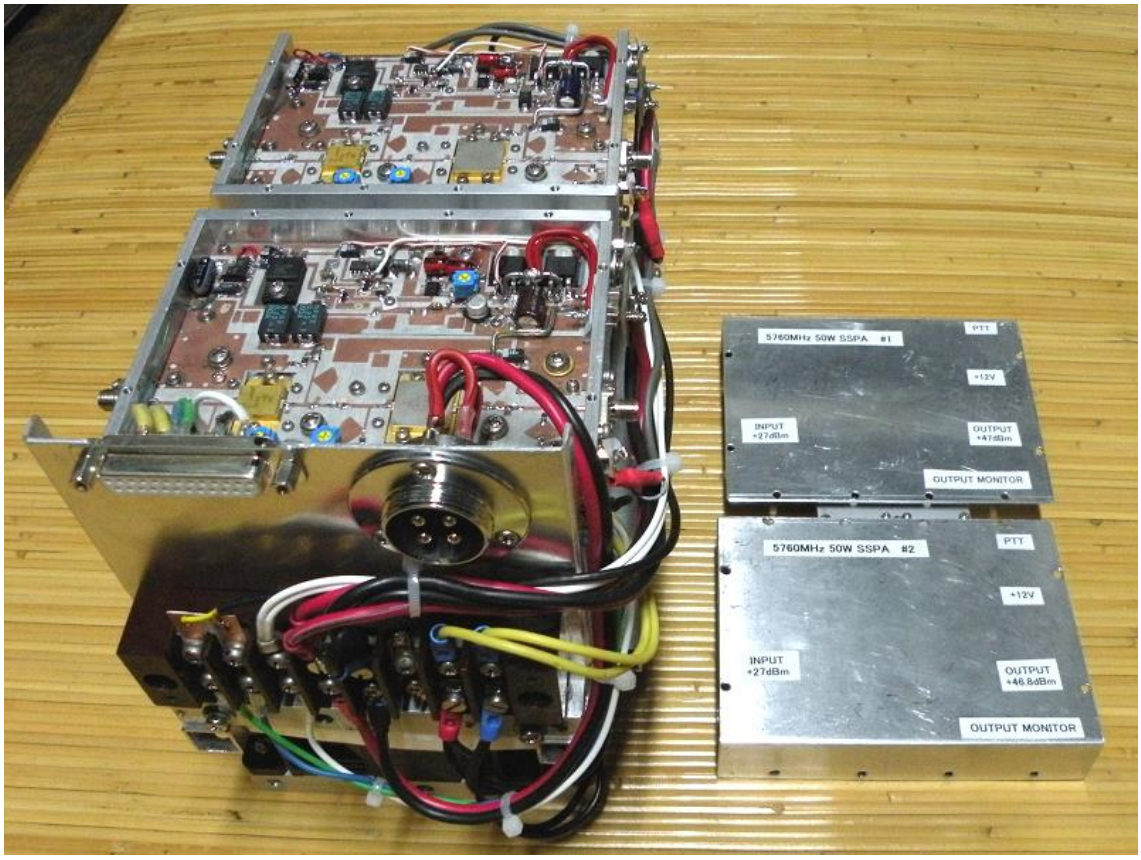


写真８　５０Wアンプの外観その２

この手の内部整合素子を使ったアンプは「５０Ωラインでつなげば働く」はずですが、使用周波数が違うためか、自作基板が悪いのか、私の経験では製作後の調整が必須です。まず飽和出力から１０ｄＢ程度低い入力レベルとして、出力最大（＝利得最大）に調整します。その後入力電力を増やして最大出力が得られるよう、スタブを微調整します。コンマ１ｄＢ、コンマ２ｄＢの積み重ねの作業です。

今回、１号機に部品を半田付けし終わった状態で出力電力を測ったところ、＋４４．８ｄＢｍ（３０W）でした。それがスタブ調整後に＋４６．９ｄＢｍ（４９W）になりました。パワー測定はワインシェル３０ｄＢ・１００Wアッテネータとｈｐ４３６Ａ、８４８１Ａセンサです。１号機スタブ調整の状況を写真９、写真１０に示します。

次いで２号機ですが、調整の終わった１号機のスタブと同じような位置に同じような大きさのスタブを置き電力測定したところ、＋４６．７ｄＢｍ（４７Ｗ）でした。さらに微調整して＋４６．９ｄＢｍになりました。微調整で得られた０．２ｄＢが貴重です。２号機スタブ調整の状況を写真１１、写真１２に示します。

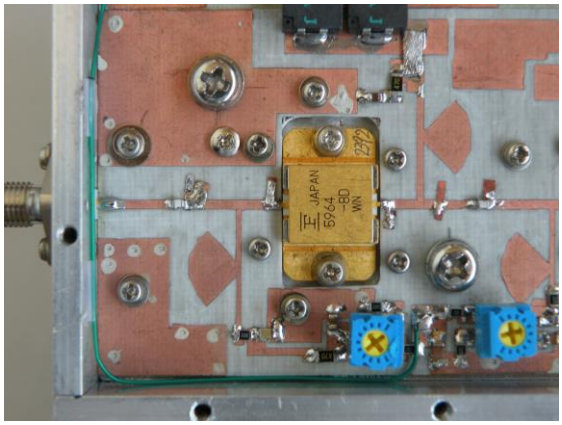


写真９　１号機前段のスタブ

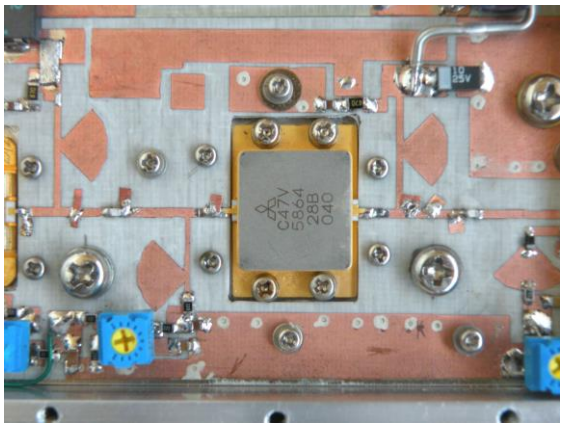


写真１０　１号機終段のスタブ

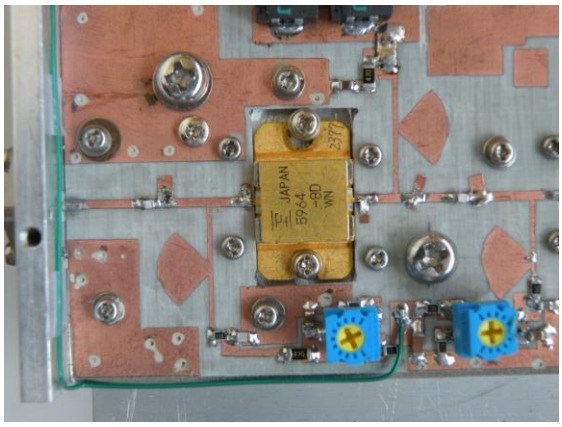


写真１１　２号機前段のスタブ

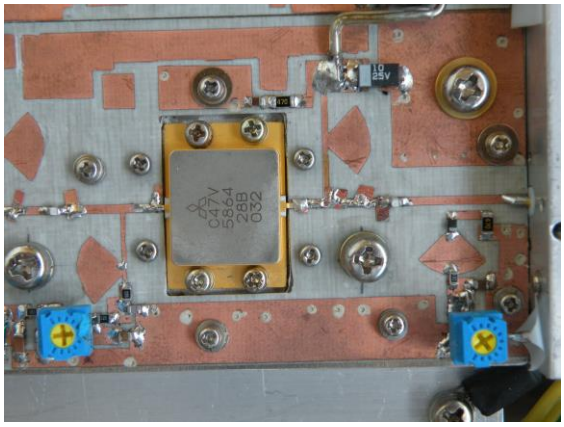


写真１２　２号機終段のスタブ

なお、電源部はオリジナルの回路から次の３点を変更しました。

電源部のスタンバイ制御は＋５Ｖを制御端子に加えるようになっていましたが、端子をＧＮＤに接続することで送信状態になるように、ＰＴＴ端子を設けました。(図６）

さらに、ＰＴＴオンによる＋１０Ｖ出力電圧の立ち上がりを遅らせるため、Ｑ７ベースに４７μＦコンデンサを追加しました。ＥＭＥシステムに組み込んだとき、プリアンプ保護リレーを使いますが、保護リレーの動作時間よりＳＳＰＡの立ち上がりを遅くする必要があります。本来スタンバイシーケンサの役割ですが、過去の失敗（プリアンプＦＥＴを何台も飛ばした）から、遅延をＳＳＰＡ自体にも持たせたかったからです。

又、出力モニタ電圧回路も２台を同一に調整できるよう、図７のように可変抵抗を追加しました。

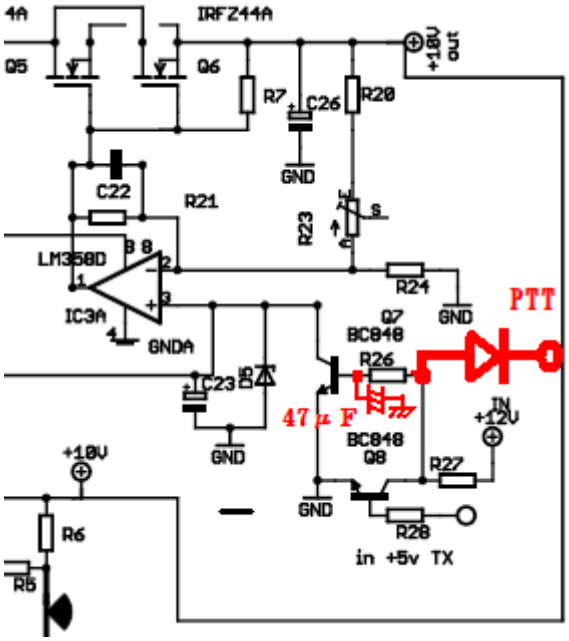


図６　スタンバイ端子の変更箇所

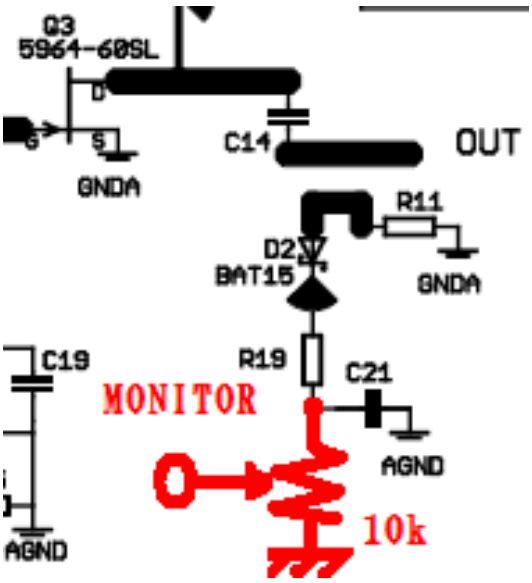


図７　出力モニタの変更箇所

残るは出力電圧調整範囲の拡大です。調整段階では低めの電圧からスタートしたかったので、Ｒ２０及びＲ２３の値を変更しました。

３．４　測定結果

入出力特性を図８に示します。飽和出力は２台とも４８Ｗです。

高調波特性はフルパワー時第２高調波が－５０ｄＢｃでした。

50W SSPA UNIT

		50W UNIT #1				50W UNIT #2			
ATT	INPUT	VALUE	OUTPUT	MONITOR	CURRENT	VALUE	OUTPUT	MONITOR	CURRENT
0	29.8	16.89	46.89	1.35	14	16.82	46.82	2.5	14
10	25	14.9	44.9	1.1	13	14.5	44.5	2	13
20	15	4.02	34.02	0.2	12	3.95	33.95	0.5	12
30	5	-7.2	22.8	0	12	-6	24	0.1	12
40	-5	-17.1	12.9	0	12	-16	14	0	12
50	-15	-26.1	3.9	0	12	-26.4	3.6	0	12
60	-25	-30	0	0	12	-30	0	0	12

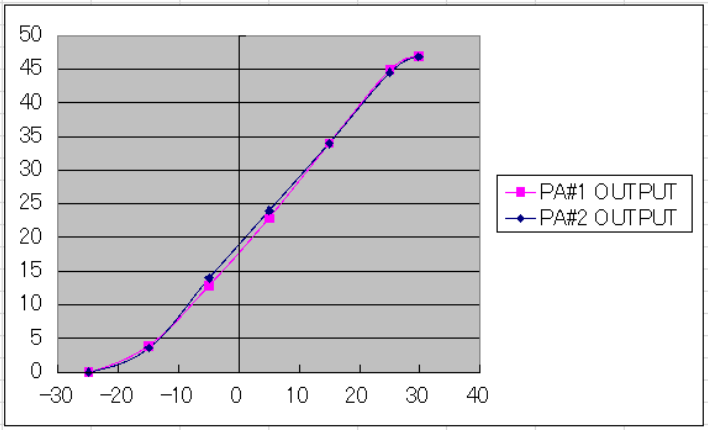


図８　５０Ｗアンプ入出力特性

４．合成アンプの製作

４．１　５０Wアンプの合成

製作した２台の５０Wアンプを合成するには、図９のように、ハイブリッド合成器２個を使い、位相の調整を行います。合成アンプのドライブにはシングルアンプの２倍以上の電力が必要なので、３W出力のアンプ（５９６４－３）を使いました（写真１３）。

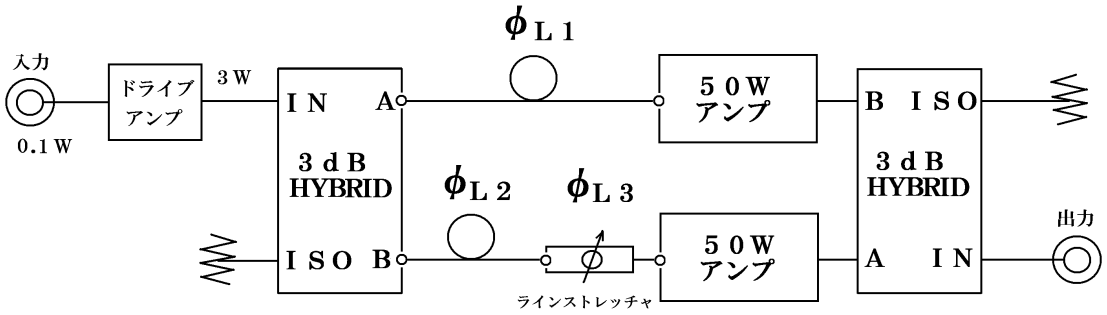


図９　電力合成系統図

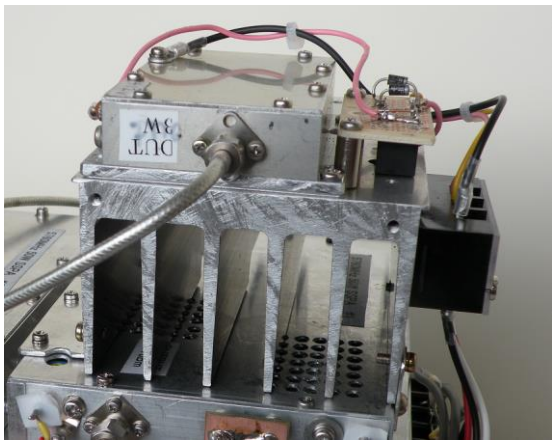


写真１３　ドライブアンプ

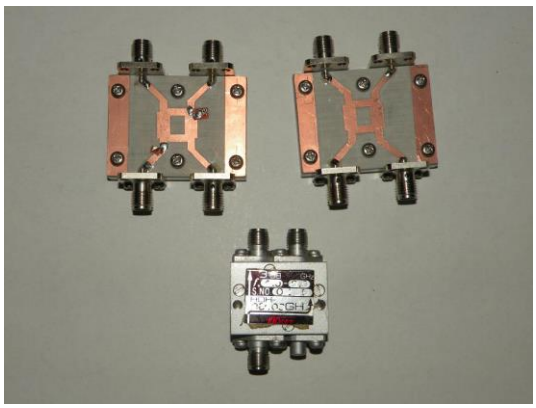


写真１４　各種ハイブリッド結合器

４．２　ハイブリッド合成・結合器

ハイブリッド合成器として、セラミック基板から削り出した３ｄＢカップラを作りました（写真１４）。またセラミック基板で１００W近いの電力を扱えるのか、知識も経験も無いので、出力側結合器用にエアストリップラインのハイブリッドを製作しました（写真１５、写真１６）。

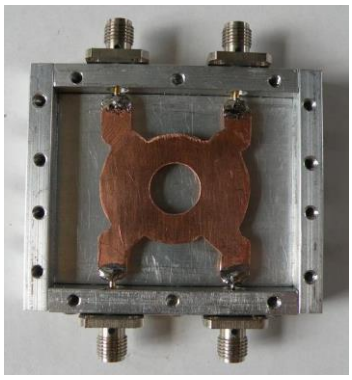


写真１５

ストリップライン３ｄＢ結合器

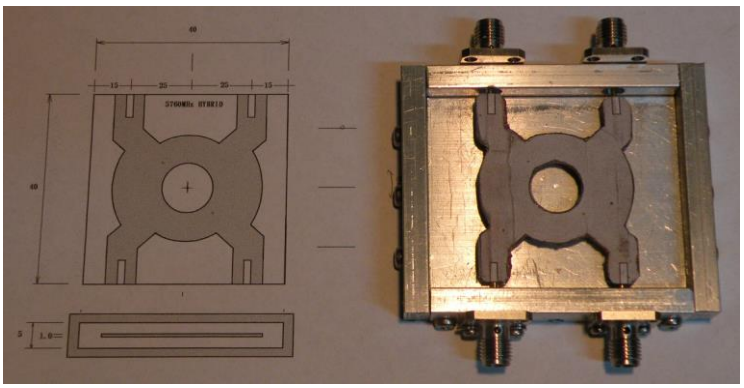


写真１６　ストリップライン結合器（組立前）

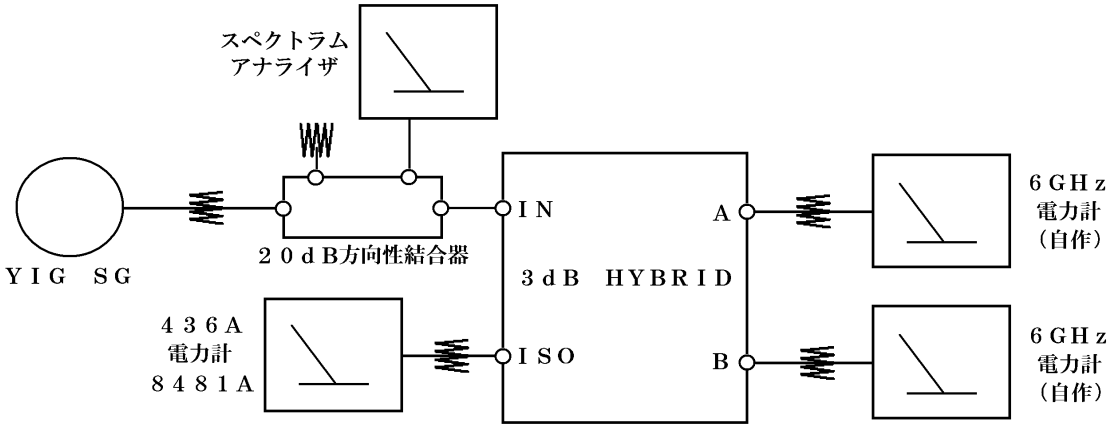


図１０　３ｄＢハイブリッドの調整系統図

これら試作物を測定してみると作りっぱなし・無調整では満足な性能が得られない、とわかり、急遽調整のため測定システムを用意することにしました。ハイブリッド結合器の調整には図１０のように４つのポートに生じる電力を同時に測らねばなりません。４台の電力計が必要ということです。又、二つの出力ポートの電力差を０．１ｄＢの精度で検出することが必要です。幸い昨年製作した６ＧＨｚ対数電力計２台があったので、これをフルスケール４ｄＢ（最少目盛０．１ｄＢ）に改造して使うことにしました（写真１７、図１１）。入力ＶＳＷＲ（反射損）はスペアナを、ＩＳＯポートの電力は４３６Ａ電力計を使いました。

測定器のＶＳＷＲ改善のため固定減衰器を各所に入れていますが、測定開始にあたり、各電力計を固定減衰器を含めて較正しておきます。

結局、エアストリップライン、セラミック基板のハイブリッド、メーカー製３ｄＢ方向性結合器（ジャンク）とも、入力反射損２０ｄＢ、ＩＳＯ漏洩電力－２０ｄＢ、出力間電力差０．２ｄＢ程度に追い込むことができました（写真１８）。とりあえず実用域と考えて使ってみることにしました。

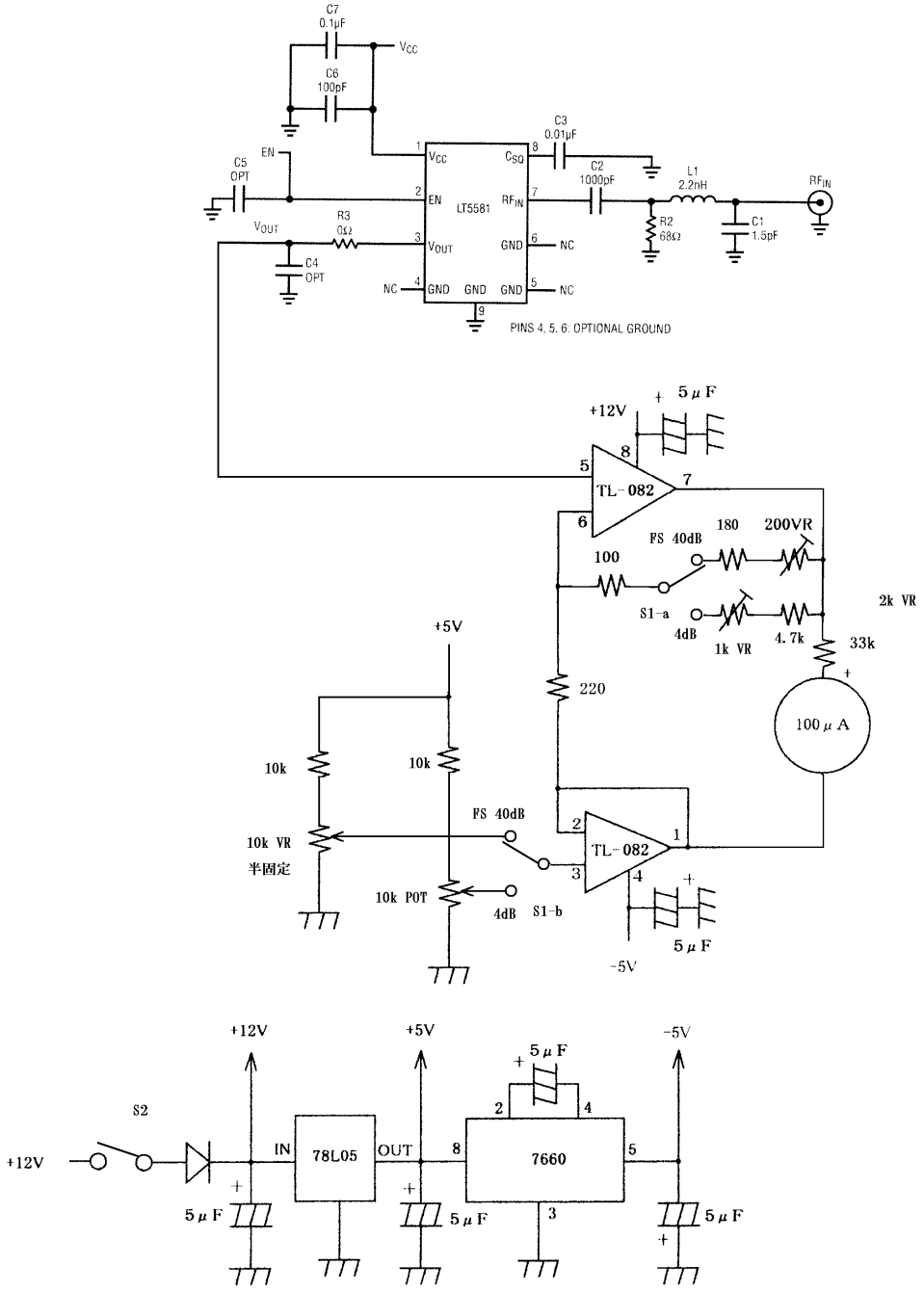


図１１　６ＧＨｚ電力計の回路図

写真１７　６ＧＨｚ電力計

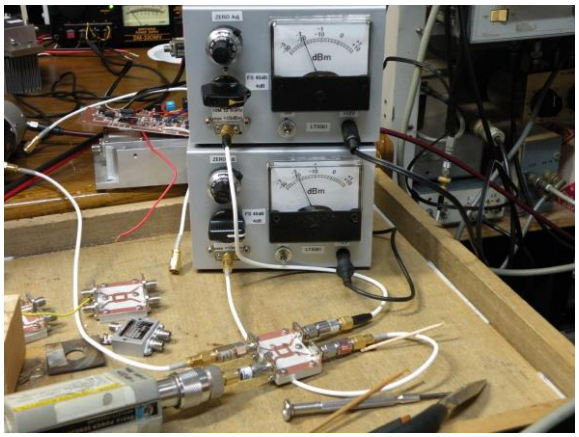


写真１８　３ｄＢハイブリッド結合器の調整

４．３　位相調整

合成する両アンプ系統の位相を合わせる必要があります。オークションで入手したラインストレッチャ（写真１９）を持っていたので、使用しました。ストローク１０ｍｍと可変範囲が狭いので、手持ちのケーブルを総動員して最適なケーブルの組み合わせを探しました。ラインストレッチャでピークを確認したのち、ケーブルＬ１を最適長に作り直しました（写真２０）。なお、位相調整は出力側のハイブリッド結合器及び接続ケーブル（写真２１）を含めて調整する必要があります。

写真１９　ラインストレッチャ

本当はレベル調整も必要でしょうが、５０Ｗアンプの性能が揃っているようなので、省略しました。

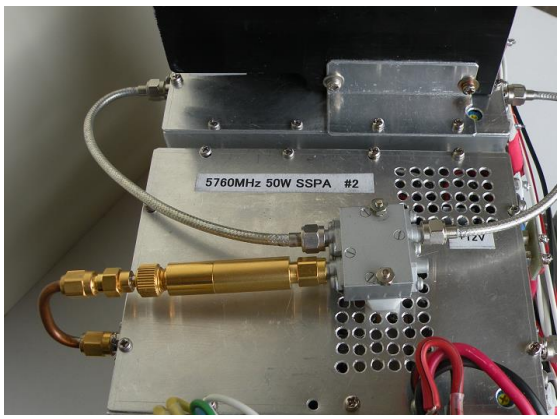


写真２０　入力分配器

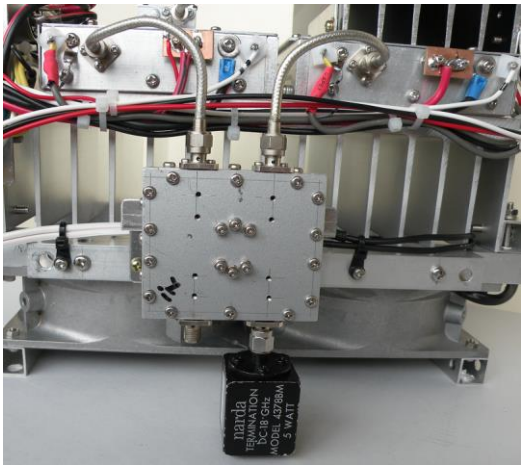


写真２１　出力合成器

４．４　合成結果

完成した合成アンプの全景を写真２２、写真２３に、冷却ファンの取付状況を写真２４に示します。

合成電力は８０Wと、期待より低かったものの、分配合成器、ケーブルの損失を考慮すると、こんなものかと思ったり。出力ＩＳＯポートには１W弱しか生じていませんので、位相調整は成功しているものと思います。合成器の性能が向上すれば再調整してみたいものです。

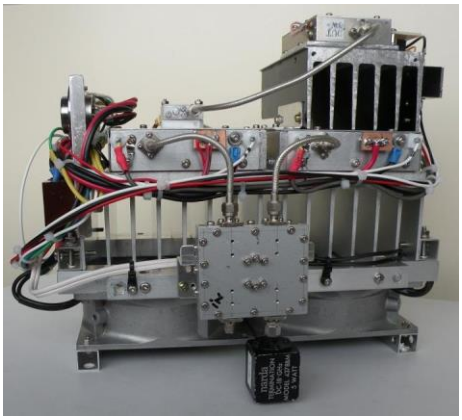


写真２３　ＳＳＰＡ正面

写真２４　冷却ファン

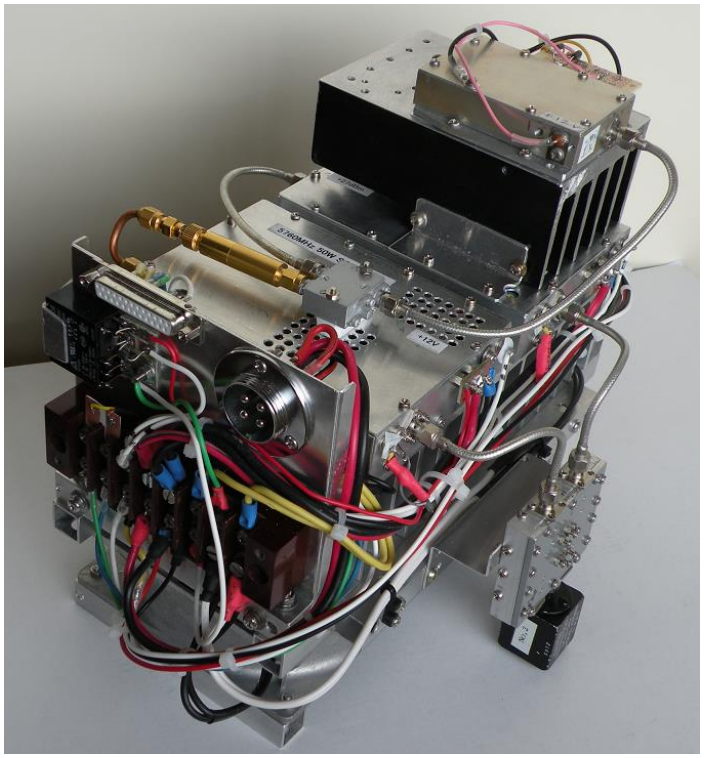


写真２２　ＳＳＰＡ全景

４．５　トラブル

しばらくテストランを続けているうちに、電源の電流計が半分しか振れなくなりました。調べると２号機のパワーが出ていないとわかりました。蓋を開けて調べたところ、電源制御ＦＥＴの一つが焦げていました。ＦＥＴ（ＩＲＦＺ４４）を交換して回復したものの、短時間で凄く発熱しました。１号機も調べると、これも同じＦＥＴが焦げていました（写真２５）。

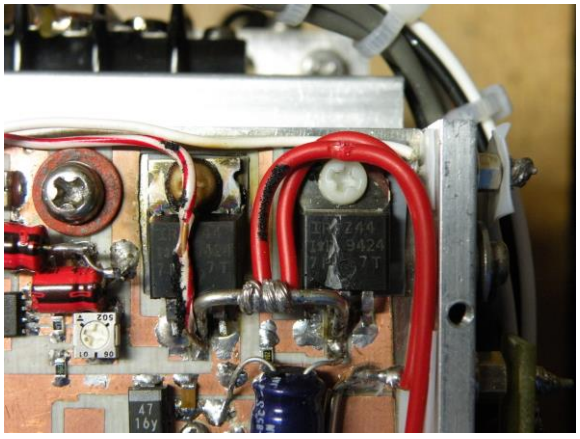


写真２５　電源制御ＦＥＴの取付・失敗例（１号機）

思い当たる点がありました。ＦＥＴの放熱シートに在庫の０．８５ｍｍ厚を使ったこと。プラスチックビスでＦＥＴを固定したこと。熱のためプラスチックビスが溶けて、ＦＥＴの取付けが緩み、熱抵抗が増加しさらに発熱という悪循環になったと思われました。

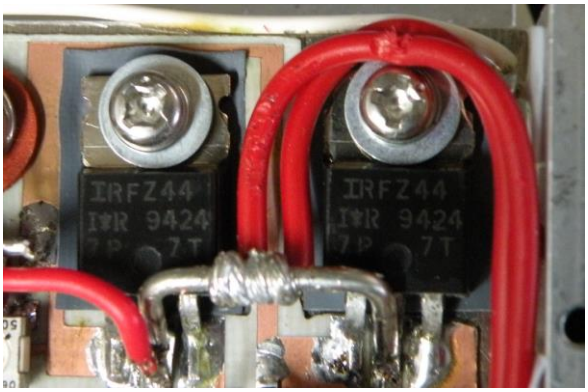


写真２６　電源制御ＦＥＴの取付

０．３ｍｍ厚放熱シート、絶縁ワッシャを購入して金属ビスできっちり締め付けたところ（写真２６）、発熱は５分連続運転でＦＥＴケース温度で６０度以内に収まりました。ＦＥＴのデータシートによるとジャンクションーケース間熱抵抗は１．２°／Ｗなので、今回の消費電力はＦＥＴ１個当たり約３０Ｗですので、ジャンクション温度は３０×１．２＋６０＝９６℃と見込め、安全範囲内と評価しています。

５．おわりに

三菱ＦＥＴを使用してＳＳＰＡを２台製作しました。いずれも４８Ｗの電力を得られました。ハイブリッド結合器を製作し、この２台を合成して８０Ｗの出力を得ました。

アンプ製作にあたりご教示、ご協力いただいた各局に感謝します。

ＪＡ１ＷＱＦ、ＪＡ３ＢＭＨ、ＪＨ３ＥＡＯ、ＪＡ６ＣＺＤ、Ｆ６ＢＶＡ、ＤＫ６ＪＬ

５７６０MHｚ　1W　MMＩCアンプの製作

ＪＡ４ＢＬＣ　又賀義郎

１．はじめに

イタリアのＲＦエレクトニクス社で以前からＲＦMA７１８５－Ｓ１というMMＩCを３０ユーロで販売しています。７．１－８．５GHｚ帯のアンプで、５．７GHｚ、１０GHｚは周波数がはずれるのですが、それでも飽和出力１W、利得２０ｄBが得られると広告しています。相当の在庫があり,ヨーロッパでは多くの人たちが使っているようで、製作記事がＦ６ＢＶＡのホームページなどにあります。今回この素子を入手し、Ｆ６ＢＶＡの基板で製作しました（写真１）。

国内でもこの手のMMＩCがあるようですが、こちらは価格が安いのが取り柄です。

製作例を紹介します。

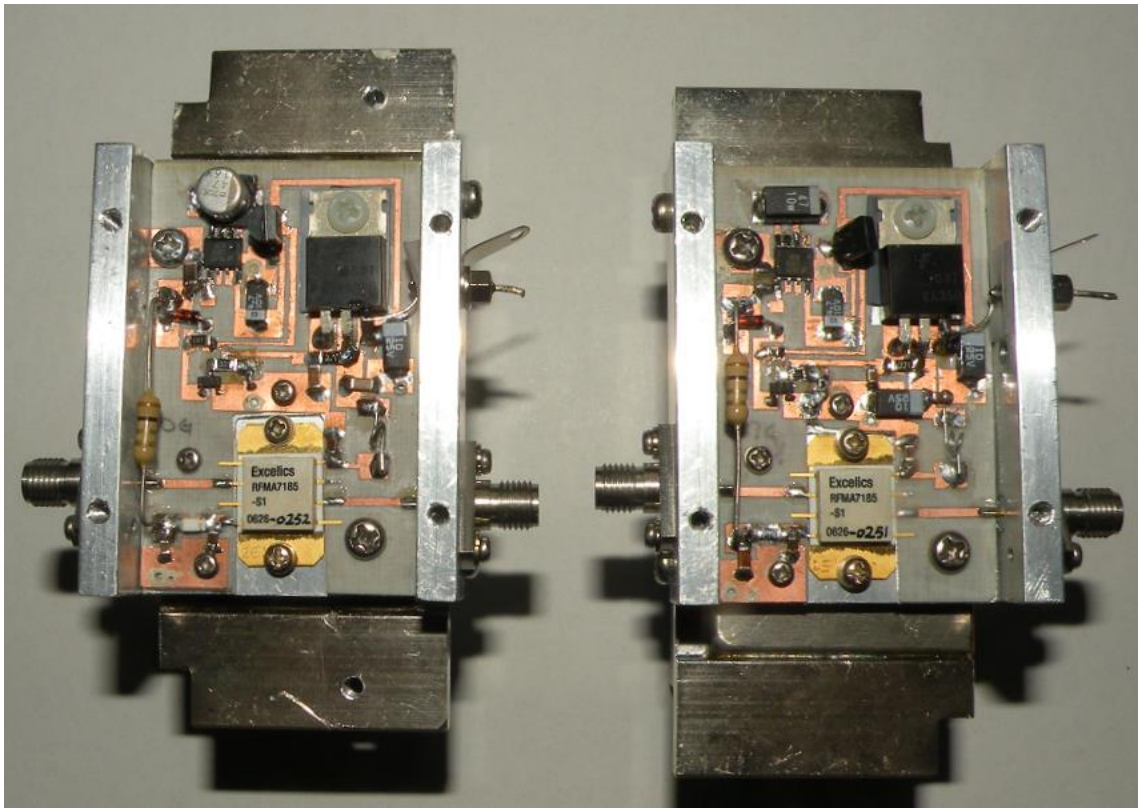


写真１　試作機２台

２．基板

基板と放熱器を用意すれば９割は完成です。

基板はＦ６ＢＶＡのホームページからコピーしました。セラミック基板ＲＯ４００３厚さ０．５mmなので、カッターナイフによる削り出しで２枚を製作しました。

基板パターンを図１に、削り出し基板を写真２に示します。

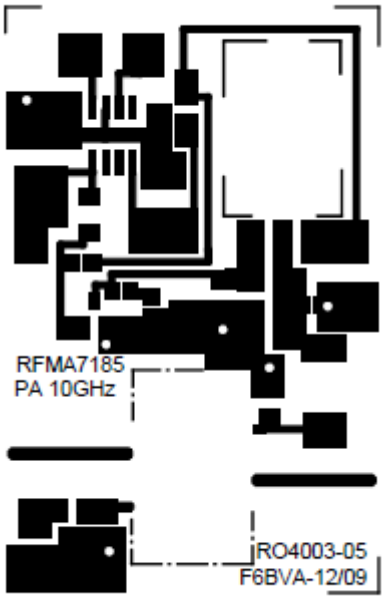


図１　基板パターン（Ｆ６ＢＶＡ）

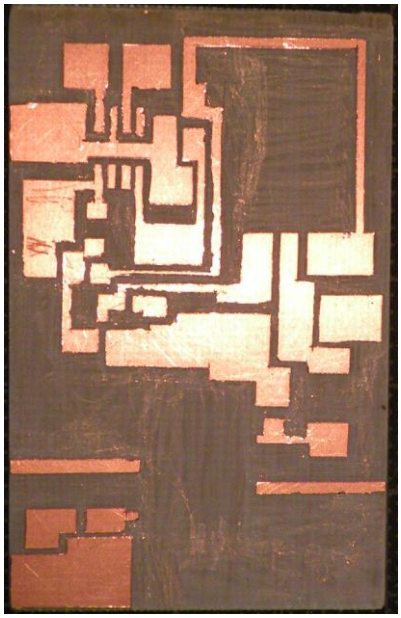


写真２　削り出したセラミック基板

３．アンプの製作

基板は５ｍｍ厚アルミ平板に載せています。ＭＭＩＣのピンの高さを調整するため、０．５ｍｍアルミ板を基板の下全面に敷き、ＭＭＩＣの部分だけ切り抜きます。

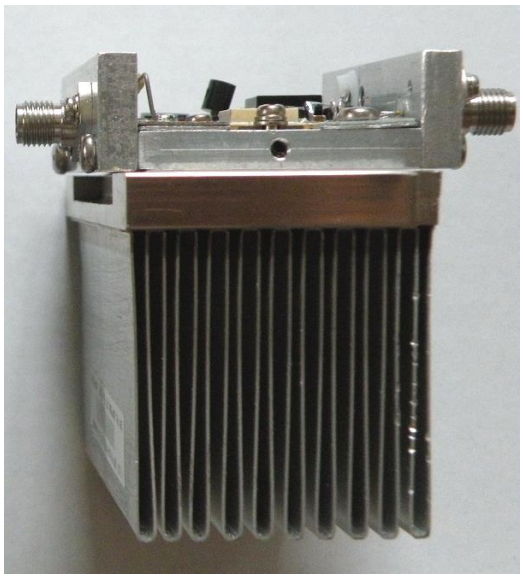


写真３　放熱器

放熱器にジャンクのＣＰＵ放熱器を使いました（写真３）。連続運転では結構発熱しますので、小型のファンで吹いています。

接続図を図２に、部品配置図を図３に示します。部品取付後の様子を写真４に示します。

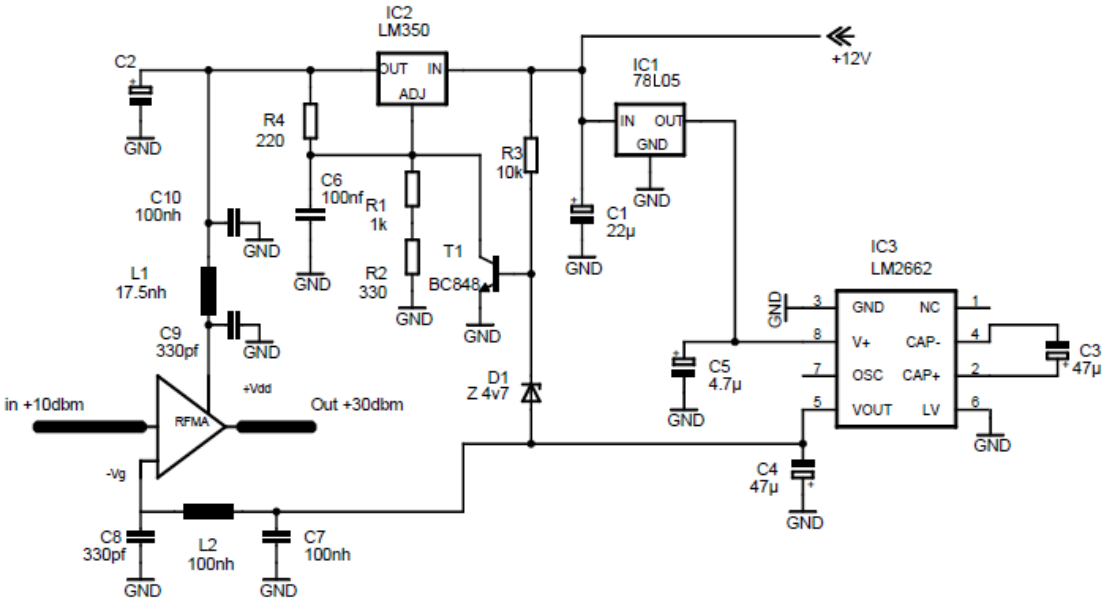


図２　接続図

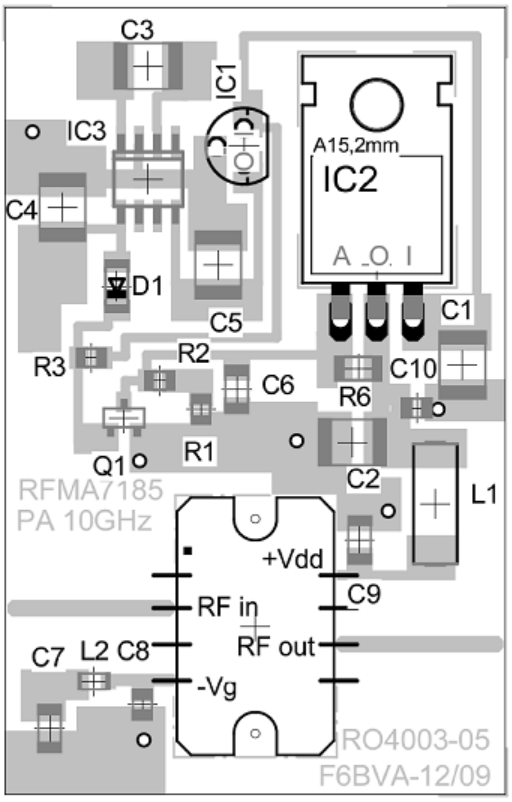


図３　部品配置図（Ｆ６ＢＶＡ）

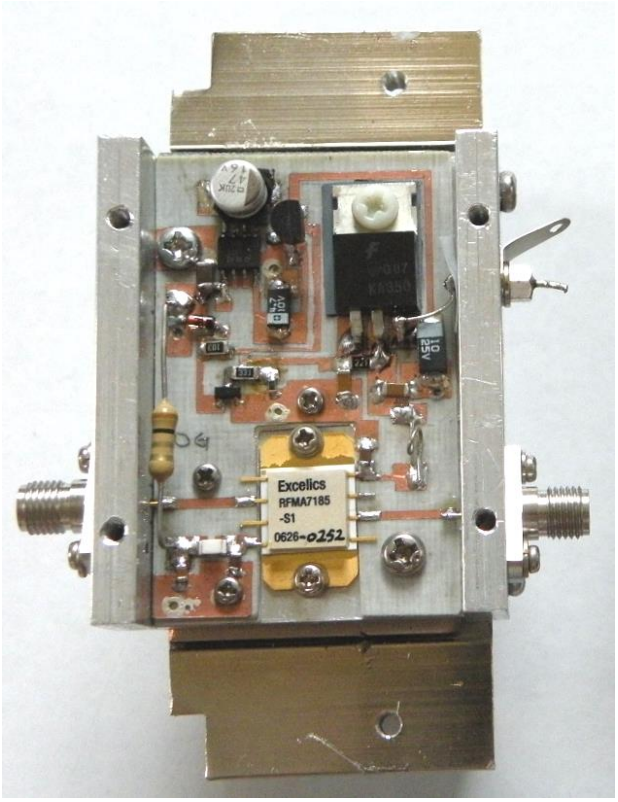


写真４　部品実装後

４．測定

測定した入出力特性を図４に示します。

ちなみに７ＧＨｚでは飽和出力２W、小信号利得３０ｄＢでした。

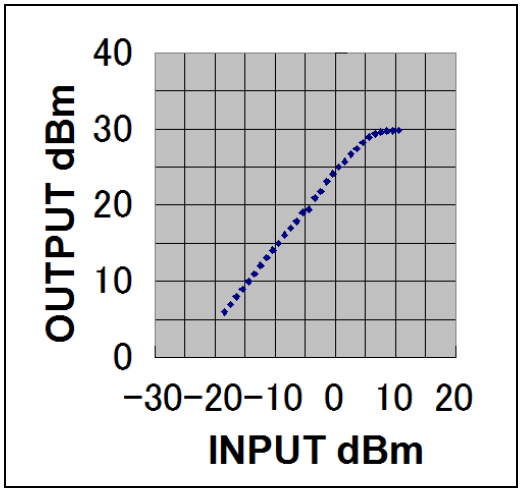


図４　ＭＭＩＣ５７６０アンプ入出力特性

（RFMA7185-S1）

５．トラブルと対策

何度もテストを繰り返すうちに、出力電力が出ないことがあるのに気づきました。電源を入れ直すと正常値に戻ります。消費電流は１Ａですが、異常時に１．５Ａ流れているのに気づきました。さらに調べると、異常時にはＫ３５０出力（ＭＭＩＣのドレイン電圧）は１Ｖ、７８Ｌ０５出力も１Ｖに下がっていて、ＬＭ２６６２が異常に発熱することがありました。Ｋ３５０の出力低下は負電源消失の保護回路が動作したためと考え、原因はＬＭ２６６２の異常と判断しました。この異常は電源投入の際、３０～５０％くらいの確率で発生し、同時に作った２号機も同じ現象を示しました。

ＬＭ２６６２のデータシートを見ると、「ラッチアップ防止のため」「低電圧動作入力。入力電圧が３．５Ｖ 以下の時、ＧＮＤに接続。３．５Ｖ 以上の時ＬＶはＧＮＤに接続またはＯＰＥＮ」とあり、５Ｖ入力時はオープンでもＧＮＤでもどちらでも良いように読み取りました。７６６０と代用するためにはオープンで使うのが便利、とも。

しかし、いろいろやってみるうちに、ＬＭ２６６２のＬＶ端子（ピン６）をオープンからＧＮＤ接続にすると、１００％正常に立ち上がることがわかりました。

ネットで探してみると、フランスの製作記事の中にも、「１．５Ａ出力ゼロ、１．０５Ａ正常」との記述（図５）もみられました。彼らも私と同じ現象に出会ったのだろうと思い、Ｆ１ＰＹＲやＦ６ＢＶＡに問い合わせてみたところ、このアンプは”ｔｏｕｃｈｙ”であると。怒りっぽい、燃えやすいとの意味のようで、私の経験した電源投入時の不調のことのようです。また彼らは７８Ｌ０５の不良と決め付けているようで、７８Ｌ０５では不足、７８０５を使えとも教えてくれました。しかし、ＭＭＩＣのゲート電流は実測１８ｍＡで、

ＬＭ２６６２に流れる電流（＝７８Ｌ０５出力電流）は実測２５ｍＡでしたので、７８Ｌ０５の容量不足の説明は納得できずにいます。

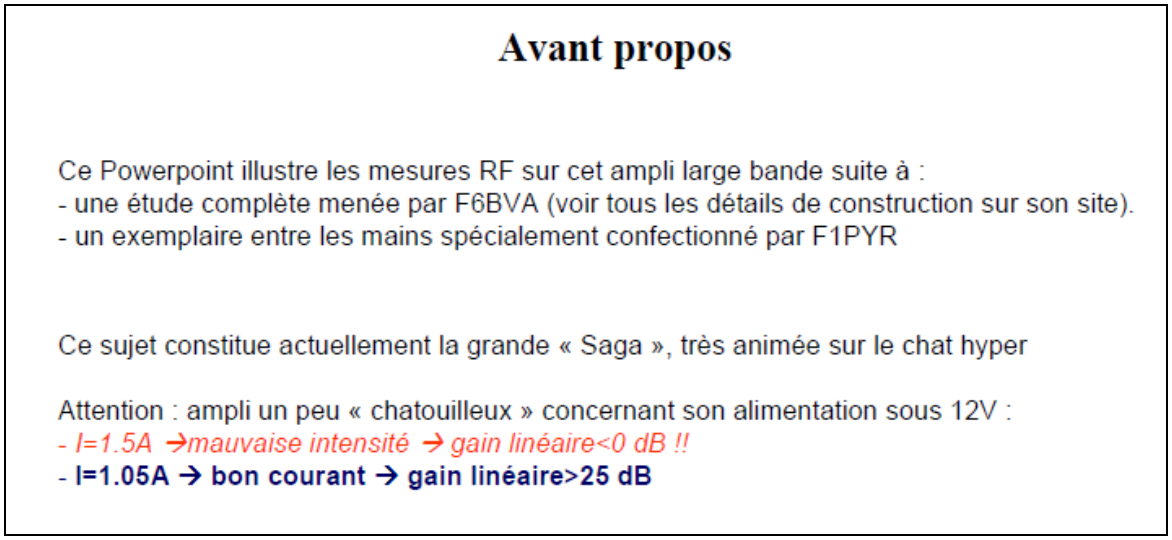


図５　Ｆ６ＤＱＫの注意書き

フランス勢はＬＭ２６６２の発熱をもって７８Ｌ０５の容量不足としたのか？　質問したのですが回答は来ておりません。

なお、本稿に示した写真ではＬＭ２６６２のピン６はＧＮＤに接続されておりませんが、完成後、ジャンパー線で追加しています。

６．終わりに

怒りっぽいとフランス勢に評価されたこのMMＩＣアンプですが、ＬＭ２６６２のＬＶをＧＮＤに接続することで、おとなしく動作しました。現在ＹＩＧを使ったＳＧもどきの出力を１Ｗに増力するのに使用しています。

７．参考資料

http://www.rf-microwave.com/en/shop/0/336-internally-matched/3996-RFMA7185-S1.html

http://f6bva.pagesperso-orange.fr/Technique/RFMA7185-S1/dossier%20pour%20RO%20dans%20%20boitier%20fraise.pdf

http://f1chf.free.fr/F5DQK/2_Amplis_RF_amplifiers/3%20cms%2010%20Ghz/Ampli%20large%20bande%20RFMA.pdf#search='f5dqk+rfma7185'

5Ghz ビーコン送信機の製作

JF1TPR 熊野谿 寛

もっとビーコンを

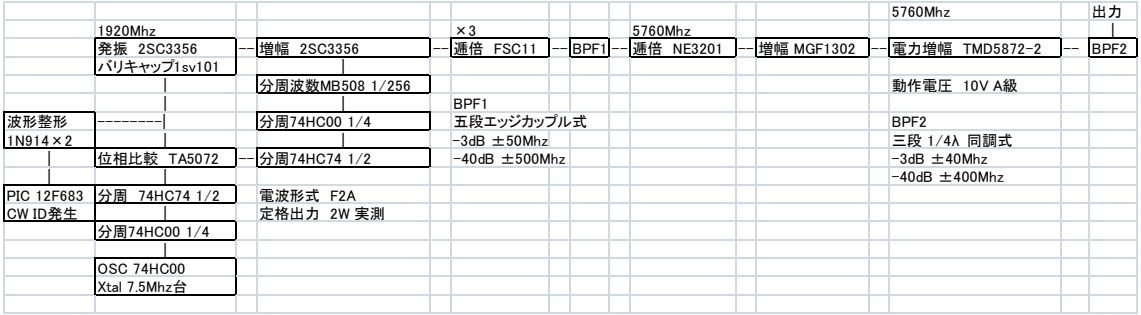
5Ghz 帯は、本当に異常伝搬の宝庫です。RS、ダクト、回折 その他モロモロ。不思議な事に、なんだか知らないけど、1200M で交信できなくても 5G で交信できたりもします。しかし、残念ながら機材を作っても点検する相手が近くにいなかったり、毎日のコンディションを見る手段がありません。自宅でビーコンを出せるようにしたらどうだろう、と数年前に簡単なビーコンをタワー上につけました。中身はドレークの PLL を改造したユニットにジャンクの HPA を付加した物です。この 1W 強の出力と無指向性の AGB アンテナの電波が都内・埼玉・さらにはなんと鹿島でも聞こえるというレポートをいただきました。自分で聞いて回っても面白いです。実は、自宅から 10G でもビーコンを出しているのですが、こちらはどなたからも受信レポートがありません。丹沢の上などでは聞こえることを確認しているのですがねぇ。弱いのと飛び方が違うのかな。hi

でも、もっとみなさんが自宅からビーコン送信ができるようにしたら、楽しい発見が多くなるはずです。豊橋の JA2GUJ 柴田さんは、11 年も継続して松坂のビーコンと京都のリピーターについて、朝晩に受信して伝搬状況をワッチして記録されています。たくさんの発見や伝搬の特徴が分かってきています。これは、実際にやってみないと誰もわからないことです。(http://www.geocities.jp/trrkx674/)

例えば北海道のあちこちにビーコンが設置されたら、道内での RS やダクトでの伝搬、日本海側では日本海ダクトの発見が容易にできるだけではなく、太平洋側ならば太平洋ダクトでの千葉・茨城などとの交信の可能性が探れるのではないでしょうか。430M で関東と北海道での伝搬があるのですから、5Ghz で交信できてまったく不思議はありません。北海道 Ghz ミーティングに参加した中で、そんな事を思いつきました。

と言っても、「確かな技術」とか「確実な工作」のというのが最も苦手な私。たいした工作はできませんので、設置してもらってもすぐに壊れるかも知れません。でも、壊れたらまた直せば良いのです。とりあえず、自宅の余り物からビーコンの製作を始めました。

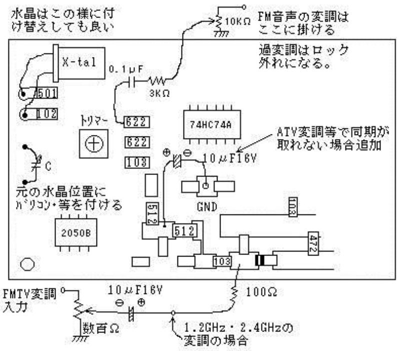
5Ghz ビーコン送信機の構成



PLL 発振部

ドレーク・コンバーターの PLL 部を改造。C を 3PF に交換、水晶はサトー電気の Hc49/US・7.5Mhz

を使って、裏側のトリマーに 100pF 程度を加えたら 5759.66Mhz の 1/3 となった。変調は、JA9TYK 桃野さんのサイトにある右の図を参考に 622 の所にかける。安定化のために水晶には、Khune のオーブン QH40 基板を水晶の上から乗せ、スポンジで押さえた。



まだ、ドレーク PLL 部は以前使っていたジャンクを中心に手持ちがいくつかあるので、同様な物はまだ製造可能だ。また、町田スタンダード PLL 回路として JA1BWW 梶原さんがドレークをまねた回路を定式化・基板化したものもあるので、これを使った回路も使える。これ以外にも、PHS 用の VCO が 1920Mhz 付近なので使えるのだが、小さくて作りにくい。

逓倍基板

セブロン電子からずいぶん前に入手した。FSC11LG で 3 逓倍、BPF をへて NE3210・MGF1302 で増幅した。当初 70mW 程度は出力する所まで追い込んだが、ケースに蓋をしたら 20mW 程度になってしまった。ケースは、ドレーク・コンバーターの空箱を使用して入れた。

今後は、この部分を別の基板として設計・製作する必要がある。フィルター部がポイントになりそうだ。過去の実験結果からみると G10・0.8mm 厚基板で十分と思われる。

CW IDer

実は、一番抵抗感があった所が、IDer だ。なにせ、私は PIC などのプログラムがさっぱりわからない。しかし、探せばあるもので、PIC 12F683 を用いた CW 発生器が「PIC 奮闘記」のサイトに C でのソース付きで掲載されていた。書き込むと電源だけつなげば音が出てくる。

http://homepage3.nifty.com/ARTWEB/pic1.htm

これは任意の文字に変更が可能。MPLAB-X に C のソースを貼り付けて使用した。PicKit3 を入手して書き込んだが、ソフトと Pickit3 の使い方は日本語で解説した資料が秋月のサイトにあった。これでこれからも「コードをコピーして書き換える」程度の工作はできる様になった。 !(^^)!

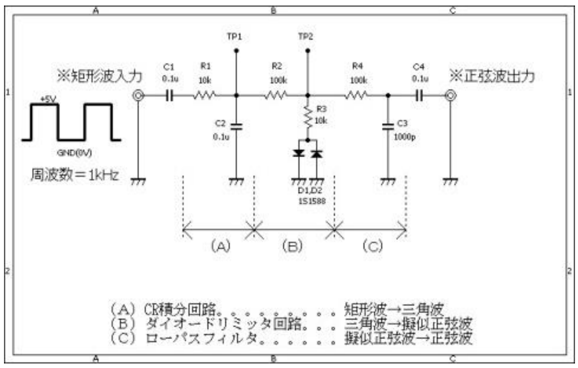
http://akizukidenshi.com/download/ds/akizuki/k6720_mplab_1.pdf

最初、16F628 や 16F84 を使った回路と、アセンブラで送付文字を一文字ごとに書いたコードを見つけて使ってみた。こちらも良いのだが、上記の方が PIC が 8pin で小さく、書き換えも文字列を書き換えるだけなので、楽だと思う。

http://www.df1zn.de/ID_Keyer/id_keyer.html

波形整形回路

上記 IDer は方形波なので、そのままだ変調するとサイドが猛烈に広がる。JR1KTI 高橋さんに教えていただいて、エレキジャック実験室にあった右の回路を入れたら綺麗になった。



http://www.eleki-jack.com/lab/2010/02/post-22.html

出力側は 10kΩの半固定 VR で受ける様にした。信号レベルはかなり低くなるので、VR を上げても過変調とはならなくなった。

HPA

当初は、ジャンク箱から取り出した MGF0904×2 の HPA をつけたが、どうも出力が不安定なので、TMD5872-2 を使ったアンプに交換した。TMD5872-2 は、E-BAY にて送料込 6k 円程度で入手。マキ電機の基板と組み合わせた。マイナス電源は、200mA までとれる LM2662 を使用。(チップワンストップで入手)。

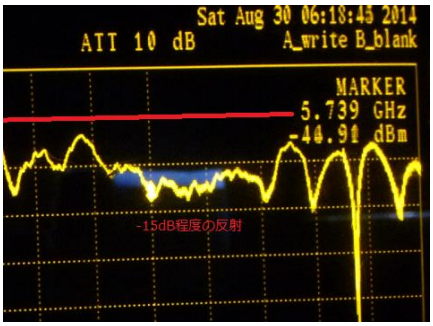
これで出力 2W と思ったが、マキ電機の二石ケースに入れた所、SMA の取り出し口が下の放熱板とぶつかってしまった。そこで、下にイージーにアルミのゲタをはかせたのだが、この部分が放熱のネックとなってしまって、MMIC が熱くなると 1w 程度に低下する事になってしまった。SMA をつけないと点検が難しかったのだが、もう一歩、工夫が必要だった。

＊留意点 LM2662 はスイッチ ON 時にコンデンサに電流がチャージするので、5V の三端子に 78L05 を使うとリミッターで電圧が出なくなる事がある。78N05 など 0.5A 程度のものを使うべき、とJA1ODA 横山さんに教えていただいた。また、電界コンには 47μF 程度を使わないと電流が 30mA も流すと電圧が落ちてしまう。当たり前だが、7660/7662 等を置き換えた場合は要注意だ。

アンテナ

百円均一でフライパンを二つ程買ってきて、無指向性の AGB アンテナを製作した。間隔は 15mm 程度としたが、当初、なかなか反射が落ちなかった。それにどうも調整しにくい。そこで、「半円台形不平衡ダイポールアンテナ」を実験したゴミから、半円の部分をはずして放射器とした。これだとかなり広帯域になる。あるいは、上のフライパンはなくても大丈夫ではないか、とも思っている。

スペーサーには、百円均一で円柱形の電子レンジ対応・保存容器を買ってきて、その口の部分を切り取って使った。これで反射が 7Ghz 程度までの範囲で-10dB 程度は確保できた。取り付け部は、下側のフライパンをアルミの L アングルに乗せて、ネジ止めしてから、L アングルを U ボルトでマストに止めることになる。



このアンテナは、水平面では無指向性だが、垂直面はビームとなるので、それだけゲインが見込まれる。自宅でも使っている。

下手くそ工作の私でも、この程度はできますので、各局がより工夫されて、各地から活発に実験用の電波が送信される事を願っています。 FB DX!!

10GHｚ帯　1w　Power アンプ　（MMIC：RFMA7185-S1）

Sep 2014　JA0DFR　浅妻　久和

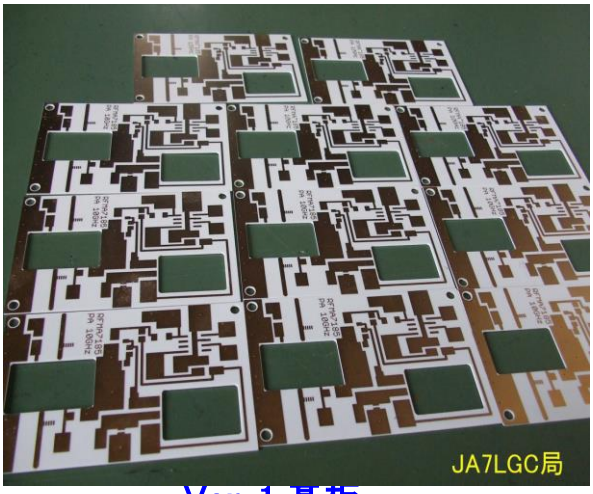
仙台の JA7LGC 局、阿部さんから情報を頂き　5GHz帯、10GHz帯のどちらも1wぐらいのパワーが出る MMIC の試作実験を行いました。デバイスの入手先はイタリアでマイクロパーツ等を販売している　R.F. elettronica　社で、Web より入手しました。　販売先　・・　http://www.rf-microwave.com/en/home.html

MMIC：RFMA7185-S1

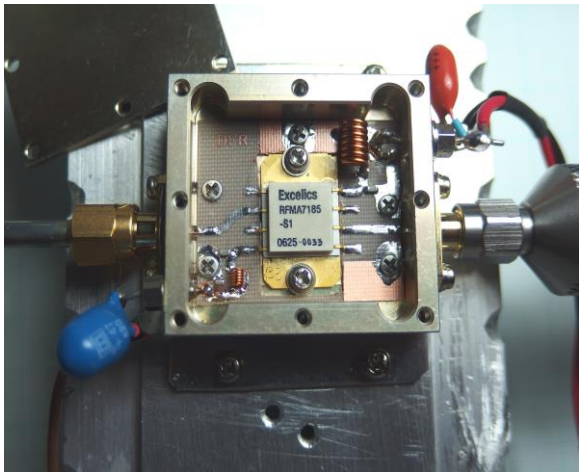
パッケージ裏の個別データーシート

製品は、米国　Excelics Semiconductor,Inc.です。メーカーのデーターシートがWeb から中々見つからず、販売先のデバイス情報でヨーロッパ各局*1 が実験を行なっている事を知り、製作の参考にさせて頂きました。
パッケージ規格表によると Vdd：+6.5v・Vgg：−5v　ですがヨーロッパ各局は Vd：+9v、Vg：−5vとし、負電源内蔵ワンボードとしての製作を行っています。

今回実験を行った Ver−1 基板は、JA7LGC 局から分けて頂いた電源供給回路内蔵の基板と、Ver−2 基板の自作 30mm×25mm サイズの M 社積層‥基板（電源は外付け）を　別々の手持ちのアルミケースにセットしデーターを取りました。

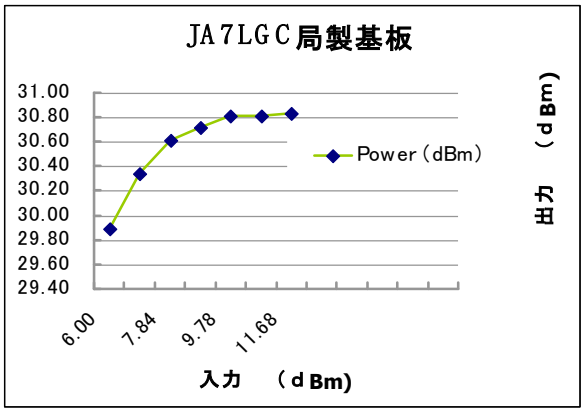


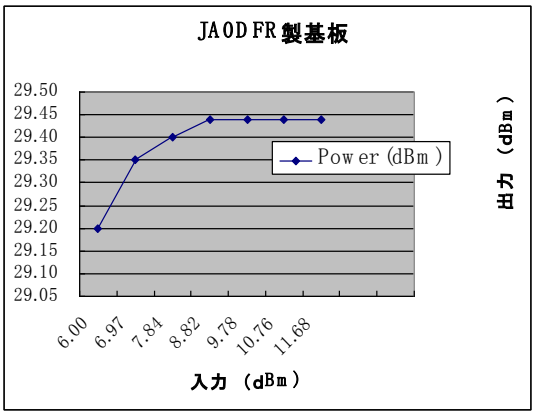
Ver−1 基板



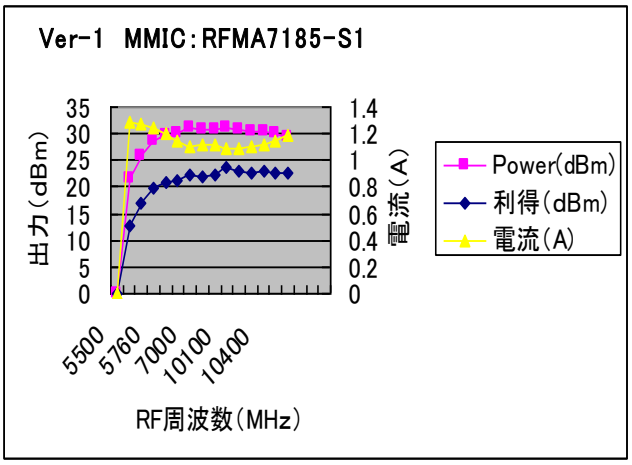
Ver−2 基板

Ver-1 のセットは、出力に 1 ヶ所スタブを付け、1wを得ましたが、Ver-2 の自作セットは、+29.44dBm が最大値で、1wまでには届きませんでした。ただどちらも異常発振や2逓倍の高調波もクリアし、出力は安定に出ていました。(10GHz 帯)

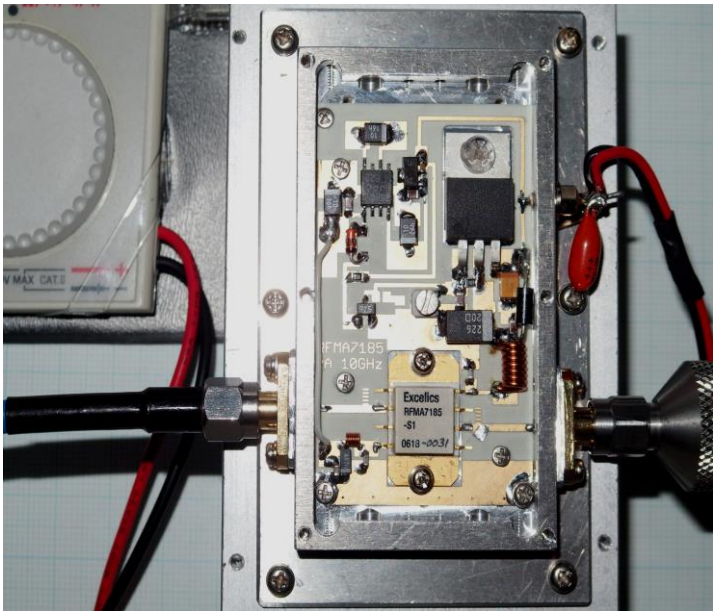




Ver-1 製 :5800MHz～10.300GHz 帯までが、+30.0dBm ぐらい確認できました。
(5760.00MHz・・・+29.70dBm) (10.450GHz・・・+29.44dBm)



2.0GHz～24.0GHz 周波数特性



規 格

7G～ 9GHz:1w、26～30dB 利得
6G～10GHz:1w、20～25dB 利得
使用デバイス: RFMA7185－S1
デバイス入手先:rf-microwave.com/
基板入手先 : Ver-1
JA7LGC 局(阿部さん)

*1:RFMA7185-S1:MMIC を使用した製作は、SM6VFZ 局、F6BVA 局、F5DQK 局 他、ヨーロッパ各局が発表しています。

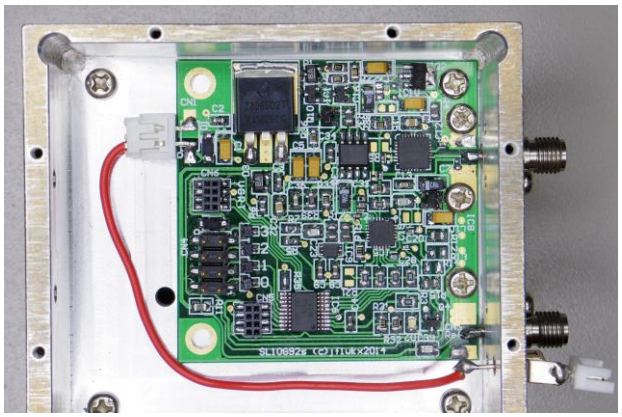
Ver-1 10.240GHz 1wアンプ(スタブ調整 1 ヶ所)

ja0dfr/jr0ygw

10GHz 帯 PLL 発振器 の小型化の検討

2014／11／16 JF1WKX

2012 年のマイクロウエーブミーティングにて発表した 10GHz 帯の発振器(Solilock10GV2)をベースに、新しい IC を使って基板サイズを小さくしたものを試作しました。



構成

この実験回路の構成は、2011 年に発表した Solilock10GV2 をもとに PLLIC、VCO の変更と、逓倍用 IC の削除をしたものです。以下、Solilock10G との違いについて説明したいと思います。

1.高周波回路

PLLIC には TI の LMX2492 を使用しました。

VCO は Hittite の HMC735LP5 です。Solilock10G では 5GHz 帯の VCO 出力を逓倍していましたが、この実験では逓倍用 IC を省略して IC から直接 11GHz 帯を出力しています。

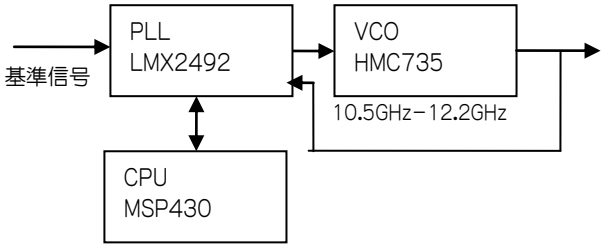


図 1　ブロック図

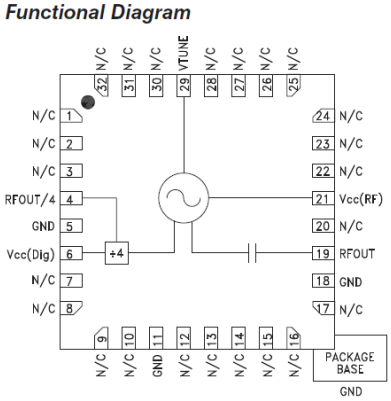


図2　VCO(HMC735LP5 データシートより)

この VCO の IC は PLL 制御用に 4 分周した出力も出ているのですが、PLLIC の上限周波数が 14GHz なので分周したものは使っていません。基板上の方向性結合器によって 11GHz 出力の一部を PLLIC にフィードバックしています。

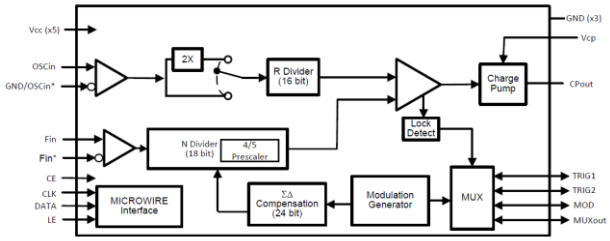


図3　PLLIC (LMX2492 データシートより)

PLLIC(LMX2492)は、18bit の整数、24bit の分数で分周比を設定できます。基準信号の 100MHz を2逓倍して位相比較周波数を 200MHz に設定した場合 10GHz 近辺では約 12Hz ステップで周波数を設定出来ます。

2.制御回路

PLLIC の制御にはいつもの TI の 16bit マイコン MSP430F2121 を使用しています。

周波数切替端子にはデジトラのバッファを挿入し、マイコンの端子の破壊を防止しています。

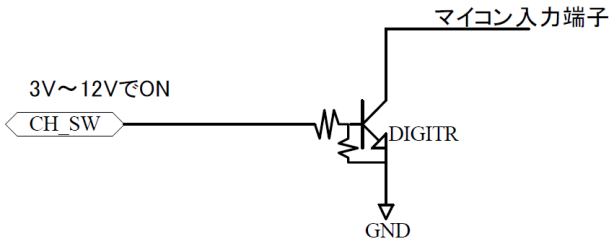


図4　周波数切替スイッチ入力回路

3.電源回路

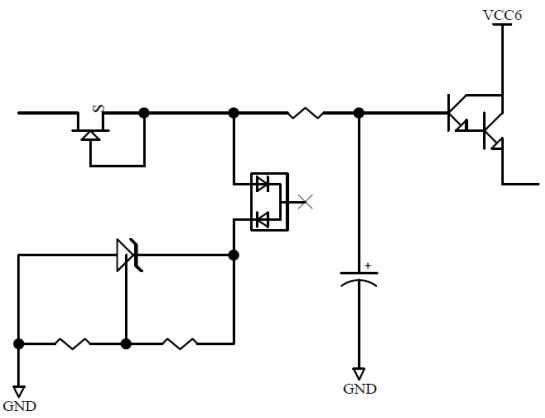


図5　VCO 電源

(1)VCO の電源
基本的に従来通りの回路ですが、TL431(基準電圧)と出力トランジスタの Base の間にダイオードを 2 個直列に挿入しています。温特の改善と出力電圧の計算が簡単になるメリットがあります。
また、TL431 のバイアス電流は J-FET を使った電流源で供給します。
(2)オペアンプ用電源
Solilock10GVer2 では、ループフィルタのオペアンプ電源は 9V の三端子レギュレータでした。この実験では外部から供給される電源にリップルフィルタを挿入しています。
これによって、オペアンプの出力振幅が 10V 以上まで振れるようになり、VCO の周波数範囲が広くなりました。

(3)その他の電源
その他は、PLL アナログ系3V、PLL デジタル系3V、PLL アナログ5V を小型のローカルレギュレータ IC で供給しています。
各ローカルレギュレータには6V の三端子電源から6V を供給して、ローカルレギュレータの発熱を抑えています。

4.ループフィルタ
位相比較器の雑音が-100dBc/Hz 程度なので、VCO の位相雑音特性が-100dBc/Hz となる 100kHz をループの帯域としました。

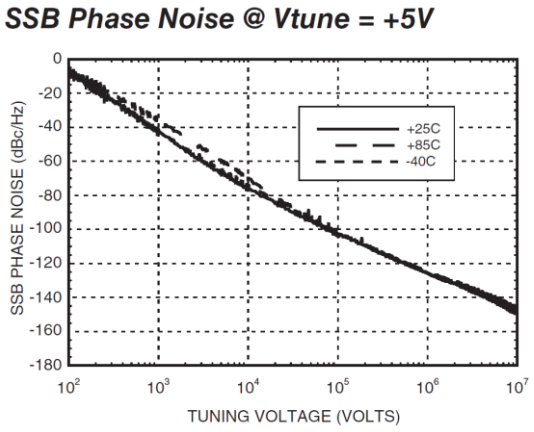


図6 HMC735 の位相雑音(データシートより)

アナログデバイセスのホームページから ADIsimPLL をダウンロードし、インストール、起動させ、
•Output Freq 5875MHz
•Phase Detector Freq 100MHz
•Chip ADF4159
•Kv=250MHz/V
•Loop Bandwidth 100kHz
•Phase Margin 60deg
と入力します。
このソフトで計算したループフィルタの定数を使います。
オペアンプには、入力換算雑音が 1.1nV/√Hz と低雑音な OPA211 を使いました。Solilock10GVer2 では 7nV/√Hz の TLC072 を使っていますが、スペアナで見たときに近傍雑音の盛り上がり方が違うのが判ります。

5.プリント基板
FR-4 の 4 層基板を使ってプリント基板の設計をしました。配線パターンは部品実装面のみで通し、2 層~4 層はベタグランドにしています。
基板サイズは 50mm×50mm にすることが出来ました。SMA コネクタと、コネクタ周辺のねじ穴の位置は Solilock10GV2 と同じにしてあります。

結果

1.雑音
試作した発振器と Solilock10G の位相雑音を比較してみました。

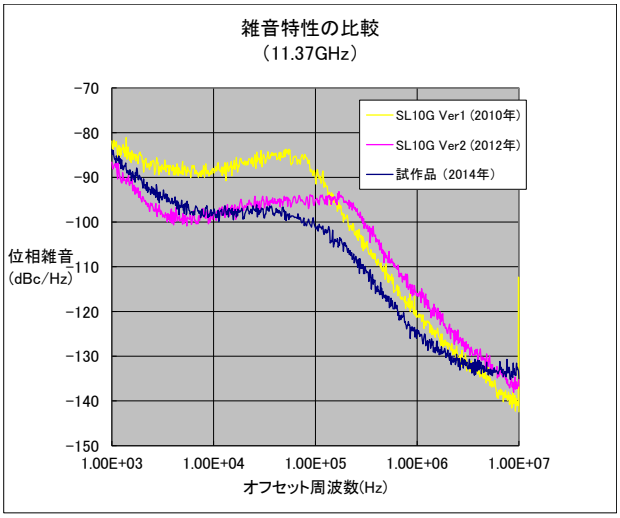


図7 Solilock10G との雑音の比較

2010 年の Solilock 10G Ver1、2012 年の Solilock 10G Ver2、この試作器の比較です。基準信号に Bliley の 100MHz の OCXO を使い、出力周波数は 11.370GHz です。測定は、Agilent の 4352B+43521A+8665B を使っています。
オフセット周波数が 10kHz 以下では Ver2 に比べて 6dB くらい雑音が大きいです。これは PLLIC の特性(フリッカー雑音)と思います。
100kHz 以上では雑音の盛り上がりなく、Ver2 よりも 10dB 以上雑音が少ないです。どちらもループの帯域を 100kHz に設定していますので、この違いはオペアンプの雑音、位相比較器のディザの雑音分布の違いから来る物と思っています。

3MHz 以上では試作品の雑音の方が大きくなっています。これも位相比較器のディザの違いによる物と思います。

スペアナで見ると差が目立ちます。Solilock10GV2 との比較を並べてみます。

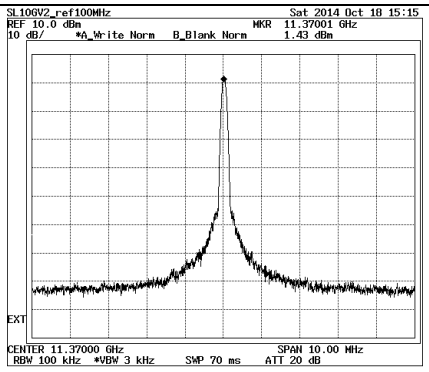
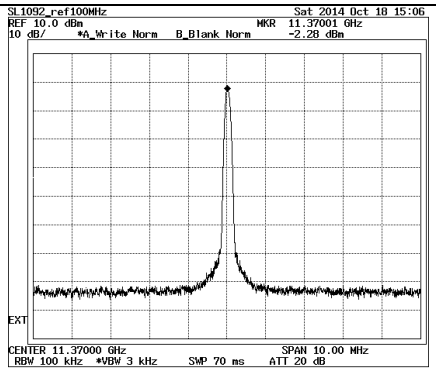
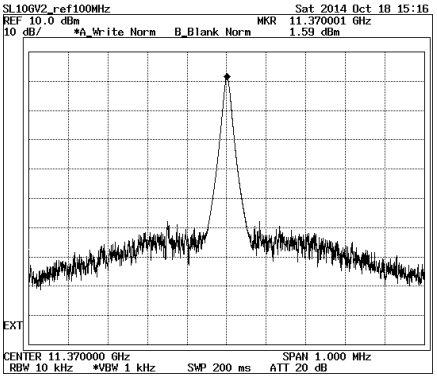
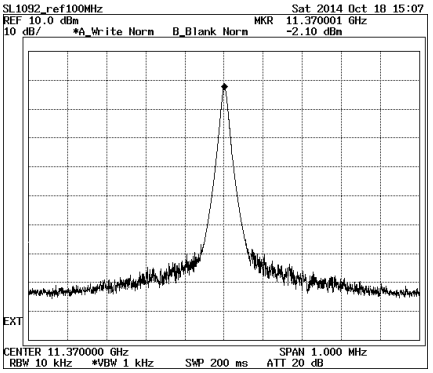
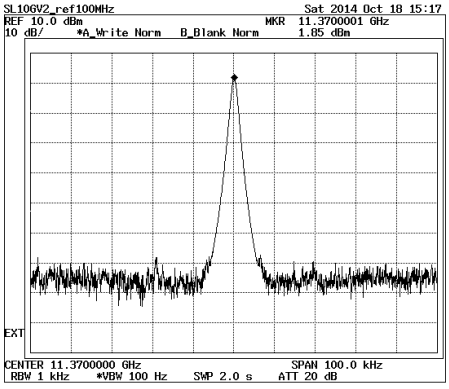
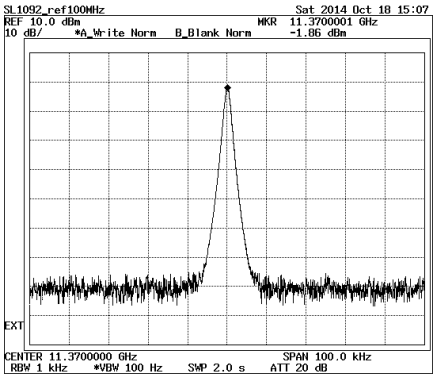
span	Solilock10GV2	試作
10MHz		
1MHz		
100kHz		

図8 近傍ノイズの比較

2.出力レベル

Solilock10GV2 よりも 3dB 位低く、+9.1dBm でした。データシートの値よりも 6dB も低くなっているので、これから原因を見つけたいと思います。基板の誘電率が想定した値と全然違うのかも知れません。

3.消費電力

Solilock10Gv2 に比べて 100mA(1.2V)以上減りました。

4.まとめ

Solilock10GV2 と同じ機能を 50mm×50mm のサイズに納めることが出来ました。雑音特性、消費電力も改善出来ました。

表1 消費電流比較

回路	消費電流(mA)
Solilock10Gv2	360
試作品	220

参考文献

(1) hittite、ti 各 IC データシート

(2)勝間伸雄、HAM Journal No.91「PLL ループフィルタの設計」

(3) 勝間伸雄、マイクロウエーブプログレスレポート 2011、10GHz 帯 PLL 方式局発(Solilock-10G Ver2)の試作

22GHz帯発振器の実験

2014/11/16 JF1WKX 勝間伸雄

テキサスインスツルメントの新しい PLLIC を使って 22GHz 帯の発振器(Solilock24G 仮)を製作しました。

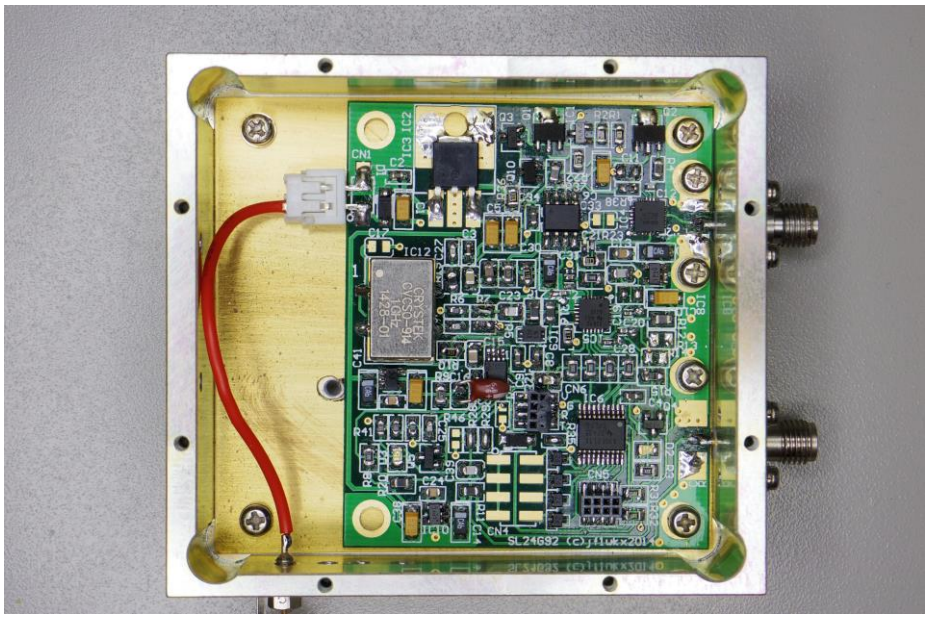


写真1 Solilock24G(仮)

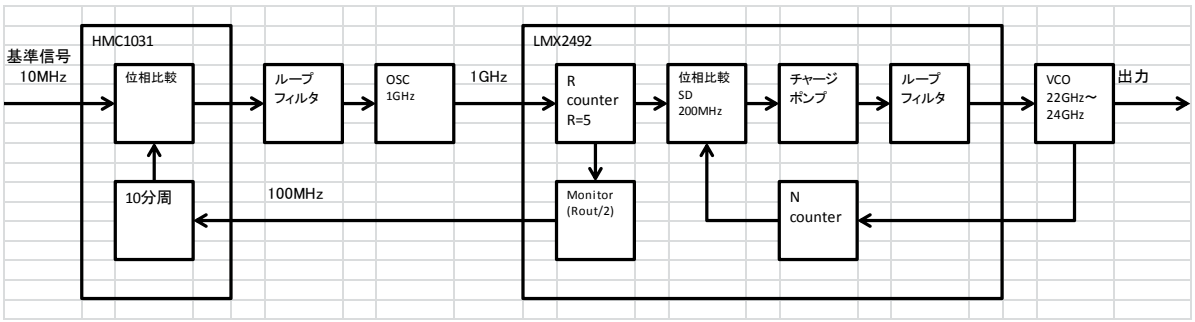


図 1 ブロック図

構成

1.22GHz 帯 PLL

この回路は、別掲の 11GHz 帯発振回路の構成に、基準信号用 PLL 回路を付加したものです。

22GHzPLL には TI の新しい IC(LMX2492)を使いました。

この IC は、VCO 入力周波数の上限が 14GHz と広帯域なのが特徴です。また、位相比較器が 200MHz で動作するのも魅力です。

VCO には Hittite の HMC738 を使いました。この IC は発振周波数の 1/2、1/16 の周波数の信号も取り出せるので PLLIC にプリスケーラ無しで接続できます。

PLLIC の上限が 14GHz なので 1/2 出力を接続すれば動作するはずですが、念のため、1/16 出力も接続出来るようにパターンを準備しておきました。

2.基準信号と位相比較信号

この実験では、1GHz の基準信号を IC に入力し、内部で 5 分周して 200MHz のクロックで位相比較をしています。

基準信号発振回路を基板の中に実装し、外部から基準信号を入力しなくても基板単体で一応動作するようにしました。

PLL の位相比較信号は外部から入力する基準信号をもとに作ります。基準信号の周波数が高いと位相比較周波数も高くでき、出力の CN がよくなります。Solilock10G では基準信号を 100MHz にすると

10MHz の時に比べて 10dB 以上 CN が改善されます。
しかし、Solilock10G ユーザーの半分以上の方は基準信号として 10MHz を使っています。手に入りやすい OCXO が 10MHz である、Thunderbolt など GPS 受信機の出力が 10MHz である等が理由だと思います。（10MHz でやっても十分雑音が小さいので高い周波数を使う必要がないのかも）
また、100MHz の OCXO を使ったときでも周波数をぴたりと合せるためには結局 GPS 同期が必要になります。そこで、OCXO に対して 10MHz で PLL をロックさせるユニットを作り常用しています。この機能もこの基板に取り入れました。
基準信号発振器には 1GHz の SAW 発振器（CVCSO914）を使い、この発振器を外部の 10MHz にロックさせます。
基準信号用の PLLIC には Hittite の HMC1031 を利用しました。この IC は、分周比が 1:1、1:5、1:10 の 3 種類しか選べません。ここでは 1:10 を選択します。基準信号の 1GHz を 10 分周し 100MHz にして HMC1031 に入力します。
LMX2492 の基準信号分周器（5 分周）とモニタ出力回路（2 分周）を合せて 10 分周のプリスケーラとして働かせています。
なお、LMX2492 の動作条件では、基準信号の周波数の上限は、端子を「シングルエンド入力」に設定すると 600MHz、「差動入力」に設定すると 1200MHz となっています。しかし、差動入力に設定すると分周比が 2,4,8,16 になります。（200MHz に出来ない）
ここではシングルエンド入力に設定して 1GHz で動作させていますが、今のところ特に問題なく動作しています。

基準信号に使った SAW 発振器の位相雑音は、10kHz オフセットで−135dBc/Hz なので、22GHz 換算では−108dBc/Hz になります。
Digikey で買える 100MHz の OCXO（AOCJY）では、10kHz オフセットで−155dBc/Hz なので、22GHz 換算では−108dBc/Hz となります。
どちらも同じ程度なので、消費電力の小さい（35mAmax）CVCSO914 を使うことにしました。

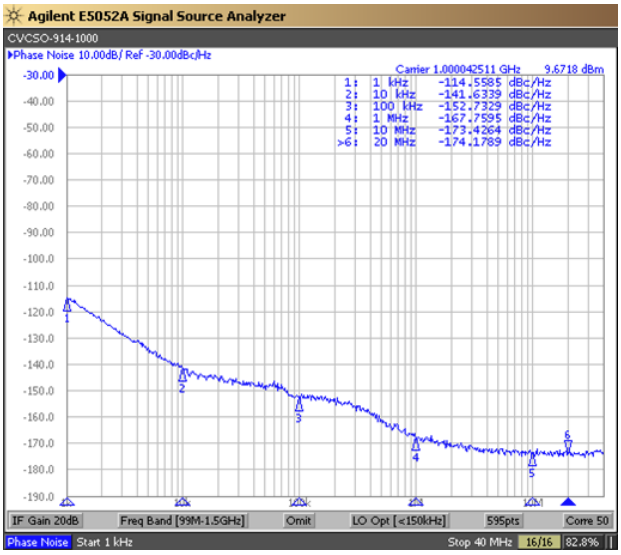


図2 基準信号の位相雑音（CVCSO914 データシートより）

3.マイコン回路
PLLIC のレジスタの設定には、今までの Solilock と同じ TI の MSP430F2121 を使っています。電源投入直後、周波数切替端子変化時にレジスタの設定を行い、その後クロックを停止します。普段はクロックが止まっていて雑音の発生が無いので、電源回路は PLL と共用しています。
周波数切替端子は、従来の Solilock では、耐圧の低いマイコンの端子がそのまま出ていたためか、マイコンが壊れることが多々ありました。この基板では、周波数切替端子とマイコンの間にトランジスタによるバッファを設け、壊れにくくしました。

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@10kHz
+ 20log(fvco(GHz))
−10log(foffset/10kHz)
PNfloor = FloorFOM
+ 10log(fpd)
+ 20log(fvco/fpd)

PNtotal = 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す。LMX2942 では、以下の数値がデータシートに記載されています。
FlickerFOM(10kHz@1GHz)=−120dB/Hz 、

FloorFOM=−227dB/Hz
です。
基準信号由来の雑音よりも位相比較器の雑音の方が少し高いことがわかります。

ループフィルタ

ループフィルタの設計は、AnalogDevices のサイトからダウンロード出来る「ADIsimPLL」を使いました。

製作

Solilock10G ではプリント基板の材質に FR−4(ガラスエポキシ)を使いました。また、Solilock 用のポストアンプ基板にも FR−4 を使い、18GHz でも使い物になりました。
そこで、24GHz でも使えるか?と思い、この実験でも基板は FR−4 で作りました。
基板の大きさは 50mm×66mm です。Solilock10G よりも小型にまとめることが出来ました。RF出力コネクタ、基準信号入力コネクタ、コネクタ周辺のねじ穴は Solilock と同じ位置に配置しました。

結果

Solilock24G 基板で 22GHz 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。
実測では数 kHz から予測から外れ、オフセット 10kHz では、予測よりも 6dB くらい雑音レベルが高いようです。
2011 年に製作した Hittite の HMC704 を使用したものと同等の C/N です。

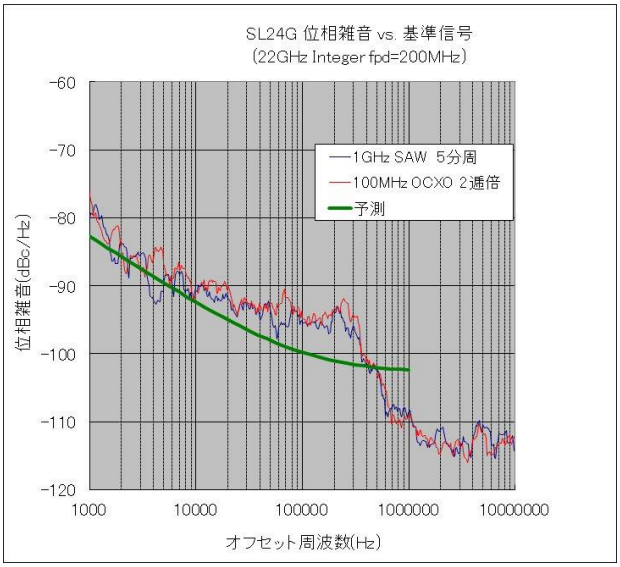


図3　位相雑音の予測と実測値

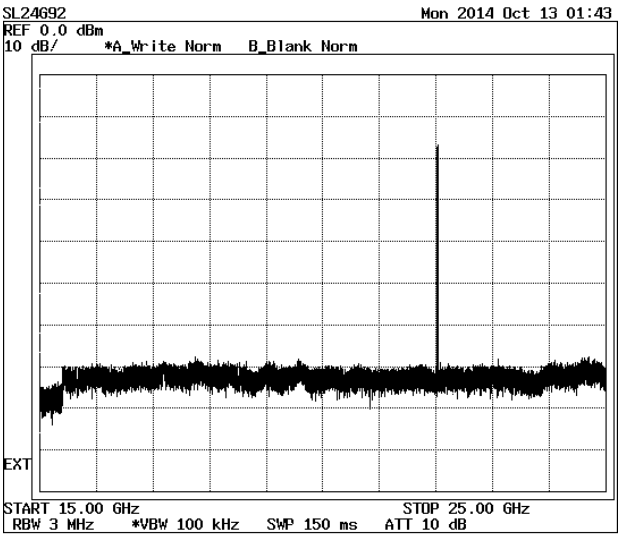


図4　22GHz　SPAN:10GHz

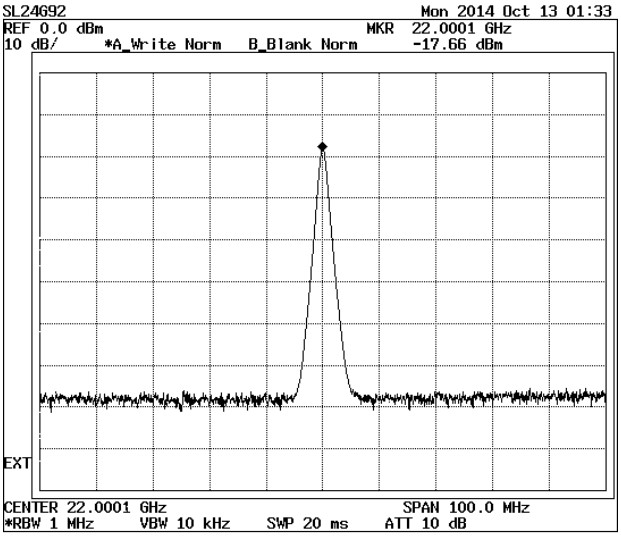


図5　22GHz　SPAN:100MHz

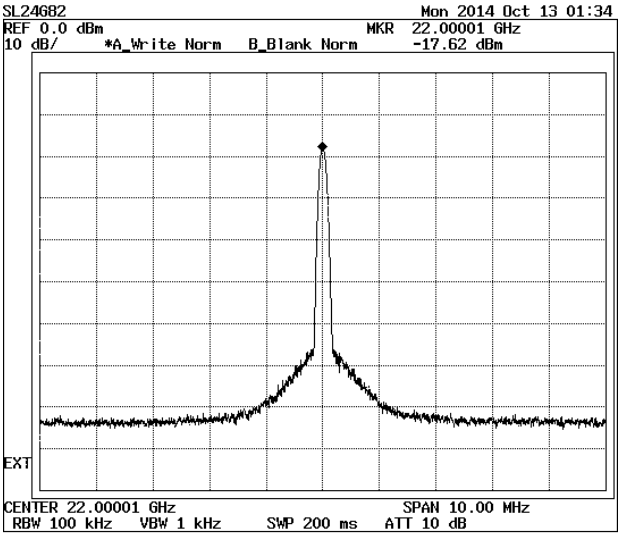


図6　22GHz　SPAN10MHz

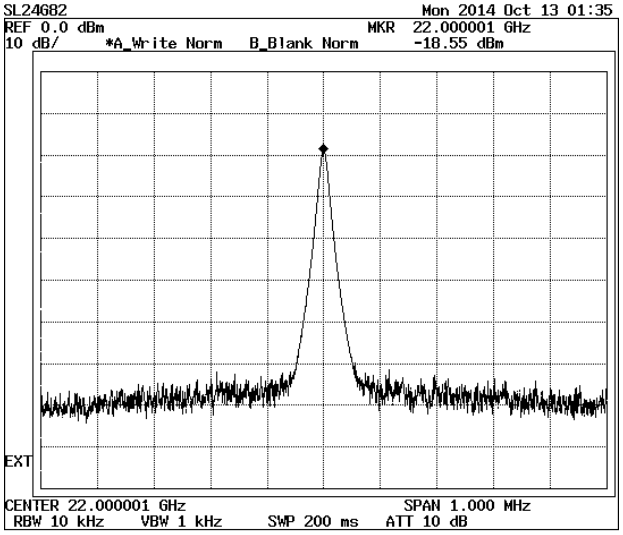


図7 22GHz SPAN1MHz

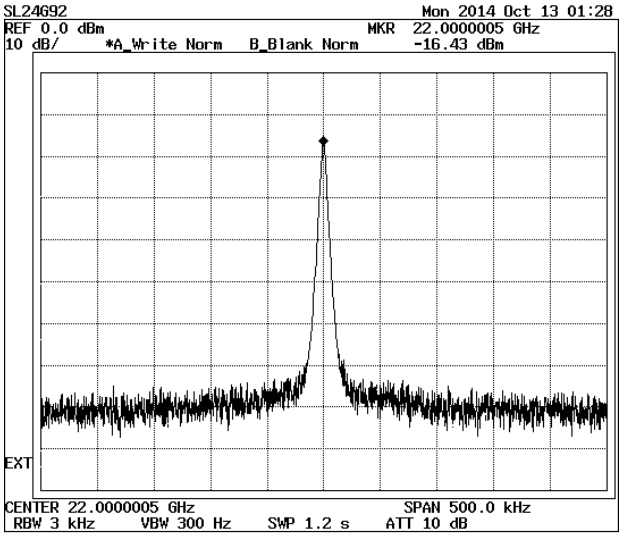


図 8 22GHz SPAN500kHz

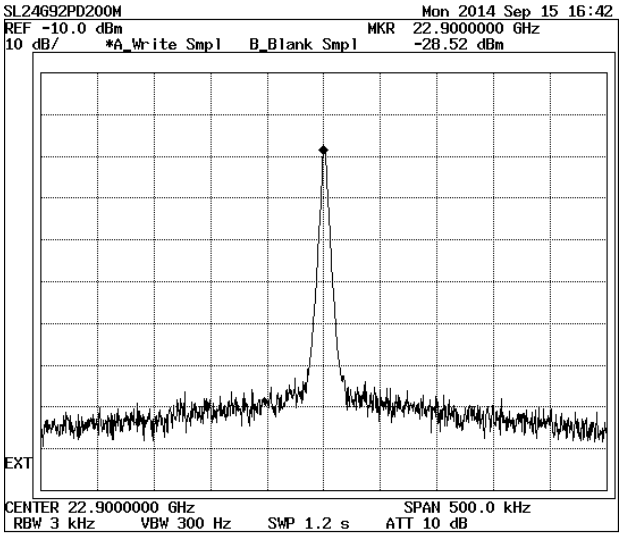


図9 22.9GHz SPAN500kHz

基準信号を 100MHz の OCXO に変更しても雑音レベルが変わらないのは、位相比較器による雑音が支配的であることを示していると思います。
近傍スプリアスは見あたらず、位相比較周波数を200MHz にした効果が出ていると思います。
出力レベルは、データシートの値は IC の出力端で12dBm 程度と予測出来ますが、かなり低い値です。(20dB くらい低い)
これは、FR-4 の限界かと思います。そのほか、
・基板設計の際仮定した誘電率が実際と異なっている。
・出力の SMA コネクタとプリント基板の間がミスマッチ。
など考えられます。
もう少し勉強が必要と感じました。

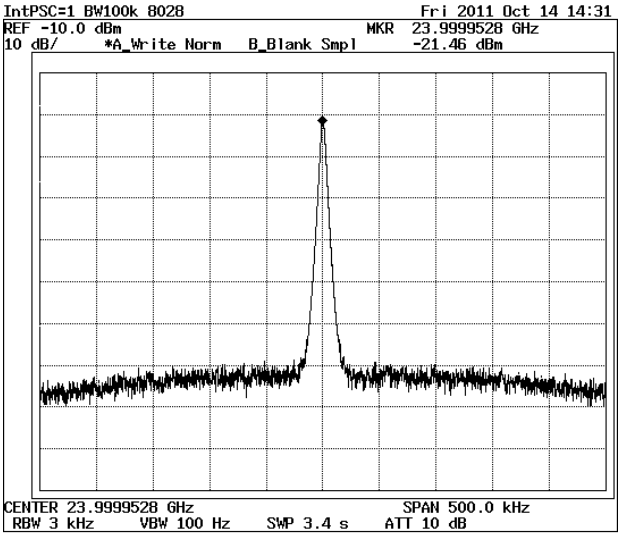


図 10 2011 年に報告した 24GHz 発振器

まとめ
TI の新しい PLLIC を使って 24GHz 帯の発振器が作れました。
位相雑音は、予測値よりも 5dB 程高く、さらに検討が必要です。
キャリア近傍のスプリアスは有りませんでした。
FR4 ではさすがにこの周波数では難しいと思います。

参考文献

(1)Texas Instruments: LMX2492 データシート
(2) KE5FX User-Friendly Phase-Noise Measurement for HP, Tektronix and Advantest Spectrum Analyzers
http://www.ke5fx.com/gpib/pn.htm

38GHz帯逓倍アンプの特性について

逸見 政武　JA1ATI　2014.08

＜要旨＞

　77GHz帯トランスバーターの方式には第2高調波ミキサーを使っている場合が多く、そのため局発には38GHz帯の逓倍器が使用されています。
幸いにも最近、余剰品放出？で入手しやすいモジュールがあり、77GHzのトランスバーターが作り易くなりました。この逓倍モジュールについての規格の詳細が不明なため、実測により特性をしらべたので、その報告をします。
数種類の逓倍アンプがありますがここでは数多く出回ったCMA382400AUPとCTR960459についてしらべました。前者は3,4逓倍で動作し、後者は2,3逓倍用に作られているようです。
またこれらは出力レベルが電圧によって可変できるのでとても使い易い。
出力が可変できると次段のダイオードミキサーへの駆動電力の適正化が得られ、とても好都合です。　このモジュールを効果的に使用するための操作回路についても述べています。
特性の測定は、入力対出力レベル、出力可変の特性、周波数帯域、の3項目について測定しました。被測定（DUT）モジュールは、それぞれ無作為に2個づつ抽出して測定しています。　測定系をFig-1に示します。
モジュールの出力ポートはWR-28なのですが、測定系は出来るだけカットオフ周波数を上げたいのでQバンド(WR-22　Fcut=26.35GHz)系にしました。入力周波数は周波数カウンターで測定し、逓倍数の確認には空洞型周波数計を使いました。

＜注意＞

　CMA382400AUPモジュールは、リード線コネクタ付きで出回っていますが、ロッドによってリード線の色が逆転している場合がありますので特に注意が必要です。結線はモジュール本体の端子配列か、付属コネクタのピン配列を参考に行います。
ピン配列をFig-2に示します。

＜操作回路＞

　Fig-3にCMA382400AUPモジュール用操作回路を示します。　この回路は二つの出力可変設定と保護の機能を持たせています。

＜測定結果＞

　測定結果をFig-4からFig-15に示します。測定結果のグラフ図中のS1（赤の実線）とS2（緑の点線）は、2つの被測定体を表示しています。測定結果から、特性にかなりの個体差がある事がわかったので使用するにあたっては、十分な余裕を取る必要があります。　また、最大出力が150mWぐらい出る個体もありますので ダイオードミキサーが損傷する恐れがあります。

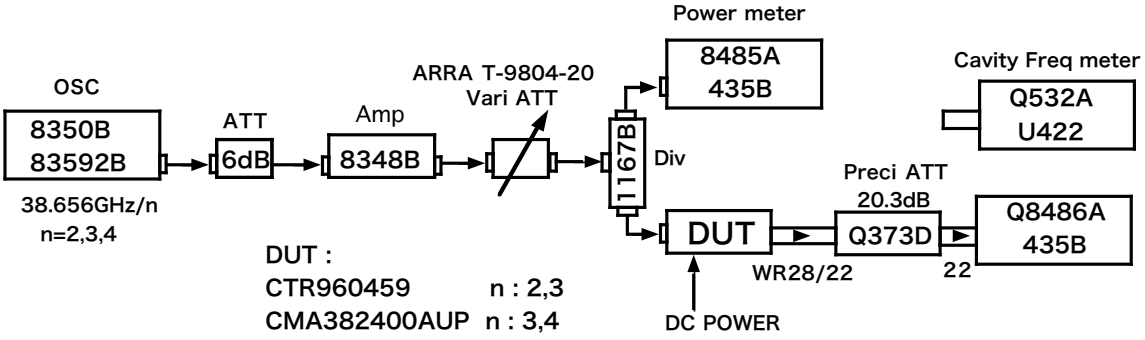


Fig-1 *JA1ATI*

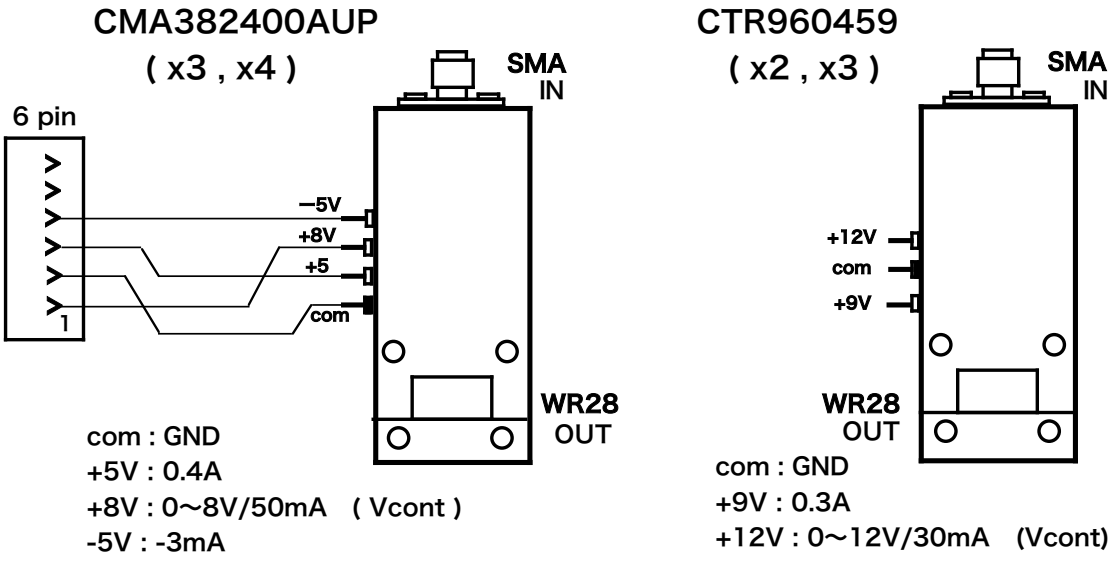


Fig-2 *JA1ATI*

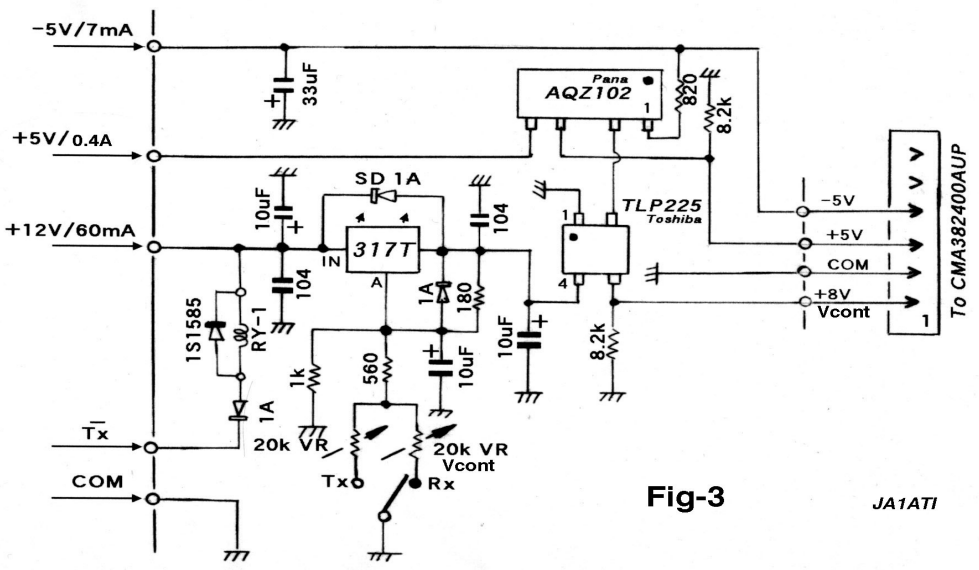


Fig-3 *JA1ATI*

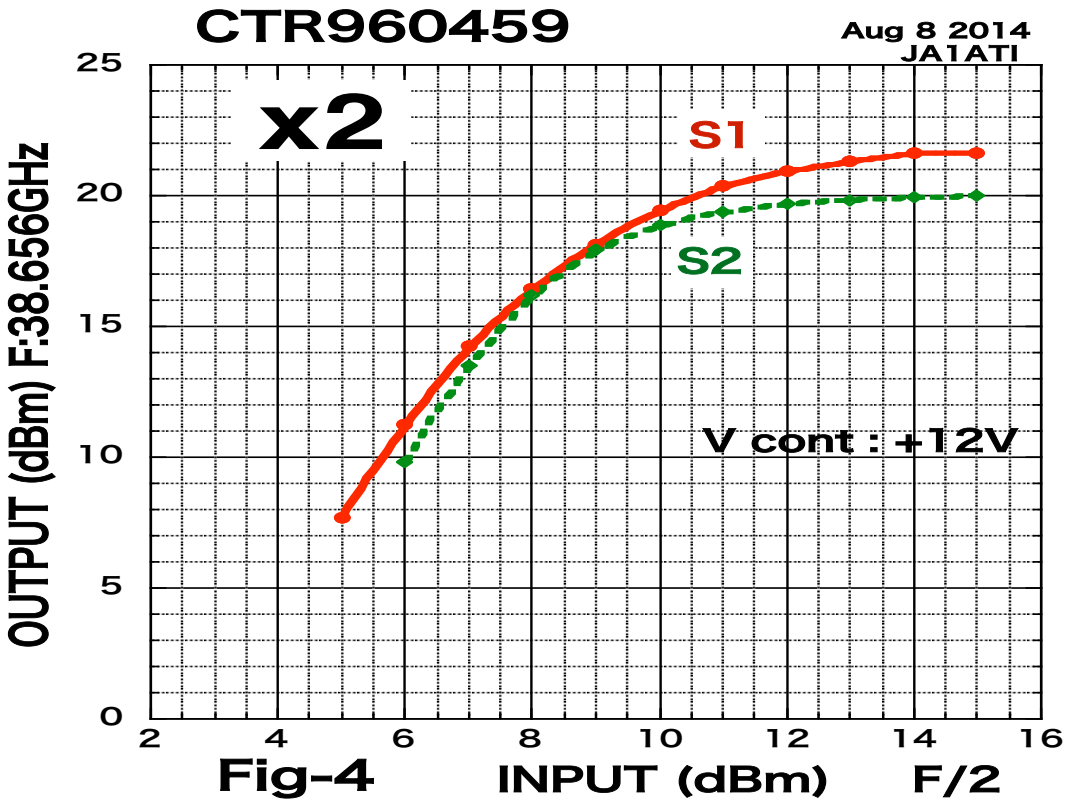

CTR960459
Aug 8 2014
JA1ATI
x2
S1
S2
V cont : +12V
OUTPUT (dBm) F:38.656GHz
INPUT (dBm) F/2
25
20
15
10
5
0
2
4
6
8
10
12
14
16

Fig-4

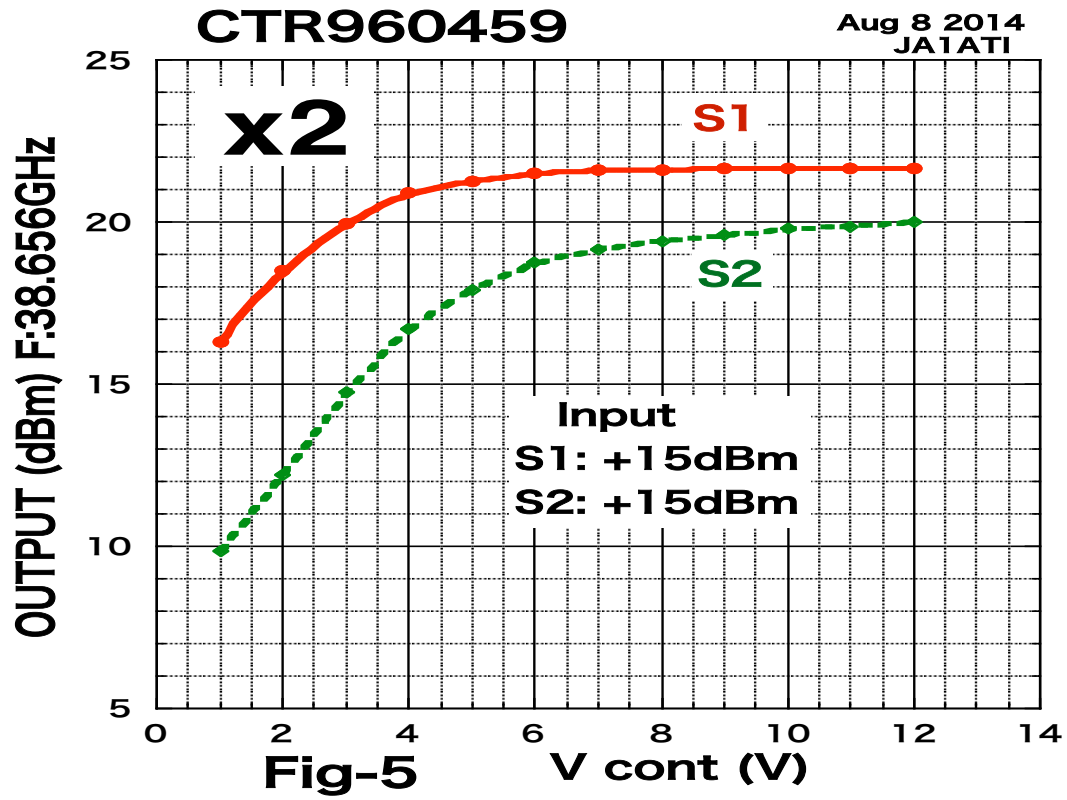

CTR960459
Aug 8 2014
JA1ATI
x2
S1
S2
Input
S1: +15dBm
S2: +15dBm
OUTPUT (dBm) F:38.656GHz
V cont (V)
25
20
15
10
5
0
2
4
6
8
10
12
14

Fig-5

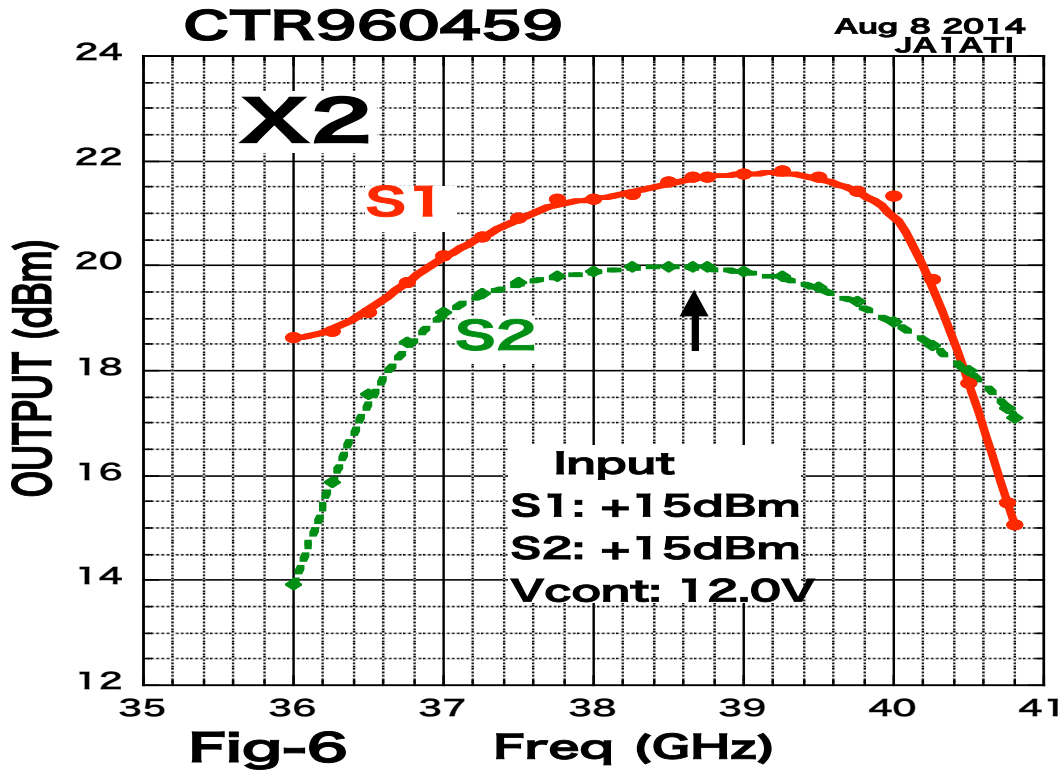

CTR960459
Aug 8 2014
JA1ATI
X2
S1
S2
Input
S1: +15dBm
S2: +15dBm
Vcont: 12.0V
OUTPUT (dBm)
24
22
20
18
16
14
12
35
36
37
38
39
40
41
Freq (GHz)

Fig-6

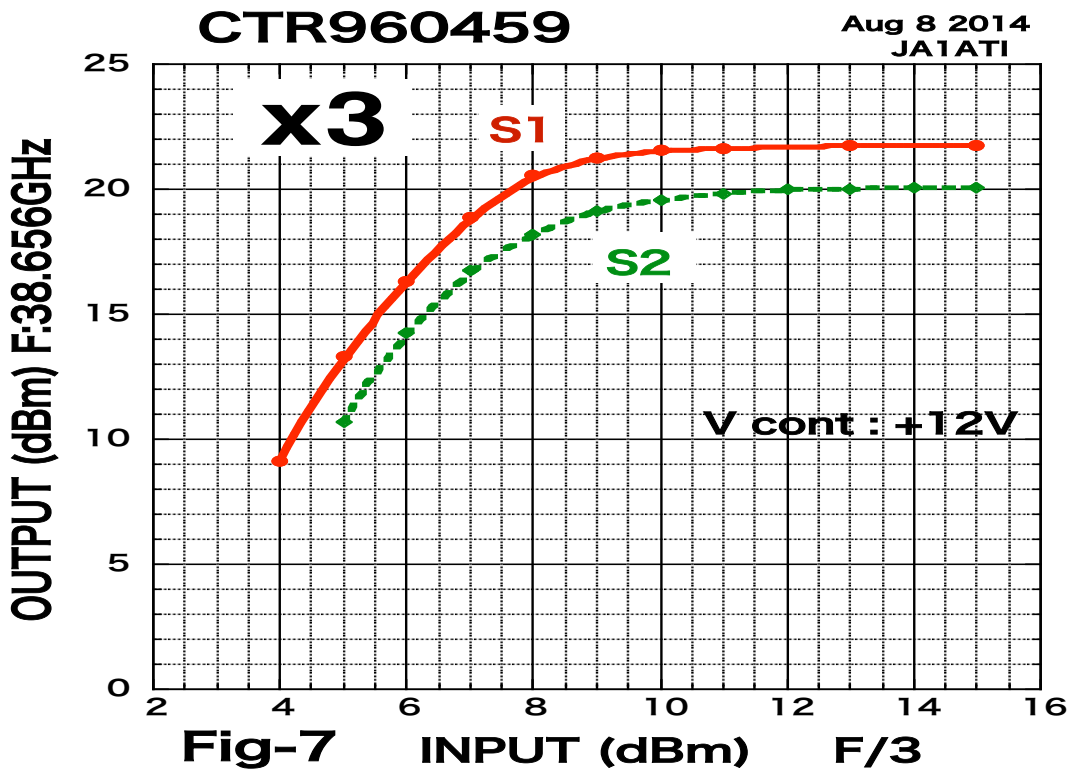

CTR960459
Aug 8 2014
JA1ATI
x3
S1
S2
V cont : +12V
OUTPUT (dBm) F:38.656GHz
25
20
15
10
5
0
2
4
6
8
10
12
14
16
INPUT (dBm)
F/3

Fig-7

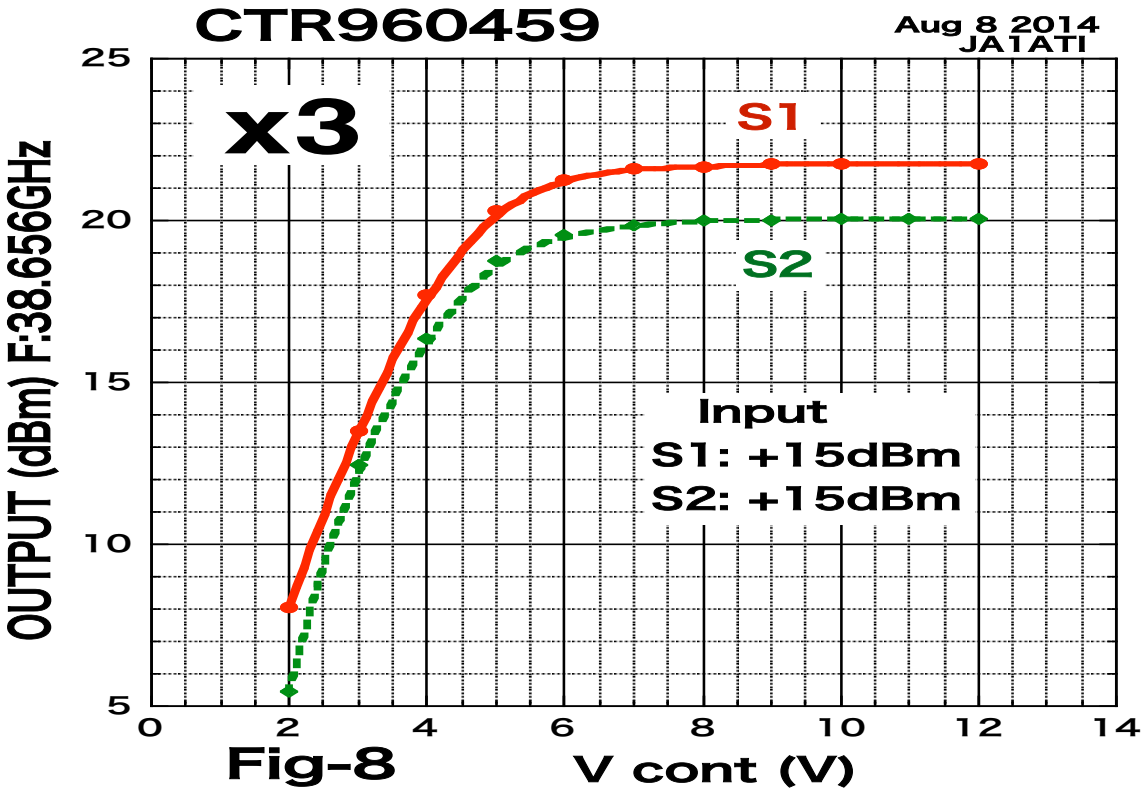

CTR960459
Aug 8 2014
JA1ATI
x3
S1
S2
Input
S1: +15dBm
S2: +15dBm
OUTPUT (dBm) F:38.656GHz
V cont (V)
25
20
15
10
5
0
2
4
6
8
10
12
14

Fig-8

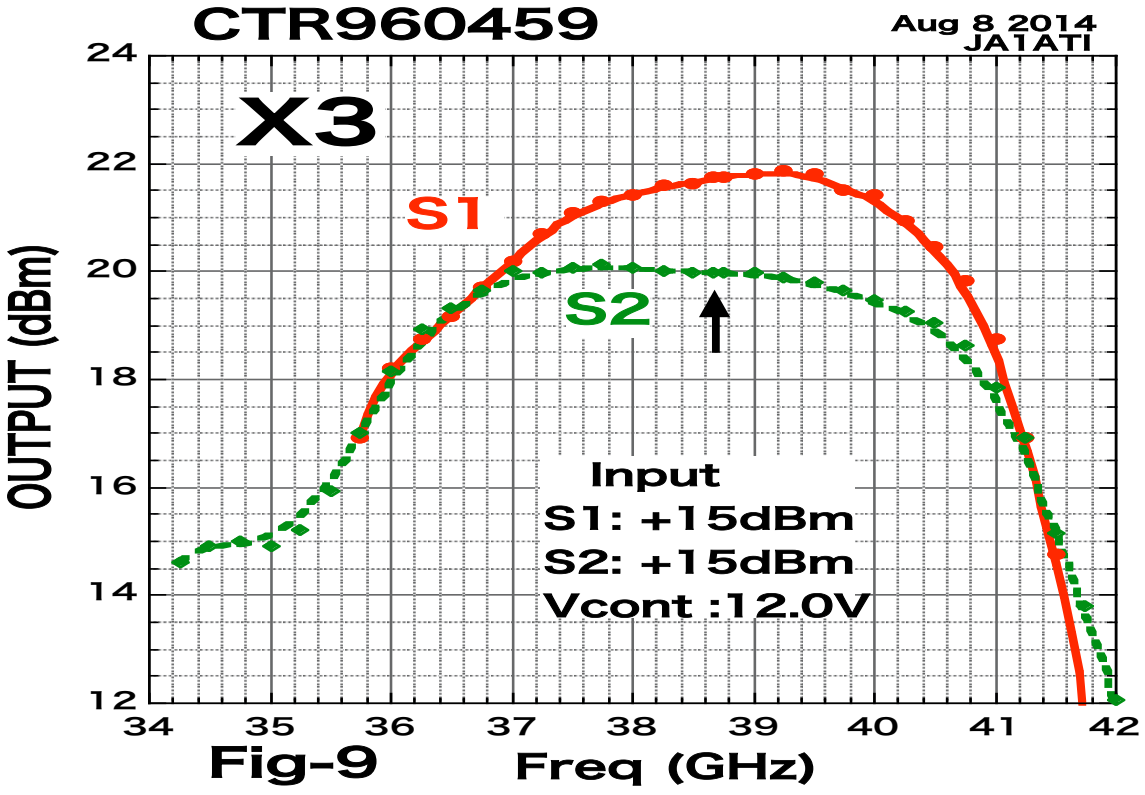

CTR960459
Aug 8 2014
JA1ATI
X3
S1
S2
Input
S1: +15dBm
S2: +15dBm
Vcont :12.0V
OUTPUT (dBm)
Freq (GHz)
24
22
20
18
16
14
12
34
35
36
37
38
39
40
41
42

Fig-9

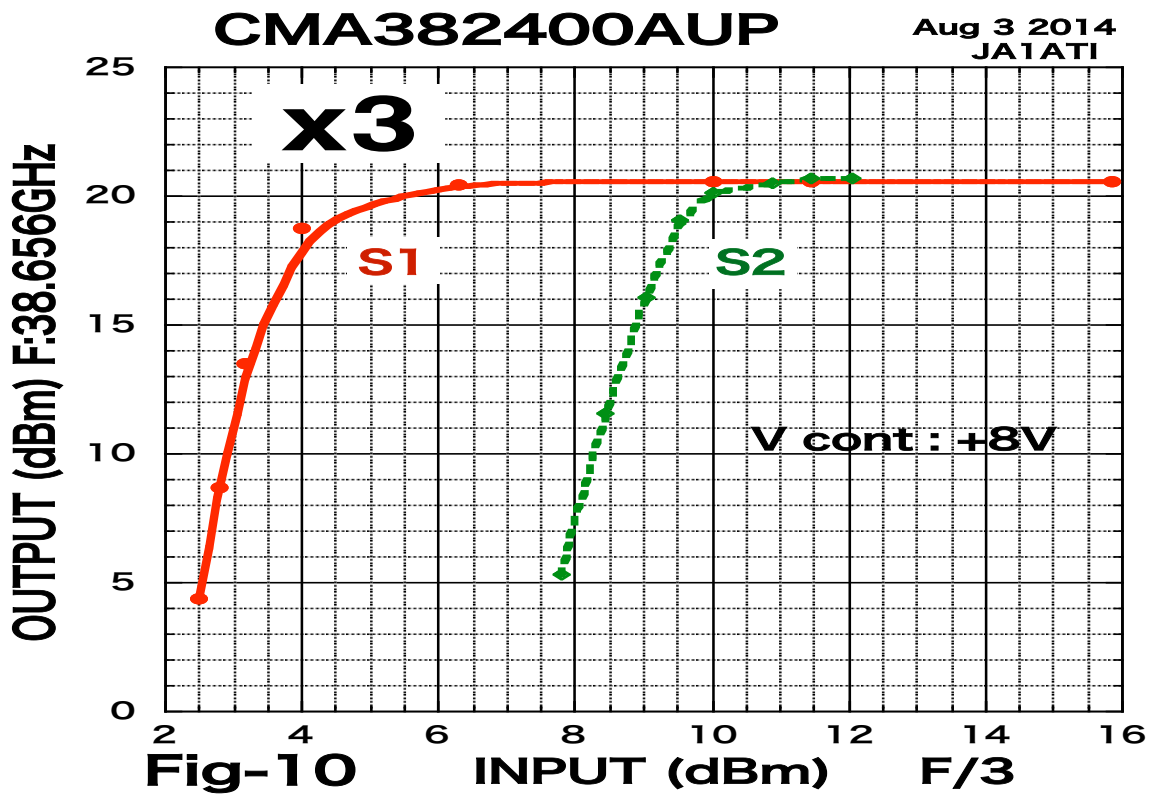

CMA382400AUP
Aug 3 2014
JA1ATI
x3
S1
S2
V cont : +8V
OUTPUT (dBm) F:38.656GHz
INPUT (dBm) F/3
0
5
10
15
20
25
2
4
6
8
10
12
14
16

Fig-10

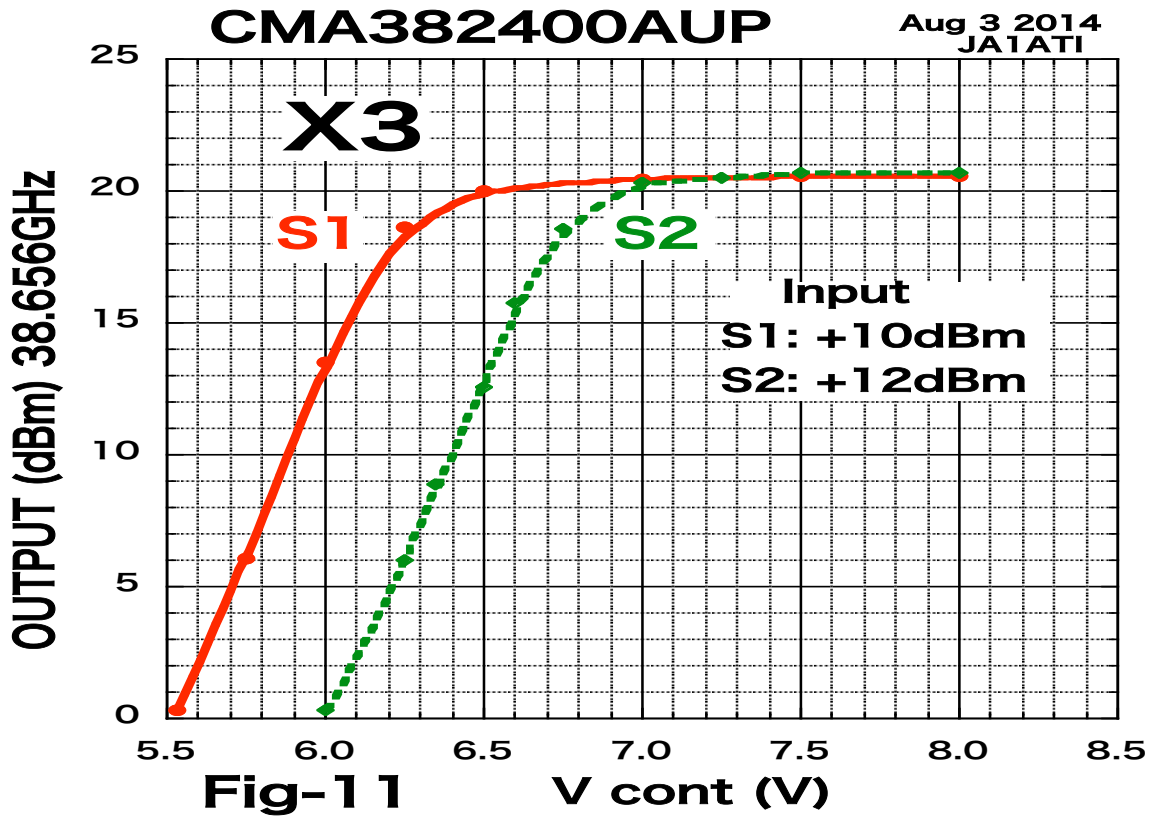

CMA382400AUP
Aug 3 2014
JA1ATI
X3
S1
S2
Input
S1: +10dBm
S2: +12dBm
OUTPUT (dBm) 38.656GHz
V cont (V)
0
5
10
15
20
25
5.5
6.0
6.5
7.0
7.5
8.0
8.5

Fig-11

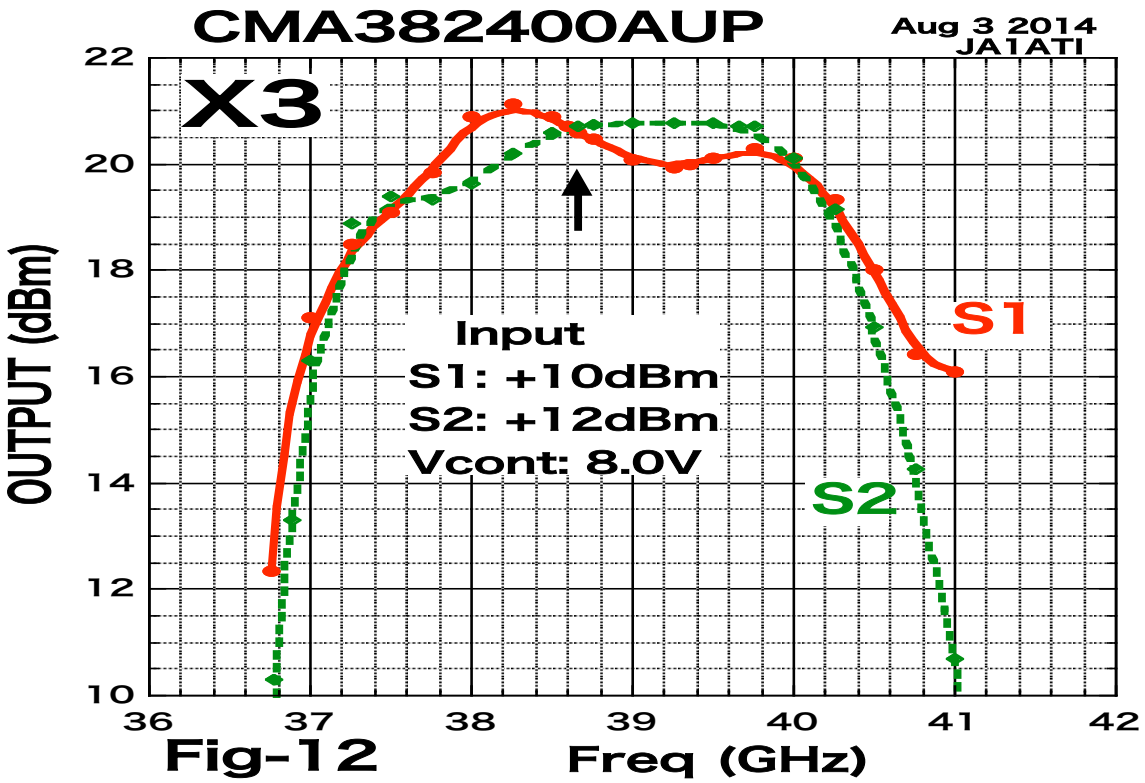

CMA382400AUP
Aug 3 2014
JA1ATI
X3
Input
S1: +10dBm
S2: +12dBm
Vcont: 8.0V
S1
S2
OUTPUT (dBm)
Freq (GHz)
22
20
18
16
14
12
10
36
37
38
39
40
41
42

Fig-12

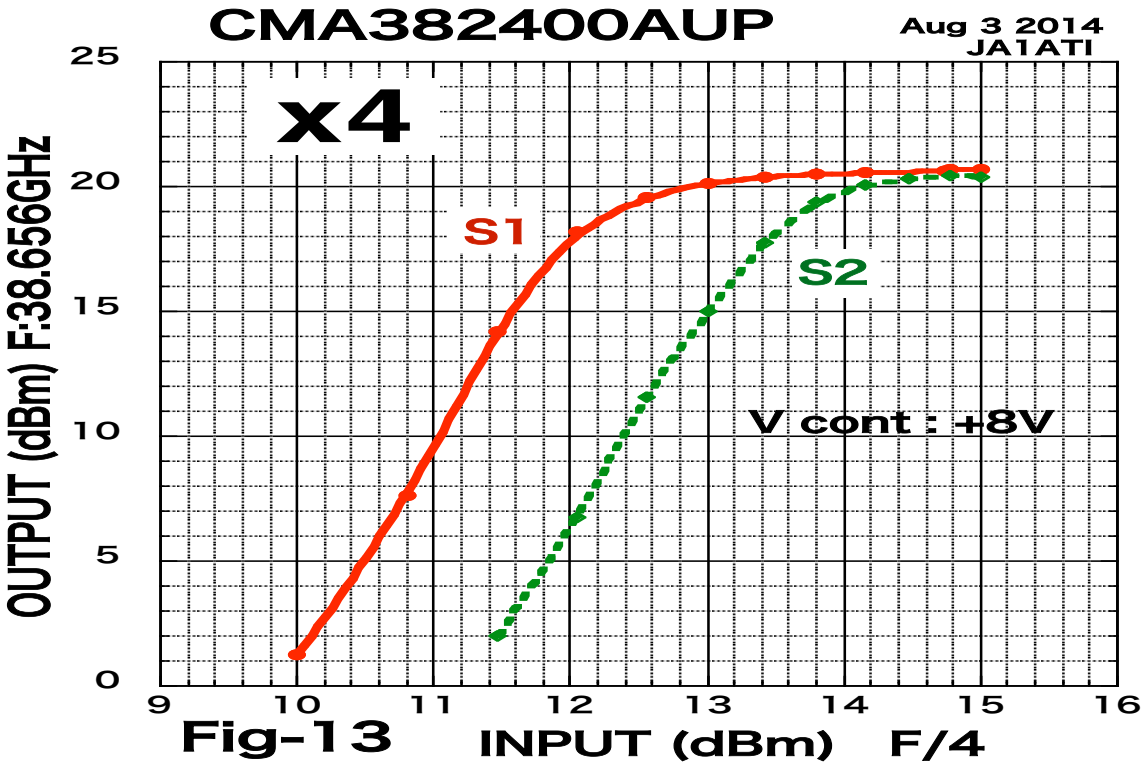

CMA382400AUP
Aug 3 2014
JA1ATI
x4
S1
S2
V cont : +8V
OUTPUT (dBm) F:38.656GHz
INPUT (dBm) F/4
25
20
15
10
5
0
9
10
11
12
13
14
15
16

Fig-13

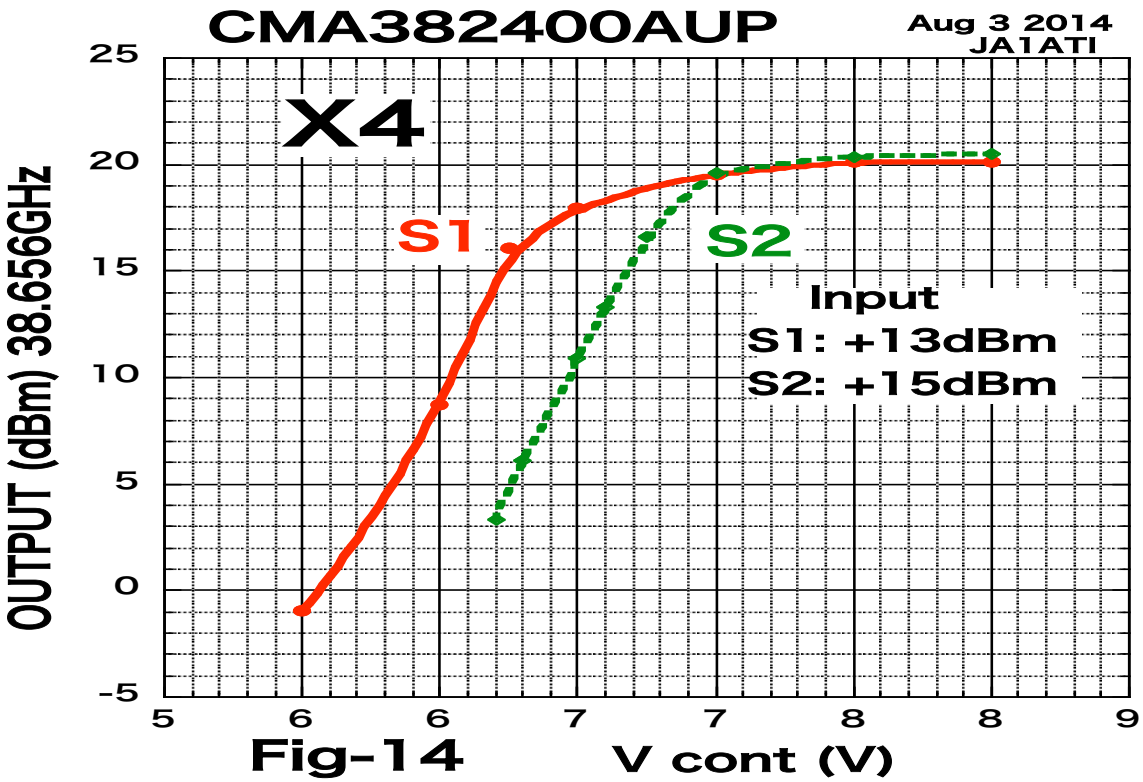

CMA382400AUP
Aug 3 2014
JA1ATI
X4
S1
S2
Input
S1: +13dBm
S2: +15dBm
OUTPUT (dBm) 38.656GHz
25
20
15
10
5
0
-5
5
6
6
7
7
8
8
9
V cont (V)

Fig-14

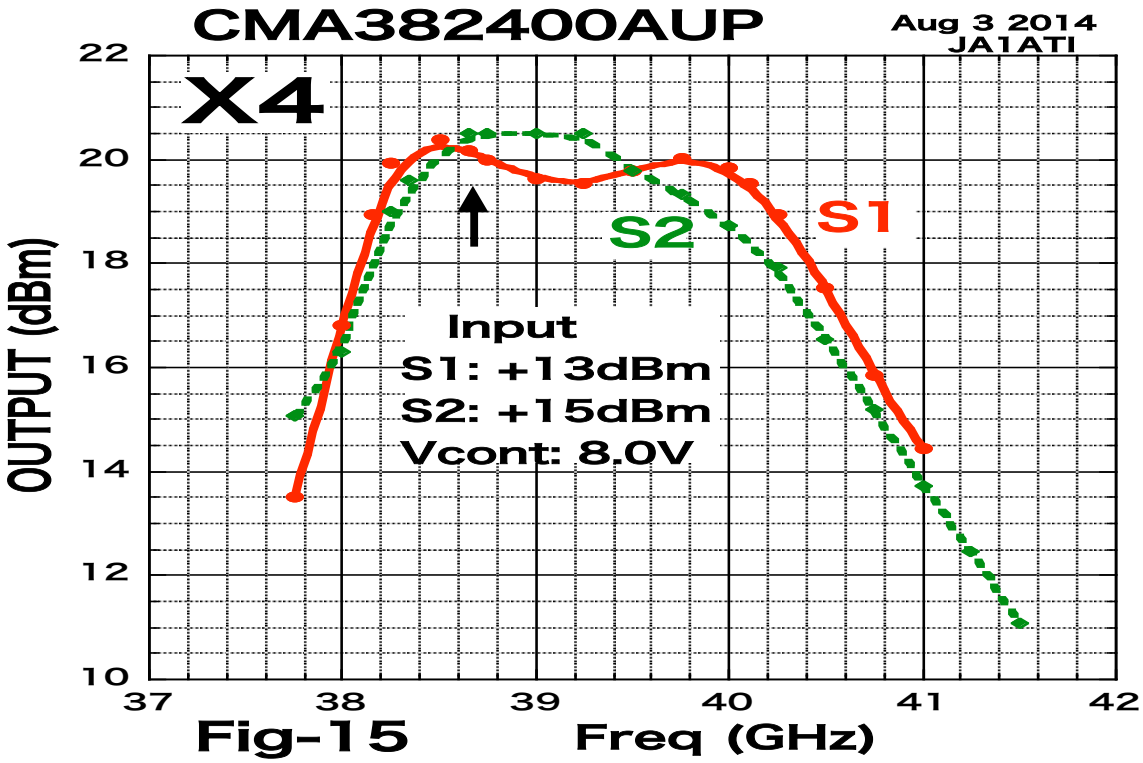

CMA382400AUP
Aug 3 2014
JA1ATI
X4
S1
S2
Input
S1: +13dBm
S2: +15dBm
Vcont: 8.0V
OUTPUT (dBm)
22
20
18
16
14
12
10
37
38
39
40
41
42
Freq (GHz)

Fig-15

７７ＧＨｚ逓倍器でパワー測定

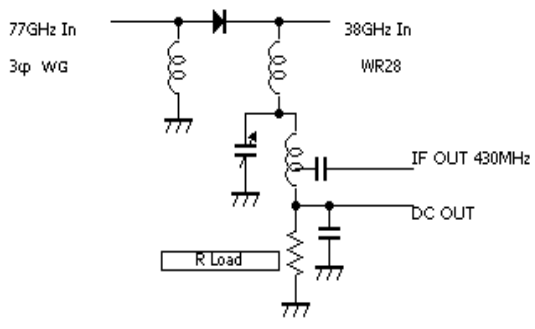
JA1ODA　　横山　公一

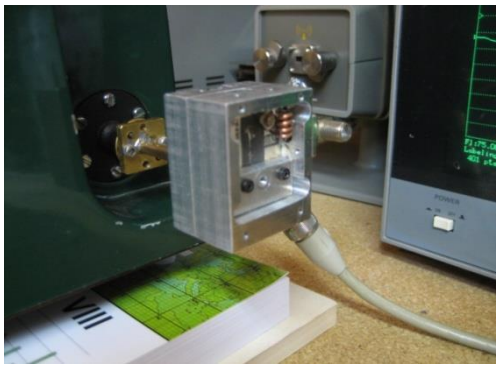
1.はじめに

77GHz に使える Power Sensor,ネットアナ用 Detector は入手が難しい状況です。現行品は Keysight の W8486A　Power Sensor が有りますが約１００万円です。Hughes の HP432A/B 用サーミスタ,Anritsu の熱電対もジャンクで時々見ますが、入手は難しいかお値段がかなりだったりです。Power Sensor としてはサーミスタ、熱電対、ダイオードが有りますがネットアナ用 Detector としても使える可能性、入手性を考えて Single Diode 付きの逓倍/Mixer Unit でパワー測定及びネットアナ用 Detector を実現できないか実験してみました。

２.DB6NT 基板で

77GHz(ドイツでは 76GHz)用逓倍/Mixer 基板は NO.29 と No.45 が一般的です。No.45 は入出力が同一面なので実装の工夫が必要ですが WR28 側の効率が良いです。手持ちに No.29 の基板と自作 2 分割構造のケースで作った逓倍/Mixer が有ったので改造無しで実験しました。Diode は HSCH9101 です。低周波での回路と本体は下図の通りです。





我が TRV は IF 430MHz 帯で Mixer Out とマッチングを取るため LC で共振させセンタータップを取っております。この方法で、47GHz での測定では Conversion Loss が 1dB 改善出来ました。ここは今回関係ないので無視してください。R Load は逓倍器の場合は 1kΩ程度の POT で調整しますが Detector

として使う場合はここを 47kΩとしました。通常 HP の汎用同軸 Detector では 10kΩ、R422A, U422A では 22kΩ---47kΩ、Wiltron では 40kΩを採用しております。二乗特性と温度特性の関係ですがこれを追及すると大変なので経験で 47kΩに決めました。

３.特性測定方法

有る程度の精度で Power Detector として使えるかどうかを評価するため Sweep してレスポンスを測定してみました。この評価によって実際に 77GHz で使えるかどうか? = Return Loss に左右されます。RL が直接測れなくても Sweep してみるか周波数を変えてプロットしてみればその傾向で判断できます。今回は信号源を 75---81GHz として Wiltron 562 の Power Mode で評価しました。スカラーネットアナでは Diode 特性を内部で処理してデシベル表示しており面倒なシェーパーを作らずに済みます。また Wiltron は DC 処理なので Detector Out を直接入力できます。HP8557 の場合はチョッパユニットが必要です。ただ一般的にスカラーネットアナは Diode Out が Negative でないと処理できません。(1N23 当時からの歴史的な理由と思われる) 逓倍/Mixer の Diode はなぜかその方向は Positive Out になっていることがほとんどで､付けなおすのは大変ですので OP-07 を使って反転 Amp を作り Wiltron 562 に入力しました。これを作っておくと Positive Out の Diode も使えるので便利です。スカラーネットアナを使うのはあくまで評価用で実際には二乗特性のみ利用のナノワットメーターかデジボルで測定すれば良いと思います。

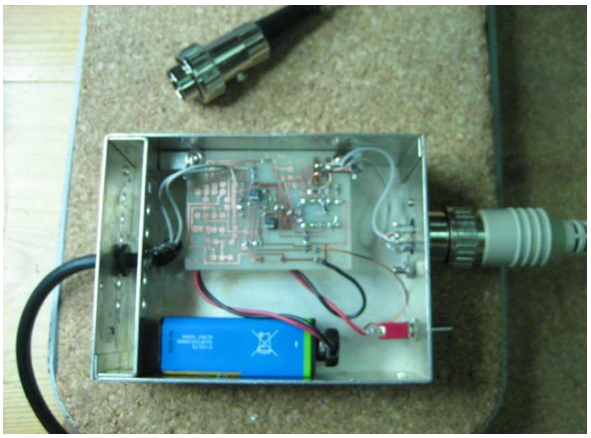


写真１.
OP-07 による反転 Amp
CDF 基板利用、電源は逸見式の OP Amp で 006P の中点を出す方法。

信号源は OML の W Band ミリ波 Module で Sweeper 6659A より 12.5---13.5GHz を入力します。この Module は ALC 無しですが Flatness はかなり良さそうです。W Band Power Sensor Hughes 47776H と HP U422A (40---60GHz) Detector での 75---81GHz の測定ではおそらく 2dB 以内には収まっていると思われます。

予備実験としてどの程度の DC Level で出るか、またバックショート有り/無しの差を見ました。

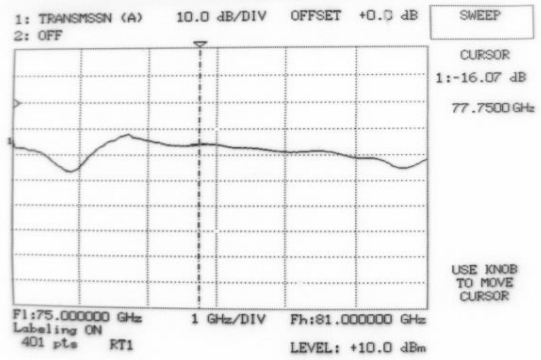


写真２.
バックショート有り
75---81GHz にて偏差 15dB 程度。

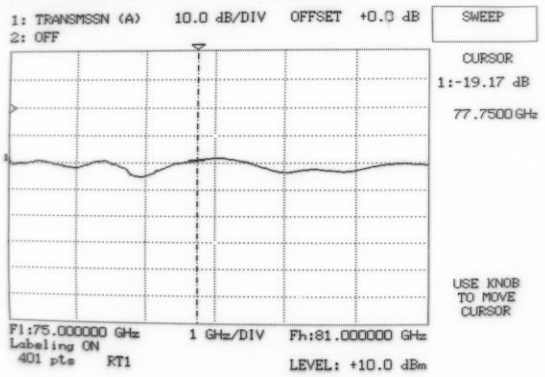


写真３.
バックショート無し
75---81GHz にて偏差 7dB 程度。

この結果バックシャート無し（ネジを抜き去る）として 3φWG と基板のトラジュを通過した信号は空中放射にしてあります。若干 Level は低下しますが RL はかなり改善できるようです。75---81GHz にて 7dB 程度の偏差が有りますが 77.75GHz 付近での急峻な変化は無いのであまり問題は無いだろうと推定します。はたしてこの状態で Return Loss がどの程度かを確認してみました。Case 3φ---WR12 約 5cm 付きにて。

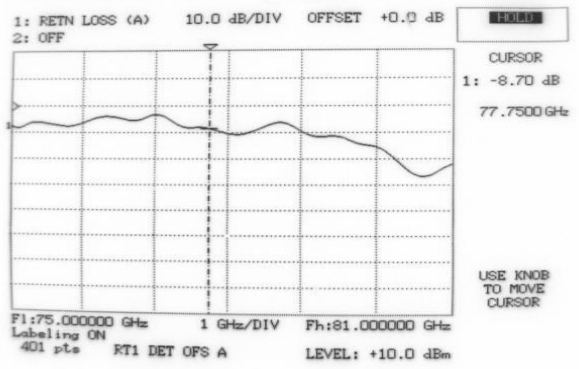


写真４.
Detector の RL
Hughes WR10 方結
77.75GHz にて 8.7dB
入力 Level+10dBm

8.7dB はかなり悪いですがこの Band の Detector としては致し方無し。

ただし感度はかなり悪くて+10dBm の入力に対して-25-- -30dB 低い RF Level に対する検波出力です。逓倍器・Mixer としては十分な性能で使えておりますが、なぜか？

４．測定結果

低 Level での特性評価の為 OML の出力に FLANN の W Band 可変 ATT を挿入して測定しました。まず Hughes 47776H Power Sensor にて 77.75GHz で +10dBm を確認します。

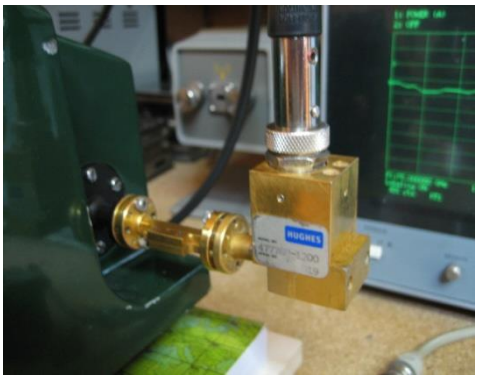


写真５.
Power Sensor Hughes47776H

写真６.
Boonton 42B Power Meter

これで 77.75GHz での絶対 Level がそこそこ確かです。この状態で試験する Detector を繋いで反転 Amp を通して Wiltron 562 に入力し Power Mode で測定します。

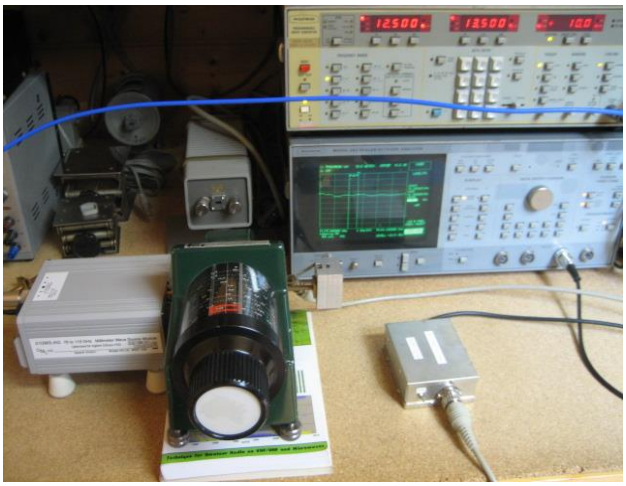


写真７.
Sweeper 6659A
Scalar Net. Ana.　562
+反転 Amp
OML W Band Module
FLANN ATT
試験 Detector
以上をセットアップ

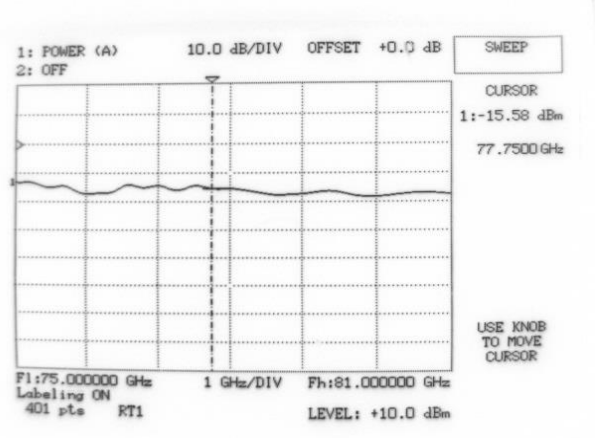


写真８.
Detector の生特性。
Source のリップル含む
77.75GHz にて+10dBm
In。562 の標準設定では
-15.6dBm の表示

写真 8 の状態で 562 を Transmission Mode にして 0dB Normalize。
FLANN ATT を 10dB, 20dB, 30dB に設定し 562 の表示を確認。

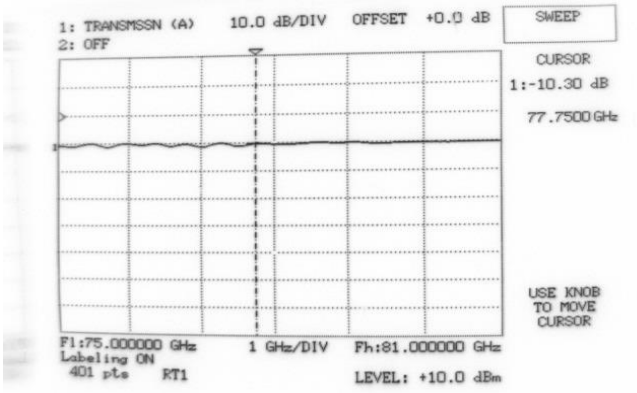


写真９.
0dB Normalize 後
ATT 10dB に設定。
絶対 level は 0dBm In で
-25dBm 程度の DC 出力

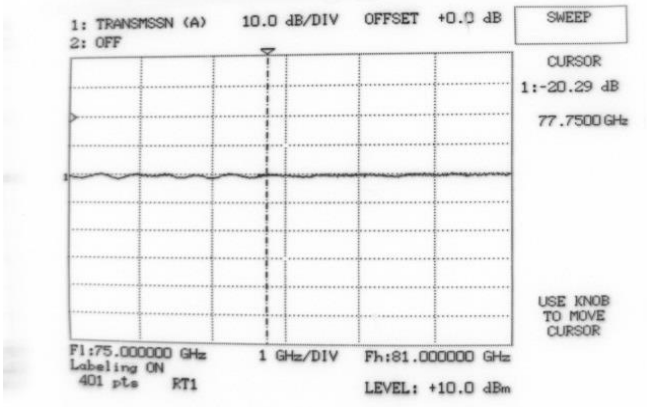


写真１０.
ATT 20dB に設定。
Diode 特性はかなり合って
ます。

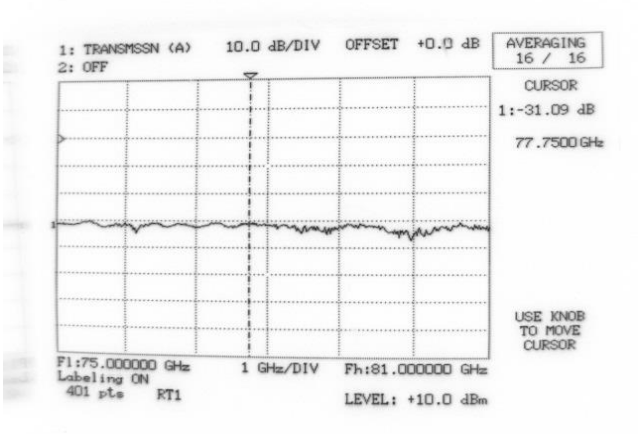


写真１１.
ATT 30dB に設定。
Noise 多く 16 回 Average
-45dBm 相当の DC 出力でほぼ限界です。

以上の結果より入力 Level が+10dBm 有れば 30dB Dynamic Range のネットアナ用 Detector として使えそうです。

実際に Power Meter として使うにはスカラーネットアナでは面倒ですので DC Out を高分解能のデジボル（5 1/2 桁以上）で測定することをお勧めします。HP3478A で 77.75GHze10dB Step で測定してみました。

入力 dBm	DC Out mV
10	17.6
0	1.83
-10	0.186
-20	0.0182
-30	0.0016

この結果で見ると RF In の Loss が約 25dB と大きい為　+10dBm--- -30dBm にてほぼ二乗特性です。これならばシェーパー無しのナノワットメーターにて一点校正すればかなり使えそうです。

5. 38GHz Power Sensor として

実験したのは 77GHz 逓倍器ですので 38GHzIn が WR28 で有ります。せっかくなのでこちら側はどうか？試験しました。R Band (26.5---40GHz)の Power Sensor は HP R8486A 等、汎用 Detector は HP R422A がかなり出回っており入手も容易です。しかしアマチュアバンドをカバーしないので不人気でミリ波をやっていてもお持ちでない方も多いと思います。77GHz 用の測定では 1/2 の 38.875GHz と IF の 1/2 低い周波数をカバーすれば良いので、写真の通り 38-40GHz にて試験しました。

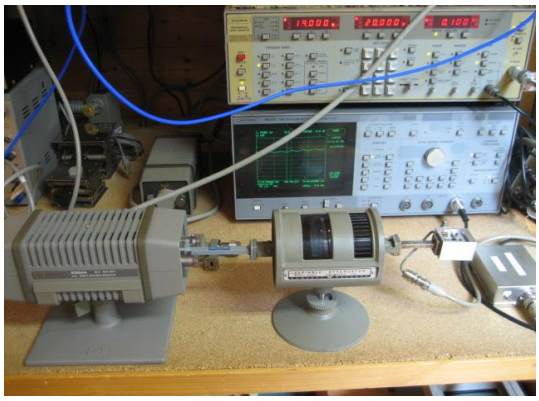


写真１２.
Sweeper 6659A
HP 8349B + 83554A
HP R382A ATT
Scalar Net. Ana.　562
+反転 Amp
試験 Detector
以上をセットアップ

38.875GHz CW にて HP R8486A +435B にて+5dBm に設定して 562 の Power Mode にて測定しました。

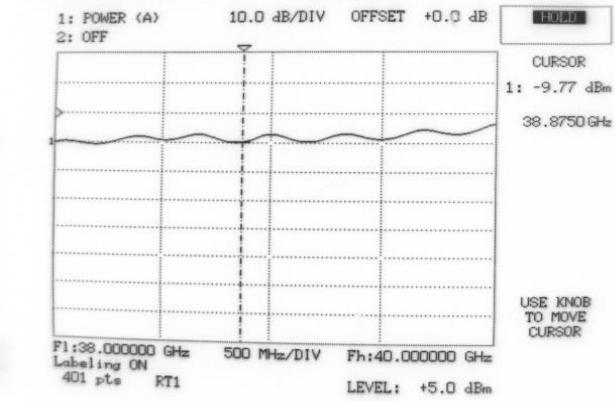


写真１３.
Detector 生特性。
Source のリップル含む。
反射が多いですが、
38.875GHz、+5dBm
In にて-9.8dBm 表示。

DC Out はざっと 15dB Loss で 77GHz よりはかなり改善です。38GHz の Level は+20dBm 程度の可能性が高いのでこのままでは Diode がダメッジ受ける可能性高く、10dB か 20dB 程度の ATT が必要と思います。

6. まとめ

DC Out がなぜ低いのか疑問が有りますが 76GHz 用ＤＢ6NT 基板に付けたシングル Diode で Power Sensor を実現出来そうです。実験した Unit は逓倍器に使っていたもので改造は負荷抵抗のみです。新たに作る場合は Negative Out 方向の Diode 取り付けをお勧めします。77.75GHz にて一点校正してデジボルで読むか、ナノワットメーターと組み合わせて使えばかなり確かな Power Meter になると思います。

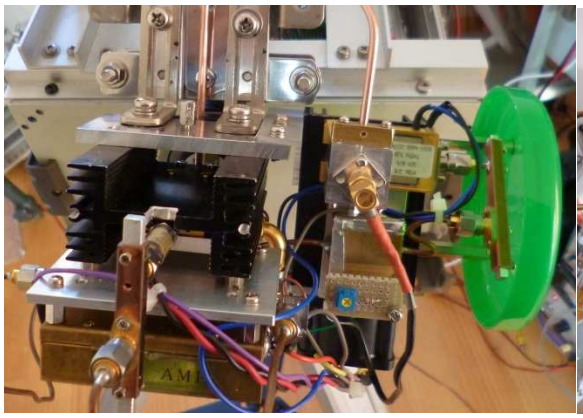
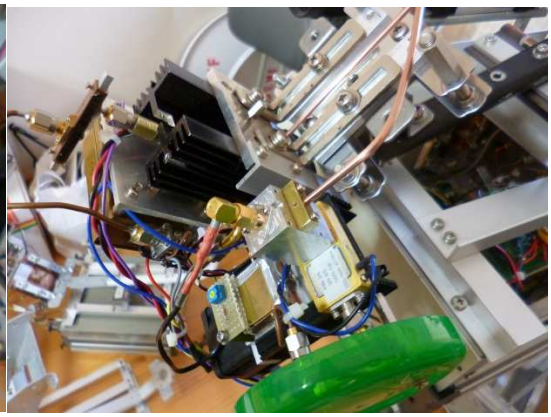
2014 年 7 月　　JA1ODA　　横山　公一

１３５Ｇトランスバーター出力アップ作戦

２０１４年１１月
ＪＡ３ＣＶＦ

昨年作ったセットはアンチパラレルダイオードのバランスを崩して逓倍していました。
送受の性能を考えた時一番良い方法と思っていました。
但し、出力の物足りなさも痛感していました。
ＪＡ８ＣＭＹ増田さんが２４９Ｇの逓倍器にバラクターダイオードを使って送受で放射器を含めて逓倍器、ミキサーの位置を変えている発表を聞いてこの方法を１３５Ｇにも応用出来ないかと考えていました。
２４９Ｇ用逓倍器の出力穴を少し大きくしたものを譲って頂きました。
３３Ｇ帯のアンプが二つ必要と成りますが、これで実現可能と成りました。

逓倍器の取付

３３Ｇ帯アンプは二個使うとして１６Ｇ帯アンプ、二逓倍器の共用を考えましたがこの部分も別に作って、１６Ｇアンプ入力のみ切り替える様にしました。
送受信ブロックの横に追加しました。
新規の１６Ｇ帯アンプは勝間さんの作った物ですが小さく纏まりました。

導波管切替器を使わずに送受の切替

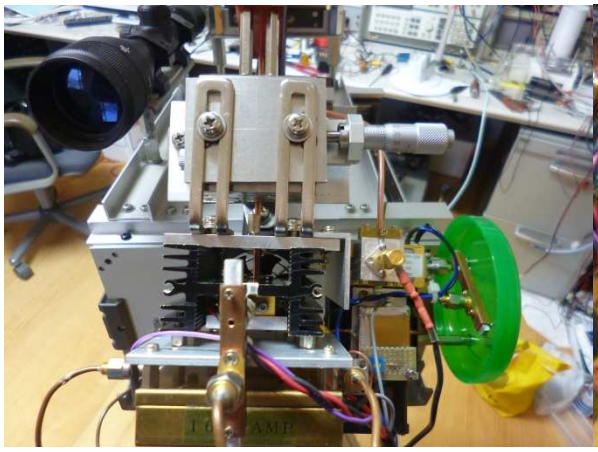
切替器を使うと簡単ですが、ロスの少ない切替器を作るのが難しく、何とか無で出来ないかと考えました。
オフセットアンテナの場合放射器の位置が少しずれていても利得が大きく変わらない経験をしていたので、送受で二本並べて見ました。
確かに利得の変化は少ないが、ビームの方向がずれて使い物に成らない事が判りました。

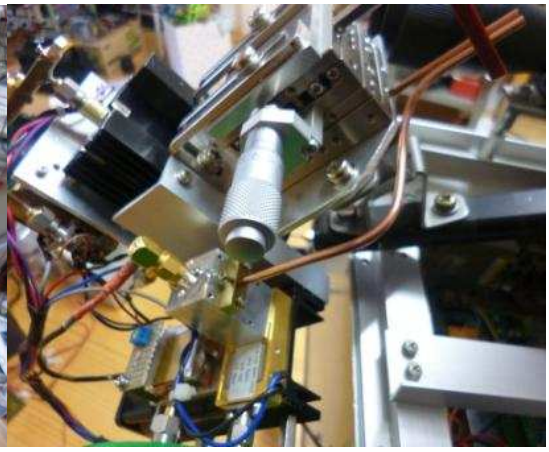
失敗例

受信用の放射器の上に送信用を並べて取り付ける。
パイプの径は３mmなので送受で３mmずれています。
横にずらしても当然ビーム方向が変わった。

Ｘ－Ｙ軸ステージを使う

二本並べただけならビーム方向が変わるので、送受で位置が変えられる様にしました。
Ｘ－Ｙ軸ステージはがたつきも無く非常にスムーズに動きマイクロメーターが付いているので正確に調整が出来ました。



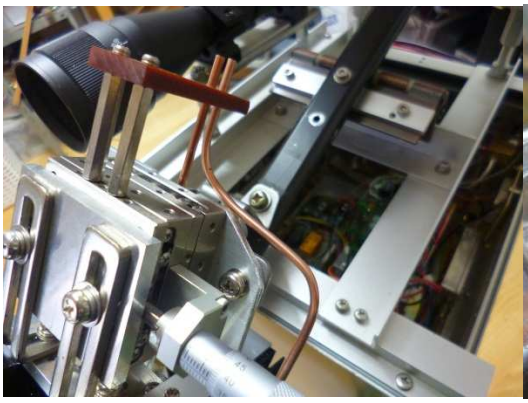


Ｘ－Ｙ軸ステージはオフセットアンテナアームに固定し、上面に取付用板を介して送受ブロックを付けています。
今までの放射器の位置が変わらない様に長穴開きＬ型金具で固定して、前後上下を調整しています。
左右はＸ－Ｙ軸ステージで受信時の位置を決めます。
放射器は５mm離して横に並べました。
上下よりこの方が調整し易くなります。

送信時はこの位置から５mm動かします。

送受でのビームずれ補正

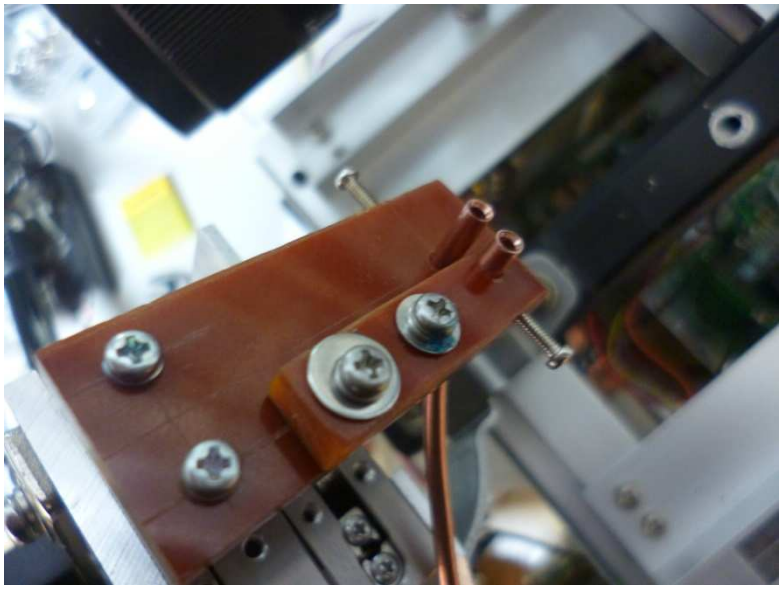
Ｘ－Ｙ軸ステージは正確に横方向に調整出来ますが、二本の放射器の平衡度がビームのずれと成って出て来ました。
二本の放射器の固定はベーク板に５mm間隔で３mmの穴を開けてベーク板をスペーサーでステージに固定しました。
穴の平衡度、ガタツキで位置がわずかに変る様です。



最初の実験

改善策　１

改善策として、ベーク板の固定を出来るだけ前にし、ネジで放射器を固定する。
ベーク板とスペーサーとの取付、放射器の固定の微調整で少し改善したが、まだビームが少しずれる。



送信用の放射器の取付穴を大きくし、補助の固定板を追加、細かな位置調整が出来る様になりました。

改善策　２

この送受信でのビーム位置調整は一人では難しかった。

一人で調整の工夫。

受信位置でも今までのアンチパラレル逓倍器を使うと送信も出来るので、離れた所での受信レベルが手元で判れば、ビームのずれは容易に掴む事が出来ます。
受信機ＩＣ９１０の外付けのＳメーターにＶ－Ｆ変換機能を付けているのでこれを送り返す事を考えました。
音声での送り返しではずれている事が判っても程度が良くわからないので、Ｆ－Ｖ変換で周波数の変化を電圧に変えてデジタルメーターで表示しました。

受信レベルが手元に送り返されます。
音の周波数変化もスピーカーで聞けます。

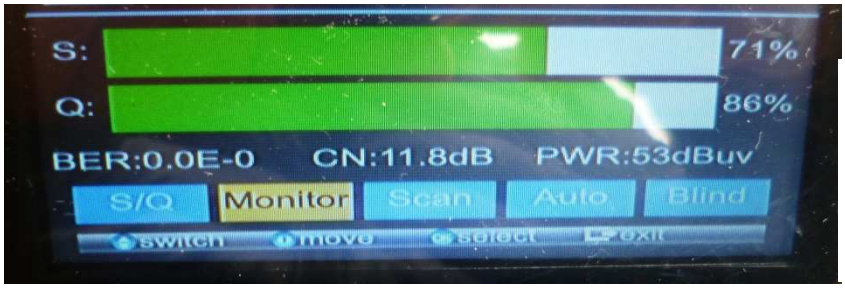
更なるパワーアップ

今までより１０ｄｂ以上アップすればと思っていたのですが、欲が出て来ました。
増田さんのアドバイスで、３３Ｇアンプと逓倍器の間にスタブを入れるとドライブが増えて出力が増える事が判りました。
２０mm角のアルミサイコロに約７×３．５mmの穴を開けて２mmビスを等間隔に５本立てました。

５本の内３本は効いていてドライブが増えました。
バイアスＶＲの両端電圧を最大に調整、バイアスＶＲで出力最大にしました。

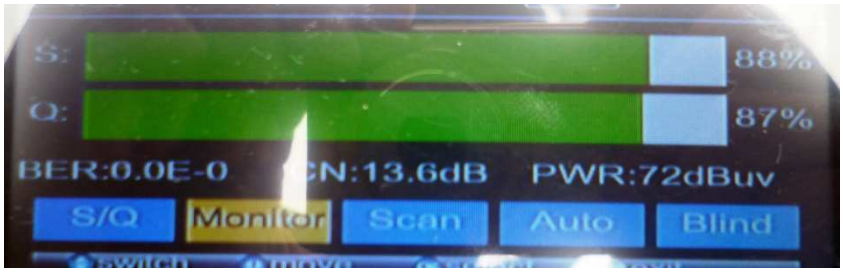
これで出力は２ｄｂ増えてアンチパラレルに比べて１９ｄｂ～２０ｄｂ増えました。

ＤＡＴＶ信号レベルでの比較



アンチパラレル
ダイオード出力

５３ｄｂμＶ



バラクター
ダイオード出力

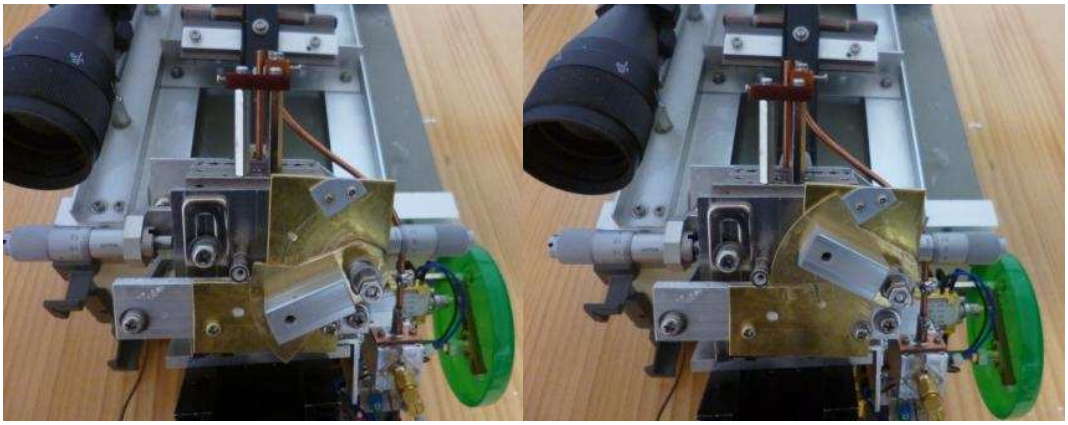
７２ｄｂμＶ

マイクロメーターでの調整は不便

出力がアップしてうれしく色々実験している内に５mmの移動に１０回転の調整が必要で面倒に成って来ました。

何とかワンタッチで移動出来ないかと考えました。

手動による移動



扇型の金具でＸＹステージに付けたポールを押して移動させています。

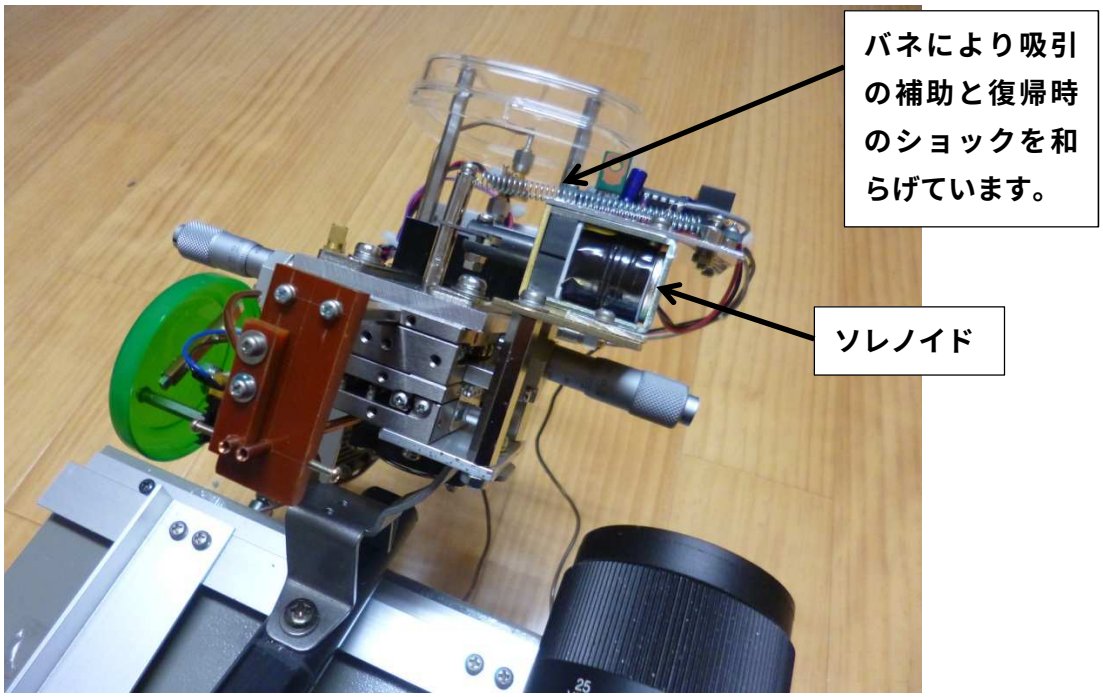
また、欲が出て電動化出来ないかと考えました。

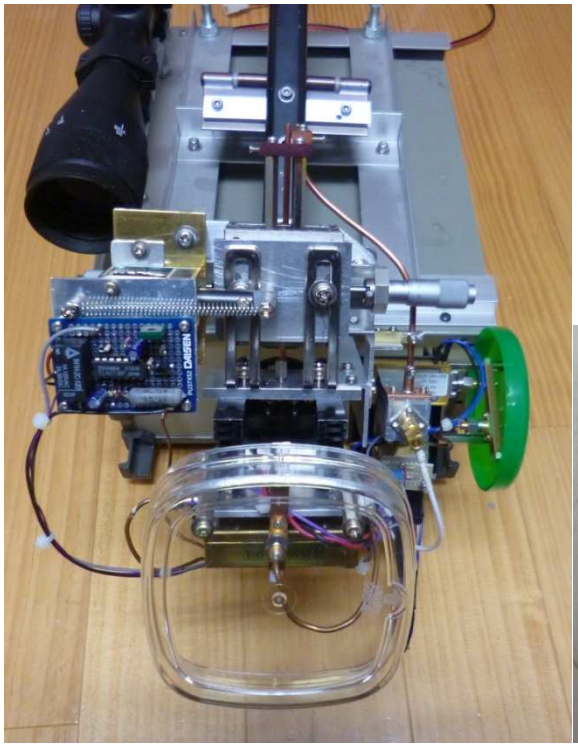
ソレノイドによる電動化

タカハ精工の１２Ｖ１２Ω自己保持タイプのソレノイドを使いました。

移動始点、及び終点は左右のマイクロメーターで決めています。

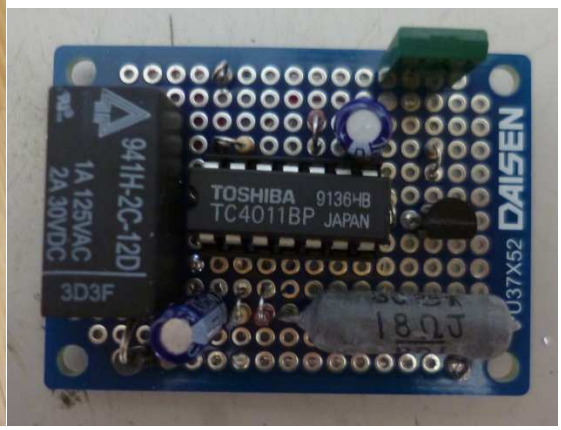
ソレノイドはパルス駆動としました。



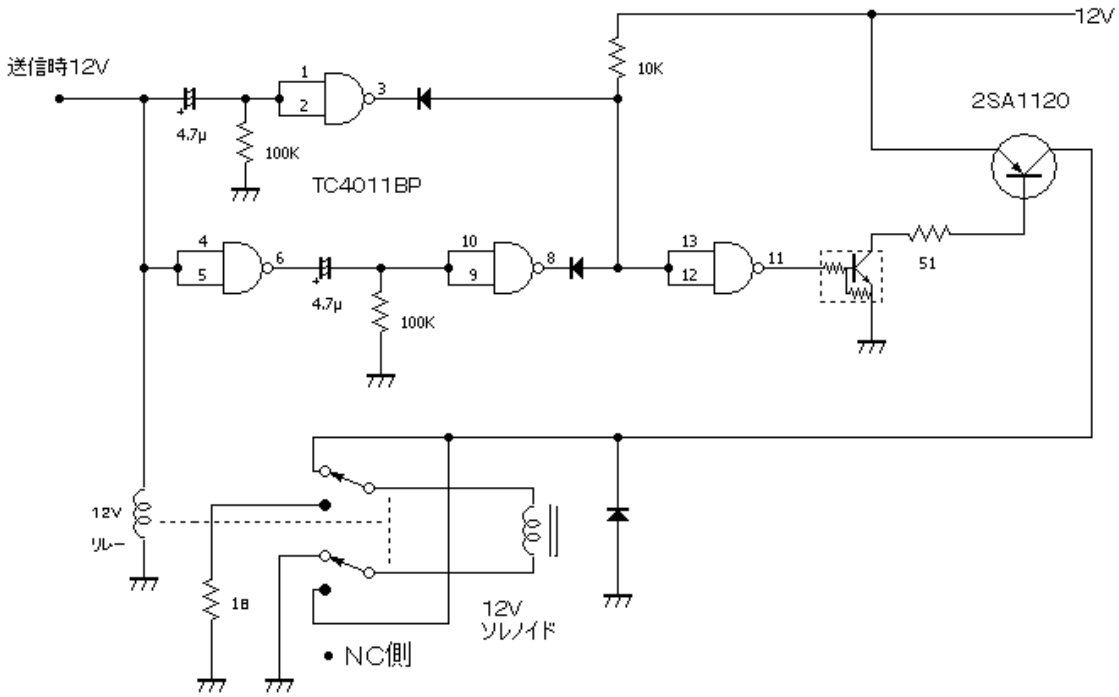


ソレノイド制御基板

送信時の１２Ｖを利用してソレノイドの極性切替と立ち上がり立下りの電圧変化でワンパルスを作っています。２Ｗ１８Ωは復帰時の電流を軽減します。



制御回路

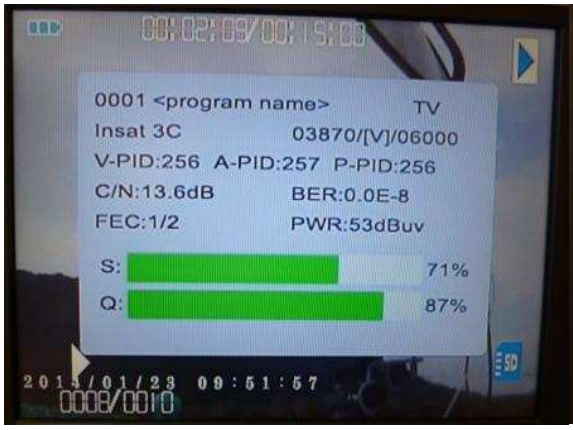


河川敷で実験

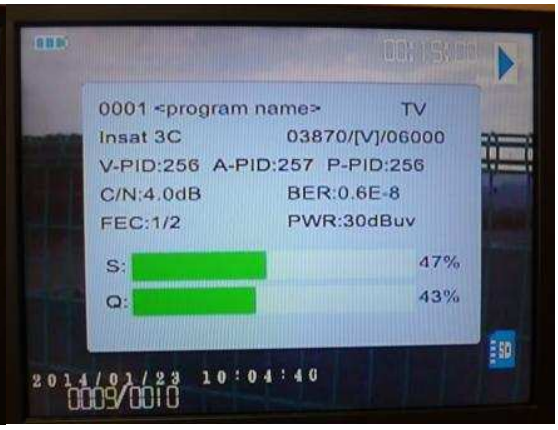
送信側

受信側

受信レベル



バラクターで送信



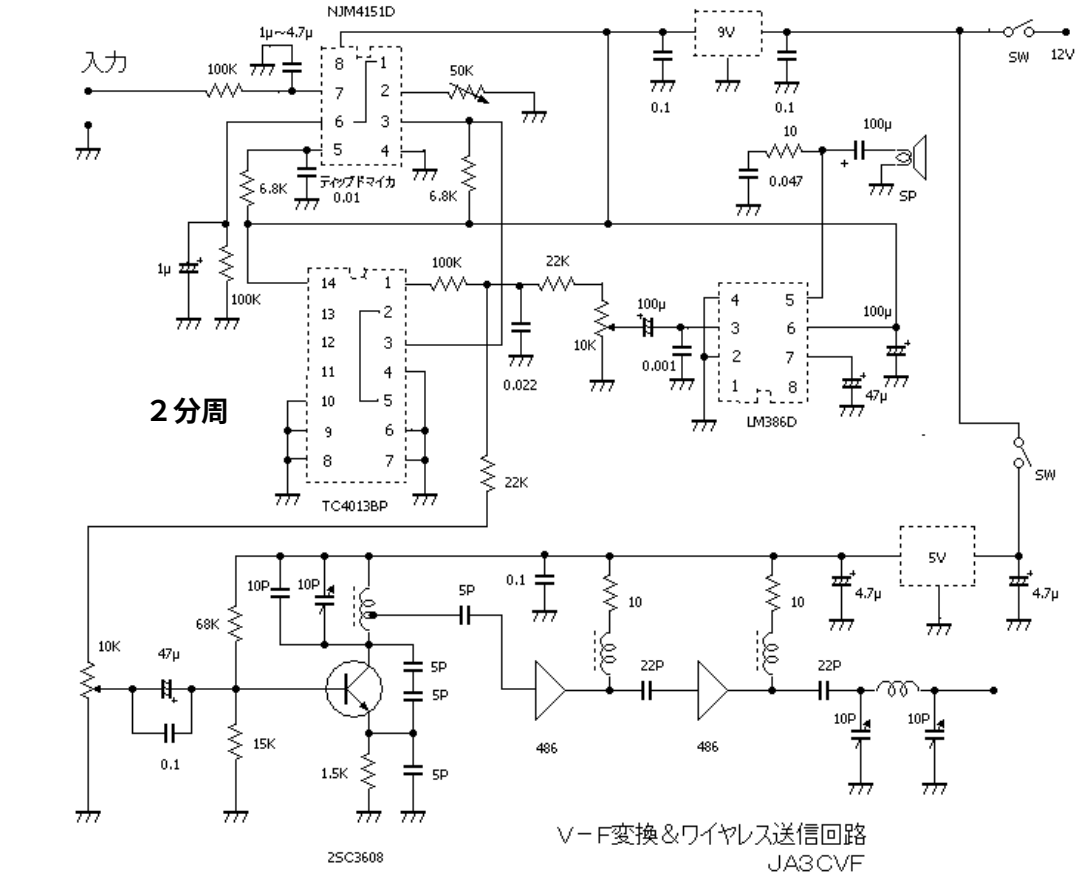
アンチパラレルで送信

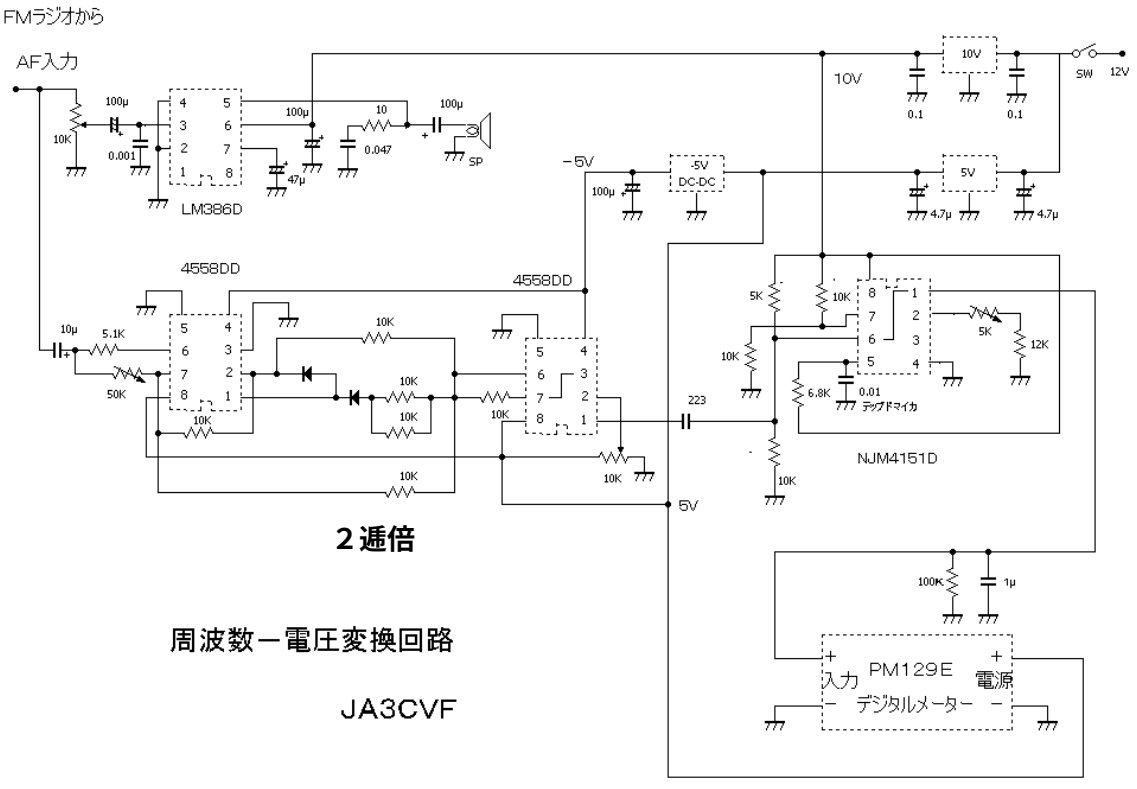
約５００m離れてＤＡＴＶの実験に成功しました。
アンチパラレルではぎりぎりですが、バラクターでは余裕で受信しました。

参考にＶ－Ｆ変換、ワイヤレス送信、Ｆ－Ｖ変換回路は別紙に掲載しました。
Ｖ－Ｆ変換時聞き易い様に２分周しているので、Ｆ－Ｖ変換時は２逓倍して元の電圧にしています。
ＮＪＭ４１５１の５ピンに接続の０．０１μは温度ドリフトの少ない物を使います。値段は高いのですがデップドマイカコンデンサーが最高でした。

以上

和歌山県日高郡日高川町蛇尾５００－２０
森本　清


NJM4151D
入力
1μ~4.7μ
100K
50K
9V
SW
12V
0.1
0.1
10
100μ
0.047
SP
6.8K
ディップドマイカ
0.01
6.8K
1μ
100K
100K
22K
100μ
10K
0.001
0.022
LM386D
47μ
100μ
2分周
TC4013BP
22K
SW
5V
10P
10P
5P
0.1
10
10
4.7μ
4.7μ
68K
10K
47μ
5P
5P
22P
22P
10P
10P
0.1
15K
1.5K
5P
486
486
2SC3608
V－F変換＆ワイヤレス送信回路
JA3CVF


FMラジオから
AF入力
10K
100μ
0.001
LM386D
100μ
10
0.047
100μ
SP
47μ
10V
0.1
0.1
SW
12V
−5V
100μ
-5V
DC-DC
5V
4.7μ
4.7μ
4558DD
4558DD
10μ
5.1K
50K
10K
10K
10K
10K
10K
10K
10K
5K
10K
5K
12K
6.8K
0.01
ディップドマイカ
223
NJM4151D
10K
5V
2逓倍
100K
1μ
入力
PM129E
電源
デジタルメーター
周波数－電圧変換回路
JA3CVF

2014.8.20

「135GHz トランスバーター」の紹介

ＪＲ１ＦＲＨ　宇田川　康

はじめに

北関東を中心とするミリ波実験グループは 47GHz をはじめ 77GHz、135GHZ、249GHZ と実験を重ねて数々の結果を発表させていただきました。

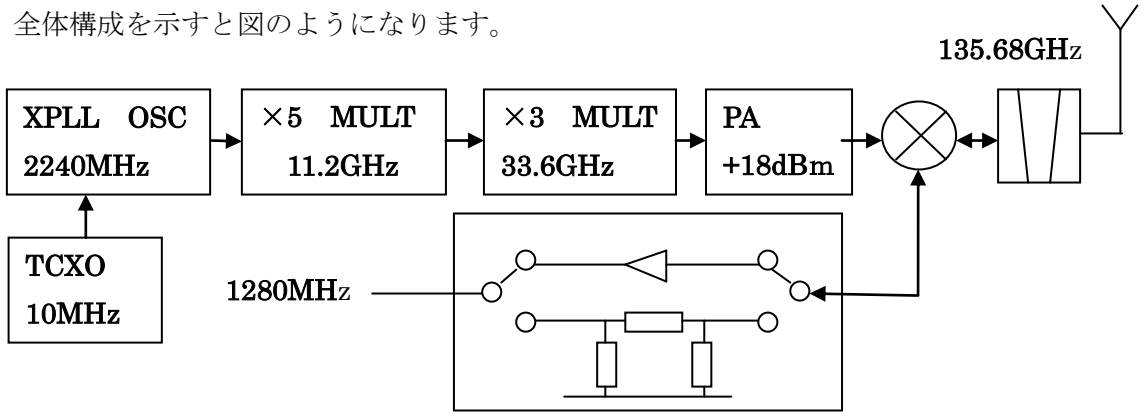
近年、135GHz や 249GHz のパワーアップなど実験を重ねていますが良い結果が出ず現状のシステムでは限界ではないかと考えています。将来願望として 1 局でも多く 135GHz、249GHz へ周波数アップをしていただいて実験を重ねて新たな発想で改良を重ねて発展して行きたいと考えています。まずは第一歩として現状の 135GHzTRV をご紹介します。

数年前に製作した機器ですので内容が若干古いですが参考になれば幸いです。

構成図

135GHz 帯 TRV は 47GHz、77GHz とまったく同じで周波数構成が違うだけで最後のハーモニック Mixer の逓倍数が異なるだけです。

全体構成を示すと図のようになります。



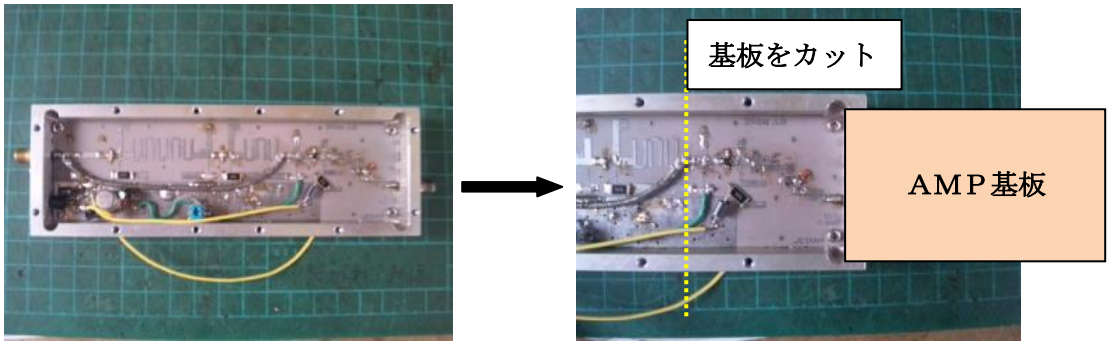
LO　OSC

当初このバンドは 142GHz として開放されており、大日方 OM がすでにマイクロウェーブチャレンジに発表されていますので詳細は省きます。142GHz 帯では OSC 周波数は 2360MHz でした。このユニットの XTAL を変更して 2240MHz にしました。この周波数は 5GHz、10GHz の LO 周波数と同じですのでお手持ちのジャンク箱に 1 つは出てくるのではないでしょうか。しかし、ミリ波帯においては周波数の安定度が重要ですので PLL ロック方式などの方策をとらなければなりません。

現在では PLL OSC でも C/N の良い OSC が出ていますので簡単に入手することが可能です。

11GHz 帯 逓倍器

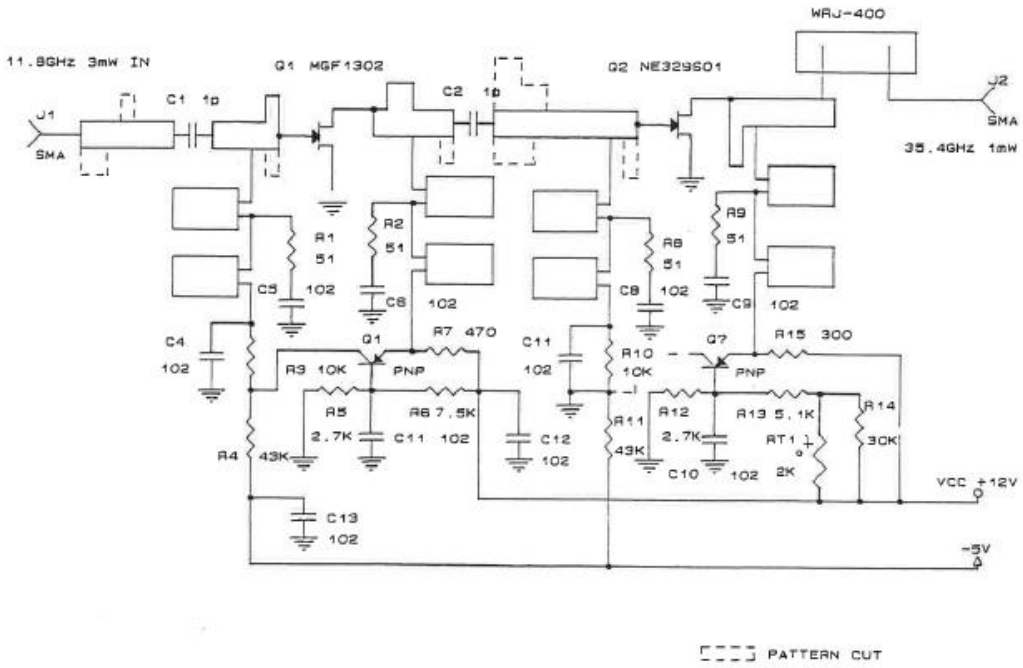
当局の場合は 24GHz を製作した際に使ったセブロン電子の 10 逓倍基板をカットして出力に 10GHzAMP を挿入して 1 つのケースにまとめて＋10dBm を得ています。
基本的には 10GHzAMP 基板を改造することで簡単に逓倍波を取り出すことができると思います。最後に BPF を挿入してスプリアスをカットしてください。スプリアスが多いと C/N の低下を招きますし特に受信感度に影響を及ぼします。



10 逓倍基板　　5 逓倍に変更

33.6GHz 帯 3 逓倍

11GHz 帯から 3 逓倍は大日方 OM が発表されたユニットをそのまま使用しています。ジャンクの 14GHz 帯の AMP 基板をカットして 2 段 AMP として MGF1302+NE329S01 で 33.6GHz を取り出し WRJ-400 相当の導波管フィルターを通して SMA コネクターで取り出しました。出力は 0dBm を目指しましたが－1dBm で諦めました。



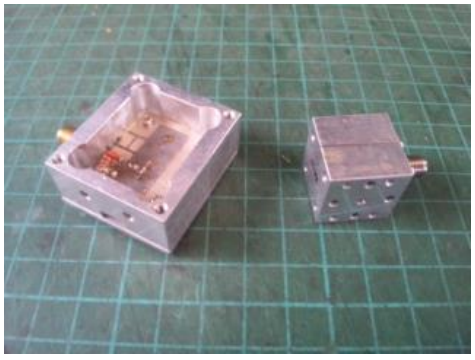
33GHz 帯 PA

この PA は Alpha　Industries 社の MMIC モジュールで中古を偶然に入手することができました。これが無ければ 77GHz や 135GHz の TRV はできませんでした。

この AMP は入力－1dBm で出力 18dBm~20dBm が得られましたので難なく Mixer をドライブすることができました。しかし、現在は入手不可能です新しく 135GHzTRV 製作にあたりこの 3 逓倍及び PA の入手が最大のポイントとなるでしょう。

Mixer

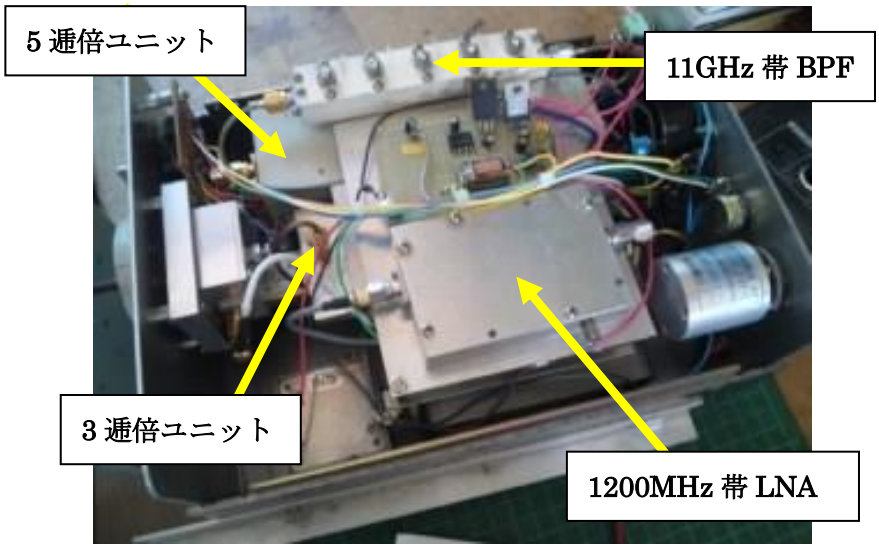
写真のとおり DB6NT と増田 OM が設計された 2 種類の Mixer どちらでも動作しました。
出力・感度もほぼ同じでした。
DB6NT では基板内のスタブ調整が必要で旨く調整できれば出力は－12~15dBm 程度となるでしょう。
135GHz が測れるパワー計で測定した結果、当局の Mixer は－11.5dBm でした。



左 DB6NT　　右 増田 OM 設計

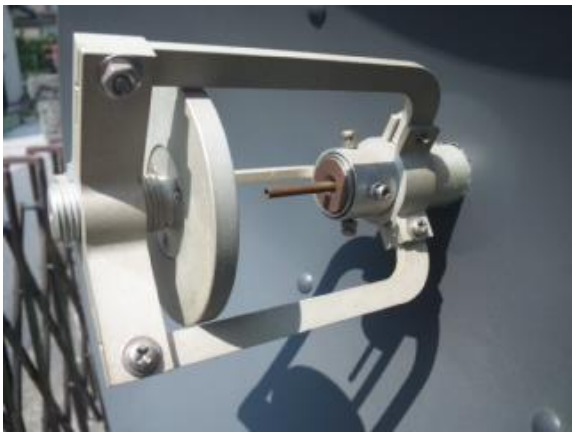
組み立て

各ユニットを写真のように組み立てました。
上下 3 段構成で下段は LO OSC とキャリコンユニット、中段に 5 逓倍、3 逓倍ユニット最上段は 11GHz 帯の BPF と 1,2GHZ 帯の LNA を収納しました。



アンテナ

アンテナは TDK の 0,5φのセンターフィード型ＢＳアンテナを流用しました。
副反射鏡は写真のとおりです。一次放射器は内径 2.5mm の銅パイプを使用しました。
少しでもゲインを上げたい思いで銅パイプの先端をホーン型にするなど様々な実験を行いましたが放射パターンが乱れてゲインが下がってしましました。結果的にはカットしたままの状態が一番良い状態でした。計算上では効率 60%で G:51dB となります。



実験を通しての改善点

実験を重ねて改善点が見つかってきました。

① 送信のパワーを上げるためには 33.6GHz の LO パワーは高い方が良い、しかし受信時は S/N が悪くなる⇒適正な LO 入力がある。
② 送信時最大パワーを出力させるには Mixer の LO と IF の入力のパワーバランスが必要

① 受信時の S/N 改善

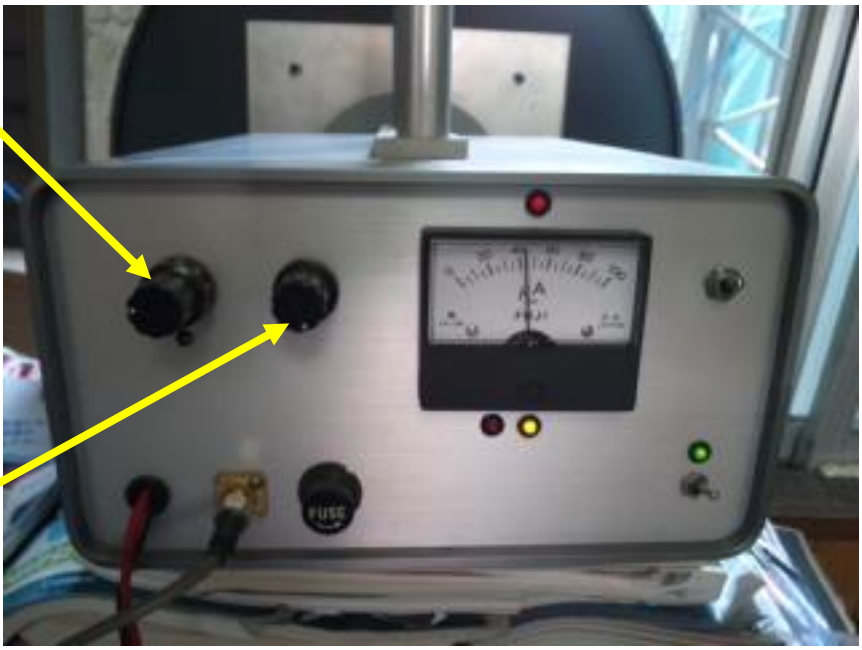
様々な改善の方法がありますが今回はＰＡ電源の電圧を可変方式にしました。
電圧を下げればパワーは下がります、しかし下げ過ぎると PA を破壊してしまう恐れがありますので可変範囲は－1V としました。
可変三端子レギュレーターLM317 の ADJ 端子の抵抗にリレーを通して並列に可変抵抗を挿入することで受信時には可変、送信時は規定電圧となるように改修しました。規定電圧から－1V 以下にならないようにカット&トライで抵抗値を決定しています。

② 送信パワーの最大出力

33.6GHz の LO 出力は PA で決まってしまいますので LO パワーに合った IF パワーの決定が必要となります。これに対しては IF 入力に 10dB の可変 ATT を挿入して 1dB 単位で可変できるようにしました。最大値の決定は相手局にＳメーターを読んでもらい ATT を可変してピーク値を求めます。

受信時 LO 出力

送信時 LO 出力



交信結果

大平山⇔キャサリン公園	21km	JA1KVN	59＋	JR1FRH	59＋	FM
キャサリン公園⇔筑波山	41km	JA1KVN	55	JR1FRH	55	FM

以上のように－12dBm の出力で約 50km の距離で交信が可能です。出力があと 10dB アップできれば夢の 100km 超えが可能かもしれません。この**出力アップが今後の課題です。みなさんの斬新な発想でチャレンジを期待します。**

このＴＲＶ製作では北関東ミリ波実験グループのご助言をいただきました事に深く感謝いたします。

ミリ波実験グループ

ＪＡ１ＧＬＤ、ＪＡ１ＫＶＮ、ＪＨ１ＬＵＩ、ＪＧ１ＭＦＲ、ＪＦ１ＮＡＣ、ＪＲ１ＦＲＨ　順位不同

249ＧＨｚバラクタ逓倍ＭＩＸ方式への改造と周波数の追加

2014.09.10　ＪＡ8ＣＭＹ　増田幸雄

ミリ波帯で大きな出力を得るにはバラクタ逓倍方式が有利です。しかし逓倍方式では一定振幅の信号しか扱えず、ＳＳＢや、ＱＡＭ変調波では歪が大きい課題があります。出力が大きいバラクタの利点を生かしてＳＳＢなどの信号でも運用できるように逓倍ＭＩＸ方式を実験しました。　ＭＩＸ出力波は逓倍波に比較して５～10ｄＢ低下しますがショットキーダイオードよりは大きな出力が得られるメリットがあります。

図１が逓倍ＭＩＸ回路の概略図です。基本的には逓倍回路と同じで、バイアスラインをチョークコイルでＲＦ的にＧＮＤから浮かせて、ＩＦ信号を入力します。

バラクタは逆耐圧が高く、ショットキーダイオードに比較し大きなＬＯ信号と、ＩＦ信号を入力出来ますが、ダイオードMA46H146 ではジャンクション温度の制限から200ｍW／個　程度が限界のようです。

図１　バラクタ逓倍ＭＩＸ回路

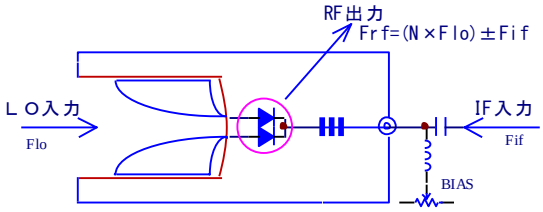
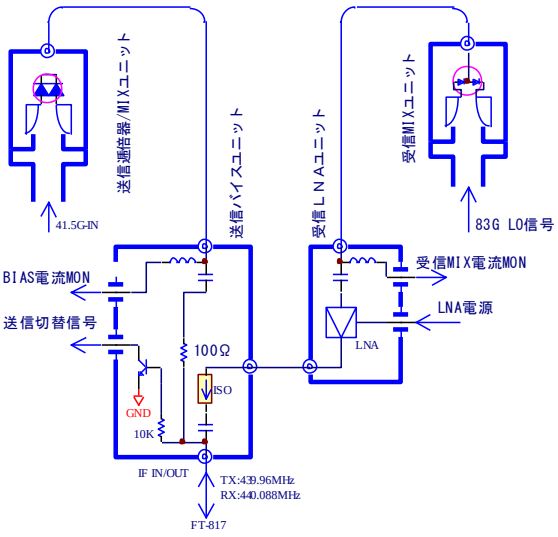


図２．逓倍ＭＩＸ改造図

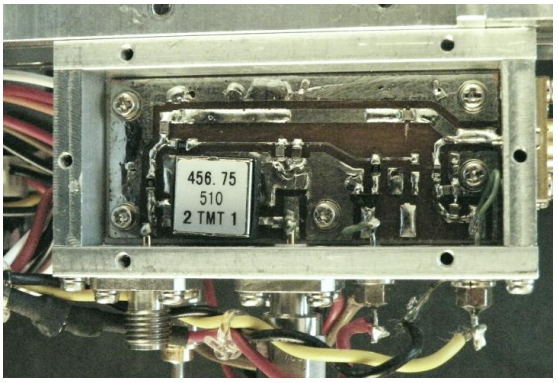


１．給電部の改造

249ＧＨｚ６逓倍器にＭＩＸ用のバイアスユニットを追加しました。　図２が給電部の接続図です。　給電部は送受分離の構成で、親機にはＦＴ-817 を使いＩＦは430MHz帯です。　送信時ANT端子に+5Vを供給するようにＦＴ-817 を改造し親機側の操作で送受切り替えができます。

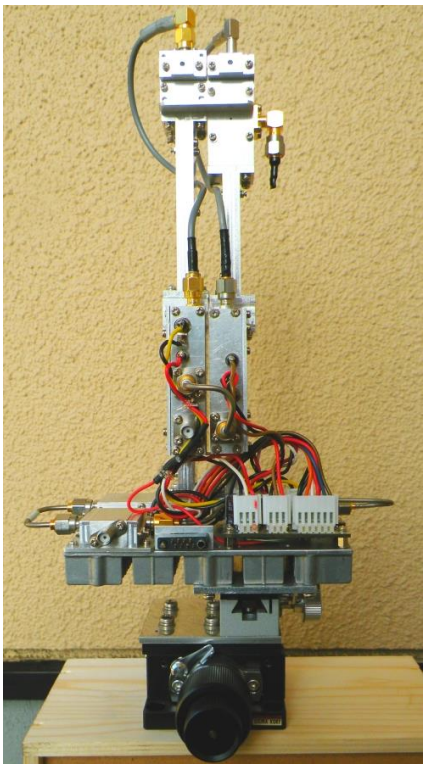
FT-817　の送信はＬＯＷ-ＰＯＷ設定とし、直列に挿入した 100Ωの抵抗を通して減衰させバラクタ逓倍ＭＩＸへ供給します。ＡＴＴ回路を使うと受信 IF 信号の損失が大きくなります。　送信ＩＦレベルの増加により出力も増加しますが+8ｄＢｍ付近で飽和し、さらに上げると歪により不要側帯波が発生し目的の送信信号レベルが低下してしまいます。　受信時はＬＮＡで増幅した信号を ISO を経由して IF 端子に出力します。　ISO は受信信号を低損失で通過させ送信時の高いレベルの送信ＩＦ信号を阻止します。

写真１．送信バイアスユニット



送信時はＩＦ端子に供給された電圧を使ってトランジスタのオープンコレクタ回路により送信制御信号を出力します。　バラクタは抵抗による自己バイアス回路で、逓倍動作とＭＩＸ動作時では最良点が異なりました。　逓倍方式と、ＭＩＸ方式を共用するので逓倍動作時の最良点に設定しています。　写真１が送信バイアスユニットで写真２が改造した給電部です。

写真２．改造した給電部



２．本体部の追加改造

逓倍ＭＩＸ方式を増設するため本体部へ周波数の追加改造を行いました。　改造前の逓倍方式では 249GHz に加えて高調波を利用した実験用に 332GHz、415GHz、498GHz、581GHz を受信するため送信１波と受信５波の計６波を Solilock により切り替えていました。　逓倍ＭＩＸ方式を増設するため Solilock 基板を１枚追加し、設定できる周波数を１６波としました。　設定周波数に余裕ができたので、高調波を利用した受信周波数として、664GHz、774GHz、830GHz も設定しました。　逓倍ＭＩＸ方式では逓倍次数が大きくなると出力が低下するので 664GHz までの設定としています。
図３が逓倍ＭＩＸ方式の設定周波数、図４が逓倍方式の設定周波数です。

図 3．ＭＩＸ方式周波数図　　＊(　)内は DRO の発振周波数

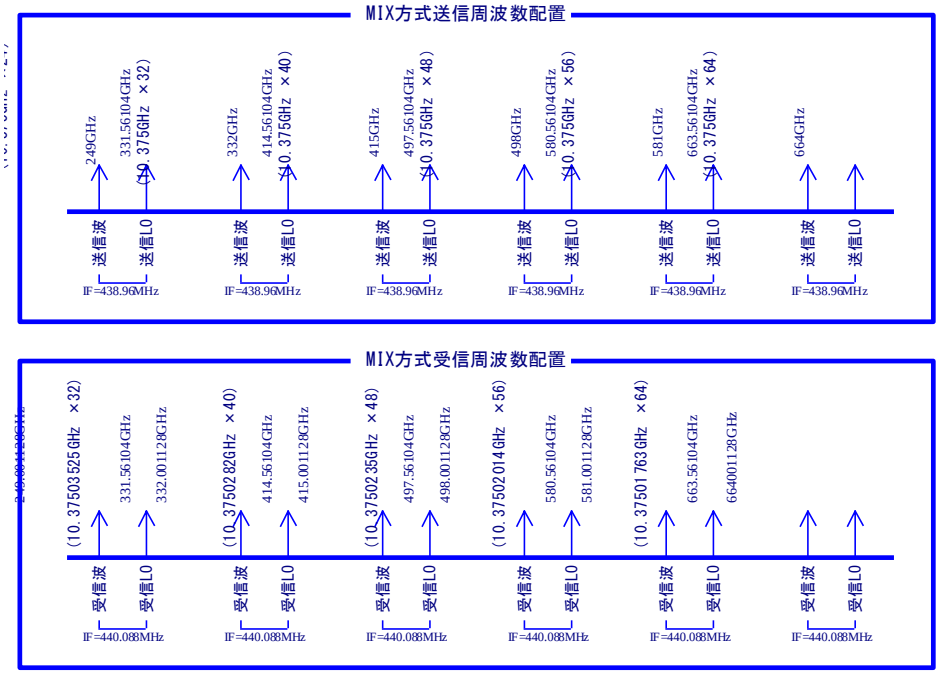
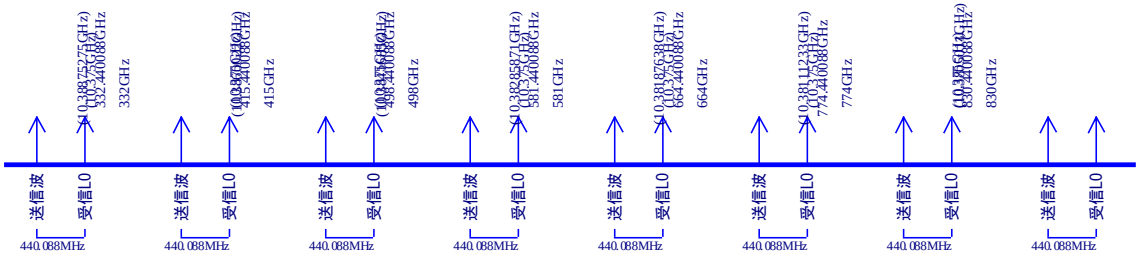


図４．逓倍方式周波数図 ＊(　)内は DRO の発振周波数



逓倍ＭＩＸ方式では送信ＩＦを438.96MHz、受信ＩＦは逓倍方式と同じ440.088MHｚに設定しました。これで近距離での実験においても送信ＩＦ波が直接親機に受信されることはありません。

逓倍ＭＩＸの基礎実験において下側MIX 波のレベルが大きかったので、送信LO を上側配置とし、逓倍方式の送信周波数をそのまま送信 LO 周波数としました。したがって MIX 方式での送信波は、逓倍方式よりも 438.96MHz だけ低い周波数になり 249GHz の場合 248.56104GHz です。

実際の運用では出力の大きな逓倍波信号を確認し逓倍 MIX 信号の受信へ切り替える様にします。　逓倍送信波と逓倍 MIX LO 波を共用することで、送信側は親機からの送信 IF が入力されない状態では通常の逓倍波送信、送信 IF が入力されると逓倍 MIX された周波数が出力されます。受信側では逓倍波、逓倍 MIX 波のどちらでも選択受信することが可能です。周波数増設の Solilock 基板 2 枚を背面に配置し写真3 のように 1 個のｹｰｽ内に収容しました。周波数設定の配線は基板 2 枚分を並列に接続して本数を削減しました。25MHz の基準信号は 3dB-HYB で分配供給、PLL の VC ラインはリレーにて切り替え、Solilock の電源は動作させる側にのみ供給するようにしました。　周波数切替の 8 接点 SW とトグル SW との併用で逓倍動作と

写真３．SOLILOCK 基板の追加収容

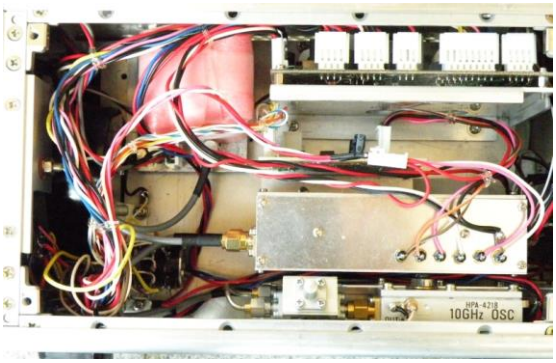
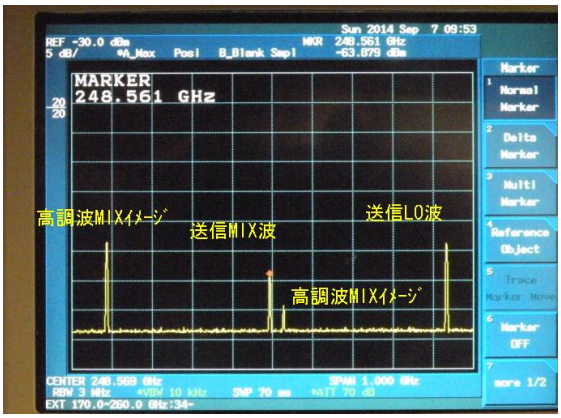


写真４．前面パネル（貼り付け修正）

写真５．逓倍 MIX 波出力



逓倍 MIX 動作での周波数を選択します。写真 4 が改造後の前面パネルです。

３．逓倍ＭＩＸの性能

249GH z の 6 逓倍 MIX 波は、逓倍波に比較し 7.5dB の低下でした。送信 LO 信号が約 5dB 程高い値で出力されてしまいますが LO 信号、上側 MIX 波共アマチュアの帯域内に収まります。写真 5 が 249GHz 逓倍 MIX 送信波のスペアナ波形、写真 6 が逓倍波のスペアナ波形です。逓倍 MIX 方式は 249GHz～498GHz では使えそうですが、581GHz、664GHz では C/N の劣化もあり、何とか送受信が可能な程度の性能でした。距離は短くなりますが、音声での通信が出来るようになりました。

４．受信 MIX の改良

受信 MIX のバックショートは 249GHz で最良の位置に固定していたため他の周波数では整合されていない課題がありました。周波数を追加して、より高い周波数での実験を目指すには各周波数で受信を最良とする必要があります。波長が短く 1/50ｍｍ程度の精度でバックショートを設定できるように改造しました。バックショートを微動できるように超小型のマイクロメーター・ヘッドを利用し先端に 0.9ｍｍ径に削ったショート棒を装着しています。押し込み過ぎによるダイオードの損傷を防止するため、装着した丸棒の肩のところで止まるように MIX 側の穴の深さを調整しました。

バックショートを固定した場合に比較し 5～10dB の改善がありました。　ピークが複数ありますので、最良位置を記録して運用時はこの値に設定します。ピーク点が複数存在するのは受信周波数に整合する位置と、LO 周波数に整合する位置があるものと考えられます。　受信ＭＩＸユニットは

写真６．逓倍波出力

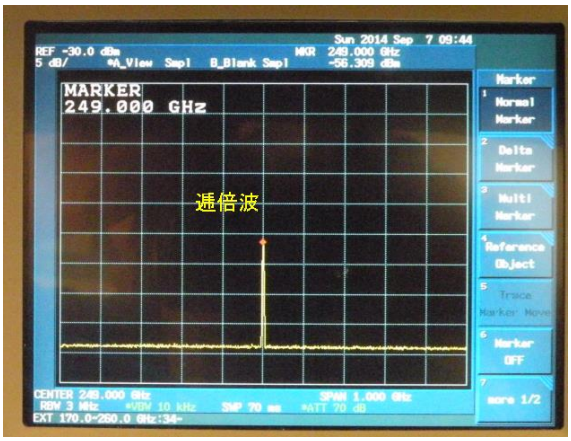


写真７．超小型マイクロメータヘッド

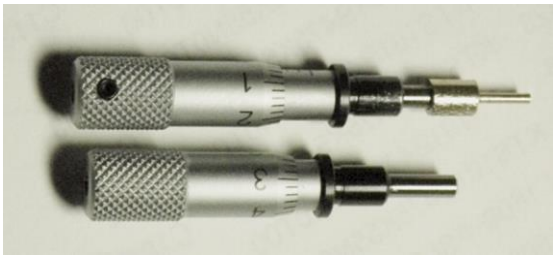
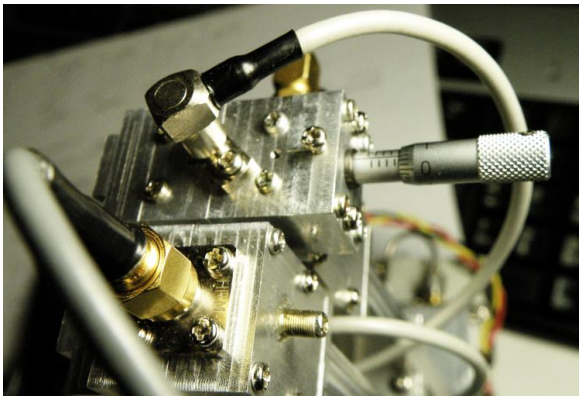


写真８．ﾊﾞｯｸｼｮｰﾄを装着した受信 MIX



後記するように 332G Hz 以上の送信でも使いますが、受信と送信ではショート位置が異なりました。

５．受信 MIX ユニットを使った逓倍送信

332GHz 以上の周波数ではバラクタ逓倍よりもショットキーダイオード逓倍の方が効率の良い場合があることがわかり、受信 MIX ユニットを使って逓倍送信も出来るように改造しました。　図５が屋内 30cm の距離において給電部対向で測定したバラクタダイオード(VDi)と、ショットキーダイオード(SBDi)で送信した場合の受信入力値です。

表１．バラクタ逓倍と、ショットキー逓倍の比較　（受信 MIX 出力端での換算レベル）

2号機受信				1号機受信		
①⇒②	①VDi 送信	①SBDi 送信		②⇒①	②VDi 送信	②SBDi 送信
249GHz	−77.7dBm	−83..9dBm		249GHz	−76.9dBm	−82.9dBm
332GHz	−117.4dBm	−113.6dBm		332GHz	−107.5dBm	−106.9dBm
415GHz	−115.2dBm	−110.6dBm		415GHz	−117.6dBm	−114.6dBm
498GHz	−119.5dBm	−116.1dBm		498GHz	−123.8dBm	−119.9dBm
581GHz	−132.9dBm	−129.1dBm		581GHz	−129.4dBm	−131.5dBm
664GHz	−139.5dBm	−139.5dBm		664GHz	−141.6dBm	−143dBm
747GHz	−139.7dBm	−137.9dBm		747GHz	−139.7dBm	−137.7dBm
830GHz				830GHz		

表１の結果から 249ＧＨｚではバラクタの出力が大きく、332ＧＨｚ以上ではショットキーダイオード逓倍が良い値を示しています。　ショットキーダイオードは 83GHz 帯で約 20mW と少ないドライブ電力ですが、バラクタに比較して逓倍数が 1/2 であること、ｆＴが高い事によるものと考えられます。　830GHz は屋内の給電部対向 30cm では受信できず、極近接させて受信可能になる状態でした。　屋外での実験では 774GHz、664GHz は距離 100ｍではまだ余裕があり、830GHz は 50ｍまで受信ができました。　40ｃｍ径のパラボラでは大き過ぎで方向合わせが難しく、この周波数帯では 20cm 以下の小口径のアンテナと雲台微動機構の改良が今後の課題になりました。　830GHz は逓倍数が大きいことから C/N の劣化が大きいです。　周波数の揺らぎ幅も大きくなり 300Hz 帯域での受信は難しい状況でした。

本体にはジャンクの測定器ケースを利用しており、各側面に通気用の穴が開いています。このため屋外運用では風の影響で内部温度が変化し周波数の揺らぎが発生するので、OCXO とルビジューム OSC を断熱材で包んでいます。

終わり

830ＧＨｚ　50ｍでの受信

フィード・ホーン・アンテナの最適化設計

JA6XKQ / 武安 義幸

フィード･ホーン･アンテナとして定番の W2IMU ホーンの性能を越えるべく、コンピュータ・シミュレーションによる最適化設計を試した。粒子群最適化アルゴリズム (Particle Swarm Optimization : PSO) を用いて、 W2IMU ホーンを凌駕する性能が見えてきた。

はじめに

F 値が 0.5 以上のプライム・フォーカスのパラボラ・アンテナでは、フィード・アンテナとして W2IMU ホーンが定番であり、多くの採用例が発表されている。定番である理由は、

- パラボラ反射板への照射効率が高い
- サイドローブが低い
- 簡単な設計法が確立しており、再現性が高い
- 工作が比較的容易

等であろう。 [1]

特長である「照射効率が高く、サイドローブが低い」性能は TE_{11} と TM_{11} モードを用いたことによるもので、この設計手法によるアンテナはデュアル・モード・ホーンと呼ばれている。 W2IMU ホーンの特長は単純なホーンに比較してのものであり、その性能には改善の余地がある。

改善の手法としては、 TE_{11} と TM_{11} モードよりさらに高次のモードも使うもので、マルチ・モード・ホーンと呼ばれる。[2] 設計手法としては、マルチ・モードの励起量を解析的に求めるもの [3] [4] と、最適解探索アルゴリズムを用いるもの [5] に大別される。本稿では後者の最適解探索アルゴリズムを用い、マルチ・モード・ホーンの最適化設計を試みた。

JA6XKQ ホーンとなるか？

試行した最適化の結果を **図-1** ~ **図-3** に示す。 **図-4** ~ **図-6** は比較する W2IMU ホーンの特性である。

図-2 と **図-6** の放射パターンの比較から、JA6XKQ ホーン（仮称）のサイドローブが低く押さえられていることが判る。また、JA6XKQ ホーンでは、メインローブの H/V 偏波特性が対称形であることも特徴である。これらの特徴は、後述する最適化において、「メインローブの H/V 対称性」および「擬似 G/T 特性」（**図-3** 、**図-6**）に着目して最適解を探索した結果を示している。**図-3** と **図-6** に示す G/T は擬似的な数値で単位 (dB/K) はない。プロット上の数値が高いほど G/T が優れているという相対的な優劣のみを示す。

図-1 に示す外観の寸法（波長で正規化）は下記のとおり。寸法の定義は **図-7** による。

R0 = 0.466	
R1 = 0.688	L1 = 0.680
R2 = 1.013	L2 = 0.235
R3 = 0.616	L3 = 0.603
R4 = 0.663	L4 = 0.231
R5 = 0.986	L5 = 0.503
R6 = 0.777	L6 = 0.196

ホーンの形状

図-1 と **図-4** に Xnecview [6] で表示した外観を示す。ホーン根元の同軸 / 導波管変換部を除き、**図-1** は 6 セクションの、**図-4** は 2 セクションの円錐から構成される。

図-1 を見ると、「果たして製作可能か？」との疑問が出てくる。現状ではコンピュータ・シミュレーションのみで、製作と実測による性能確認には至っていない。ここでは、多段セクションによるマルチ・モード・ホーンの数値実験として報告する。

まずは、**図-4** の W2IMU ホーンを基本として理解する。ホーン根元の同軸 / 導波管変換部は TE_{11} を発生し、次のテーパー部（第一セクション）で高次モードが発生する。次に続く円筒部（第二セクション）で TE_{11} と TM_{11} モードの位相関係を調整し、開口部で両モードの位相関係が適切となることでサイドローブが低くなる（キャンセルされる）。

テーパー部で発生する高次モードは TM_{11} モードだけではないので（ただし、高次モードの発生量はテーパーのフレア角度で調整可能）、第二セクションだけでは調整代（設計パラメータ数）として不足する。2 セクションの W2IMU ホーンは、マルチ・モードの最低次数であるデュアル・モードを利用するための必要最小限な最適形状であると理解される。

この理解を単純に拡張すると、マルチ･モードを利用して特性をコントロールするには、基本形である 2 セクション型を多段にするアイデアに必然的に考えが至る。

多段セクション・ホーンの寸法定義を **図-7** に示す。

最適化手法

設計パラメータを増やして調整が自由になったのは良いが、どのように寸法パラメータを決定するのか？

モード解析法 (Modal Analysis) **[3] [4]** によるシミュレーションには、これまで馴染みがない。所有するシミュレーション・ツールは NEC2++ であり、ほぼ任意形状のアンテナを解析することは可能である。求められるアンテナ特性を生成する寸法パラメータを導出することはできないが、寸法パラメータを与えればアンテナ特性を計算できる。したがって、とり得る手法は、NEC2++ へ試行錯誤的に寸法パラメータを与え、得られた結果から特性が良くなりそうな寸法パラメータの方向性を見出し、試行錯誤を繰返すことで最適解へ到達する手法となる。

このような「行き当たりばったり」な探索を科学的に行なう手法として、シンプレックス法 (Nelder-Mead Downhill Simplex Method)、遺伝的アルゴリズム (Genetic Algorithm: GA)、粒子群最適化アルゴリズム (Particle Swarm Optimization: PSO) 等がある。**[7]** シンプレックス法は局所解を、GA と PSO は大域解を探索する。

本稿に至る経緯では、まず、シンプレックス法を試し、次に GA を、そして最後に PSO へと巡ってきた。シンプレックス法は局所解にしか到達できず、結果は初期値に依存する。では、初期値を様々なパラメータの組合わせで試すとなると、本末転倒な話である。一方、GA と PSO はランダムな初期値から最適化の方向性を見出すものなので、本稿での目的に合致する。GA では探索領域を拡大するために「突然変異」を生成するが、「突然変異」が良い特性を示す保証はなく、確率としてランダムな寸法パラメータであり、時には NEC2++ での計算が破綻するようなケースに遭遇した。このような例外処理が面倒なため、GA による最適化を中断し、最終的に PSO に至った。また、GA の単純なルール（「遺伝子」を切って、つなぎ合わせる）を用いた「交配」と「突然変異」で生成される「子孫」のホーン形状が電磁気的に醜態であることも、GA から PSO へ移行した心情的な理由（工学的に美しくない）である。

PSO は大域解探索なので、PSO の結果を初期値としてシンプレックス法へ与え、さらなる局所解を求めた。

GA と PSO は、参考文献 [7] に例示されている MATLAB によるコードを GNU Octave へポーティングした。シンプレックス法は、参考文献 [8] に例示されている PASCAL によるコードを、同様に GNU Octave へポーティングした。

PSO の実行にあたっては、その収束を速く確実なものにするために、 PSO アルゴリズムのパラメータを微調整する必要があった。微調整は参考文献 [9] に従い、

- Cognitive factor　c1 = 2.0
- Social factor　c2 = 2.0
- Inertia factor　w = 1.0 ~ 0.0 （試行回数に反比例）

とした。PSO は鳥や魚の群れ (Swarm) が餌へ向ったり、外敵から逃げる時の集団行動にヒントを得たアルゴリズムで、Cognitive factor は個体の、Social factor は群れ全体の夫々の最良位置への探索に対する重み付けである。 Inertia factor（慣性）は、例えば餌（最良位置）へ近づく時、最初は勢いをつけて飛行 / 遊泳するが、徐々に減速しないと餌（最良位置）を通り過ぎてしまうことを防ぐための重み付け、と解釈すれば良いだろう。

なお、PSO は 粒子数 = 80、試行回数 = 120 回で実行した。

NEC2++

Surface Patch に関わるバグを修正し、セグメント数の上限を取払い、BLAS と LAPCK ライブラリを Intel MKL 対応として、大規模モデルを高速にシミュレーションできるように改善した。 [10]

これらの改善の結果、W2IMU ホーン程度のサイズでは、一回のシミュレーション計算を約 0.5 秒で完了できる。

コスト関数

PSO と NEC2++ は自動車で言えばエンジンと足回りとハンドルに例えることができる。自動車で目的地に行くには、ナビゲータとドライバが必要である。目的地は何処か？ それはどちらの方向なのか？ 近づいているのか、遠ざかっているのか？ 最適化におけるナビゲータとドライバがコスト関数である。

フィード・アンテナの目的（地）は、

- パラボラ反射板への照射効率が高いこと
- メインローブの H/V 偏波特性が対称であること
- サイドローブが低いこと
- 反射板エッジからの大地熱雑音のピックアップが低いこと

である。これら複数の目的（地）を同時に満足しなくてはならない。目的からどれ位離れているかを示すものを、最適化ではコストと称する。コストが小さいほど目的に近い。

第三項と第四項は因果関係にあるが、コスト関数を検討する過程では計算を簡単にするために、「サイドローブが低いこと」を評価した。

第一項の「パラボラ反射板への照射効率が高いこと」と、第四項の「反射板エッジからの大地熱雑音のピックアップが低いこと」の両者を評価するものとして「照射テーパー」と言われる指数がある。これは、メインローブの放射特性を反射板エッジで幾ら低減させるかを示したもので、両者のバランスから「照射テーパー = －12 dB」が適切であると一般的に言われている。そこで、フィード・ホーン

が反射板エッジを見込む角度（以降、テーパー角度と称する）での放射特性が –12 dB であることを目的として、そこからの外れ具合をコストとした。

上述での「メインローブ」と「サイドローブ」の定義は「テーパー角度」を基準として、

- メインローブ ＝ テーパー角度の二倍まで
- サイドローブ = テーパー角度の二倍以上

と定義した。

コスト関数として下記の三種類のコストを合計して評価した。

- メインローブの H/V 偏波差分の平均値
- サイドローブの平均値
- テーパー角度における –12 dB との差分

このコスト関数で最適化を試みた結果を **図-8** ~ **図-10** に示す。（注: **図-1** ~ **図-3** に示したものは、この結果を受けてコスト関数を改善したものである）

図-8 に示す外観の寸法（波長で正規化）は下記のとおり。

R0 = 0.466	
R1 = 0.636	L1 = 0.285
R2 = 0.696	L2 = 0.298
R3 = 0.873	L3 = 0.379
R4 = 0.969	L4 = 0.444
R5 = 0.472	L5 = 0.320
R6 = 0.963	L6 = 0.446

図-9 の放射パターンを見ると、確かにコスト関数にしたがって最適化を図った結果がうかがえる。

- メインローブの H/V 偏波の対称性はテーパー角度（F=0.55 で 49 度）まで良好である
- しかし、テーパー角度からその二倍までの対称性は乱れている
- サイドローブ（バックローブ）は低く押さえられている
- テーパー角度における –12 dB 低減は良好である
- コスト関数に含まれていない部分であるが、メインローブの肩の落ち具合がなだらかであり、マルチ･モード特有の急峻な落ち具合となっていない

上記の分析で、第二項と第五項はマルチ・モードが関わる部分である。しかし、コスト関数で直接的にマルチ･モードの関与を評価していないし、分析的ではなく試行錯誤的な最適化手法では改善が期待できない。

6 セクションまで形状を複雑化して寸法パラメータを増やしたメリットが生かされていないように思われる。

コスト関数の改善

マルチ･モードが関わる部分を直接的に評価するコスト関数があれば良いが、定量的なものが思いつかない。 NEC2++ の計算結果には Surface Patch 上の電流分布が含まれるので、それを使えば高次モードの励起状況を判定できるかと考えるが、定性的にも定量的にもコスト関数に落とし込むまでに至っていない。

そこで、フィード・アンテナの目的にたち返ると、

- パラボラ反射板への照射効率が高いこと
- メインローブの H/V 偏波特性が対称であること
- サイドローブが低いこと
- 反射板エッジからの大地熱雑音のピックアップが低いこと

である。しかし、試したコスト関数はこれらを適切に評価していないと反省される。「照射効率が高いこと」ならば、直接的に照射効率を計算すべきである。「サイドローブを低くして、反射板エッジからの大地熱雑音のピックアップが低いこと」ならば、直接的にアンテナ等価雑音温度を計算すべきである。これら二つのポイントを言い換えると「G/T の最適化」となる。手抜きでコスト関数を考えてきたが、結局は G/T というアンテナ・システムの一般的な評価法に帰着した。 G/T を最適化するには、必然的にマルチ･モードが適切に励起されるはずである。「テーパー角度における –12 dB 低減」は G/T 最適化の目安であって、目標ではないかもしれない。 G/T を最適化した結果は、-11 dB かもしれないし、-13 dB かもしれない。

この反省に基づいてコスト関数を改善する。「G/T の最適化」は、フィードとパラボラ反射板総合でのパラボラ・アンテナとしての “G/T” であることは言うまでもない。しかし、パラボラ・アンテナ総合での放射パターンを計算して “G/T” を導出することは、さすがに計算負荷が重過ぎる。したがって、フィード・アンテナ単体の特性を用いて「擬似 G/T」を評価するコスト関数を検討する。

“G/T” のうち利得 “G” は「照射効率」に比例するので、フィード・アンテナの「照射効率」を直接的に計算する。また、”G/T” のうちアンテナ等価雑音温度 “T” は、パラボラ・アンテナを天頂に向けた時、フィード・アンテナが見込む反射板の等価雑音温度（＝天空の雑音温度）と反射板のエッジ越しに見込む大地の等価雑音温度をフィード・アンテナの放射パターンで積分した値で置換する。この「擬似 G/T」はフィード・アンテナ特性の絶対値の比較はできないが、相対的な優劣の比較は可能である。

照射効率の計算には、参考文献 [11] に例示されている BASIC のコードを GNU Octave へポーティングした。擬似的な等価雑音温度の計算は、照射効率の計算の過程で天空の雑音温度 T_{sky} = 30 K、大地の雑音温度 T_{gnd} = 300 K と仮定し、パラボラ反射板を見込む角度の放射パターンに T_{sky} を、反射板エッジから水平までの放射パターンに T_{gnd} を、水平から天頂までの放射パターンに T_{sky} をそれぞれ掛け合わせて積分して算出した。これらの “G” と “T” から「擬似 G/T」を求めた。目的から外れたコストを評価するので、数値としては上述の “G” と “T” から求める “T/G” をコストとする。なお、”G/T” 評価と計算手法については、文献 [12] が参考となる。

下記の二種類の合計を改善したコストとする。

- メインローブの H/V 偏波差分の平均値
- 擬似 “T/G”

改善したコスト関数による最適化の結果が最初に示した **図-1** ~ **図-3** である。その形状は、テーパー部のフレア角度が負（広がりではなく絞り）という、マルチ・モードの励起と調整を示したものとなった。

まとめ

オープン･ソースとして発表されているシミュレーション・ツールやプログラム・ソースコードを利用して、粒子群最適化アルゴリズム (Particle Swarm Optimization : PSO) によるフィード・アンテナの最適化設計を試みた。

その結果は、マルチ・モードの励起と調整を示唆する独特な形状となり、メインローブの良好な H/V 偏波対称性と、高い照射効率と低いアンテナ等価雑音を両立させた良好な G/T 特性を示した。

現状はシミュレーションのみであり、製作と実測に

よる性能確認が今後の課題である。また、独特な形状から工作に関わる課題を解決しなくてはならない。シミュレーションに関してもコスト関数を改善することで、さらなる特性最適化が期待される。

参考文献

[1] Paul Wade, W1GHZ, “The W1GHZ Online Microwave Antenna Book – Chapter 6, Feeds for Parabolic Dish Antennas,” 1998-1999.
http://www.w1ghz.org/antbook/ch6_5-1.pdf

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

[3] Deguchi, Hiroyuki, Mikio Tsuji, and Hiroshi Shigesawa. "Synthesis of a High Efficiency Conical-Horn Antenna: Effect of the Negative Flare Angle." Microwave Conference, 2001. 31st European. IEEE, 2001.

[4] Deguchi, Hiroyuki, Mikio Tsuji, and Hiroshi Shigesawa. "A design method of multimode horn with low cross polarization for high efficiency reflector antennas." Proc. 2002 Interim International Symposium on Antennas and Propagation, 1B4. 2002.
http://ap-s.ei.tuat.ac.jp/isapx/2002/pdf/00089.pdf

[5] Leech, J., et al. "Measured performance of a 230 GHz prototype focal-plane feedhorn array made by direct drilling of smooth-walled horns." 21st Int. Symp. Space Terahertz Technology, Oxford, UK. 2010.
http://www.physics.ox.ac.uk/Users/Yassin/publications/Oxford_publications/Articles/2010/Leech2010_ISSTT.pdf

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

[7] Haupt, Randy L., and Sue Ellen Haupt. Practical genetic algorithms. John Wiley & Sons, 2004.

[8] James W. Cooper, “Introduction to PASCAL for Scientists,” John Wiley & Sons Inc, 1981.
ISBN: 0-471-08785-8

[9] Mikki, Said M., and Ahmed A. Kishk. "Particle swarm optimization: A physics-based approach." Synthesis Lectures on Computational Electromagnetics 3.1 (2008): 1-103.

[10] **武安義幸**, JA6XKQ, “NEC2++ **アンテナファームの拡張**,” 2014.
http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/Nec2ppMKL_2.pdf

[11] B. Larkin, W7PUA, “Dipole-Reflector Parabolic Dish Feeds for f/D of 0.2-0.4,” QEX, February 1996.

[12] **加藤雄大**, JM1MCF, “**ロング八木の解析と最適化研究**,” HAM Journal, No.65, 1990.

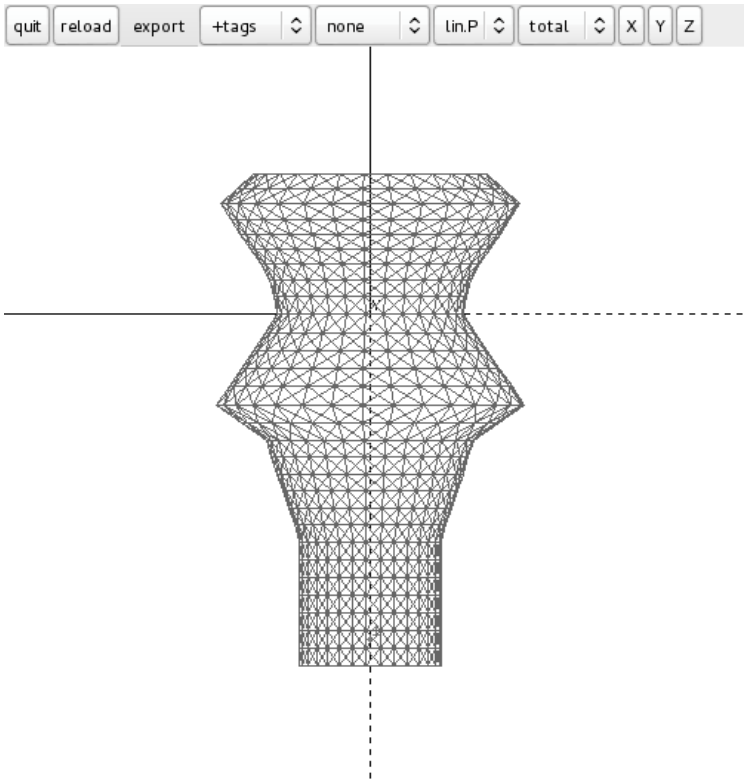


図-1 外観 ― 擬似 G/T 最適化 ホーン・アンテナ (F=0.55)

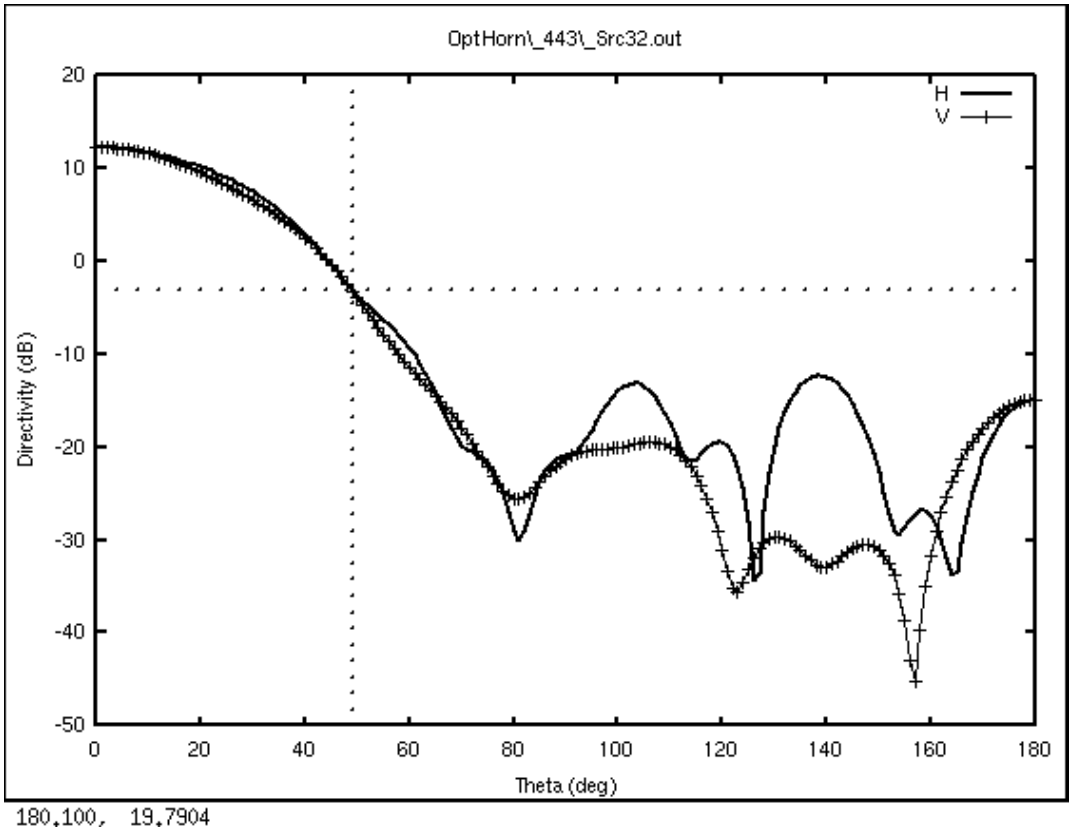


図-2 放射パターン ― 擬似 G/T 最適化 ホーン・アンテナ

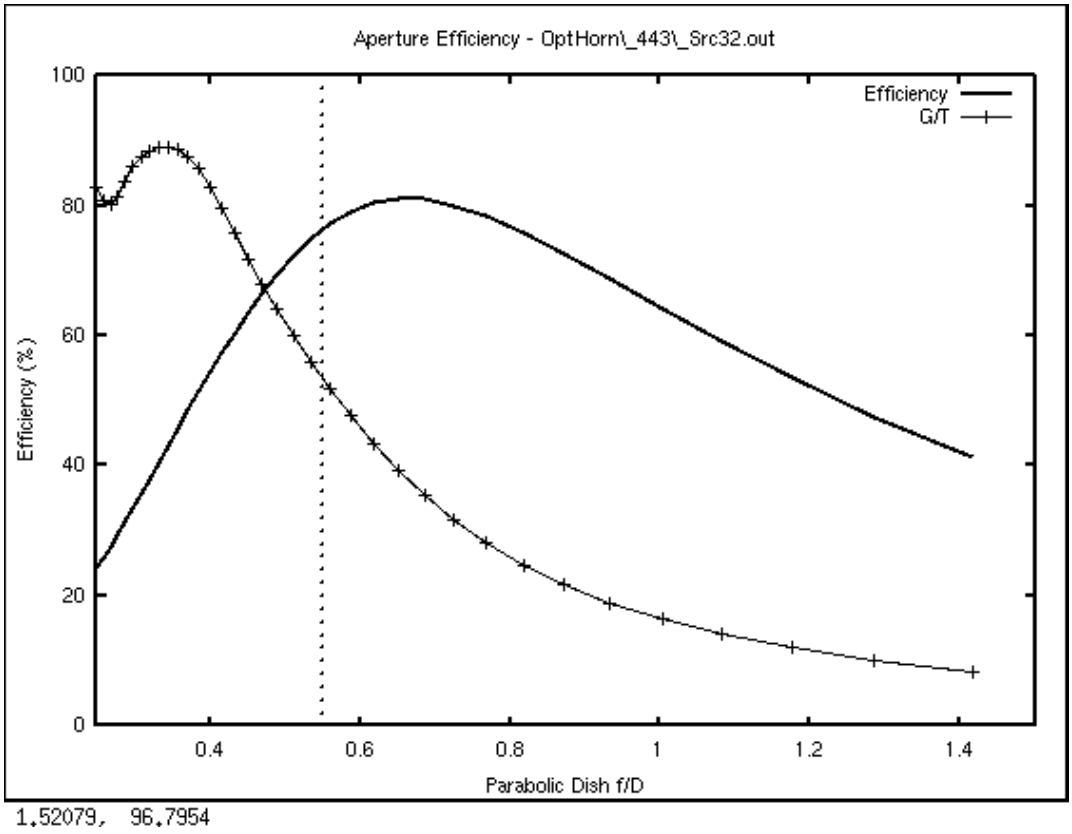


図-3 照射効率 / 擬似 G/T ー 擬似 G/T 最適化 ホーン・アンテナ

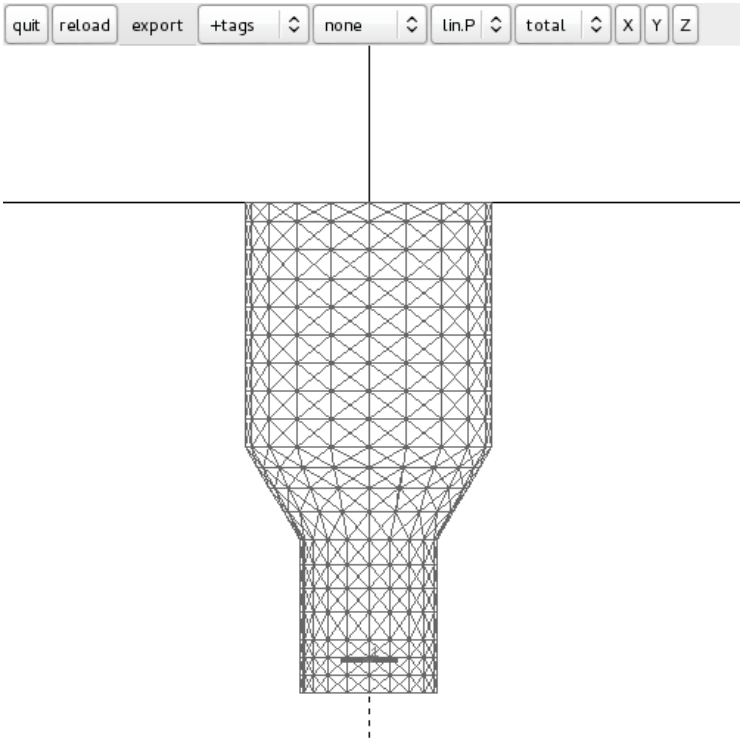
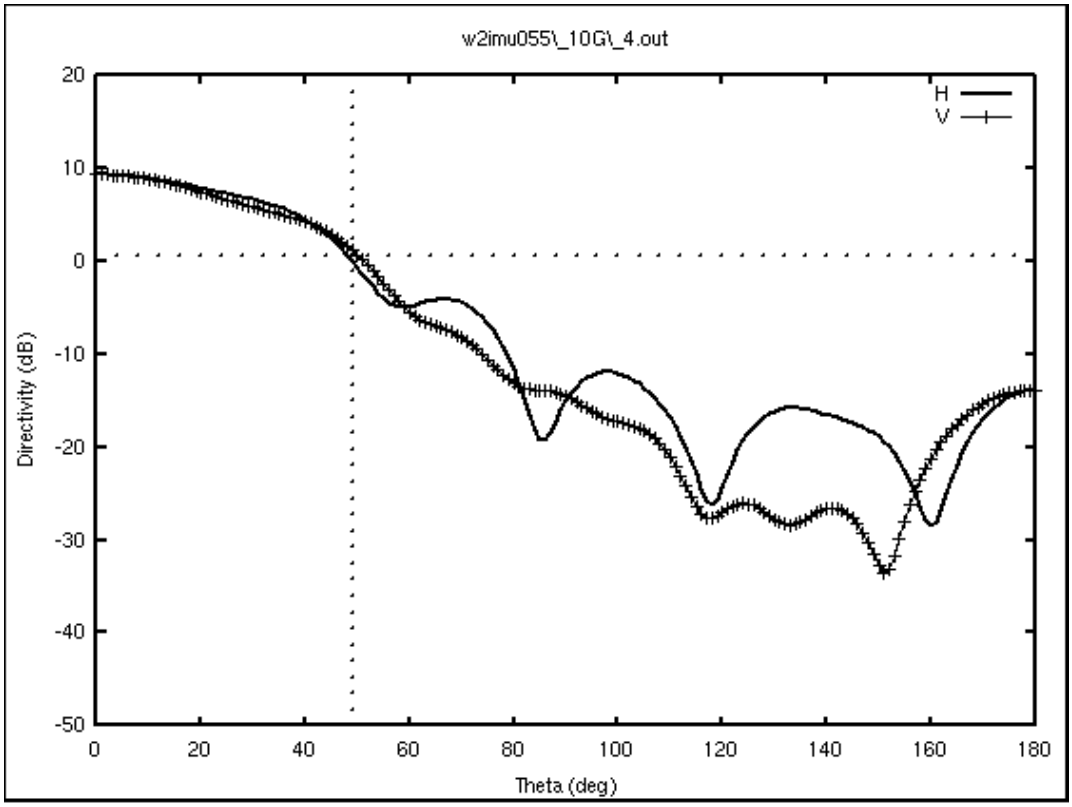
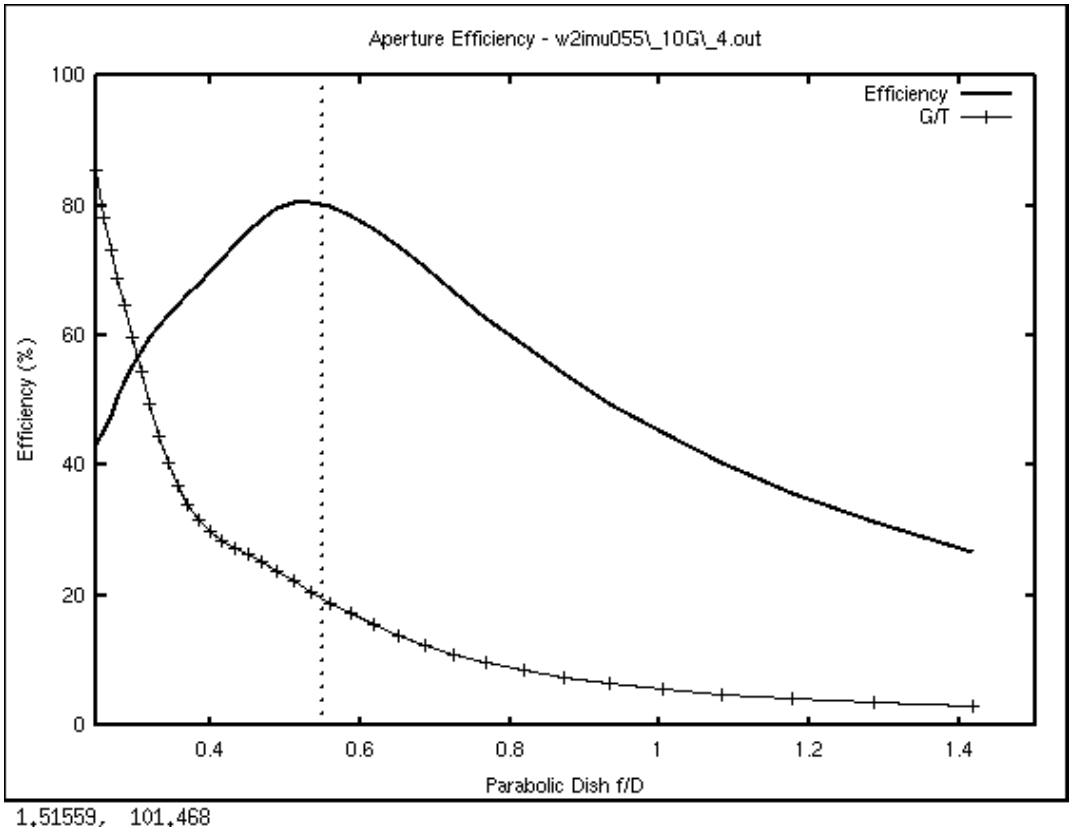


図-4 外観 – W2IMU ホーン・アンテナ (F=0.55)



183.742, 11.6143

図-5 放射パターン － W2IMU ホーン・アンテナ



1.51559, 101.468

図-6 照射効率 / 擬似 G/T － W2IMU ホーン・アンテナ

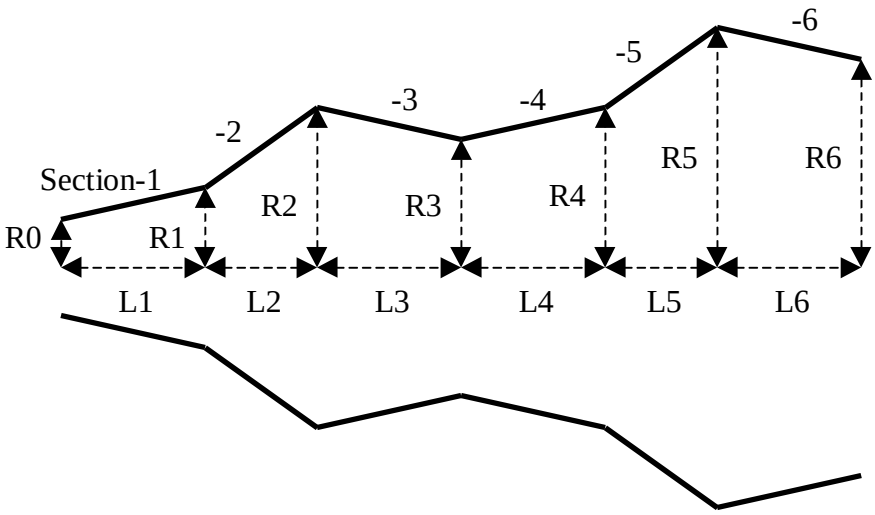


図-7 6 セクション・ホーンの寸法定義

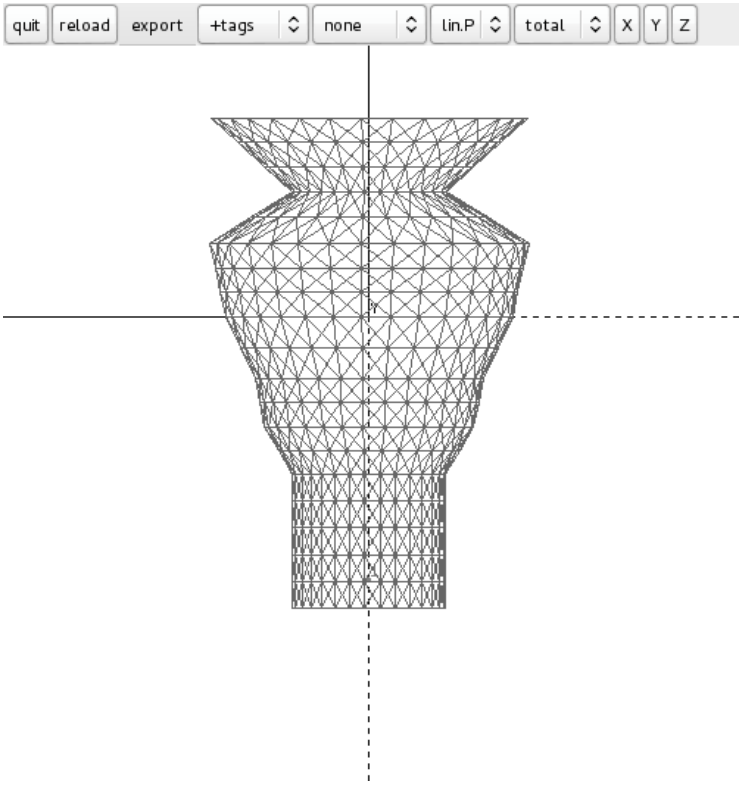
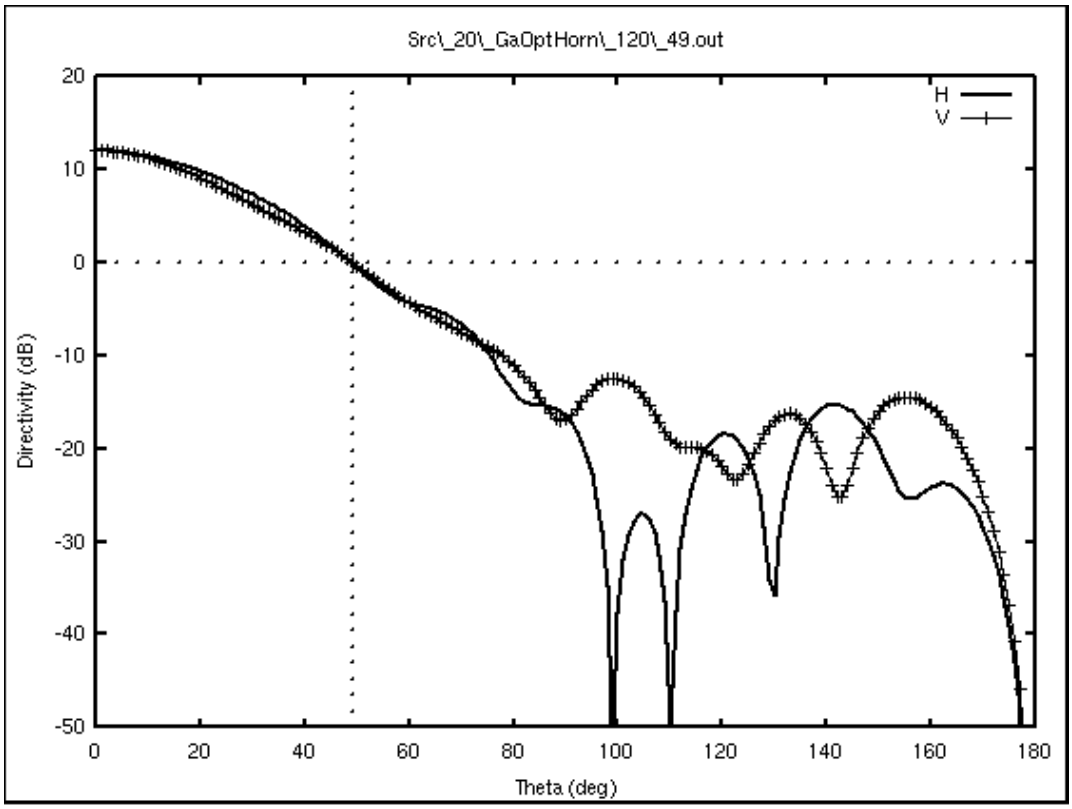
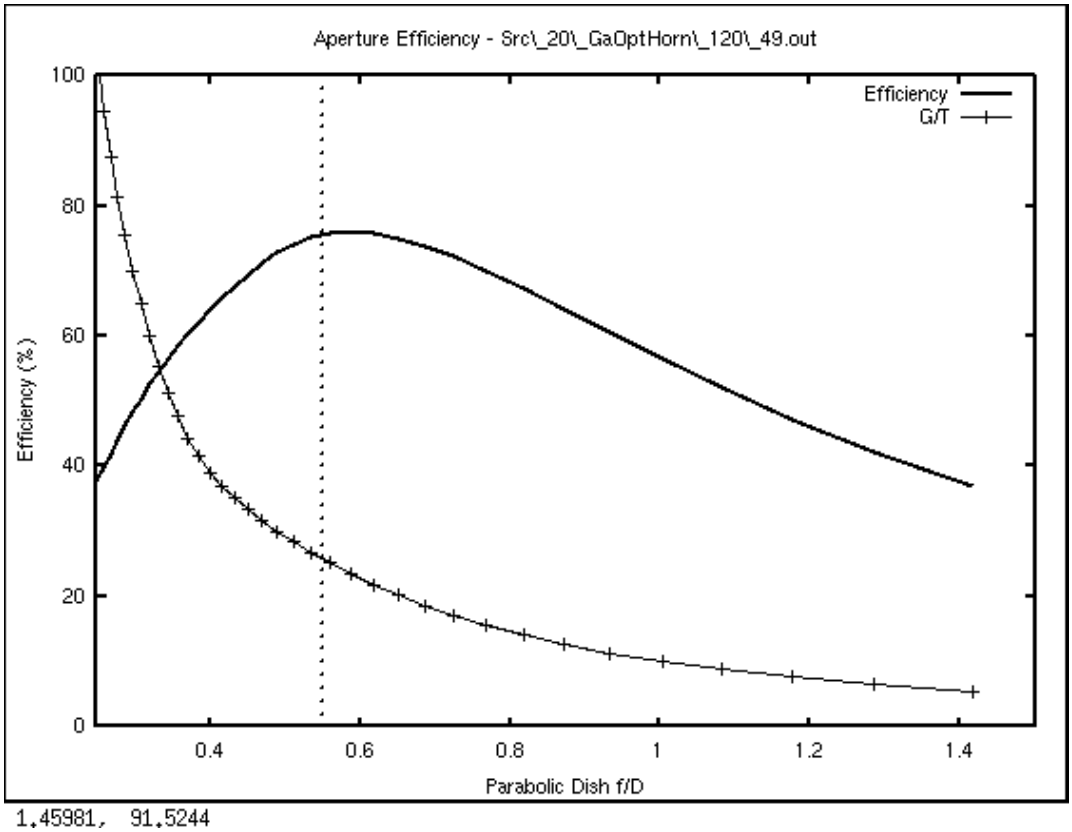


図-8 外観 ー 照射テーパー 最適化 ホーン・アンテナ (F=0.55)



180.449, 12.2222

図-9 放射パターン ― 照射テーパー 最適化 ホーン・アンテナ



1.45981, 91.5244

図-6 照射効率 / 擬似 G/T ― 照射テーパー 最適化 ホーン・アンテナ

光通信を使ったテレメーターの試作

JA1ATI　　逸見 政武　Sep 2014

＜はじめに＞

2011報告の：音で聴くパワーメーター： では表示を視覚から聴覚も使うことで作業がし易くなりました。その後、方位原点検出用の太陽ノイズを捕捉するCDFにも組み込まれ 移動運用で重宝されています。その他、様々な応用が考えられています。前回の報告では聴覚化で留ったのですが　V.F変換の直線性が良いことが判ったので、更にF（周波数）から V（電圧）へ変換すれば 送信側での直流電圧の値を受信側で復調_再現出来るので 簡単なアナログテレメーターが可能になります。

今回は、マイクロ波のアンテナ調整や試験のための、光通信を使ったテレメーター回路を試作してみました。ミリ波やマイクロ波のアンテナでは、よりよい性能を引き出すには調整作業が必修となります。ここで送受2点間を連絡用にハンデイ機などを使ったり、面倒な長いケーブルを敷設して受信した信号強度を送信側へ送り返しますが、現場では広帯域で高感度のパワーメーターなどを使うと電波障害を受ける事があります。そこで光通信を使って通話や強度レベルの信号の送受を行えば、これらの問題が一挙に解決されます。また、光りによる連絡回線ならば免許が不要なので家人や、無免許の人でも実験の手伝いが可能になります。LEDを使った光り空間通信ではすでに19km以上の通信実績があるので、アンテナの調整や測定時に必要な数十mから百mぐらい離れた距離ならば簡単な装置で構築できます。ここでは試行のため、既存の光りトランシーバーにV-F、F-Vコンバーター回路を付け加える簡単な方式にしました。音声系は双方向通信とし、テレメーターの伝送は片方向通信にしています。

全体の構成はfig-1に示します。

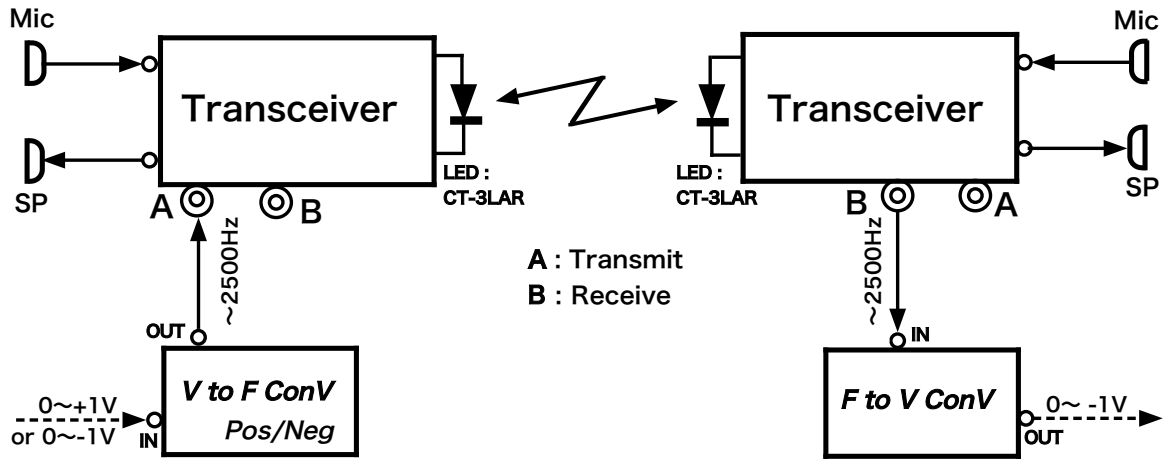


Fig-1

＜V-F,F-Vコンバーター回路の設計＞

光りテレメーターの目的はパワーメーターの出力信号を伝送するのが目的です。市販のパワーメーターや自作のパワーメーターの出力が0～1ＶなのでV-F, F-V回路の入力はこれに合わせた設計にしています。このV-F,F-Vコンバーター回路はそのまま一般的な通信機でも使う事ができます。

テレメーターの信号帯域は光りトランシーバーや一般的な通信機の音声帯域を使うのでV-F、F-V変換の周波数は最大で2.5KHzぐらいに設定します。

つまり変換値は2.5KHz/1Vとなります。ここで,入力信号が高い時は問題ないのですが入力信号が低い場合は周波数が低くなるので通信機の音声帯域から外れてしまい伝送されなくなりなす。もし音声帯域の下限が250Hzとすると入力換算で100mV相当ですから、これ以下の信号は伝送されません。この値は、パワーメーターの目盛ではフルスケールの10%に相当しますが、実際にはパワーメーターのレンジを切り替えて使いますので問題になりません。もし、数%以下の信号も正確に伝送したい場合には若干の補正を加える事によって微少域の伝送も可能になります。この設定では最大入力が1Vで、2.5KHzになっていますが実際のV-F変換の動作範囲は最大で3.5Vぐらいまで可能です。しかし3.5Vの入力に対応するためには、伝送系の帯域を8.75KHzまで拡張する必要があります。

＜微少信号用の補正＞

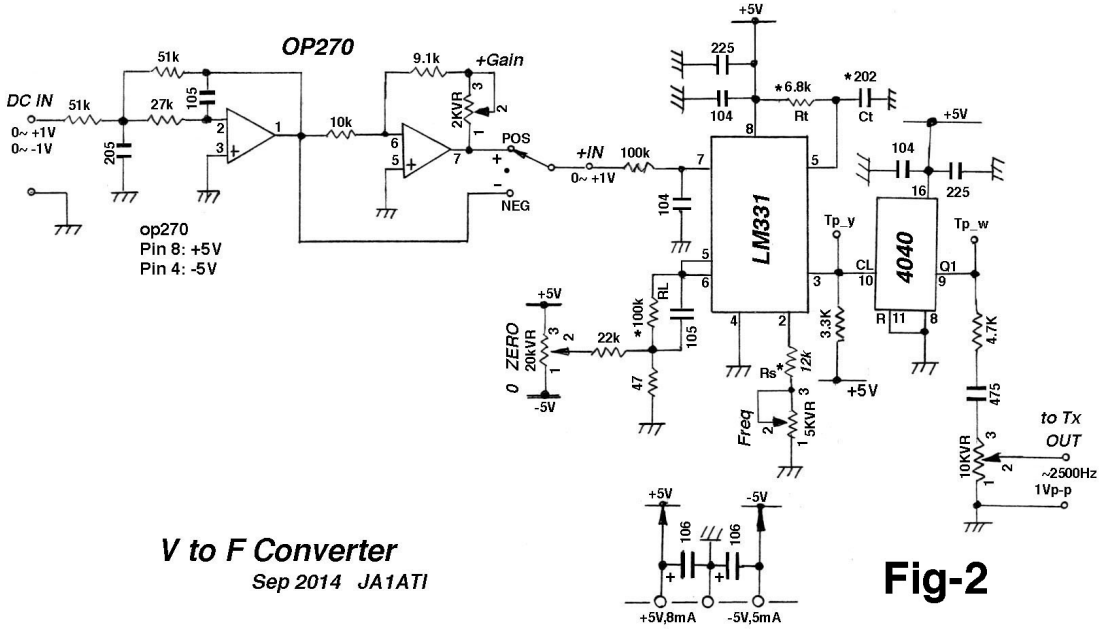
ここでは装置を出来るだけ簡単に作るためにV-F,コンバーターの設計をDC1Ｖ入力で2.5KHz,　0V入力で0Hzとしていますが、もし微少域の伝送が必要な場合は、入力が0Ｖの時に、たとえば250Hz.とし、1V入力の時に2.75KHzとなるように、変換値にバイアスシフトを掛ければこの問題は解決します。F-V変換ではこの反対の変換を行います。

また、この方法を拡大すれば-1V～0V～+1Vの様なバイポーラの信号の伝送も可能になります。

＜V-Fコンバーター回路＞

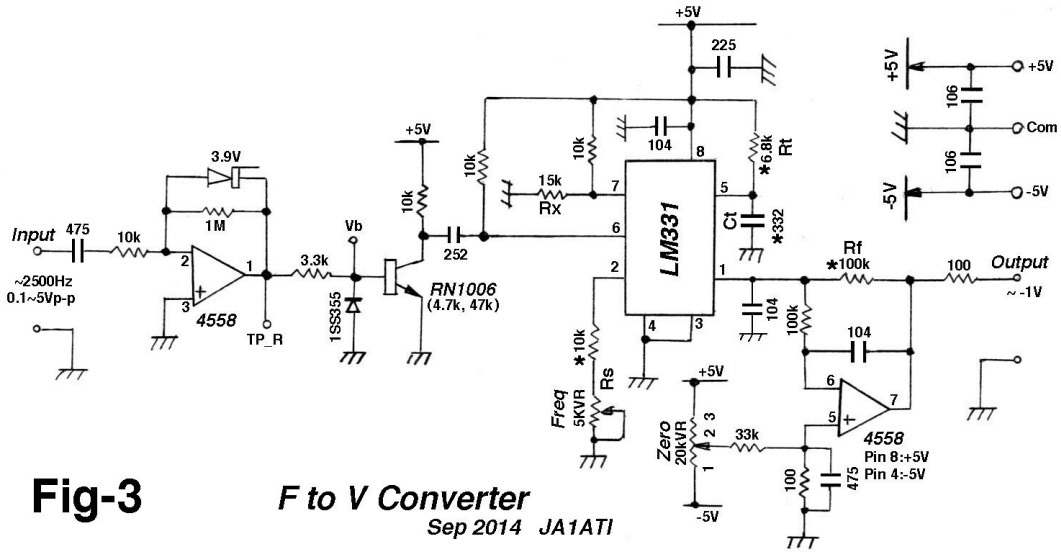
Fig-2にV-Fコンバーター回路を示します。

基本的には以前に報告したもの（プログレスレポート2011）とほぼ同じですが、低入力領域での精度を上げるためにゼロ点の補正回路と、入力信号のリップルを抑えるために約3HzのLPF回路と、入力信号が0～ー1Vの負信号にも対応できる様にゲインが ー1のインバータ回路を加えました。変換された出力は10mV入力で25Hzから1V入力では2500HzのDuty 50%の矩形波になります。



<F-Vコンバーター回路>

F-Vコンバーター回路をFig-3に示します。この回路では　V-F変換で2500Hz/Vに変換されたAC信号をDC電圧に変換しますから変換値はV-F変換の逆数となり、その値は0.4mV/Hzです。つまり100Hz入力で40mVの出力となり2500Hzでは1Vの出力です。出力の極性は0～ー1VDCになっています。



＜V-F、 F-Vの変換精度について＞

変換の精度や温度安定度を決める要因のほとんどは抵抗（＊印）およびコンデンサー（Ct）によります。抵抗は同じ温度特性であれば相殺されますが、コンデンサー（Ct）は要求される温度安定性に みあった温度特性の物を使う必要があります。

＜光りトランシーバー（TRx）＞　　写真-1参照

今回は試作なので手持ちの光りトランシーバーを流用しました。送信/受信用LEDには3W級のCT-3LAR(赤色)を使っています。LEDを受信素子としても使うアイデアによってシステム全体が簡易化されています。(マイクロウエーブ.チャレンジ2008 p123) 送信時用のLEDの駆動回路は秋月キットK-00385を使っています。詳しくはマイクロウエーブ.チャレンジ2009　p81をご参照ください。また、LEDの光出力がかえられるように駆動電流を切り替えています。　受信部は、LEDで検出された光り電圧出力を電圧増幅するためのヘッドアンプ（NJM2068DD）とスピーカードライブIc（LM368BD）で構成されています。ヘッドアンプは 2段でAv=3000です。LED単体では広角度の輻射なので、オプションで10°輻射角のレンズを使っています。また、DIYで購入した塩ビ製45mm径つなぎパイプをフードにしています。

＜総合特性＞

総合精度：Fig—4は、V-F と F-V をくみあわせた時の総合精度を測定した結果です。表示は送信側（V-F）の入力電圧（DC）と受信側（F-V）の出力電圧との差（誤差）を示したものです。図から判る様に総合的な誤差は1%以下ですのでパネルメーターの使用を想定したアナログのテレメーターとしては十分な精度を持っています。

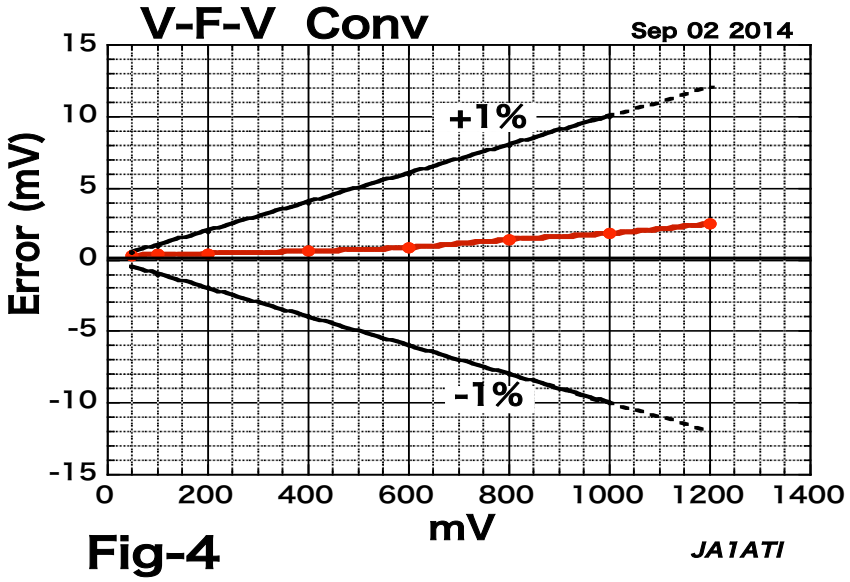


Fig-4

＜屋外での試験＞

　送受間をほぼ東西で57mに取り、天候晴れ、太陽はほぼ南中時に実験した結果、光りトランシーバーとテレメーターは問題無く動作していました。また光り信号の強度の余裕は+10dB以上ありました。

＜今後は＞

　今回、使用した光りトランシーバーは長距離通信を目指した設計でしたので、今後は近距離のテレメーター用に特化すれば、より簡単で広帯域な回路設計にする事ができます。一般的な通信機や既設の光りトランシーバーの音声伝送帯域は250Hz～2.5kHzぐらいなので、この実験では100mV～1VDCとしています。しかし、光り通信では100Hz～10KHzぐらいの帯域が得られますから実際には、40mV～3.5VDCの伝送が可能になります。

また、バイポーラ信号の伝送が出来るようにすると、取り扱い易くなり また、微小信号域での精度向上も期待できます。

＜参考図書＞

1）LM331N　http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm331.pdf
2）マイクロウエーブ チャレンジ　2008 p123
3）マイクロウエーブ チャレンジ　2009 p 81
4）マイクロウエーブ プログレスレポート　2011 p132

Sep 2014 M.Hemmi　JA1ATI

マイクロウエーブ EME 製作と運用

2014 年 5 月 5 日　JA1WQF　笠井三男

「ご師匠」不在で手探り状態から製作を始めたマイクロウエーブ EME 設備も何とか完成し、数年前から各バンド運用開始できるようなりました。
無手勝流で進めましたもので先輩皆様方がご苦労されたセオリーと必ずしも同じではないと思います。

マイクロウエーブ EME は「こんなやり方でもできます」と、私自身の設備例や各バンドに関して感じた事などを以下リポートさせて頂きます。

ここでは **5760MHz、10GHz、24GHz に関しての入門例**、また皆様の参考になりそうな事項を取り上げました。

１）　アンテナ設備概要

A) マイクロウエーブ EME のアンテナ選定

10GHz までならば入手とコストの面で 3m クラスのアルミメッシュ TVRO の使用も良いと思います。

24GHz までやろうとお考えの場合これも一般市販の TVRO 2.4m ソリッド Dish があり、そこそこの性能は実証済みです。
また入手が難しいですが JA6CZD 森さんご使用の 2.4m オフセットパラボラがベストと思います。このほかにも中古（廃棄）流通？の FB なものを、いかに手に入れるか情報網も極めて大切です。

＊ 1200MHz などで現用 Dish のメッシュ目を考え、上のバンドで使用は・・・

一般的に月追尾精度の関係で少々困難かと思われます。AZ/EL ともに 0.2 度の精度目標があり、大口径は魅力ですが 10GHz 以上は厳しいのでは。

また、マルチバンドにする事でフィード交換の問題や調整作業などが複雑で作業回数、頻度も俄然多くなり、もし高所で作業の場合これは危険です。

アンテナならびに回転機構はマイクロウエーブ専用を別途考えた方が結果的に楽と思います。（上げっぱなしはまず無理、繰り返しの調整作業を要します）

＜私の Dish 例＞　もう少し大きいものが欲しいのですが・・・・

初代 2.4mTVRO

2 代目 2.4m 一枚もの

現用 2.4m PRODELIN

B) AZ/EL アクチュエーター駆動とアンテナコントロール

市販のローテーター使用は精度やバックラッシュの問題でまず無理。
他の皆さまは AZ にモータードライブをお考えになり、EL はアクチュエータの使用などですが、私は AZ もアクチュエーターを使用しています。

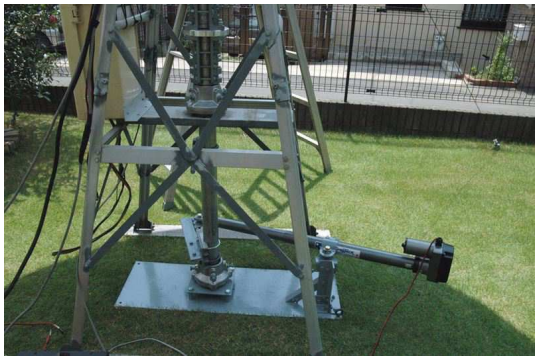
何といっても機構、工作が簡単で精度は良くバックラッシュもありません。
短所は 180 度（以上）回転できない事です。

つまり東ウインドウと西ウインドウではアンテナを手動でふり幅を少し廻さなければなりませんが、私は下写真の様にこの作業は全く苦になりません。

皆さまお使いの FB なコントロールシステム以外でも比較的簡単に月や太陽を正確に追尾する事が出来ます。

＜EL アクチュエーター＞

＜ AZ アクチュエーター＞

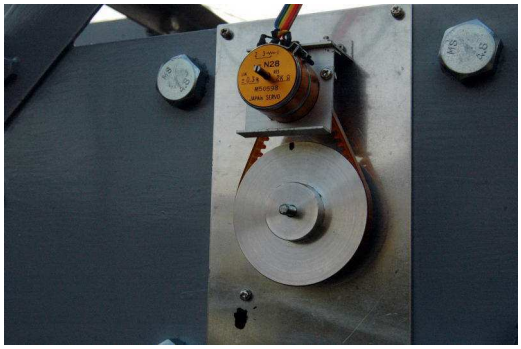


AZ/EL ともに見れば機構は簡単ですが、無から考え作るのはそう簡単ではありませんですよ Hi　　AZ の守備範囲は概ね 140 度くらいだったと思います。

私の場合、東ウインドウから南中くらいまで、また南中あたりから西ウインドウで切り替えしています。

東向を西向きにするには下の U ボルトを緩め 50 度ほど動かせば OK。
ともに 24GHz まで実用に問題は無く、意のままの角度・方向へ快適に向いてくれます。　コストパフォーマンスも抜群で私はお気に入りの機構です。
（アクチュエーター 1 本 3 万円以下）

＜角度検出ポテンションメーター＞



左写真は EL 検知の例で右は好んで使用する導電性プラスチック型ポテンションメーター　左の 2 個が使いやすいです、もし採用の場合複数個をお買いになられた方が良いと思います。（２K オーム 0.3%のものです）

　本来の使用法ではなく軸にテンションをかけますので予備を念のため。

「こんなんで良いの？」の声が Hi　これで 24GHz 月を追いかけています。

＜コントローラー＞

　秋月のマイコン、ピクニックキットを作り、使いやすいように色々と工夫。PC コントロールソフト Calsat32 を使用させて頂いています。

左自作コントローラー内部、右写真は設置状態　中段 BOX はメーターアンプ　ロータリー ATT は 1dB+0.2dB のもの　アンリツ ML69A でムーンノイズを監視しながら月の自動追尾。

このコントローラーで作った 5V を外のポテンションメーターと送り受けし同じ Box 内の 24V 電源で両アクチュエーターを管理駆動しています。

　コントロールソフト Calsat32 は衛星でご使用の方も多いと思いますが、このように「要求が厳しい使い方」でも実用になっています。

　アマチュアで流通している他のコントロール方法でも 10GHz や 24GHz の自動追尾はお聞きしたところ、ある程度の間隔で補正が必要のようです

　このアナログコントローラーで問題はライン電流や RF の干渉対策が大変でしたがこれも解決、現在は精度に大きな不満はありません。

2）各バンド共通 有ったが方が良いもの

マイクロウエーブ EME には測定器が必要です。
免許取得に関して裏付け資料作成に必用な事も多く、この際可能な限り良い中古を捜し揃えましょう

＊スペアナ　24GHz が見えるものも一時より大分安くなりました。
＊アッテネーター　取り敢えず小電力 1 W クラスから各種揃えましょう
＊パワーメーター　HP の物が数種類出まわっています、センサーも多種
＊周波数カウンター　24GHz が見えるもの、これは ADVAN 中古が安い
＊SG　トランシーバー高調波も使えますので要求下位に
＊その他　上記があれば取り敢えず・・・後々

欲しいものは上から順になると思います。なければ借りる、また調整などをどなたかに頼むのもありでしょうか？
マイクロウエーブ EME では測定器と向かい合う時間は正直多いです。

3）5GHz の設備と運用例

＜トランスバーター＞

多くの方が KUHNE のトランスバーターをお使いの様です（私は未経験）これも良いと思います、親機を何にするか楽しみもありますね。

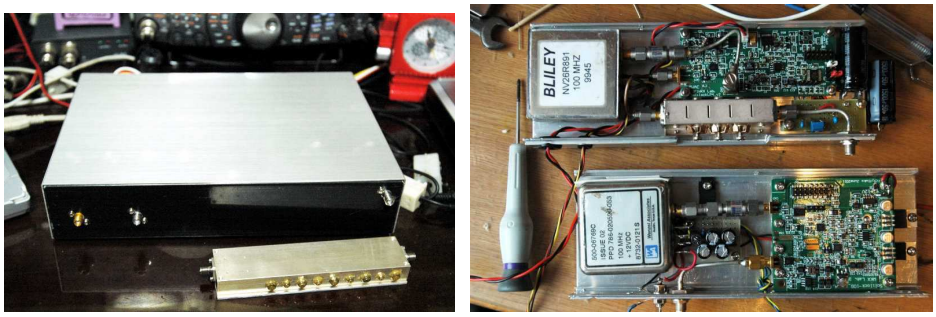
しかし低い IF 周波数でスプリアスは本当にきれいに無くせるのか？興味あります。このバンド私は IF1270MHz の自作 TRV を使用しています。

選択肢として大阪セブロン電子にも 2 種類あります。

マキ電気 UTV5760 もお勧めです。
これは入手が容易である事と中古品の出回りもあり比較的安価に手に入れる事が可能です。

この場合そのままで EME 高出力の使用に問題がありますのでメインのワンボード基板と PA 部分を使用します。レベル配分が悪い場合があり、その調整とセルフ発振を押さえ込み、BPF 使用で立派に使用できます。

ローカルは JF1WKX 勝間さんの Solilock を使用しましょう、いきなり目的の GHz 台が出て楽ですし、スプリアスや位相雑音の意味でも有利です。



自作トランスバーターと BPF　右 Solilock 基板 上が 5GH 用下 24GH z 用　100MHz 基準

＜局発の周波数基準と Solilock 解説＞

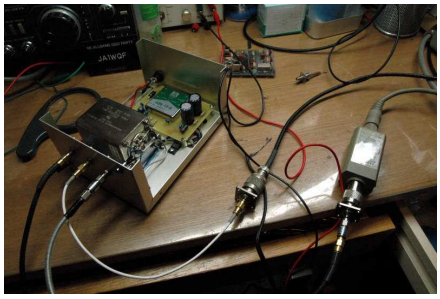
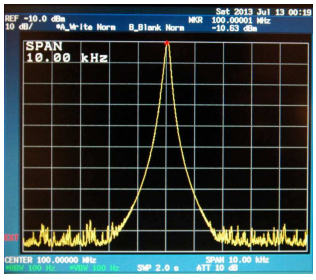
マイクロウエーブ EME では例えば 24GHz などと言う高い周波数で「待ち受け送受信」をする事が多く安定性を求められます。

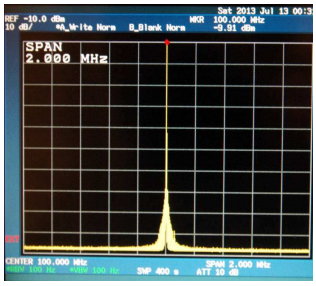
このためローカルオシレッター（局発）は信号確度と周波数安定度を兼ね備えたものが必要でこの局発だけでかなり奥深く、理解し極めるには時間とお勉強も要ります。

幸い私たちアマチュア仲間で努力開発されている方が居らっしゃるので、これを利用させて頂くのがこの部分解決の近道です。

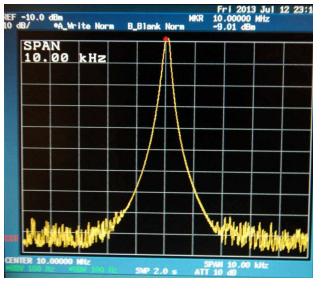
周波数安定度の目安として海外局は「GPS 基準」と良く言っています。
ご存知の通りこれは PLL の基準周波数 10MHz を GPS から貰っているという事です。

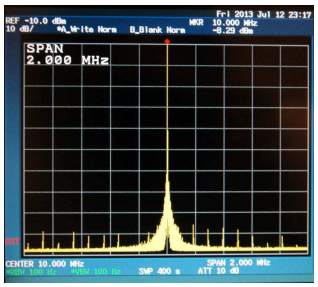
ここではこの基準周波数源の比較を行い違いについて見てみました。

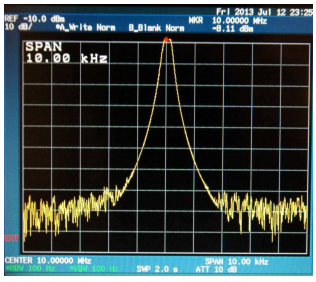


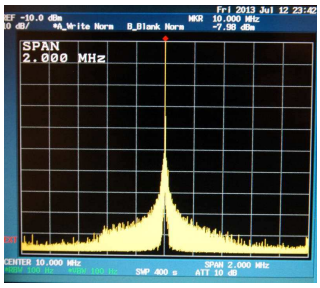
10MHzOCXO クリスタルオーブンです。予想通り 3 種類で一番綺麗 10KHz と 2MHz スパン





10MHz ルビジューム基準。10MHz 周辺と連続した小さなノイズが多いのは個体の問題か？





HPZ3801A GPS 基準　私の測定器はすべてこれを基準にしていますが比較するとノイズが多い

前ページからそれぞれの特性が少し分かります。基準の確度として GPS は他より優れていますが、信号純度としてこの GPS を使用した場合、対象となる局部発振回路の構成によっては期待した効果が得られないことがあります。

＊局発回路の構成
マイクロ波用無線機の局部発振回路の回路構成を見てみますと大きく二つに分けられます。
①VHF（50MHz～100MHz 程度）の水晶発振回路を原発振とするもの。逓倍回路・フィルター回路を繰り返して希望の周波数を作る。→KUHNE、マキ電機のトランスバーターなど。（付加回路で PLL を付けることもある）

②VCO、YTO などで直接 GHz 帯を発振させるもの。少ない逓倍数で希望する周波数を作る。Solilock はこの構成です。

表　　局発回路の比較

回路構成	VHF 水晶発振回路 ＋逓倍回路 ＋フィルター回路	GHz 帯の VCO、YTO ＋PLL ＋基準信号
逓倍数	100～1000	1～10 程度
長所	上手に作ればそれなりの安定度とＣＮが実現できる。	周波数が自由自在に選べる。
短所	・スプリアスが多い。 ・大型になる ・周波数の変更が面倒だ。（水晶の製作、逓倍回路の再調整 etc）	・基準信号が必須である。 （今となっては外部同期が常識なので短所とも言えないか？）
外部同期（PLL）の帯域と 基準信号への要求	原発振の CN が良いので、PLL 化の場合帯域は狭くて良い。（数 Hz～数 100Hz） →基準信号は周波数さえ正確であればよい。（純度は少々悪くても差が判らない）	VCO の雑音を抑えるため PLL の帯域を広くする。（数 10kHz～数 100kHz） →基準信号には高純度なものが要求される。

＜PLL のおさらい＞
マイクロウェーブ EME 機器に必須である PLL についてもう一度。
PLL の中心には位相比較器という回路があります。
位相比較器は、原発振の「VCO」とクリーンな「基準信号」を比較して誤差信号を作ります。（誤差信号が VCO の雑音成分を示すってことです）
この誤差信号を VCO のチューニング電圧にフィードバックすることで VCO の雑音を打ち消しています。

＊フィードバックの帯域はどのように決めたら良いでしょうか？
VCO の出力に含まれている雑音の帯域が広い場合はフィードバックも広帯域に、水晶発振回路の様に雑音の帯域が狭い場合は、フィードバックを狭帯域にします。
（具体的には、位相比較器などが発生する雑音と VCO の雑音が同じくらいになる周波数が帯域の目安になりますが、いつもそうだとは限りません）

＊基準信号に雑音が含まれているとどうなるでしょう？
位相比較器で VCO と基準信号を比較したときに、基準信号の雑音が誤差信号として出力されてしまいます。
この雑音の周波数が PLL の帯域内であった場合、誤差信号は VCO のチューニング電圧となり、基準信号の雑音で VCO が変調されてしまいます。
基準信号の雑音が出力信号に（「発振周波数÷基準周波数」倍されて）コピーされるのです。

以上の様に、原発振が VCO の場合、PLL の帯域は広いので基準信号の雑音の影響を受けやすくなっています。これが、先ほどの写真の「10MHzOCXO」「10MHz ルビジューム」「HPZ3801A GPS」による出力スペクトラムの違いです。
ルビジューム発振器、GPS 受信機の原理を考えれば、必ずしも出力信号の雑音が低いとは言い切れません。
また、同じ 10MHzOCXO でも、製品により雑音レベルが異なります。内蔵している水晶振動子の「カット」によっても雑音レベルが異なります。お馴染みの「AT カット」ではなく「SC カット」の水晶を使った OCXO の方が雑音レベルは低いようです。

OCXO の電源雑音も影響しますので、要注意です。
具体的に完全平滑化や各周波数誘導対策などが必要です。

現在私はトランスバーター個体内に基準を持つことができ、信号がきれいな OCXO 基準を使用しています。

＜基準周波数に関して＞

さらに位相ノイズを減らすには基準周波数を上げる事も効果が有ります。その理由は、以下の通りです。（つまり 10MHz 基準を 100MHz に上げるなど）

① N（＝発振周波数／位相比較周波数）が小さくなり、位相比較器の雑音の影響が小さくなるからです。

② 10MHz の OCXO の雑音と 100MHz の OCXO の雑音を比較したとき、100MHz の OCXO の雑音が 10MHz の OCXO の雑音の 10 倍大きいということはありません。

③ 位相比較周波数を高くすると、ループの帯域が広くできます。その結果、広範囲の雑音を打ち消す事ができます。

④ ループの帯域を広く出来ると、ループフィルタの設計が楽になります。他の特性とのトレードオフ（たとえばスプリアス除去 vs.フロアノイズ除去）が少なく、ある意味でラフな設計でよくなります。設計が楽というのは「Soililock を作る人」が楽をするだけではなく、その結果、複数の周波数を設定した場合、どの周波数でも良い雑音特性が得られると言うメリットがあります。

＜基準信号による位相雑音の変化：信号源装置の比較＞

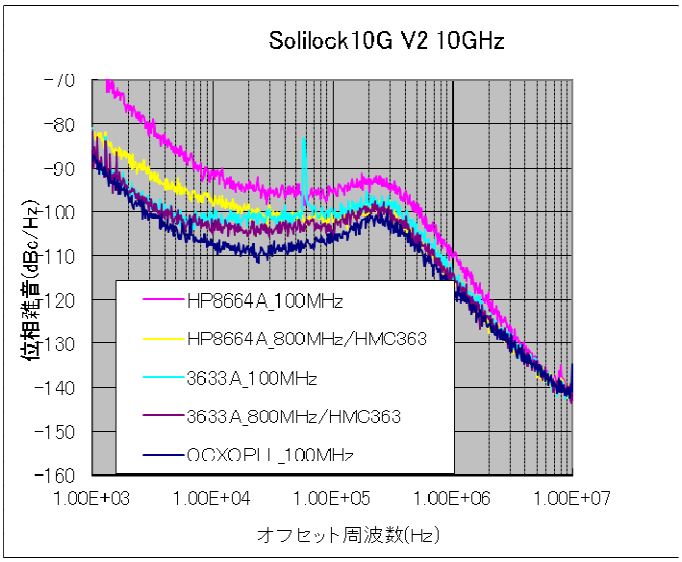


図　基準信号の違いによる位相雑音の変化

左図は、同一の回路で基準信号を変えた時の位相雑音の変化を見た物です。

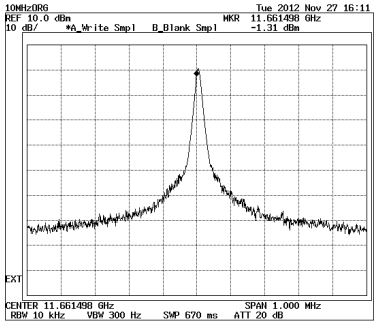
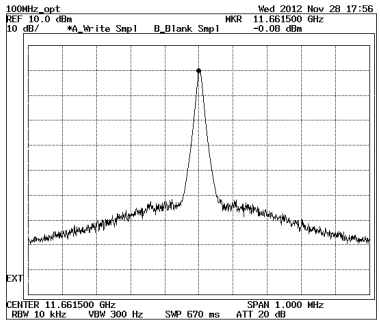
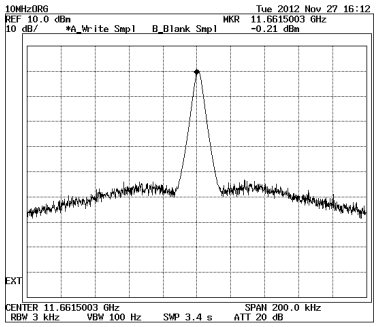
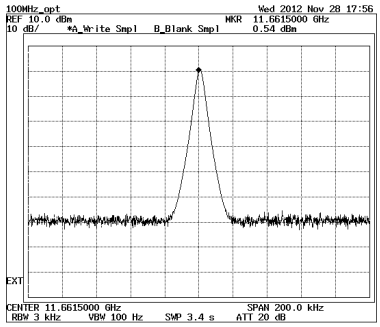
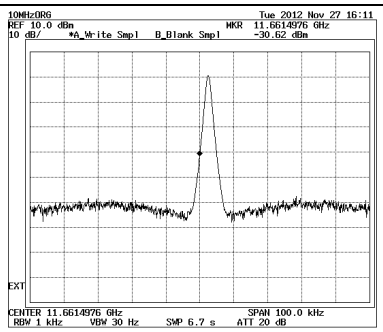
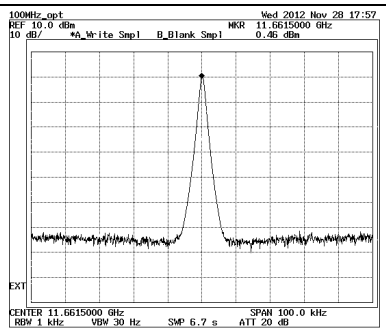
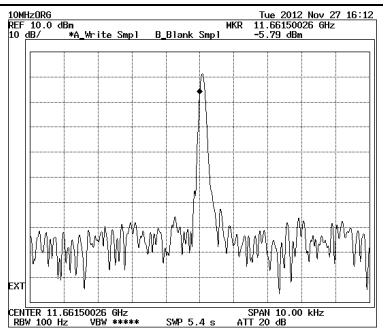
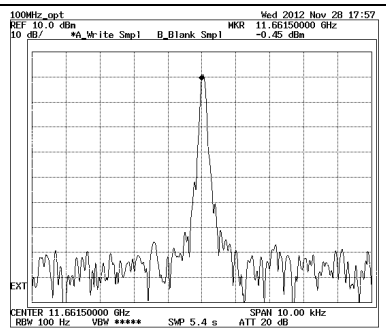
純度が高いと思っている測定器（SG　HP8662A、アンリツ 3633A）の信号を基準にしても意外と位相雑音が大きい事が解ります。

このグラフで雑音が一番小さいのは 100MHz の OCXO です。

Solilock は、10GHz の出力で -100dBc/Hz～-110dBc/Hz の位相雑音を実現しています。

＜基準信号による位相雑音の変化：10MHz と 100MHz の比較＞

同一の基板で、基準信号、ループフィルタ定数を変更して位相雑音を比較してみました。周波数は 11.6615GHz です。（比較的「半端」な周波数です。）
結果は、10MHz と 100MHz では、キャリア近傍の CN は約 10dB の差があることが判りました。（発振周波数によっては 20dB 近く改善されることも）

	基準信号=10MHz	基準信号=100MHz
SPAN 1MHz RBW 10kHz		
SPAN 200kHz RBW 3kHz		
SPAN 100kHz RBW 1kHz		
SPAN 10kHz RBW 100Hz		

＜複数の周波数を持つ＞

お勧めの Solilock は周波数を 8 波持つことが出来 10GHz バンドの様に EME 交信に周波数切り替えが必要な場合でも簡単に対応できます。この周波数切り替えは、周波数切替端子の操作（スイッチ、ジャンパ線など）によって行います。（非公式ですが、シリアル通信によっても切替出来ます。）

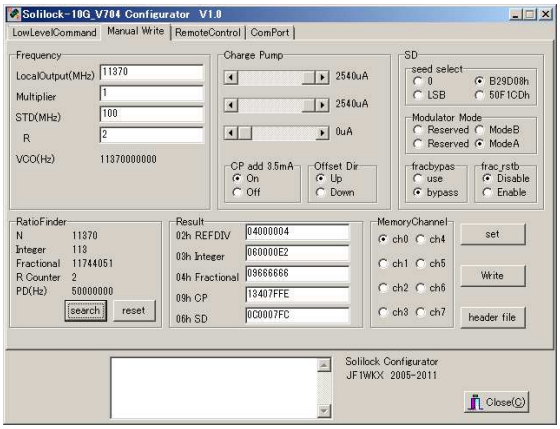


図　Solilock Configurator

周波数は、あらかじめマイコンのプログラムメモリに書き込んでおきますが、ユーザーが Solilock Configurator というプログラムを使い、内部のメモリを書き換えることも出来ます。

周波数の他、ループゲイン、位相比較器の動作周波数なども変更可能ですので、ユーザーの用途に応じた最適化が可能です。

＜Solilock の応用＞

Solilock は原発振に使う VCO によって周波数範囲が決まっています。

今のところ準備出来ているのは以下の表の通りです。

表　　Solilock の周波数範囲

BAND	周波数範囲(GHz)	オプション出力(GHz)
0	7.8～8.7	
1	8.9～10.0	4.45～5.0
2	10.0～11.0	5.0～5.5
3	11.0～12.2	5.5～6.1
5	13.6～14.8	6.8～7.4

BAND4 はお休み

たとえば BAND3 の Solilock を使ったとき、使える範囲は 11.0GHz から 12.2GHz の範囲です。ただし、VCO の製品ばらつき等のため、バンド上限、下限は狭くなることがあります。

表　各バンド×IF 周波数の組合せと対応する Solilock

運用周波数(MHz)	IF(MHz)	Solilock の BAND					
		0	1	2	3	5	
5760	28				○		
5760	144				○		
5760	430			○			
5760	1280		○				
10240	144			○			トロッポ
10240	430		○	◎			周波数
10240	1280		○		◎		〃
10368	144			○			
10368	430			○			
10368	1280		○		◎		
10450	144			○			
10450	430			○			
10450	1280		○		◎		
24020	144				○		トロッポ
24020	430				○		周波数
24020	1280				○		〃
24048	144				○		
24048	430				○		
24048	1280				○		

表中◎は逆ヘテロダインを示します。

上表から各 IF 周波数において 1 個の Solilick に書き込み、マルチバンド EME 対応化できるものは。

IF 144MHz 帯　5760MHz 24GHz　　No.3
IF 144MHz 帯　10.368GHz 10.450GHz　No.2
IF 430MHz 帯　5760MHz　10.368GHz 10.450GHz　No.2
IF 430MHz 帯　24GHz　　No.3
IF1200MHz 帯　5760MHz 10.368GHz 10.450GHz　No.1
IF1200MHz 帯　24GHz　　No.3
(1280MHz IF No.3 の 10GHz 逆ヘテロダインは省略しました)
になります、一般的に局発はトランスバーター一体が多いですが、色々なアイデア、応用で周波数を書き込む事も有りと思います。

Solilock を EME 用のマーカー発振器として応用すると以下の様な組合せが考えられます。

表　　マーカー発振器への応用（１）

マーカー周波数(MHz)	Solilock 周波数(MHz)	Solilock の BANND					
		0	1	2	3	5	
1296	10368（5184）			○			オプション出力を 4 分周
2304.1	9216.4		○				4 分周
2320.1	9280.4		○				4 分周
2424.1	9696.4		○				4 分周
5760.1	11520.2（5760.1）				○		オプション出力
10450.1	10450.1			○			
24048.1	12024.05				○		2 倍高調波

1200MHz には対応出来ませんが、以下の Solilock の BAND1 と分周器を使って次の様な組合せも考えられます。1 台の Solilock で 2300MHz から 24GHz までカバー出来ます。ちょっとチャレンジングでしょうか？

表　　マーカー発振器への応用（２）

マーカー周波数(MHz)	Solilock 周波数(MHz)	オプション出力を 4 分周(MHz)	高調波次数
2304.1	9216.4	1152.05	2
2320.1	9280.4	1160.05	2
2424.1	9696.4	1212.05	2
5760.1	9216.16	1152.02	5
10450.1	9288.977778	1161.122222	9
24048.1	9161.180952	1145.147619	21

Solilock は 1 Hz 単位で周波数の設定が出来ます。

＜Solilock とは何ですか？＞

CT1DMK が開発した Reflock（VHF 水晶発振器＋逓倍回路の局発に PLL を掛ける付加回路）の日本版を作ろうと言うことで、故 JG1QGF 種村 OM、JA7AVQ 田村 OM と JF1WKX 勝間氏が始めたプロジェクトが Solilock です。

Solilock は、Solid Lock（ぴったしロック）をくっつけて作った造語です。田村 OM が命名者です。

マキ電機の UTV シリーズ、KUHNE の局発、その他自作回路に付加する PLL 基板として、Solilock3 を約 200 枚作りました。その後 UTV への付加 PLL 基板をマキ電機にて製品化され、Solilock3 はここで終了致しました。

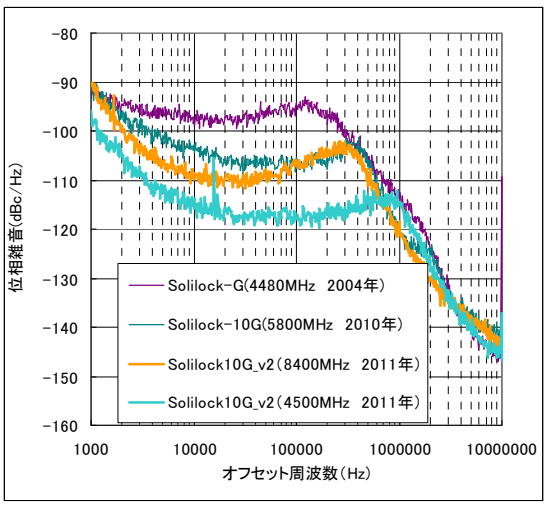


図　Solilock 各バージョンの位相雑音

Solilck3 を使用のユーザー意見として、局発の周波数を色々試してみたいというリクエストが多いことが判明。
そこで、原発振にマイクロ波 MMIC の VCO を使い、簡単に周波数を変更できる Solilock-G（Solilock の Giga ヘルツ版という意味）ものを作りました。
Solilock-G は周波数の上限が 6GHz、整数比 PLL と分数比 PLL が別基板である等、不満な所があり、1 枚の基板で 10GHz 以上まで対応可能な Solilock10G を製作しました。
さらに、低雑音化を図ったのが Solilock10G_V2 です。

Solilock10G_V2 は既に 100 台以上製作され。JA 各局が FB に使用中です。
詳細は、Solilock で Web 検索してください。
http://www.solilock.com/

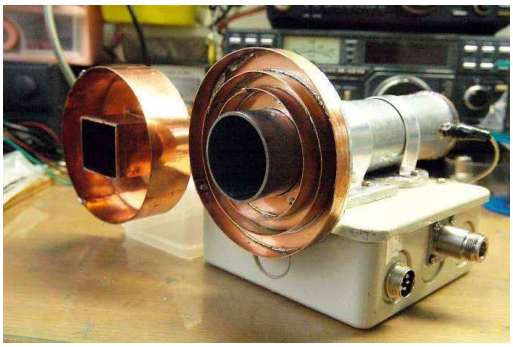
以下冊子にも掲載してありますのでご参照ください。
・マイクロウエーブプログレスレポート 2012 年号（毎年 11 月に有志で開催している「マイクロウエーブミーティング」の予稿集）
http://microwavemeeting.org/ からダウンロード出来ます。

・DUBUS 1/2012 （TechnikXII に再掲されています）

（以上、この項の詳細部分は JF1WKX 勝間さんに記載をお願いしています）

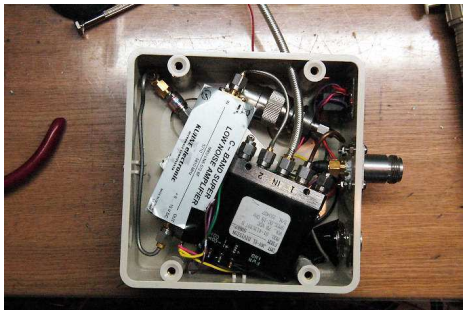
＜5GHz フィードホーン＞

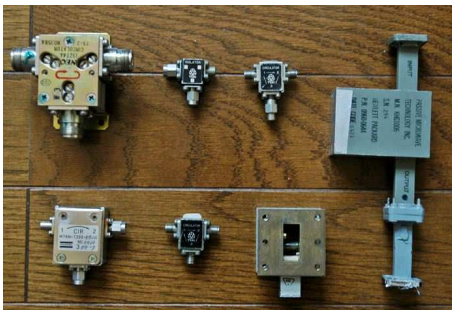
5GHz の EME 通信は各局とも円偏波を使用しています。
OK1DFC 角型セプタムや IMU ホーンなどありますが、私は WD5AGO デザインの丸型セプタムをアレンジし製作、現在使用しております。
製作記事 JH0YQP 西新潟クラブ HP を参考にして下さい。



＜ 5GHz LNA ＞

選択肢はありますが KUHNE の LNA をトップ、2 段目に我がセブロン電子日本製の PCB 又は完成品がよろしいのでは。
下写真は Dish の Feed 部分に取り付ける LNA ボックスで、2 段 LNA と LNA 保護リレーが見えます（送信時 LNA トップ 50Ω終端と RX ポール 50Ω終端）





右写真は 5GHz,10GHz,24GHz の各種アイソレータ、受信段間は小型が便利

また LNA2 段の段間にアイソレータ若しくは 2dB 程度のパッドを入れます。
私はセプタム Feed ですので送受別給電になり、送信段のアンテナ切り替えは無く直結です。 このバンドのクーネ LNA トップ FET は良く飛びます。

送信タイミングをずらすディレー回路は不可欠。
LNA のシール角が跳ねているのが見えます、実はこれ 2 台目で最初の物はストリップラインが剥離してしまうほど飛ばしてしまいました。

理由は「セルフエコーを取るため送信タイミングをガチャガチャしてしまう」です。分かっちゃいるけど♪～♪で、もう 10 回ほど飲酒運転で Hi Hi

＊ FET 交換は半田ごて 2 本で「はさみ取る」なんて、うそ NG です
破損した FET をポンチで叩き割り残った足を鑷で取るが正解（ヒ素？注意）

＜ 5GHz　HPA　＞

自作のものもありますが現在は KUHNE の SSPA で、これは素晴しい。
小さく高能率で使いやすく日本製の FET 使用ですが日本で買うデバイスの値段を考えても「あれ？」と言うほどコストパフォーマンス抜群と思います。

新たに作るのであれば私はこれを強くお勧め致します。
この PA 紹介も西新潟クラブ JH0YQP　HP にありますので興味がおありの方は是非ご覧下さい。結構発熱が多く大きめのヒートシンクはファン冷却必要。

4）5GHzEME の運用

＜周波数と POW　Dish サイズ＞

周波数は 5760.100Mhz を中心とした CW 交信が主流です。
国際バンドは日本も含め共通です当たり前の様な事ですがこれ便利で VYFB。
この周波数あたりからドプラーシフトが大きくなり時間と共にその差は±十数 KHz になります、しかし 2.5 分間インターバル スケジュール交信で相手局がいなくなる事はありません。

現在日本国内で QRV されている皆様は
JA4BLC 又賀さん 3m 、JA6CZD 森さん 2.4m オフセット、JA8ERE 照井さん 3m メッシュ、JA1WQF 笠井 2.4m 、そして近々デビュー予定の JF3HUC 高橋さん 6m です。
私の 2.4m Dish このバンドでは 10GHz、24GHz と比べ月ノイズメーターのややブロードな針の振れかたからゲイン不足を感じます。

マイクロウエーブ EME ではギリギリの交信も本当に多く、1db いや 0.5dB の差が交信の可否に大きくかかわり Feed 形状の変更や位置調整など特に時間をかけています。
「とりあえず 5GHz だけ」の場合はメッシュ目が小さく、径の大きな Dish を使った方が効率的かもしれません。

＜Dish 調整の目安＞

5GHz バンド以上では自己の設備を Dish サイズ､電力と共にムーンノイズ、サンノイズ、(CS/G)で自分の能力を確認、相手に伝える事もあります。

日本標準（以前のデータ）

	Dish	POW	MN	SN	CS/G
JA4BLC	3m Solid		0.7dB	12dB	-
JA6CZD	2.4m OF		0.8dB	13dB	-
JA8ERE	3m		0.75dB	12dB	3.4dB
JA1WQF	2.4m Solid		0.6dB	11.5dB	3.5dB
海外局参考					
OK1KIR	4.5m Solid	65W	1.2dB	16.7dB	4dB
LX1DB	3m Solid	250W	1.3dB	13.5dB	4.5dB
G4NNS	3.7m	25W	0.7dB	12.7dB	3.4dB
VK3NX	3.7m	100W	1.0dB	11.2dB	4.4dB

Dish 建設初期には上記数値は一発ではなかなか出ないと思います。

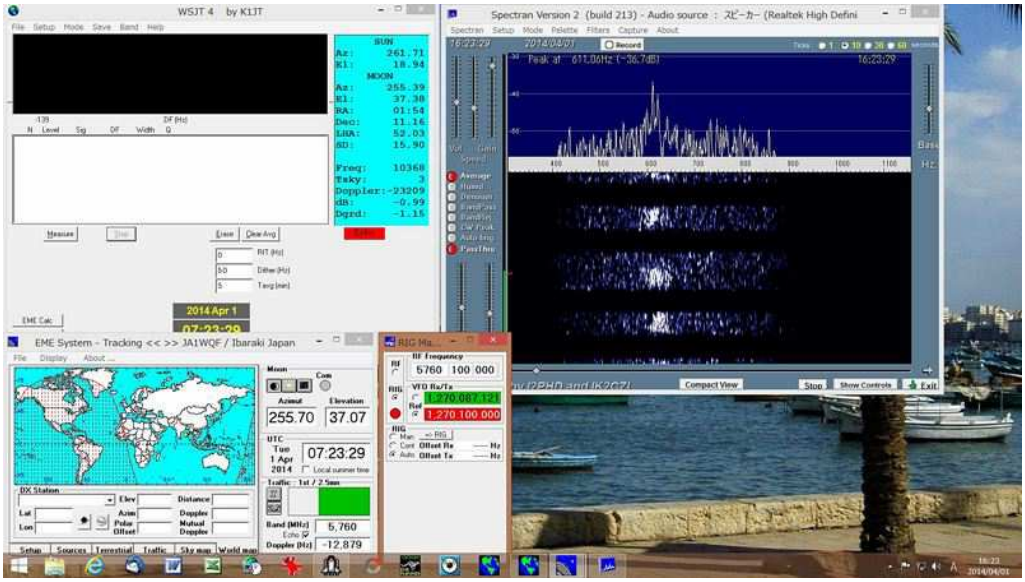
Feed 調整などの目標となさり、さらに上積みされるよう頑張りましょう。

＜このバンドのリブレーション＞

信号の聞きやすさや信号強度（エネルギーの無駄な広がり）に大きく関係してくる信号拡散ですが 5GHz あたりから綺麗な CW ビート音として聞く事は少なくなります。

DX 局とは 30～50Hz 程度の拡散がある事も多く受信には慣れが必要です。

下写真は今年 4 月 1 日のセルフエコーで信号はノイズレベルより約 15db 上ですが「ぶーぶーCW 音」です（この時広がりは 70Hz ほど）



5）5GHz EME の状況

まず 6 ㎝バンドはコンテストなどが無い場合あまり運用がありません。
通信実験などは、この次に報告の 3 ㎝や 24GHz での QRV が多いです。
しかし私の小さな 2.4mDish でも比較的短期間に 25 局 QSO。
他に 10 局は聞いていますので潜在的に倍の 70 近く運用局はいると思います
スケジュールを組めば QSO 相手に問題はありません。(OK1KIR の＃は 74 局)
コンテスト時には QRM で重なり合い取れない事もあります。
また、自分一人でもエコーテストやサンノイズやムーンノイズ計測で調整
作業成果の上積みを確認でき、これで十分に楽しむ事が出来ます。
WiFi に関して今の所私は妨害を感じた事はありません。
しかし先日 G4CCH が「最近すごいノイズが出ている」とぼやいていましたので今後の事は不明です。逆に局免許の時に ETC に対しての妨害について言われた事があります。

このバンドの物作りの考え方は 1200MHz や 2400MHz と若干違いがありシビアな面も出てきます。マイクロウエーブの入口周波数と思います。
波長は 6 ㎝と比較的長く同軸構造で十分に対応できる周波数です。
給電に関し、3～4m 程度の短い距離ならば PA から Dish の Feed へ送受ともに同軸ケーブルで OK です。
但し太ければ良い訳ではなく 12DSFA はこのバンドで使用できません。
アマチュアが入手容易な 10DSFA の使用が良いと思います
慎重にコネクターを作りましょう。損失 1dB 位すぐ変わります。
特に送信ケーブルでのロスはせっかくのパワーが勿体なく最大限の注意が必要。
しかし LNA 後の RX ケーブルは TX 側ほど気を使わずに OK です。

運用面でも条件的にマイクロウエーブの入門バンドとして良い位置と思います。
今後 23 ㎝あたりからの移行も増えそうなバンドで、デジタル QSO も少し耳にします。今の所 JT65C と JT4F モードが半々の様ですが今後 JT4F モードが主流になると思います。
国際的に CW EME の仲間に入れる対応設備は 2.4m　50W でしょうか？
リブレーションなどの関係で思ったより「力」が必要な様です。

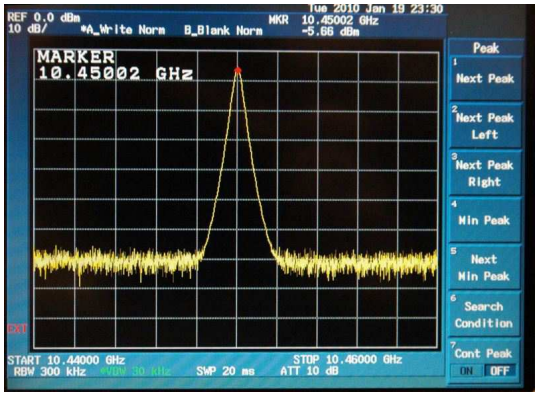
マイクロウエーブ EME におきまして 5GHz と 10GHz、24GHz 3 バンド比較で設備の製作、各種整備やその組み合わせ調整など上へ行くほど困難な事も多く 5GHz から入る事が正解かもしれません。

6）10GHz の設備と運用例

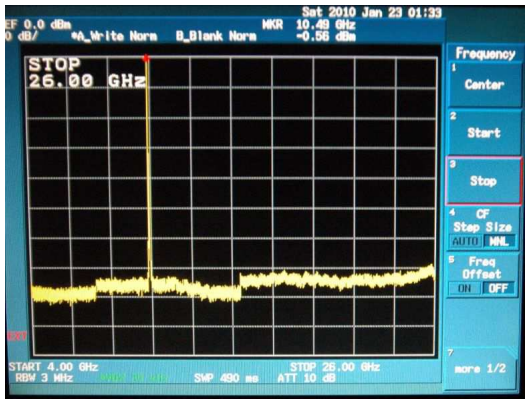
＜トランスバーター＞

トランスバーターに関し注意点としてはどの周波数も同じです。
要は逓倍やミックスした信号はゴミ一杯で、**そのゴミが目的周波数近辺に入らない様に掛け合わせる周波数を考慮**し、不要成分をフィルターで切る事です。
機器の選択肢は 5GHz 同様複数有ります。このバンド私はマキ電気のトランスバーターを改造使用していますが下の様に「見間違えるほど」綺麗に。

10.450GHz スパン 20MHz



4GHz から 26GHz まで見ました



＊アンテナ以外での「受信性能」はトランスバーターでは無く、トップ部分「Feed から LNA までと LNA 特性そのもの」に大きく依存し、ここでほぼ決まってしまいます。

とは言え TRV 本体の基本性能も大切で

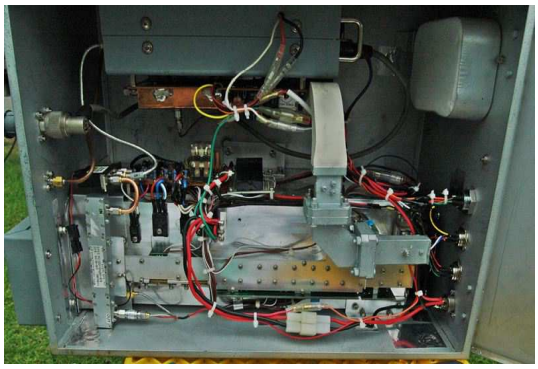
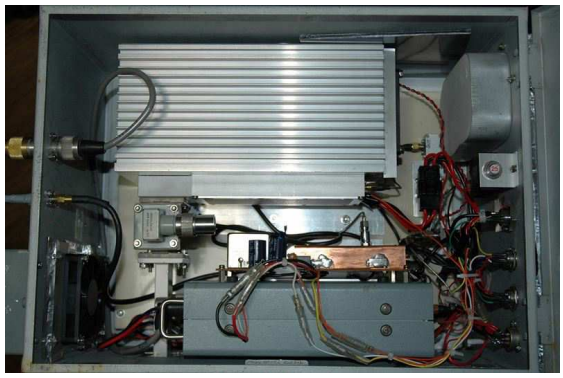
周波数安定度に関し　LO を GPS ロックさせたり、OCXO やルビジューム発振器を基準とするなど**安定化策は必須**
ドプラー周波数補正や月追尾の煩雑さがあり、メインの周波数くらい確定しないと QSO の相手側も大変です。

局発純度の向上　PLL リファレンス周波数を上げる、位相雑音の低減など、さらに利点の詳細は JF1WKX HP 参照

スプリアスの低減　免許取得上もこれは最重要課題で、各段のトリミング、レベル配分やフィルター外付けなどで大きく変わります。JA4BLC 又賀さんのフィルター記事など参照。

このバンドは JA 10.450GHz　諸外国が 10.368GHz と周波数が違います
JA=JA　TX RX　10.450GHz　JA－DX　TX10.450GHz　RX10.368GHz と周波数の切り替えをしなければなりません。

82MHz の差は親機側では補正できません。
合理的な方法は LO 周波数の自動切り替えをする事です。この点先に取り上げましたJF1WKX勝間さんのSolilockは周波数を複数持つことができ非常に便利で、私はこのバンドも使用しています。LO 部分はこれをお勧めいたします。

初代の BOX と右は現在、すっきり。マキ電気 UTV10G が見えます TRV に色々工夫有り。
また Solilock で JA=JA　JA/海外バンドをシャックでコントロールできます。

トランスバーターは「入口前のトップ」さえしっかりすれば、何を繋いでも聞こえてきますが、そこからが楽しみ（苦労）の始まりかも・・・

EME ハイパワー機器では上記以外にもトランスバーターと PA のレベル合せや LNA との最適ゲイン調整などしないと個々で良くてもバランスがくずれ極端に悪化する事もあり、測定器による調整と少々の経験も必要になります。

＜10GHz フィードホーン＞

このバンドや上の 24GHz では直線偏波が多くの局で使用されています。
10GHz 用のホーンは手頃な大きさで作りやすく、楽しみの一つです。
基本の本体はホームセンターで販売している 22 パイの銅パイプで済みます
＜IMU デュアルモードホーン例＞

＜VE4MA タイプ例＞

製作したてぴかぴか

リング色々

「もう少し、もう少し」と Feed 形状や位置など時間かけ色々やるところです。

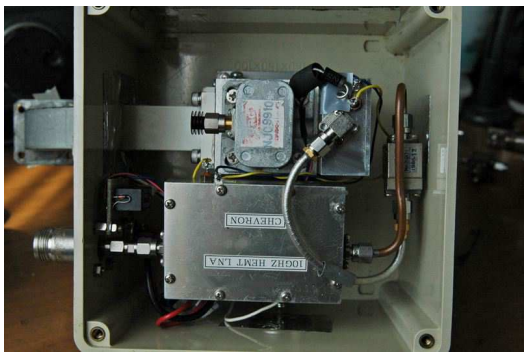
すでに調整が大体合っていれば変更により格段に良くなる事はありません。さらに 1dB 或は小数点以下の上昇期待です。

Feed 以外の調整もこの様な作業の積み重ねで世界水準へ徐々に近づく事と思います。

＜ 10GHz　LNA　＞

10GHz 帯より上の周波数において、ロスを最小限に抑える部分はどうしても導波管による接続、取り回しを考えなくてはなりません。

多くの EME 局は FEED 位置の導波管スイッチに LNA を直付けです。また先ほどの Feed ホーンもこの SW に直接接続し総合的な NF 悪化を防ぎます。



導波管 SW 例 左の流通が多く故障交換などで便利　導波管直付け LNA と Feed－BOX

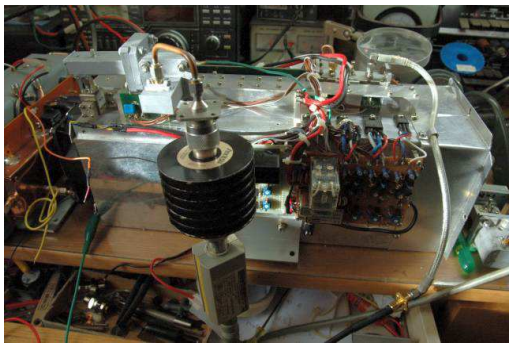
この LNA は自作もできますが導波管入力に対しての加工などを考えますとこれも KUHNE 使用になるでしょう。

写真 2 段目は 5GHz と同じくセブロン JPAN を使用し、LNA 段間にアイソレータを入れています。

導波管 SW の写真で左側を勧める理由はジャンクで出回っている電動部分 SW は左が多く、24GHz の希少な導波管 SW もこれしか私は見たことありません。

この部分が破損した物もジャンクで出回り複数持つことで交換可能です。
（私の 24GHzSW は壊れていて修理しました）
今回使用の導波管 SW は 4 ポートですので TX 及び RX 時使用していない
ポートは 50Ω ダミーで終端します。
また、私は **LNA 出力からトランスバーターまでは 8DSFA を使用しています。**
数 dB のロスが気にならない場所には同軸ケーブルやセミリジットケーブルも
当然使用できます。**＊このバンド 10DSFA 使用は NG です。**

＜10GHz　HPA＞
自作のものもありますが、現在は KUHNE の SSPA です。
小さくて高能率ですが 5GHz にくらべ高価です（HF 機 中級機は買える？）



一昔前に出回った軍艦 SSPA 改造したもの　小型ですっきりでも、む～すこし高い
EME 運用目的で SSPA 作成も大いに結構と思いますが、作れるまでには
お勉強と時間が必要でやはり購入でしょうか？
一時 TWT－PA も出回り、お持ちの方もいらっしゃると思います。
新規導入の場合引き回しやロスを考えますと SSPA の方が有利です。

7）10GHzEME の運用

＜周波数と POW　Dish サイズ＞
前にも書きましたが、周波数帯は日本が 10.450GHz、海外は 10.368GHz で
100KHz を中心に QRV し、JA/海外交信時 KHz 単位は同じ QRG に出ます。

私たち JA が海外と QSO するには相手方に JA 専用コンバーターを使って貰わらなければなりません。
しかし森さん、又賀さんのご尽力で JA 周波数対応局は増加し私の感覚では「現在、相手に不自由しない」状態です。
また又賀さん製作の 10.450GHz コンバーターも海外に多く頒布され JA バンド対応局がさらに増加傾向です。
私は一昨年末の運用開始以来 14 局交信していますが、先輩皆様はさらに多いと思います。
現在日本の運用局は JA4BLC 又賀さん 3m 、JA6CZD 森さん 2.4m オフセット、JA8ERE 照井さん 3m メッシュ、JA1WQF 笠井 2.4m の 4 局です。

運用モードは主に CW ですが、最近デジタルモードによる交信が流行ってポータブル運用とか 50 ㎝程度の Dish や小さな設備で EME 交信トライする局も出てきています。
このバンドの Dish サイズは 3m Solid が多いと感じます。
しかし性能はまちまちで、驚くほど高効率で働いている局（G3WGD の 3m アンドリューなど）もいます。 また 2.4m のオフセットはこのバンドでも多くの局が捜し求めているくらい実績があります。
送信パワーは 40－50W 標準で、それ以上は TWT-PA により 200W や話題の DL0SHF の 500W（600W）など色々の様です。

＜Dish 調整の目安＞

日本標準（以前お聞きしたデータ）

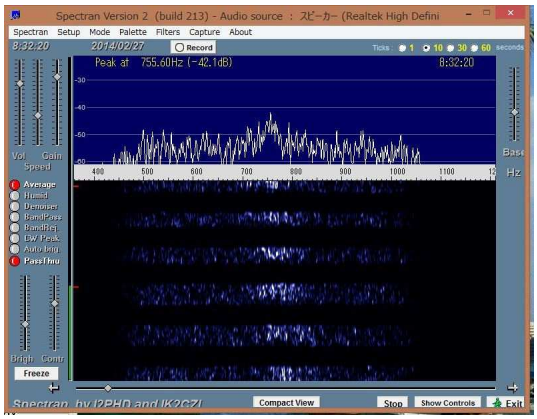
	Dish	POW	MN	SN	CS/G	
JA4BLC	3m Solid		1.7dB	15.2dB	4.5dB	-
JA6CZD	2.4m OF		2.2dB	15.4dB	-	
JA8ERE	3m		0.8dB	13.0dB	4.0dB	
JA1WQF	2.4m Solid		1.6dB	14.0dB	4.5dB	
海外局参考						
W5LUA	5m Solid	190W	1.8dB	16.0dB	-	
G4NNS	3.7m Solid	18W	3.0dB	18.0dB	-	
PA0BAT	3.7m	250W	1.95dB	16.2dB	6.2dB	
VK3NX	3.7m	80W	1.4dB	14.5dB	4.2dB	
G3WDG	3.0m Solid	50W	2.0dB	15.0dB	(強力です)	

すこし疑問なデータも有りますが参考です。
何れにしろ、ギリギリの QSO も多く 0.1dB をかき集める気持ちで調整が必要。

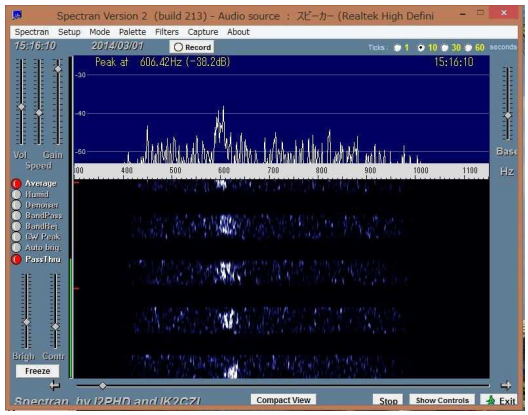
＜10GHz バンドのリブレーション＞

信号が拡散し聞きにくいのは 5GHz 以上です。
10GHz や 24GHz では月の遠近による信号強度の違いも QSO に大いに関係しますが、リブレーションの少ない日時の交信も効果的です。（偏波面ロスは後述）

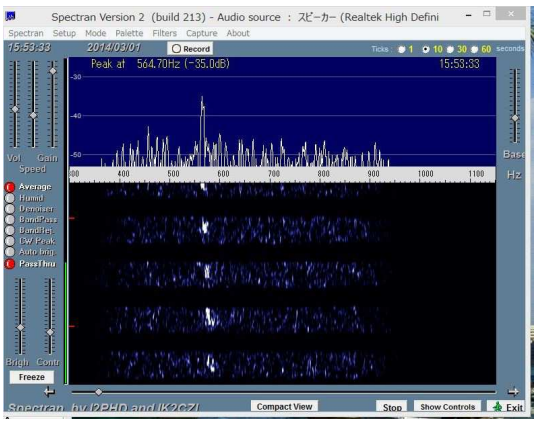
下写真は自己エコーがこの日の短い時間で変化して行く事が良く分かります。
視覚的にもエネルギー集中、了解度 UP が感じ取れるのではないでしょうか。



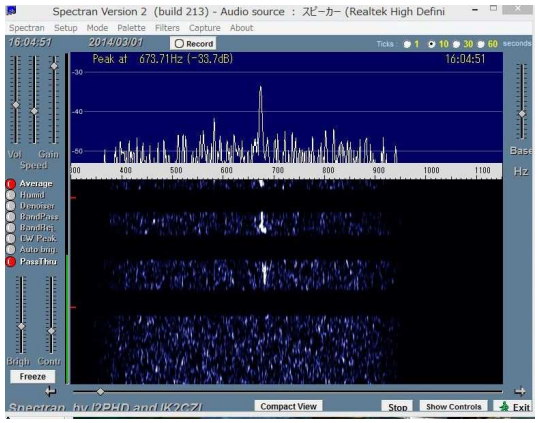
参考 2 月 27 日 Lib 100Hz これくらい普通！



3 月 1 日 1516JST Lib 43Hz　急に狭く



3 月 1 日　　1553JST　　Lib 13Hz



3 月 1 日 1604JST　Lib 6Hz　SN15dB 以上

ご存知でしょうが、これらの予測値は VK3UM の EME PLANNER で交信相手相互間の条件を色々調べることが出来とても便利です。

ここ一番のスケジュールを組む時は半月以上先延ばしで決める事もあります。

またドプラーシフトですが 20KHz 以上になる事があり RIT や XIT の範囲を超えますので、SPLIT 運用にて補正する慣れも必要になります。

CW QSO で相手の周波数を受信 VFO A で追いかけ、自分のドプラー分をその都度 VFO B を補正しオンフレで送信する事、さらにトラッキングの正確さをムーンノイズ計で見、そして CW を叩いた後にスクリーンショットや録音も・・

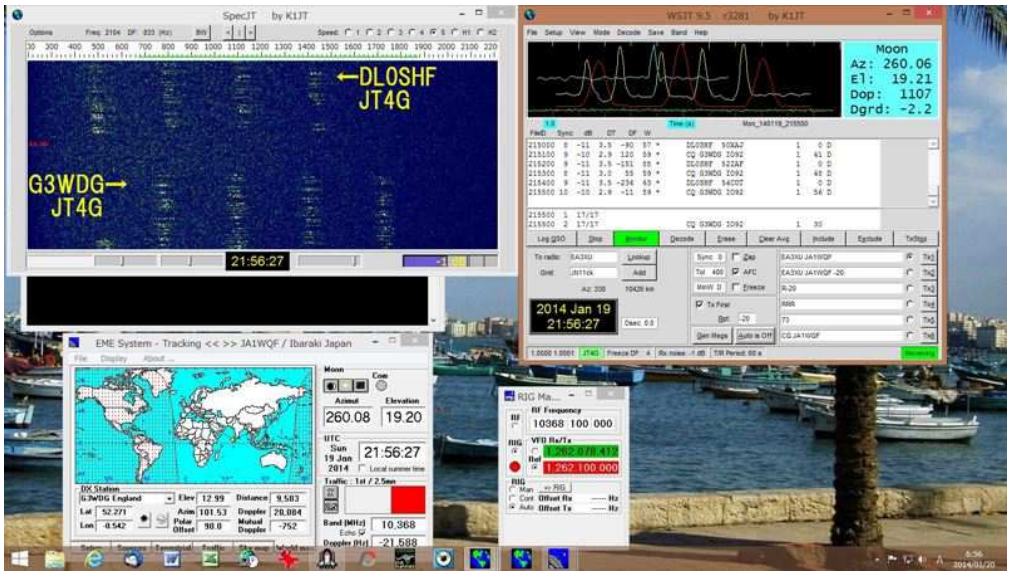
手があと 1 ～2 本必要（頭が二つかも？）ぼけていられません。

8）10GHzEME の状況

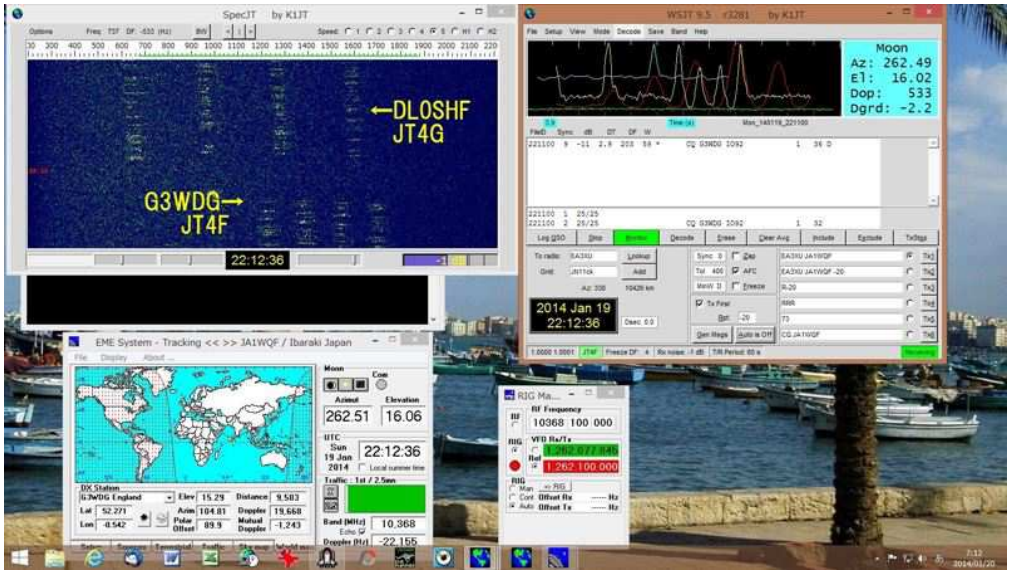
3cm バンドは最近マイクロ波 EME で一番活発なバンドと言えます。ドイツのスーパーステーション DL0SHF がビーコン発射を開始した事が EME 以外、マイクロ波分野のトロッポ通信や衛星通信の先進的な人たちを刺激した様で、色々な方々が 50～60cm の Dish で受信をトライしています。

DL0SHF は QRG10.368025GHz で毎分 20 秒から 40 秒まで、以前は CW ID 送信でしたが最近は JT4G でメッセージも送信しています。

通常運用は QRP50W、時に 500W の切り替え、7.8m の Dish を使用との事です。下写真はビーコンスペクトランとテキストです。



DL0SHF JT4G 10GHz ビーコンと G3WDG.　JT65 と違い 4 本ライン、本来これは直線です



JT4G 対 JT4F のライン幅注目　通常 10GHz 24GHz は JT4F を使用。 リブレーション多し

DL0SHF　JT4G モードビーコン内容は下の通りです。

213400　9　-11　2.5　-197　92 *　DL0SHF 34KYB　1　0　D

A　B　C　D　E　F　G　H

A 時間 B シンクロ回数　C 信号強度　D 時間差　E 周波数差　F 広がり
G コール H　ランダムメッセージ（これ今回からのサービス）34KYB は「34 分に KYB」KYB はキーワードで、この日この時間の割り当て文字列です。
この JT4G を送信の後、現在 CW メッセージをさらに送っています。

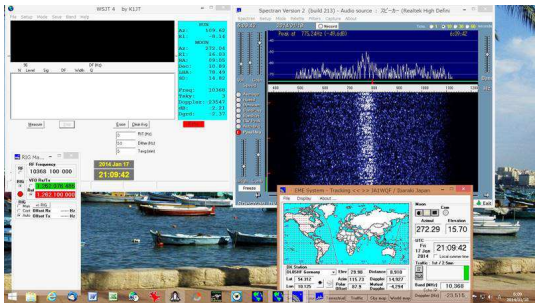
マイクロウエーブ EME デジタルモードに関しましては次の 24GHz でもう少し書きます。

＜余談＞

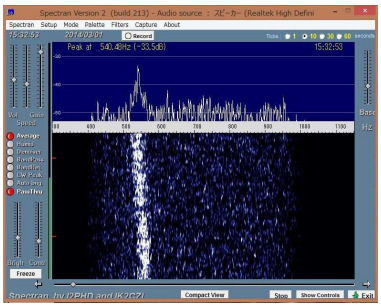
DL0SHF は本当に **7.8m　50W でしょうか？**

内緒です、実は某日私と G3WDG Charlie がお遊びで「ビーコンごっこ」をしたのが前ページ写真です、Charlie の 3m 50W の方が少し強いのです。

別の日に Charlie と QSO した他の局も「SHF より 2DB くらい強い」のコメントを Logger のやりとりで見聞きしています・・・・？



DL0SHF　CW ビーコン



今年 3 月 強力 CW これ JA4BLC 又賀さんの信号です

また、残念ながら現在の 50W ビーコンを「一般の 50 ㎝ Dish で CW 音を聞くこと」は困難と思われ、JT モードで何とか見えるのではないでしょうか。

500W 出力の信号を私は聞いた事がありませんが、又賀さんから頂いたスペクトラン写真、それは強烈でした。（この謎これでおしまい）

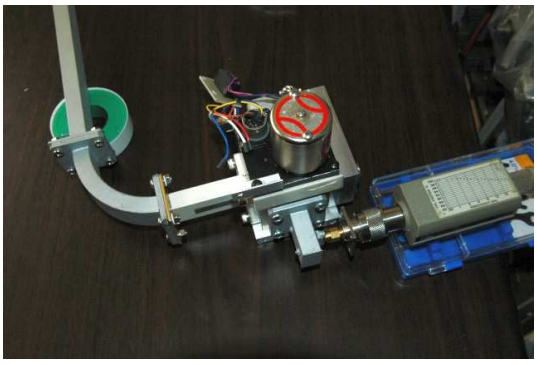
話題を 10GHz 全般に戻し、前にも書きましたが 3 ㎝は活発に運用され相手捜しも容易なバンドと言え、コンテストでも多くの参加局があります。

「洗練された」小さな Dish に出力 10W クラス、JT モードの EME 通信実験が良く行われており、ここで遊ぶのもかなり面白いと思います。

私は 3cm バンドも 2.4mDish ですが、やや小さいかなと言う感覚です。
前述の通り 14 局と QSO　意外と少ない原因はやはり JA バンドだけ別周波数かしかし、私達のために良くここまでコンバーターを用意してくれたと感謝しています。

アクティビティーリストでは 5GHz より局数は多く 90 局強でしたが前回も例にあげた OK1KIR は＃79 ですので実際には 80 局位が運用でしょうか。
マイクロウエーブ EME の「たまりば」は HB9Q Logger の 2304MHz and UP です、やりとりの多くは 3 ㎝中心で皆さん JA にも注目して頂いています。

10GHz バンドの物作りや周辺機器の考え方は 5GHz 以下と大分違いを感じ各作業とも「マイクロウエーブ」と言う実感が私にはしてきます。
波長も 3 ㎝とやや短くなり、ロスが気になる所は導波管構造で対応します。重複しますが **Feed ホーンは導波管 SW 直付け、LNA も同じ、送信系統は PA から導派管で給電です**。1dB 以下の損失すら送信受信とも成果に大きく関係してきます。
同軸の使用はセミリジットケーブルでユニット間の接続を行い、少し長い距離にはこの周波数もセミリジットに比べ同軸ケーブルの方が有利で下右写真は「送信 導波管給電と受信 8DSFA 出力」の Feed の例です。



ロスは大敵、導波管と導波管 SW のロス確認中

送信は導波管、受信 LNA アウトは 8DSFA

＜導波管に関して＞
10GHz バンドの導波管は 2 種類使用できます

型番	（IEC 規格）	周波数	内径 mm	ロス（銅 理論値）
WRJ10 (WR90)		8.2GHz-12.5GHz	22.86X10.16	0.09dB/m
WRJ120 (WR75)		9.84GHz-15GHz	19.05X9.525	0.12dB/m

ジャンクで出回っている導波管は WR120 が多く、特にベントやフレキシブル導波管の多くは WRJ120 です。上記ロスからは WRJ10 が有利で 0.03dB が気になると言えばなります Hi
＊導波管 SW も WRJ120 タイプが圧倒的に多いですが、これでも問題なし。
＊ KUHNE の導波管タイプ LNA や SSPA は WR90(WRJ10)しかありません。
＊ WR75 で作る事が出来るか問い合わせましたら NO でした。
導波管 SW と LNA 接続方法、さらに SSPA 接続に少し工夫が必要です。

現実にはどうしても WRJ120 と WRJ10 の混合組み合わせや、後で書きます「導波管もどき」など少々異径になる組み合わせが生じると思います。

でもテーパー導波管の使用は必要有りません。

「フランジと導波管の一部」を細かな目のやすりで削り、面合わせして「電波が当たっても怪我しない」的な処理で OK です。

ストレート導波管も高価です、インターネットで真鍮パイプ取扱店から通販で買うことができます。10GHz や 24GHz 各種もそれぞれ該当に近いサイズが有ります。

＜フランジ＞

導波管フランジも驚くほど高価です。これも真鍮板 3～4mm 厚のものを Yahoo などで探し、サイズ指定して四角にカットしてもらいます。

10GHz 用は 1 サイズで OK、ついでに 24GHz 用のカットもお勧めします。

導波管の穴とビスアナは自分で開けます、ボール盤とやすり作業は金箔人間みたいになり楽しい？です HiHi　作業性から 3mm 厚を 2 枚合わせで同時に加工が良いでしょう。

このあたりの製作も JH0YQP 西新潟クラブ HP にありますのでご参考に。

＜導波管偏波面に関して＞

方形導波管は長い方が E 面、短い方を H 面と呼びます。

通常、導波管を立てた状態 **I が水平偏波になり ＝ が垂直偏波になります。**

（下写真）

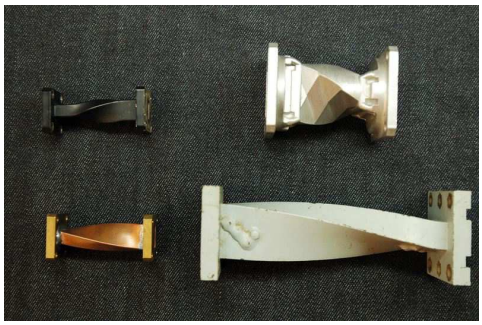
＜10GHz,24GHz 偏波面で重要な事を書忘れていました＞

先達の取り決めで EU が垂直偏波、US が水平偏波を使用しています。

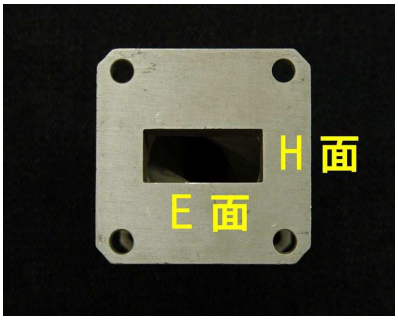
JA や VK その他はそれぞれに合わせる・・だそうで、JA は EU 向け水平 US 向け垂直にする・・です。

偏波面を変えるにはツイスト導波管などを使用しますが、殆どの JA の皆さん 10GHz、24GHz とも**通常は水平偏波のセッティング**です。

理由として QSO 相手局数は EU が圧倒的だからです。



手持ちツイスト導波管各種例 左 24GHz 右 10GHz



導波管 E H 面

　では US 向けに偏波面をどう変えているか？？
私は USA と 10GHz、24Ghz ともに QSO した時は・・・・
偏波面は水平のまま変更しないで QSO しました、W5LUA には「常識 Hi」としかられましたが変更が面倒で・・でも何とかなりました、AL 以外の USA もあまり問題なく QSO、また VK とも水平のままです。
（変更した方が良いと思います）
　実はこの「偏波面の変化」は地域間で固定されたもので無く大いに回ります。月の遠近や前述のリブレーション変化と共に QSO タイミングに重要な関係がある事を又賀さんに教えて頂きました。
垂直・水平だけの概念ではダメなのです、これは次の 24GHz で。

＜まとめ＞
国際的に CW EME の仲間に入れる対応設備は 2.4m　30W でしょうか。

Dish の効率を最大限に引き出し、良好な NF の LNA を使いロスのない給電を心がける。あたりまえの様ですが、積み重ねが必要でありとても重要です。
　そしてデジタルモードに対応しなければならない事もあり、周波数安定度は重要で PLL ロックした安定かつ正確な周波数を持つ LO オシレッターが必要になります。

　また、ドプラーシフトが大きい、ビームがシャープで月の自動追尾を長時間お任せにできず補正の必要がある・・・・運用に実践での慣れも必要。

＜おまけ＞
　つぎの 24GHz に行く前にマイクロウエーブ親機は何をお使い（予定）ですか。私はトランスバーターの IF を周波数的にイメージなど切りやすい 1200MHz 台にしてあります。現行機種は限られ、新商品？もありますが 1200MHz で EME に使っているのは現在この機械・・・・・。
それと、こんな事もでき気分は最高です！ 2 台の周波数表示をご覧ください。

9）24GHz の設備例

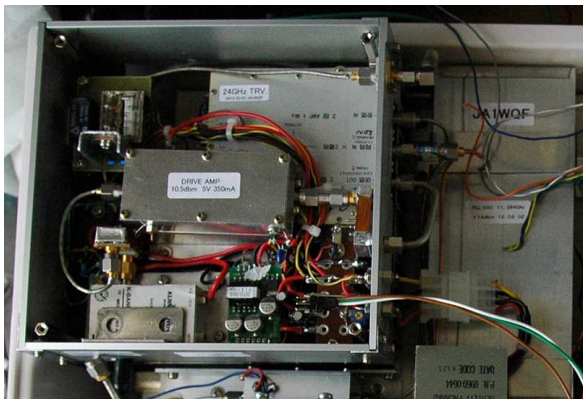
＜トランスバーター＞

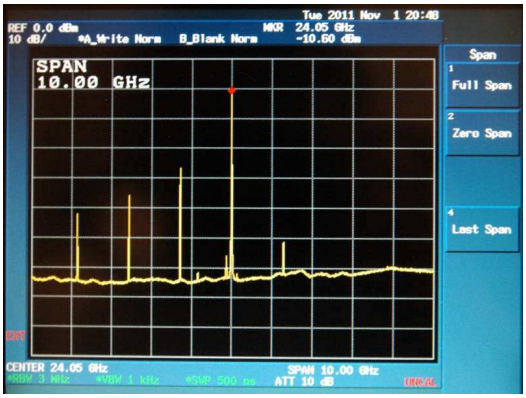
このバンドに使えるトランスバーターは自作の他に KUHNE またはセブロン電子扱い JA0DFR 浅妻さん設計のものがあります。

私は 20 年位前に自作した 24GHz 2 台の内 1 台をつぶし作業に入りましたが、途中で内容変更したため BOX に入らなくなり浅妻さん基板使用のトランスバーターに変更致しました、小型で FB です。

（セブロン電子 HP と JH0YQP 浅妻さんページ参照）

このバンドのトランスバーターは残念ながら「買ってきて繋いでハイ」と言う訳には行かず、セブロン電子も KUHNE も EME 用には「素材提供」と考えるべきかも知れません。いずれにしろ楽しみは入口段階で十二分に堪能できます。





工事中の写真 右下四角が TRV 右のチャネルは PLL 部分（この方が TRV より大きい）段間アンプ BPF 2 段を通りやっとドライブ 3W 出力。　何もしない TRV のスペクトラムが右写真

たとえば、トランスバーターとローカルオシレッターを入手し、やっと辿り着き、出てきた 24GHz は写真上右が現実で、これで EME は出来ません。

（IF 周波数 1280MHz 毎、下にずら～っと、大きいのは約 - 26dB）

24GHz はスタートにあたりマイクロウエーブのお勉強や工作を真剣に考え、ある程度気合と努力そして時間も必要ですが遊びとして本当に面白いです。

基板ストリップライン上のスタブ調整など「0.1mm の世界」と感じシビレます。

もう一つ方法は「強力な技術的応援者」を得てオペレートする事ですが、運用や準備、アンテナ調整など自分で調べ考え取り組まなければならない事も沢山あり、これもやりがいがあります。

ここではマイクロウエーブ製作マニアでなく、マイクロウエーブ EME 運用を目的と考え、選択はセブロン電子 24GHz トランスバーターでは‥と思います。

局発が付属していません、たびたび登場の JF1WKX 勝間さんの Solilock になります。　これはリファレンスが 100MHz と 10MHz があり 100MHz の方が位相雑音が低く FB ですが、超安定した 100MHz OCXO の入手が困難であり EME 用には 10MHz 基準が良いかも（現在 100MHz 路線ですが対応可能と）

これで 24GHz 10mW の送りと受けが出来ます、**波を綺麗にしてから**、あと 30 数 dB、3000 倍位に増幅し受信に低 NF の LNA を付けて月に向けましょう。

＜24GHz フィードホーン＞

24GHz は 10GHz と同じように直線偏波が使用されています。
ホーンは 10GHz に比べ小さく作りにくい感さえしますが難しくは有りません。

ここも基本本体はホームセンターで販売している 12.2 パイの銅パイプで済みます。寸法を確定せずに調整便利なトロンボーン風にスライドさせるには **A 外形 12mm、B 外形 10mm　ともに厚さ 1mm** のパイプ使用が良いでしょう。

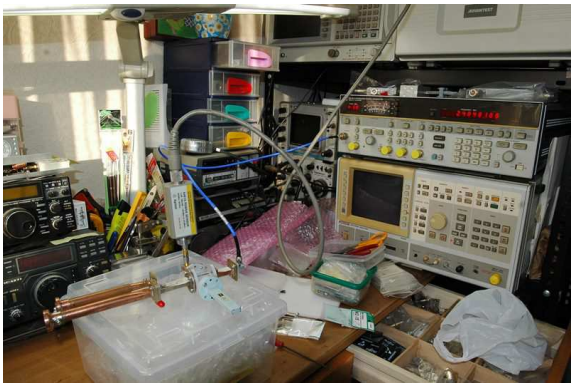
製作した様々な形状のフィードホーン

使用中の VE4MA タイプ

左写真はテストや製作した様々な形状のフィードホーン、デュアルモード形状はホームセンターの銅管異形ジョイントを加工して使用。

VE4MA タイプもリングは別径のパイプ蓋です。
いずれのフィードホーンも導波管直結ですのでハンマーで潰し、受けの導波管形状にしてフランジ加工します。

Feed box の 24GHz VE4MA



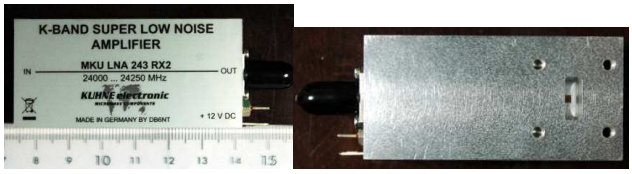
フィードホーンの調整　確認作業中

「で、どれが良かったか」早い話しの方が良いですね。使用 Dish の形状や深さに依るでしょうが、私の F/D 比 0.32「 D カップ」の 2 代目 Dish にはホーン集合写真左から 3 番目セブロン製デュアルモード、 5 番目小さい異形ジョイント使用の自作デュアルモード、右の VE4MA タイプでした。
（このフィードホーン製作も西新潟クラブ HP にあります)、

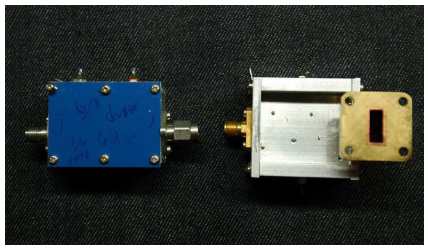
＜ 24GHz　LNA　＞

このバンドは計測や各ブロックのジョイント用にセミリジットケーブルを使いますが、さすがにロスが多く、少々の長さ以上は基本的に導波管による取り回しになります。

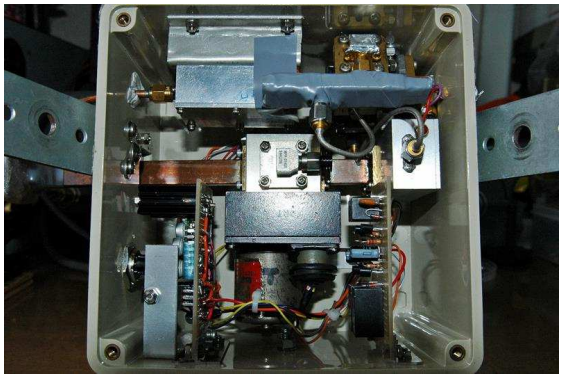
LNA は自作するか KUHNE の導波管入力を使うかです。



KUHNE 導波管入力 LNA 表裏



20 年位前製作の自作導波管入力 LNA　右



左写真　Feed box 内部　LNA-アイソレーター-BPF-LNA の 2 段 LNA 接続。
右写真　24GHz では FEED へ送受共に導波管使用

完成品を使う限り LNA 自体は難しい事は無く導波管 SW にうまく直付けするだけ、私の場合段間に BPF とアイソレータを入れ 2 段目は自作 LNA です。

内部が込み入っているのは、導波管 SW はラッチ動作で駆動電圧は 24V ですのでその対応やら何やら。SW に連動した LNA 保護回路も入れています。

右写真 Dish センターフィード。 カセグレンですと給電がここまで長くならないですが、これは構造がシンプルで調整が比較的楽？（でもありません Hi）どちらが有利かは好みでしょうか？

＜　24GHz　HPA　＞

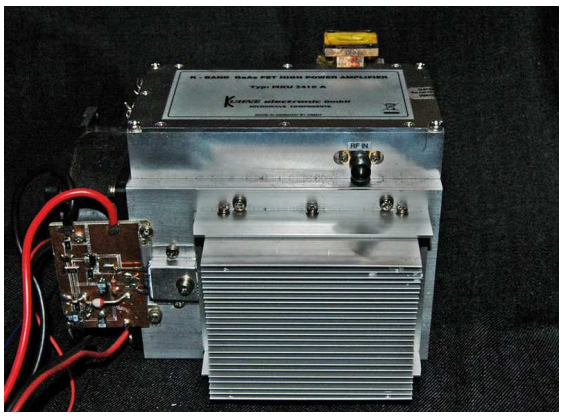
アマチュアの一般マイクロウエーブ通信では 24GH z で数十 W なんて考えもしませんでした。１W 2W がハイパワーです（地上波通信では今でも）
それは「HF で 10KW 以上、2m で 5KW だぞ」に等しい感覚でしょう。
私自身最初は「どうしたものか！？」と考え込みました Hi

このバンドの EME で使用されている SSPA と TWT PA ですが、SSPA は残念ながら自作する事は大変に困難です。一部例が有りますが極めて例外です、ではどうするか。

A) SSPA の場合

JA8 の名士に製作を依頼する、本来もっともっと短い波長が大好きな方で、現在 24GHz の 20 倍位の周波数で遊んでいるはず・・・時間が有るか？
しかし 24GHz 用の POW デバイスは、まだお持ちでしょう。
20W 以上をご希望の方は相談の価値はあります。それとトランスバーター一体での制作依頼ができれば、盆と正月が一緒に来たようなもの。

ほかには KUHNE の SSPA しかありません。下写真が現物で、空冷放熱器電源コントロール回路も作り、すぐ使えますが方針変更で現在お休み中。
随分前に大枚を叩いて購入したものですが、多分 KUHNE アマチュア用販売品目で一番高価では？　でも 10W 出力です。



何とか FEED 位置に付けられそうですが計画変更、精度の良い Dish」が欲しいです

B) TWT PA の場合

商業設備からの TWT PA ジャンク流通が無くなり（減り）入手がかなり難しくなっています。現在はどなたかのコレクションを分けて頂くしかありません。
SSPA で書きました通り 24GHz のハイパワーSSPA はジャンクも無く、新品デバイスの入手や技術的問題で簡単には作れないのです。

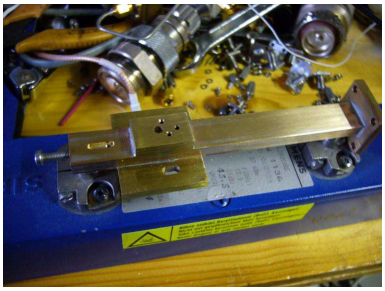
そこで高圧電源や真空管に「慣れた」EME のおじさんたちが TWT を改造し使用しています。

最近 24GHzEME（以上の周波数も）ハイパワー要求が増え、ますます入手困難になり持っていても手放さない状況で、良い「コネ」がないと困難か。

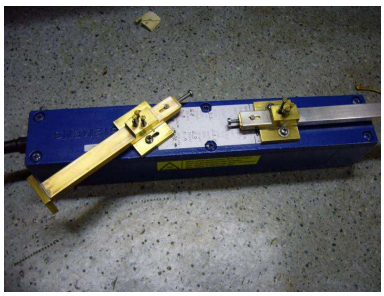
新規開局は、前写真の KUHNE の 10W を FEED 位置に置き頑張っている方もいます、**しかし中古 TWT の対パワー コストパフォーマンスは抜群！です**

24GHz　TWT と電源

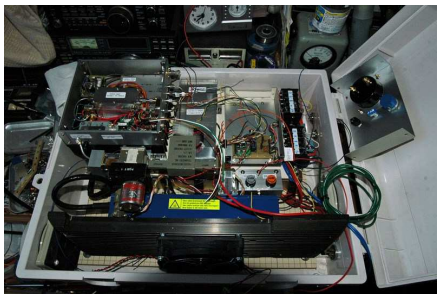
SMA 入力と導波管出力



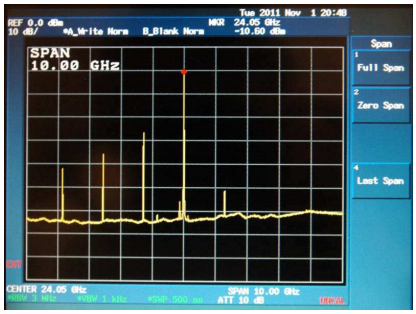
TWT 改造の例　1

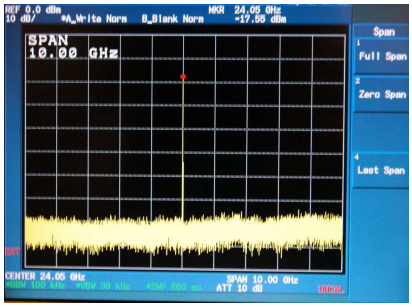


TWT 改造の例　2



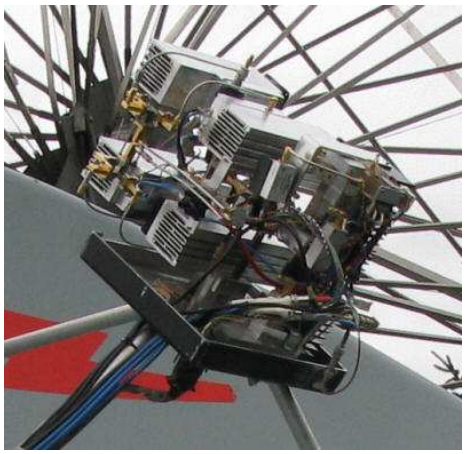
TWT PA を組み込み中直下 BOX 写真　FEED 位置で 24GHz 方結＋ダミーでパワー測定



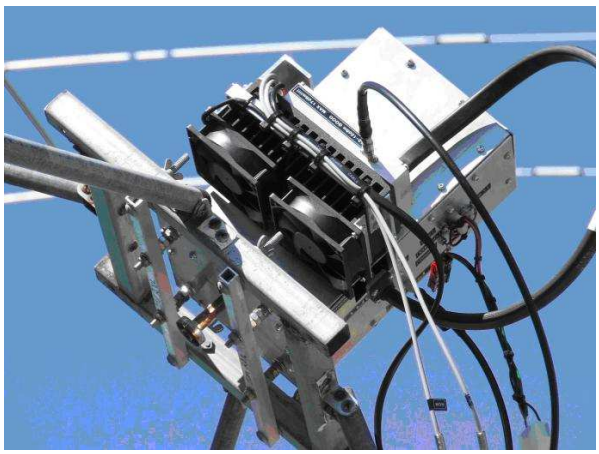


前に載せた TRV 素の出力スペクトラム　フィルター通し TWT アウトもきれいに！

＜Feed 位置の 24GHz SSPA 設置例＞



何と KUHNE4 発 乗用車が買えます



この例が最近多い 10W 絞り出し＋VE4MA

11）24GHzE ME の運用

＜周波数と POW　Dish サイズ＞

24GHz の EME 運用周波数は世界共通 24.048GHz です。他のバンドと同じように 100KHz 中心に、つまり 24,048,100KHz 近辺で QRV しています。

運用形態としてほぼスケジュール QSO または Logger 連絡を見て追加参加で申し込み、交信しています。

スケジュール QSO になる理由はドプラーシフトが非常に大きく、相手の状況が不明である場合信号を見つける事に困難があります。
一般的に信号が微弱で、さらにリブレーションの影響で信号エネルギーが拡散し聞きにくい信号になるなどです。

私は昨年秋に運用開始以来 7 局と交信、内容は CW が 4 局　JT が 5 局（9QSO　7 局＃）でした。
また、今シーズン（2013 年秋～2014 年春）24GHz に QRV した局は、知る限り全部で 9 局と思います

現在日本の 24GHz 運用局は、JA6CZD 森さん 2.4m オフセット、JA1WQF 笠井 2.4m の 2 局、JA4BLC 又賀さん 3m が QRV 準備中。
そして JA8ERE 照井さんが設備準備し免許申請中です。

運用モードは主に CW でしたが、最近デジタルモードによる交信が増えています。理由は設備の問題で SSPA の所で触れました様に EME 通信を行なう理想送信電力に達する事が現状では困難もあるからです。

しかし新しく開局した方々が 24GHz10W 運用で思いのほか成果を上げ、JT 以外、CW でも 10W 同士の QSO が行われています。

私が QSO した中で VK3NX PA0BAT G3WDG は 10W 局、JTQSO です

10GHz,24GHzEME 移動運用や室内 EME などで有名な VK7MO

10GHz 同様ポータブル運用とか 90 ㎝程度の Dish や小さな設備で EME 交信を楽しんでいる局もいます。

このバンドの Dish サイズは 10GHz 兼用と言う事か 3m Solid が多いと感じます。 また 2.4m のオフセットはこのバンドや、さらに上のバンドを目指す局でも使用されており、精度の良さがうかがえます。

送信パワーは 10W 局と 20-30W 局が主で、JA6CZD 森さんの SSPA30W 以上はハイパワーです。TWT PA による 50W や 100W 局のビッグガンも少数存在。

世界的な局数ですが OK1KIR のイニシャル QSO から全 18 局と思います。

(11－B) Dish 調整の目安

日本標準（以前お聞きしたデータ）

	Dish	NF	POW	MN	SN	
JA4BLC	3m Solid	1.5		1.8dB	12.2dB	-
JA6CZD	2.4m OF	1.5		2.2dB	13.0dB	-
JA1WQF	2.4m Solid	1.5		1.8dB	12.5dB	

~~~~~~

海外局参考

	Dish	NF	POW	MN	SN	
W5LUA	2.4m OF	-	100	2.2dB	14.2dB	-
LX1DB	3m Solid	1.4	42	2.6dB	15.5dB	
PA0BAT	3.7m	1.8	11	2.2dB	13.8dB	
VK3NX	2.4mSolid	1.5	10	1.7dB	13.4dB	
G3WDG	3.0m Solid	1.5	10	1.8dB	13.0dB	

24GHz のサンノイズ、ムーンノイズ共にそれぞれの距離や位置、また
~~~~~~

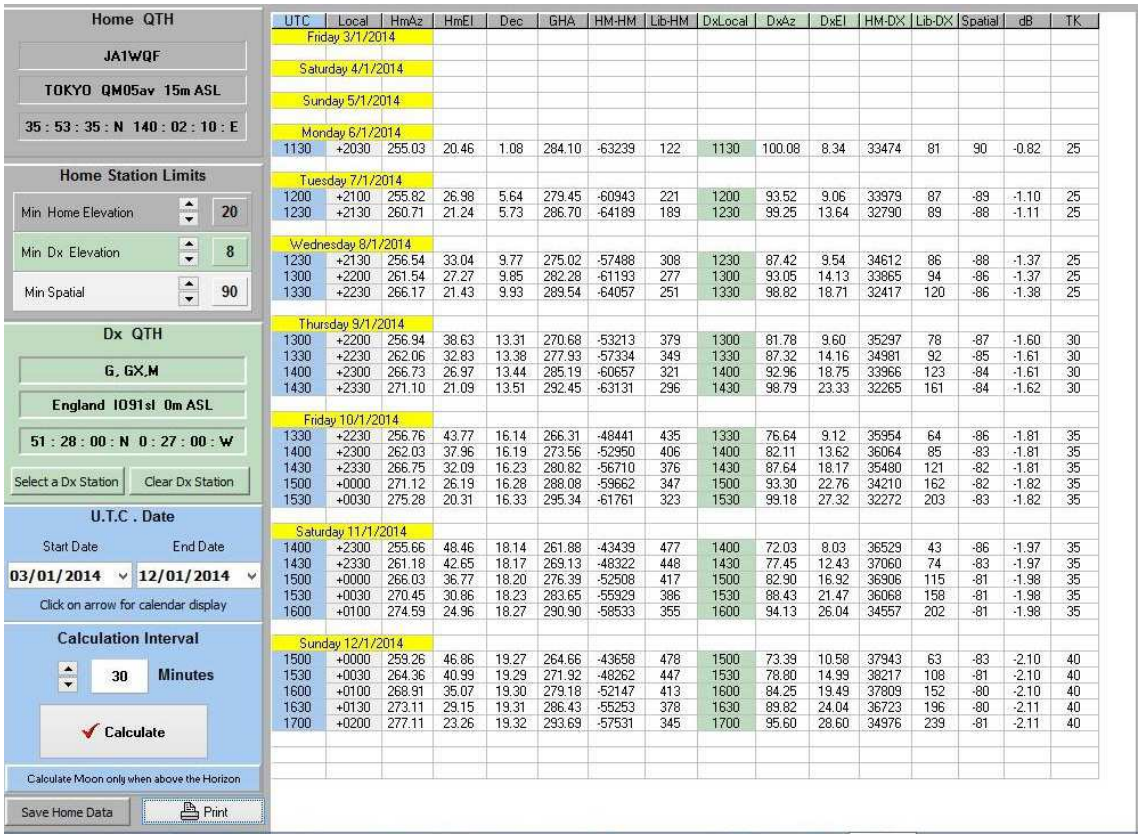
このバンド特有な天候による変化も大変に大きく影響しますので参考に。

＜24GHz バンドのリブレーションとデジタルモード＞

ここは信号の拡散はとても大きく、対策としてドプラーシフト、リブレーションともに有利になる月の出や、月の入りを狙ってスケジュールを組む事もあります。

しかし日本の地形や住宅環境などで EL10 度以下の QSO は困難でしょう。これらの不利は日による変動も大きく、さらに DX 局間と偏波面の変化もあり VK3UM の EME PLANNER はウインドウの確認と共により有利な条件を捜す事ができ、非常に便利で有効なアプリケーションと思います。

（お使いでしょうが念のため）

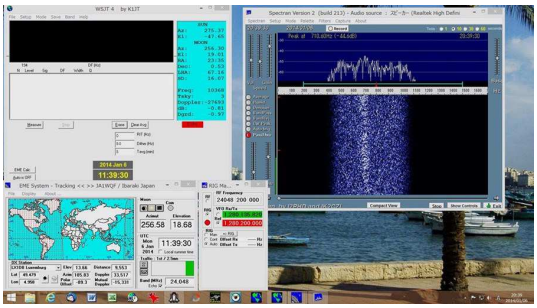


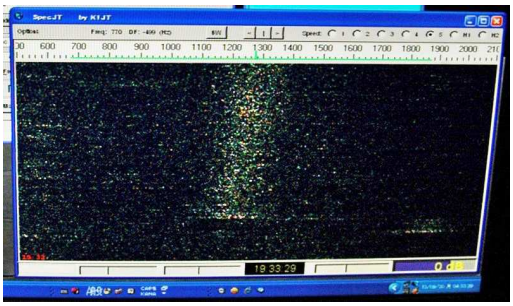
UTC	Local	HmAz	HmEl	Dec	GHA	HM-HM	Lib-HM	DxLocal	DxAz	DxEl	HM-DX	Lib-DX	Spatial	dB	TK
Friday 3/1/2014															
Saturday 4/1/2014															
Sunday 5/1/2014															
Monday 6/1/2014															
1130	+2030	255.03	20.46	1.08	284.10	-63239	122	1130	100.08	8.34	33474	81	90	-0.82	25
Tuesday 7/1/2014															
1200	+2100	255.82	26.98	5.64	279.45	-60943	221	1200	93.52	9.06	33979	87	-89	-1.10	25
1230	+2130	260.71	21.24	5.73	286.70	-64189	189	1230	99.25	13.64	32790	89	-88	-1.11	25
Wednesday 8/1/2014															
1230	+2130	256.54	33.04	9.77	275.02	-57488	308	1230	87.42	9.54	34612	86	-88	-1.37	25
1300	+2200	261.54	27.27	9.85	282.28	-61193	277	1300	93.05	14.13	33865	94	-86	-1.37	25
1330	+2230	266.17	21.43	9.93	289.54	-64057	251	1330	98.82	18.71	32417	120	-86	-1.38	25
Thursday 9/1/2014															
1300	+2200	256.94	38.63	13.31	270.68	-53213	379	1300	81.78	9.60	35297	78	-87	-1.60	30
1330	+2230	262.06	32.83	13.38	277.93	-57334	349	1330	87.32	14.16	34981	92	-85	-1.61	30
1400	+2300	266.73	26.97	13.44	285.19	-60657	321	1400	92.96	18.75	33966	123	-84	-1.61	30
1430	+2330	271.10	21.09	13.51	292.45	-63131	296	1430	98.79	23.33	32265	161	-84	-1.62	30
Friday 10/1/2014															
1330	+2230	256.76	43.77	16.14	266.31	-48441	435	1330	76.64	9.12	35954	64	-86	-1.81	35
1400	+2300	262.03	37.96	16.19	273.56	-52950	406	1400	82.11	13.62	36064	85	-83	-1.81	35
1430	+2330	266.75	32.09	16.23	280.82	-56710	376	1430	87.64	18.17	35480	121	-82	-1.81	35
1500	+0000	271.12	26.19	16.28	288.08	-59662	347	1500	93.30	22.76	34210	162	-82	-1.82	35
1530	+0030	275.28	20.31	16.33	295.34	-61761	323	1530	99.18	27.32	32272	203	-83	-1.82	35
Saturday 11/1/2014															
1400	+2300	255.66	48.46	18.14	261.88	-43439	477	1400	72.03	8.03	36529	43	-86	-1.97	35
1430	+2330	261.18	42.65	18.17	269.13	-48322	448	1430	77.45	12.43	37060	74	-83	-1.97	35
1500	+0000	266.03	36.77	18.20	276.39	-52508	417	1500	82.90	16.92	36906	115	-81	-1.98	35
1530	+0030	270.45	30.86	18.23	283.65	-55929	386	1530	88.43	21.47	36068	158	-81	-1.98	35
1600	+0100	274.59	24.96	18.27	290.90	-58533	355	1600	94.13	26.04	34557	202	-81	-1.98	35
Sunday 12/1/2014															
1500	+0000	259.26	46.86	19.27	264.66	-43658	478	1500	73.39	10.58	37943	63	-83	-2.10	40
1530	+0030	264.36	40.99	19.29	271.92	-48262	447	1530	78.80	14.99	38217	108	-81	-2.10	40
1600	+0100	268.91	35.07	19.30	279.18	-52147	413	1600	84.25	19.49	37809	152	-80	-2.10	40
1630	+0130	273.11	29.15	19.31	286.43	-55253	378	1630	89.82	24.04	36723	196	-80	-2.11	40
1700	+0200	277.11	23.26	19.32	293.69	-57531	345	1700	95.60	28.60	34976	239	-81	-2.11	40

JA1WQF と G3WDG 間の 24GHz スケジュール例、時間 AZEL などに対しリブレーションや偏波面の変化などが良く分かる優れもの。

24GHz CW トーンは聞きにくいのが通常かも知れません。

次ページのスペクトランですが、CW 受信音は LX1DB の 80Hz でも聞きにくく、W5LUA は信号が強いので「全体の雑音レベルがあがる」様な感じで聞えます。

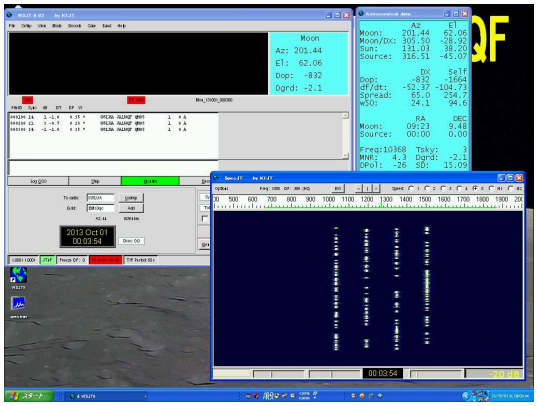




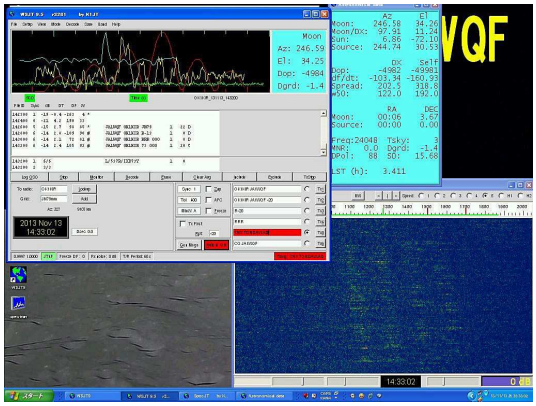
24GHz LX1DB の CWQSO 80Hz まずまず　初めての 24GHzW5LUA 250Hz も広がり QRH 有

＜デジタルモード JT4F＞

意外や意外、デジタルモード実験を続けている内に JT4F 或は JT4G モードが CW では聞き取り困難な広がった信号もデコードする事が分かりました。
（24GHz のデジタルモードは現在 JT4F で運用されています）



これが JT4F 正規信号　4 本ライン



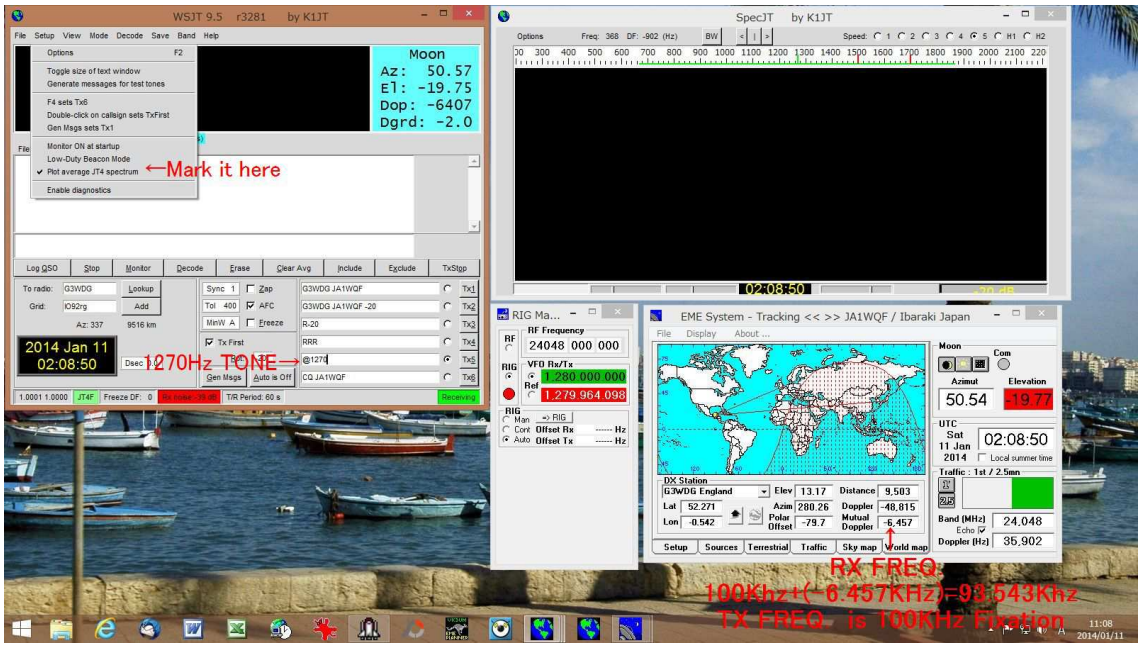
OK1KIR と QSO ラインが広がり斜めに流れ

上左は PC2 台を直結して見た JT4F の理想信号、JT65 と違い 4 本ラインです。
上右 OK1KIR と実際の交信から **24GHz の伝搬、変化**が良く分かります
この時 OK1KIR の信号は 1 分間にドプラーシフトで約 120Hz 動き、リブレーションで約 100Hz 広がりが有りました。

JT65B や JT65C では十数 Hz の QRH でもデコードしない事が多いですが、この JT4F モードは 100Hz でも OK、かつこんなに拡散した信号をもデコードするのに本当に驚かされました。

ここで、現在マイクロウエーブで行われている JT4 モードの交信に関して少し説明します。
運用にあたり周波数管理は大切で 24GHz でも数十ヘルツ以内の周波数確度と超安定性を求められます具体的には PLL 基準の GPS ロックなどで各局が対応。

A) JT セッティング



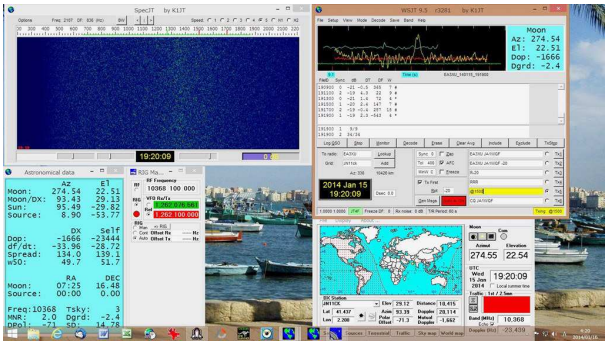
この様に私は WSJT9.5 と F1EHN の EME SYSTEM を開き同時に使用しています。

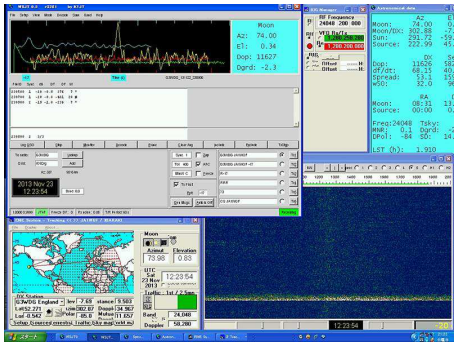
まず WSJT9 の Setup を開き下から 2 番目 Plot average jt4 spectrum にチェックを入れます。その他は JT65C などと同じです。（WSJT 基本セッティングは完了している条件）

B)イエローライン

上の操作でこのバンドや 10GHz で良く耳にする「イエローライン」が受信画面に出る様になります。

また交信の最初に相互の周波数あわせでシングルトーンを送りますが、方法は簡単、右側送信メッセージ欄 TX5 に「@1270」を入れる事で 1270Hz シングルトーンが SSB 送信されます。





左上は EA3XU の 10GHz 受信画面と黄ライン　　右は 24GHz G3WDG の黄ライン

右上の黄ラインを 1270Hz に合わせ受信周波数の同調を取ります。

また例えば@1000 では 1000Hz が出ます。これを利用し受信信号の周波数で内容を表し通信する事も一部であります。

@1270　Start

@1500　RRR

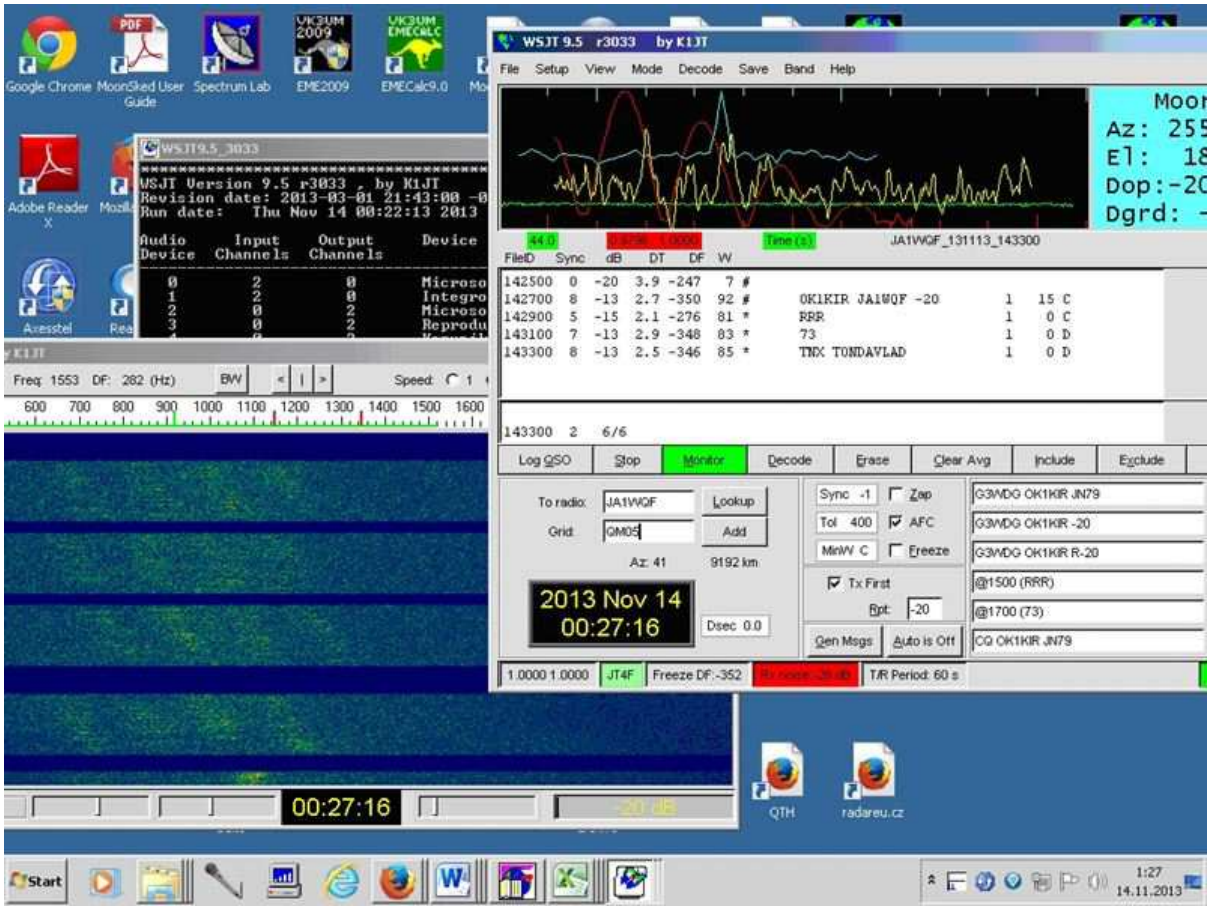
@1700　73

で、これは VK7MO Rex が提案している方法です。なぜこの方法かと言うとJT4F と言えども超微弱な信号はデコードしない事もありますが、このイエローラインはかなり弱い信号も表示する事が理由です。

ウルトラミニステーションや特に条件の悪い時用の通信方法と言えます。

＊ しかし多くは信号確認と周波数合わせで QSO 開始時に行っています。

C)JT4F　QSO 例



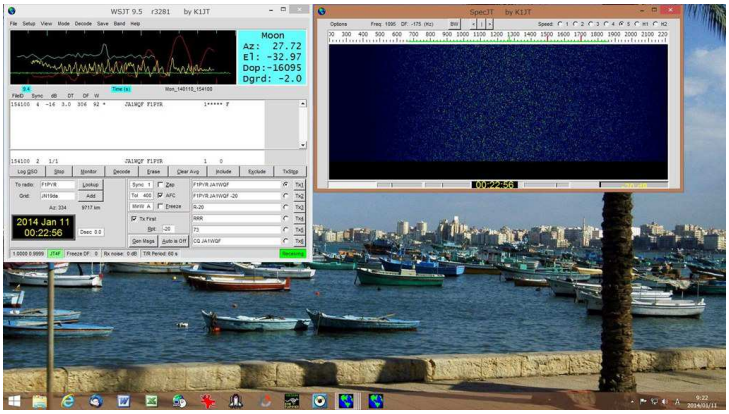
上は OK 1 KIR が私と 24GHzQSO 時、彼等が受信したスクリーンショットです。完璧に 1X1 の交信でした。

一番下の私から送信のメッセージをご覧ください。

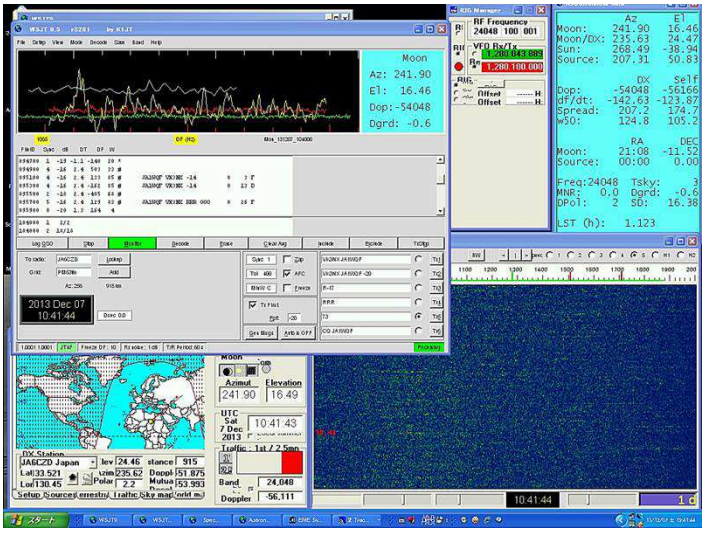
「TNX TONDAVLAD」メッセージ文字制限で「Tnx Tonda and Vlada」が内容ランダムメッセージも完璧に受信されているのが見えます。

23 ㎝ JT で私はここを使いチャットもしばしば。これ RTTY と同じでは？？

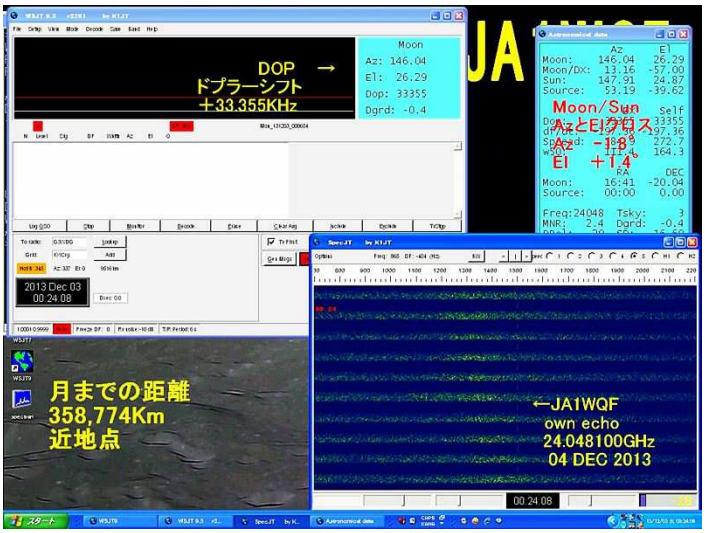
次にリブレーションで拡散し、信号も弱く軌線が薄っすら「殆ど見えない」様な信号もデコードした実例の写真を。(音など全然聞こえません・・・スゴイ)



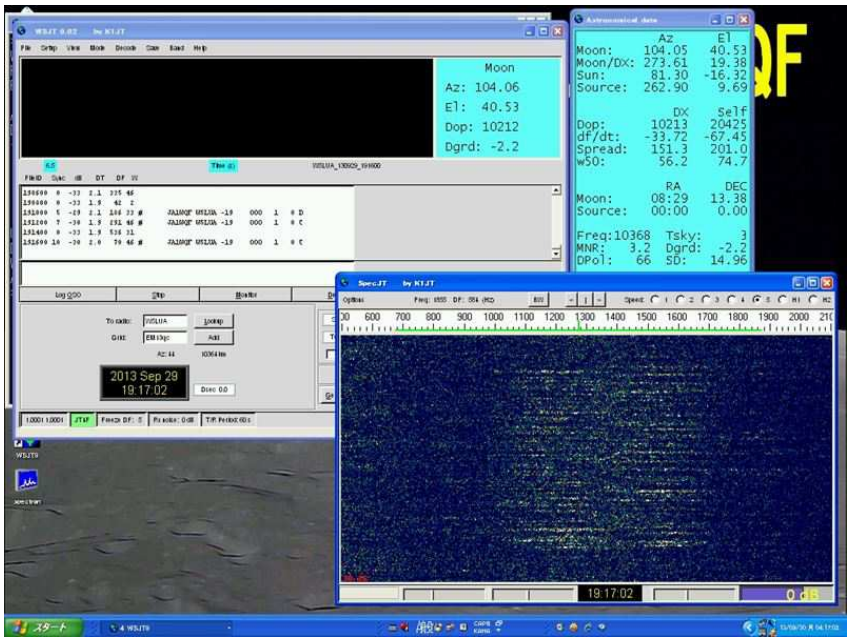
24GHzF1PYR からのコールをデコード　うっすらした銀河の様ですが・・・



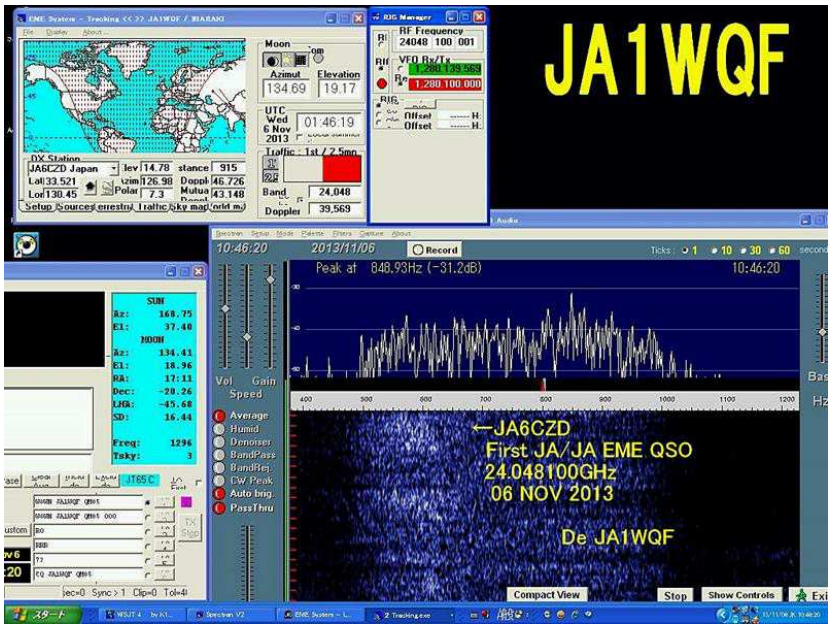
24GHz VK3NX　これは少しまし。



おまけで 24GHz Own echo　この時太陽とクロスし差は EL+1.4 度、AZ-1.8 度



24GHz 私のファースト QSO　W5LUA の JT4F 信号



24GH z　ファースト JA/JA QSO 森さんの CW 信号

12）24GHz EME の状況

24GHz 運用の所で書きました通り現在 QRV しているのは 18 局の世界です。しかし、私がそうであるように局数も徐々にではありますが増加している様です。

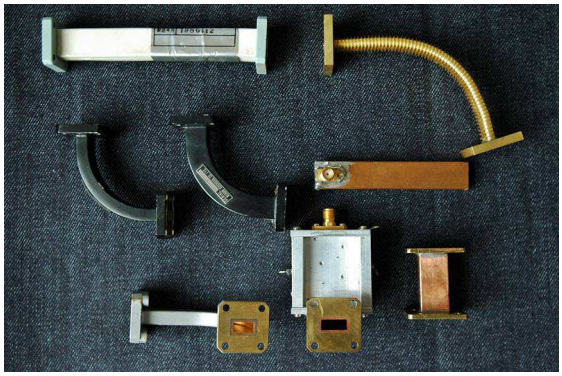
マイクロウエーブ EME を QRV するにあたりどうしても出たくなるバンドで有る事は間違いありません。

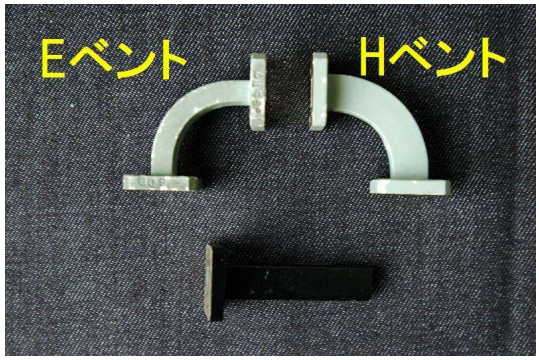
機器やアンテナ周りの製作、調整など頻繁に行ないながらの運用・・・・
「アマチュア無線技術士」としての意欲を満たす周波数でもあります。
　減衰が多いバンドです
電波伝搬に対してのロス、微弱な受信電波や貴重な送信電力に対するロスなどですが、過去のアマチュア関係書物にもありますので是非お調べください。

　ここは給電ロス対策で使用の導波管に関して「アマチュア的解説」はあまり有りませんので、加工や取扱いの参考に 10GHz 同様取り上げます。

＜導波管に関して＞

このバンドの導波管





　まず左写真、左半分が WRJ260 で右半分が WRJ220 です。
そして一番上がフレキシブル導波管で、機器とジョイントで「物理的干渉」の役目で大切、流通は少なく見かけたら入手しましょう。(新品は驚異の値段)
右写真は曲がり導波管の呼称で、下写真は導波管ダミー、この大きさで 1W。

24GHz バンドの導波管も 2 種類使用できます

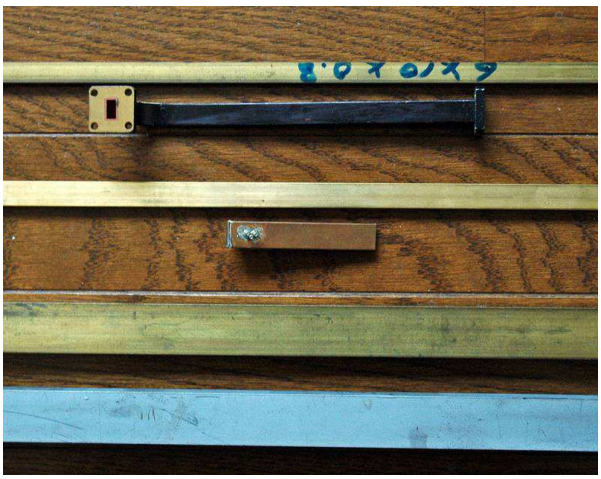
型番　(IEC 規格)	周波数	内径 mm	ロス（銅 理論値）
WRJ220 (WR42)	17.6GHz-26.7GHz	10.67X4.32	0.33dB/m
WRJ260 (WR34)	21.7GHz-33.0GHz	8.64X4.32	0.46dB/m

　ジャンクで出回っている導波管は WR260 が多く、特にベントやフレキシブル導波管の多くは WRJ260 です。上記ロスからは WRJ220 が有利で 0.13dB の差は出来れば WRJ220 にしたい気がします。(しかし私は殆ど WRJ260 を使用)

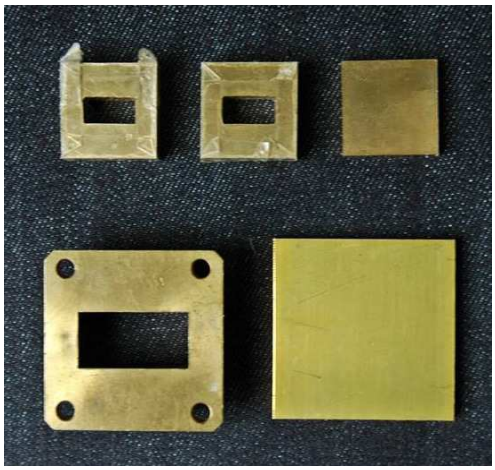
＊ **導波管スイッチ（ジャンク）の流通は 10GHz に比べると大変少なく、貴**
＊ **重品になります。少ない出会い！ですがなぜか 220、260 両タイプとも同**
＊ **じくらいの比率で見ています。見つけましたら即買いでしょう。**
捜せない可能性もありますが、その場合作るしかありません、同軸リレーで代用は無理です。(私の現用は WRJ220 タイプ)
＊ KUHNE の導波管タイプ LNA、SSPA は WR42(WRJ220)しかありません。

代用導波管とフランジ

ストレート導波管もフランジも高価です、インターネットで真鍮材料取扱店から通販で買うことができます。



各サイズ代用導波管



自作フランジ 左上は2枚テープ止め導波管穴あけ

右上写真導波管のサイズは写真下から

型番	内径寸法	外形	肉厚	備考
WRJ10	22.9 X 10.2	-	1mm	
代用	22.0 X10.0	24 X12	1mm	10GHz 用
WRJ220	10.7 X 4.3	-	1mm	
代用	10.0 X 4.0	12 X6	1mm	24GHz 用
WRJ260	8.6 X 4.3	-	1mm	
代用	8.4X 4.4	10 X6	0.8mm	24GHz 用

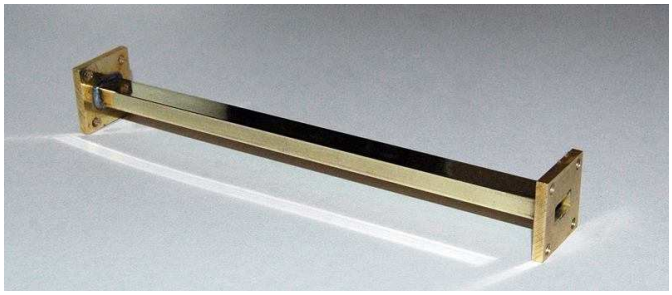
右写真　導波管フランジも代用自作しましょう､左下が WRJ120 の本物で、右がカットしてもらった代用 3mm 真鍮板です。

10GHz 用 WRJ120、WRJ140 ともに **42mmX42mm** カットで対応

24GHz 用 WRJ220、WRJ260 ともに **22mmX22mm** で対応します。

それぞれ写真上の様に導波管穴をあけ、フランジと導波管の半田付け後に基準導波管穴に割り箸などを入れ位置合わせし、フランジ穴を開けます。

（理由は手作業で、導波管穴位置がずれているからです）



代用導波管、代用フランジで製作した例

国際的に CW EME の仲間に入れる対応設備は 3m　10W でしょうか

Dish の効率を最大限に引き出し、良好な NF の LNA を使いロスのない給電を心がける。10GHz でも書きましたがこれにつきます。

また OM の皆様デジタルモードを敬遠？なさる方もいると聞きます。10GHz、24GHz EME はデジタル対応しなければ QSO 局が限定される可能性もあります。

私は SSB もやりたい、CW そして JT も、とても面白いと思います

この機会に是非見直しを如何でしょうか。

13)まとめ

長々とマイクロウエーブ EME に関し書いて来ましたが、今回理論や数値、**図面の類は殆どありません。理由はそれこそ長大なものになりそうです。**

今回の目的は「どうやっているのかな？」に対して、私の手の内を公開し

「皆さまも、どうぞ上に」が目的で、あまり細かい事は書いていません。

何も無ければ「近寄れない」何かに出会うと「分からない」

分からない事がわかればそれは半分解決です、ぜひ先に進みましょう。

私も良く分かりません、しかし冒頭にも書きましたが、5GHz、10GHz、24GHz 共にほぼ手作りの設備で QRV、何とかなっています。

◎「恥ずかしながら」のついでに・・・こんな所から QRV しています。

シャック隣の工作室

24GH z　First QSO でご機嫌写真

マイクロ W の Dish は右 木の影・・↑・低い！　最近 3.7m は HF160m のトップハット

5GHz もっとゲインを下さいませ！

10GHz こんな電線環境で QRV しています

現在のシャック 大きくて重いのが消費税対策でなぜか購入の TS990（QSO まだ 1 局）
その上がノイズメーターと ATT、グレーがコントロール BOX 画面は又賀さん 10GHzCW。

3 バンド共にトランスバーターと PA を防雨 BOX に入れ Dish 裏のスペースに設置、Feed 交換と共に BOX を入れ替えて運用周波数を変更、そしてシャックまで 1200 MHz IF の同軸や各コントロールケーブルを約 50m 引いています。

最後に 5GHz より上のバンドで現在 QRV の JA 局同士は全ての運用バンドで CW QSO 済みです。

さらに JA6CZD 森さん、JA4BLC 又賀さんが中心になりスケジュール QSO やコンテストでは全員参加で世界に JA をアピールしアクティブに QRV 中です。各局の新たな開局をお待ちしております。

以上、皆さまのマイクロウエーブ EME 計画に少しでもお役に立てれば幸いです。

2014 年 5 月 5 日
JA1WQF 笠井三男

マイクロ波に対応可能な EME アンテナのための精密なアンテナ回転機構と方向指示器について（続報）

JH1KRC　渡辺美千明

マイクロ波帯を含めた高い周波数帯の EME（月面反射通信）をうまくおこなうためには、EME アンテナの方位角と仰角の双方を精密に駆動する機構が不可欠です。月の動きを軌道計算ソフトウェアで追尾しながらきちんとビーム内に捕捉し続けるためには、アンテナ本体とそのペデスタル（基台）も同様に物理的に頑丈な作りであることが要求されます。

みなさんはこのことについて何らかの知識をお持ちでしょうけれど、そのすべてを語るひともいないでしょう。

私がこの 10 年間使用してきた TVRO アンテナの静止衛星用駆動装置を本格的な EME 用の装置に改修するまでに、多くの OM さんたちに話をお聞きしました。

彼らのアンテナでどうやってアンテナをうまく動かしているのか、どうやってアンテナ方向を正確に検出して表示させているのか、OM たちは懇切丁寧に詳細を教えてくださいました。

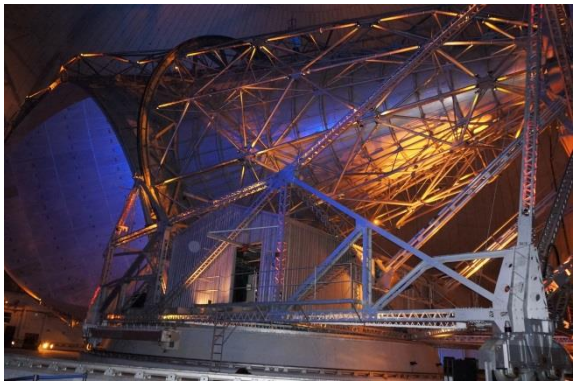
その工夫を昨年の本冊子で発表させていただきましたが、今回もその続報です。有り難い賢者の智慧をみなさんにもシェアしていただけましたら幸いです。

衛星通信用８ｍカセグレン PB8 を訪問

TM8PB,　TM16EME

2014 年 8 月 25-26 日、フランス・ブルターニュ地方の Pleumeur-Bodou（プリューム・ブドゥに近い発音）にて第 16 回インターナショナル EME カンファレンスが開催されました。

パリ・モンパルナス駅から TGV 特急で西へおよそ 3 時間半、さらにローカル線の先にあるこの岩だらけの地は 1962 年にフランスが周回衛星テルスターで初めて大西洋横断テレビ中継をアメリカとおこなった記念すべきところです。現在もパーク・ドゥ・テレコムとして博物館などがあり、当時使用されたアンテナで世界に唯一現存するという全長 53m の巨大ホーンアンテナが高さ 60m の樹脂製レドーム内部に展示公開されています。



このアンテナではホーンの軸が仰角を付けるために回転して開口部が上に向きます。写真右端で写っていませんが、ホーンの末端の高いところに送受信装置を収容するキャビンがあり、これもホーン

と一緒に円形レール上を基台ごと回転し、ます。

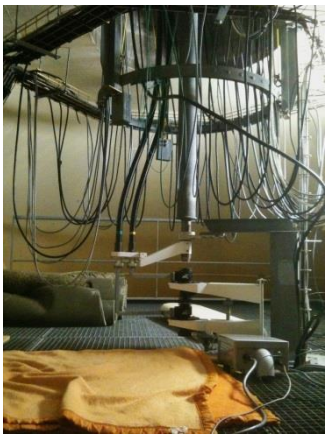
さて、このテレコムパーク内にはその後に建設されたインテルサット規格の 32 mディッシュ PB3（写真奥)、さらに 13 mカセグレン PB8（手前）があり、現在後者は電波天文とアマチュア EME に開放されています。

PB8 カセグレンアンテナからはマイクロ波の有志によりたびたび 5.7GHz が運用され、強力でスミアが少ないクリアな信号が聞かれます。EME カンファレンス中は、第 16 回を記念して TM16 EME が運用されました。

その後も PB8TM のコールで 10 月 4-5 日の ARRL EME コンテスト（マイクロ波部門 5.7GHz）にエントリしています。

ペデスタル上部に円形の旋回（slew）ギアが固定されていて、この周囲で向こう側とこちら側 2 か所のピニオンが回転して上にあるアンテナの方位を動かす仕組みです。双方のモータを対向する方向に駆動させればブレーキ作用が期待できます。

仰角は後方に突き出たリニア・アクチュエータで駆動します。



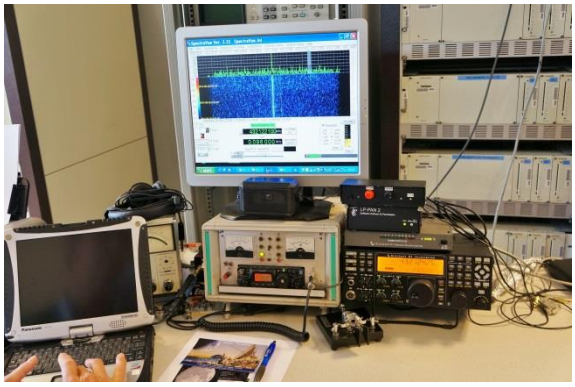
ペデスタルの

直下の二階にあるケーブル巻き取り室まで、可撓（かとう）導波管が下りてきてロータリージョイントに接続さています。ここに 5.7GHz 用 HPA やコンバータを収容しています。

一階フロアにシャックがあり、そこでアンテナのコントロールと EME 運用をおこないます。

追尾プログラムは F1EHN ソフトウェアを利用、本来の駆動装置を改造して使用しています。フランス・テレコムでエンジニアを務めていた F3ME Lucien さんが解説しています。

どう工夫したのか（たぶん導波管の途中にスプリッタがあるのでしょう）、このアンテナで使用されていた従来の C バンド（4GHz 帯）の受信機も同時に動作していて、それでムーンノイズをスペアナ画面でモニターしながらアンテナ方向を修正していました。



洒落たキャビネットに収納した FT-817 で 432MHz を IF にしています。エレクラフト K3 を併用して、大画面でウォーターフォールをモニタしていました。

あいにく雨天曇天でしたが、初日から JA4BLC や JA6CZD はじめ多数と交信していました。

ご参考までに、昨年紹介した G4NNS のホームページに見られる旋回する（slew）ギアを示します。カンファレンス前に本人から再度説明を聞きました。

内側がベアリングになっていて、ここにアンテナとピニオン駆動装置が乗ります。外周のギアはペデスタルの下の部分に固定されます。これにトラックの窓用ワイパーの小型ギアドモータを組み合わせて、50° 毎分で約 1.5 トンあるア

ンテナを回転させているそうです。

ペデスタルごと回転するアンテナ
≪旧 KDDI 茨城第 4 アンテナ≫
8N1EME　2007 年 1～3 月

5.7GHz 出力 500W のハイパワー運用で、多数のマイクロ波愛好家のみなさんに EME 信号をお聞きいただきましたこのアンテナ、重量が 600 トンもあります。鉄筋コンクリートでできた頑丈な局舎の屋上で円形レール上をペデスタルごと回転しています。

2kW くらいの大型サーボモータ駆動でアンテナ方位を動かしていますが、対になっているモータ同士を対向する方向に回転させてガタを防止するそうです。

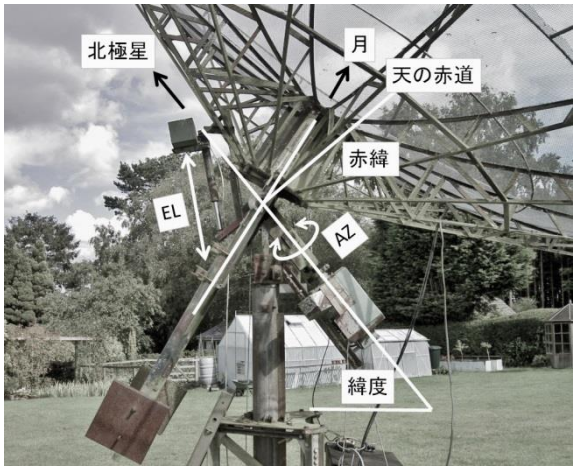
仰角は、大きなカウンタウェイトを背負った半円形の駆動機構のまわりにあるギアを、同様にブレーキをかけながら巨大なモータで駆動しています。

完璧なる古典的ポーラマウント
Peter, G3LTF

写真は G3LTF とアンテナフィード取り付け用 5.7GHz ユニットです。

リタイアした電気技師であるピータ氏は、ボランティアで若者に電気技術の指導をおこなったり、奥さんといっしょにガーデニングをする傍ら、この古い 6m 径パラボラアンテナを使って 432MHz～5.7GHz の EME を楽しんでいます。

アンテナ駆動方法は古典的かつ正式なポーラマウント方式。それに完全なアナログ装置で、シャックに PC なし！



天頂軸に沿って動く水平方向の回転は、45 秒にワンステップ。キアドモータとゴムのクリックベルトを使って駆動しています。角度表示には写真の青いセルシン・モータを使用、4:1 セットアップで読んでいます。

赤緯はリニア・アクチュエータで設定して、ポテンショメータとホイートストンブリッジの組み合わせで読んで、シャック内のコントローラにあるポテンショメータを回してメータで角度（赤緯）を表示、その日の赤緯に設定します。

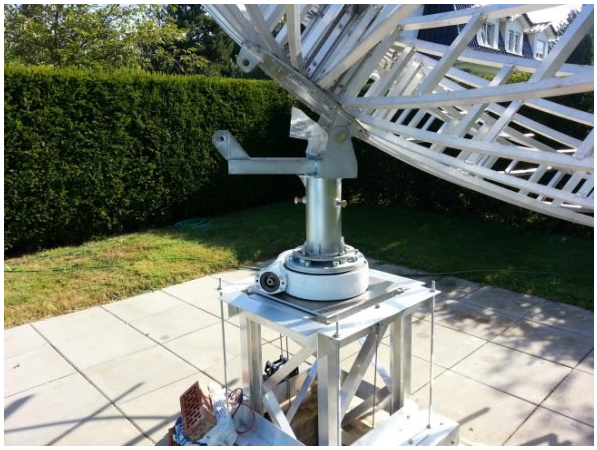
ひとたびムーンノイズのピークに設定すれば、そのまま 2 時間は 5.7GHz でも粛々と追尾可能なのだそうです。

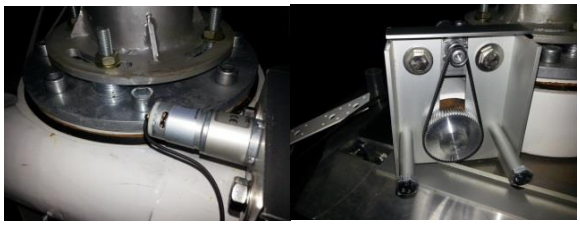
アナログシステム、いいじゃない！

庭に生える 4.93m メッシュディッシュ
Manfred, DL7YC

住宅地のなかでマイクロ波 EME を運用するマンフレッドさんが最近建設したアンテナは、普段は庭を囲む植え込みに隠れていて外から見えません。5.7GHz で EME をするときは、アンテナを載せた 2m ほどの自作タワー（ペデスタル）が地面の中から生えてきます。いわゆるクランクアップタワーなのです。

ペデスタルの上に巨大なウォームギアが載っています。アンテナはそこに短いマストで取り付けられていて、これを 64 : 1 ギアドモータと歯車ベルトを掛けた 4 : 1 ギアで駆動します。

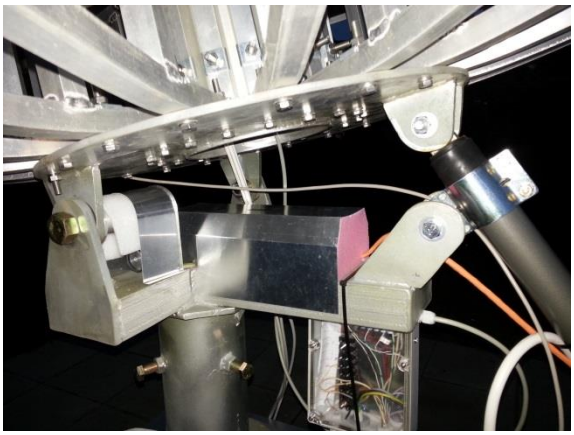




アンテナ・エレベーションの駆動は 36 インチのサテライト用アクチュエータを使用しています。

方位・仰角ともアンテナ駆動と角度の検出は、HB9DRI が頒布した OE5JFL 方式アンテナコントローラ DRIACS-G2 を採用しました。付属の MAB-25 アブソリュトエンコーダで角度を検出します。

接続には 1:1 の歯車ベルトを使い、きつくないようにルーズにかけて、エンコーダ軸を回転させます。



MAB-25 エンコーダの軸にかかる負荷を避けるため、このベルトをルーズにかける手法がたいせつだ、とマンフレッドは力説しています。ちょうど「0」の字になるくらいがいいようです。

ベルトに歯があるので、ルーズにかけたベルトは手頃な力でエンコーダ軸を回転させてくれます。これですばらしいことに、方位・仰角とも 0.1° の精度で角度表示ができる、のだそうです。

どうぞ、お試しあれ。

ギアがいいか、プーリがいいか
5m ディッシュを移設した JA6XED

自作 6m ディッシュを所有していて、例年、台風の心配をしていた久留米の塚本さんは、長年 JA6CZD が使用された、マイクロ波対応用にファインメッシュを張った 5m ディッシュを譲り受けて、

高さ 10m のタワーに移設しました。

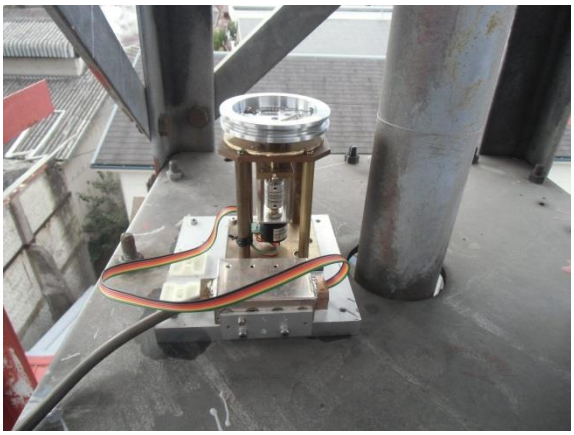
写真　6m ディッシュ（左）と新たに JA6CZD から移設する 5m ディッシュ

以前のアンテナでは角度検出には、アマチュアの古典的な方法ですが、セルシン・モータを使用していました。

方位は回転マスト径にあわせた 1:1 ギア

仰角は分銅を軸にぶらさげた重力方式

これで 432/1296MHz で多数の EME 交信をおこないましたが、新たなアンテナを建設するにあたって、方位検出をプーリでおこなうことにしました。

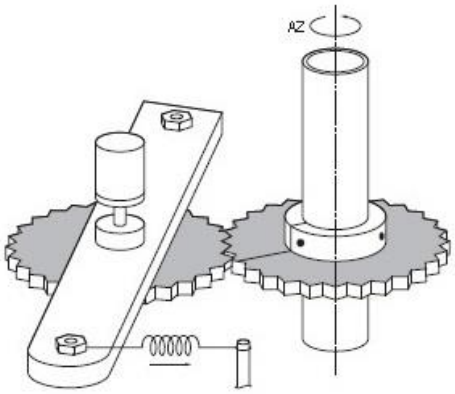


プーリ径は回転マスト外径にあわせたものを使用し、1mm のステンレスワイヤで連結しました。ワイヤにテンションをかけるため、端をスプリングで引っ張ります。

仰角検出には、MAB-25 エンコーダに JH1KRC 方式の回転スムーザを取り付けています。

とりあえずこれでうまくアンテナを駆動できたのですが、方位検出機構のほうで、亜鉛引きパイプとステンレスワイヤにアルミのプーリという異種金属の

組合せには不安が残ります。



けっきょく以前のような、マストの最下部にギアを取り付ける方式にさらにスプリングでデンションを掛ける機構に戻した、と塚本さんは後日報告されています。

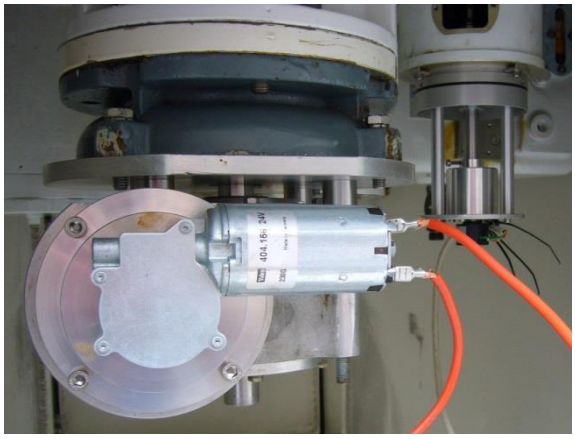
1296MHz OK1DFC フィードホーンと反射板付き久留米方式ループフィード

オフセットディッシュにも弱点が？

John, PA7JB

オフセットディッシュはフィードホーン開口が地表に向かないため、アンテナ G/T が良好とされます。オランダ・スキポール空港で使用されていたレーダ機構の廃物を利用して 2.4mオフセットディッシュを回転駆動して 1.2～5.7GHz で活躍するジョンさん。地球雑音を少しでも減らすため、クランクアップタワーに載せ、フィード下側にスピルオーバ対策のメッシュを張りました。

例によって（ヨーロッパで大量に出回ったらしい）ワイパーモータでアジマスを回し、リニア・アクチュエータでエレベーションを駆動しています。



手前　ワイパー用ギアドモータ
奥に AZ 用エンコーダが取り付けてある

オフセット反射鏡背面にある EL 検出用ロータリ・エンコーダ。防水のためステンレス金属筒に収納されています。

アンテナ仰角をなるべく高い精度で検出するため、エンコーダのシャフトには鉛直方向に 1m くらいの長いステンレスバーを取り付けました。風で振れないか、ゆれが長くなって不安定ではないか、との質問に、全然苦労はない、との回答。

マイクロ波運用のためアンテナの微細な動きをジョイスティックでおこなっています。

このアンテナでジョンさんは各バンドで非常に頼もしい活躍ぶりを見せています。しかしこの高性能オフセットディッシュにも意外な弱点がありました。

・・・雪です、雪！

大きなアンテナでアクチュエータが力不足するとき、どうするか

Jay, K5JL

オクラホマの大平原で何度も竜巻にあって耐えてきたこの 6m ディッシュ。

大きく重いのでそこらのリニア・アクチュエータでは力が足りません。

そこで J さんは、モータ駆動のウィンチを使ってワイヤでディッシュを引き上げる方法を採用。うまく行っているようです。

マストの右に見える筒は、どうやらアンテナ方向を月に合わせるための照準器のようですね。

J さんは元・海兵隊大佐ですから、狙いは正確でしょう！　通信部隊で、御殿場に駐留していたとき、KA3JL で運用したそうです。

トレーラでモービル EME！

WA5WCP　Paul

アクティブな EME 屋さんはグリッドロケータで VUCC、合衆国 50 州も狙います。そこで Paul さんはキャンピングカーでトレーラを引いて各州の EME 運用をサービスしました。2008 年、W5LUA らテキサス・マイクロウェーブのお膝元、ダラス・フォートワースのウェスティン・ホテルで EME カンファレンスがおこなわれたときの写真です。

当日早朝、パーキングに現れてアンテナ組み立てを開始。3 時間後には運用できるようになっていました。

基本に忠実、精度を高くかつシンプルな作りで、参考になります。ここから LX1DB ほかと 1296MHz で QSO を実演して見せてくれました。楽しそうです！

他バンド運用のためフィードの交換が簡単にできる仕組みが見られます。

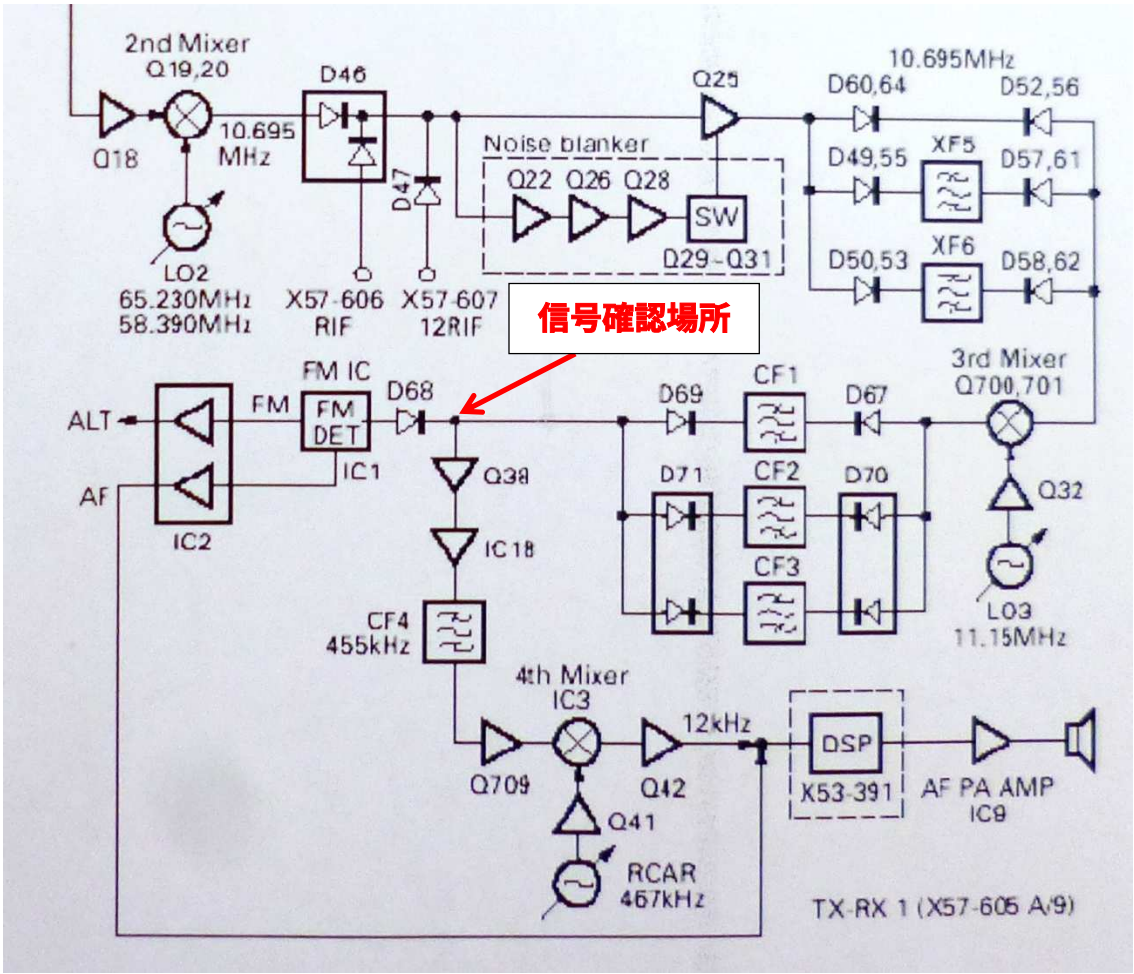
・・・73 & CU!!

ＴＳ２０００に外付けＳメーター取り付け

２０１４年１１月
ＪＡ３ＣＶＦ

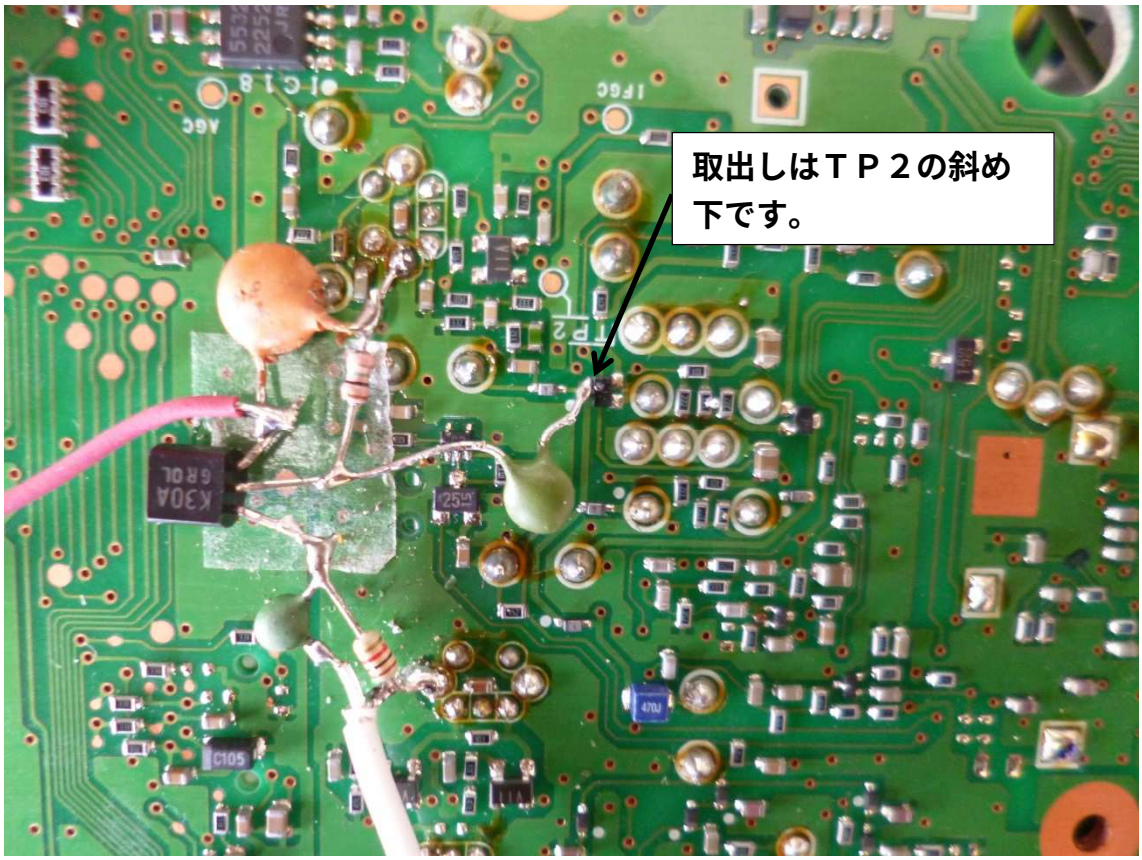
ＩＣ９１０の予備機としてトランスバーターの親機として使った時、外付けのＳメーターが有ると便利なので実験しました。
購入当初ケンウッドにＩＣ９１０の様にＳメーター用のアナログ電圧は出ていないかとメールしましたが、回答なしで諦めていました。
今回公開されている資料ＫＥＮＷＯＯＤ徹底解説集ＴＳ２０００を参考に信号の取り出せそうな所を探しました。

ＩＦ周辺のブロック図



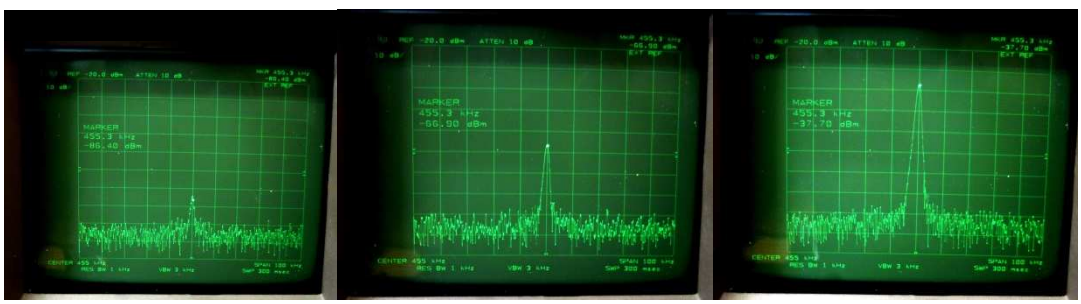
資料はブロック図だけなので内部を見ながらＤ６８とＤ６９の接続位置を探しました。
裏板を外すと受信基板が見えますが、両面に部品が付いていて目標としていた

４５５Ｋの信号の取り出しは裏側に配線されていました。
フイルターの位置周辺で取り出せそうな所を見つけてＦＥＴのバッファーを介して信号を見ました。
ダイオードはミニモールドタイプでした。

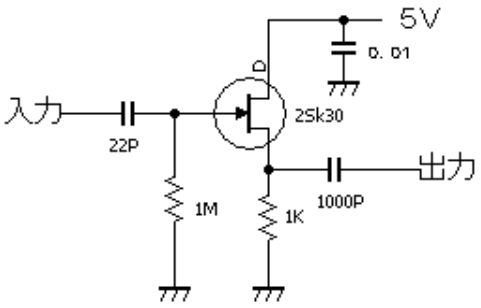


１．２Ｇ帯ＩＦ４５５Ｋの信号は、ＦＭモードで－１０ｄｂμｖ（－１１７ｄｂｍ）～５０ｄｂμｖ（－６７ｄｂｍ）まで入力と連動しました。
５０ｄｂμｖで飽和気味と成りました。
他のモードではＡＧＣが働くので変化は鈍く成りました。

４５５Ｋ確認信号波形



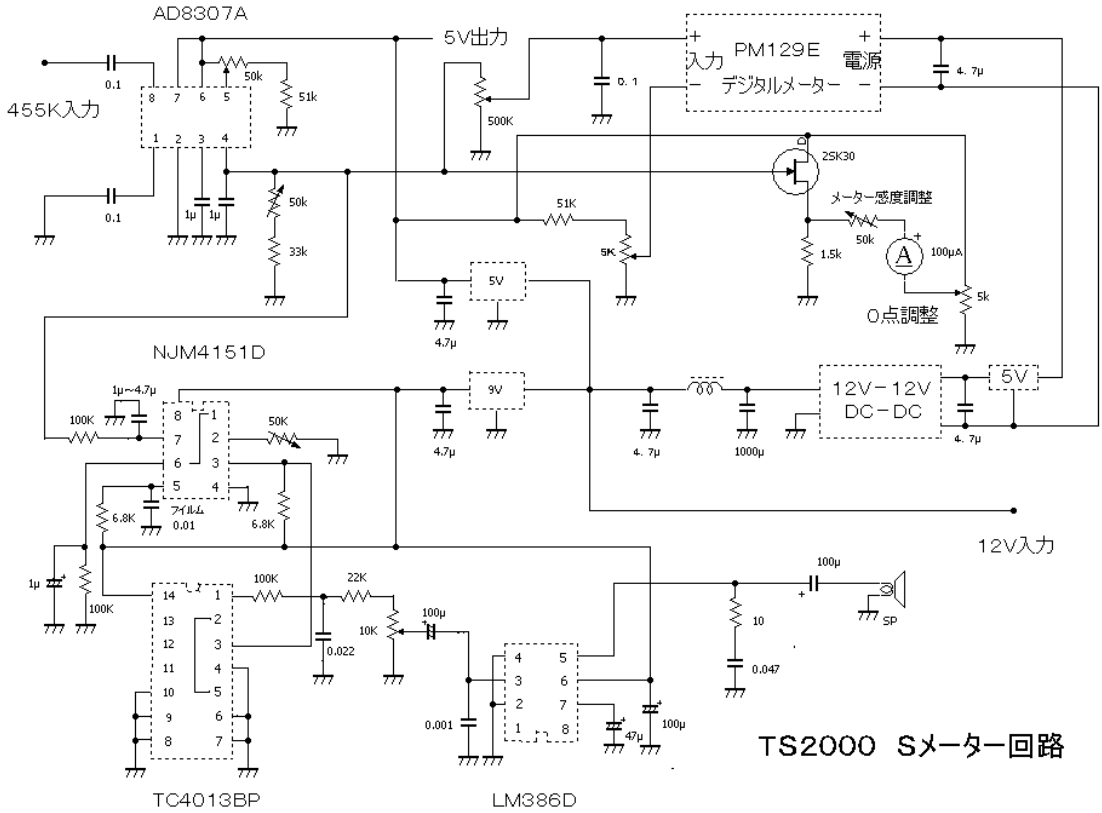
実験で使ったバッファー回路



写真の様に最初空中配線で作った物をそのまま両面テープで固定して使っています。

５Ｖラインは本体にも有りましたが、外側から供給し信号の取出しケーブルと一緒に放熱穴から出しています。

ＡＤ８３０７による検出



バラックでは上手く働いても一体化して組み込むと色々不都合が出て来ました。特にデジタルメーター用ＤＣ－ＤＣコンからの影響でノイズフロアーが上がっ

て０ｄｂμＶ以下の表示の誤差が増えたりＶ－Ｆ変換信号がふらつきました。
ＡＤ８３０７の入力に４５５Ｋの共振回路も入れて見ましたが、ノイズフロアーが上がって使えず。
また、５０Ω－１．１Ｋのマッチングトランスも実験しましたが上記と同じ、最初に実験した単にコンデンサーでの結合が一番良かった様です。
本体で増幅されているのでここでゲインを稼ぐと逆効果でした。
ＤＣ－ＤＣコンを別ユニットにして出来るだけ離し、フイルターがどの程度効いているか判りませんが挿入して何とか使える様に成りました。

信号強度のデジタル表示

ＤＡＴＶのサテライトテスターがｄｂμｖ表示でｄｂｍより判り易いので今回ｄｂμｖ直読にする事にしました。
ＴＳ２０００の１．２ＧＦＭモードのＳ表示は－１０ｄｂμｖで少し、０ｄｂμｖでＳ９位１０ｄｂμｖでフルスケールに成りました。
２０ｄｂのダイナミックレンジで甘い表示です。
今回外付けにして－１０～５０dbμｖの６０ｄｂのダイナミックレンジで方向合わせには十分と思います。
ログアンプ検出の傾き、デジタルメーターの入力及び校正ＶＲで－１０ｄｂμｖ～５０ｄｂμｖで直読出来る様に調整しました。
０ｄｂμｖ入力時００．０表示と成る様にデジタルメーターのマイナス側のバイアスを調整しました。
各調整ＶＲはお互い関係するので、何度か調整し－１０ｄｂμｖ～４０ｄｂμｖの範囲で±１ｄｂμｖ以内の表示になりました。
５０ｄｂμｖでは少し誤差が出ました。

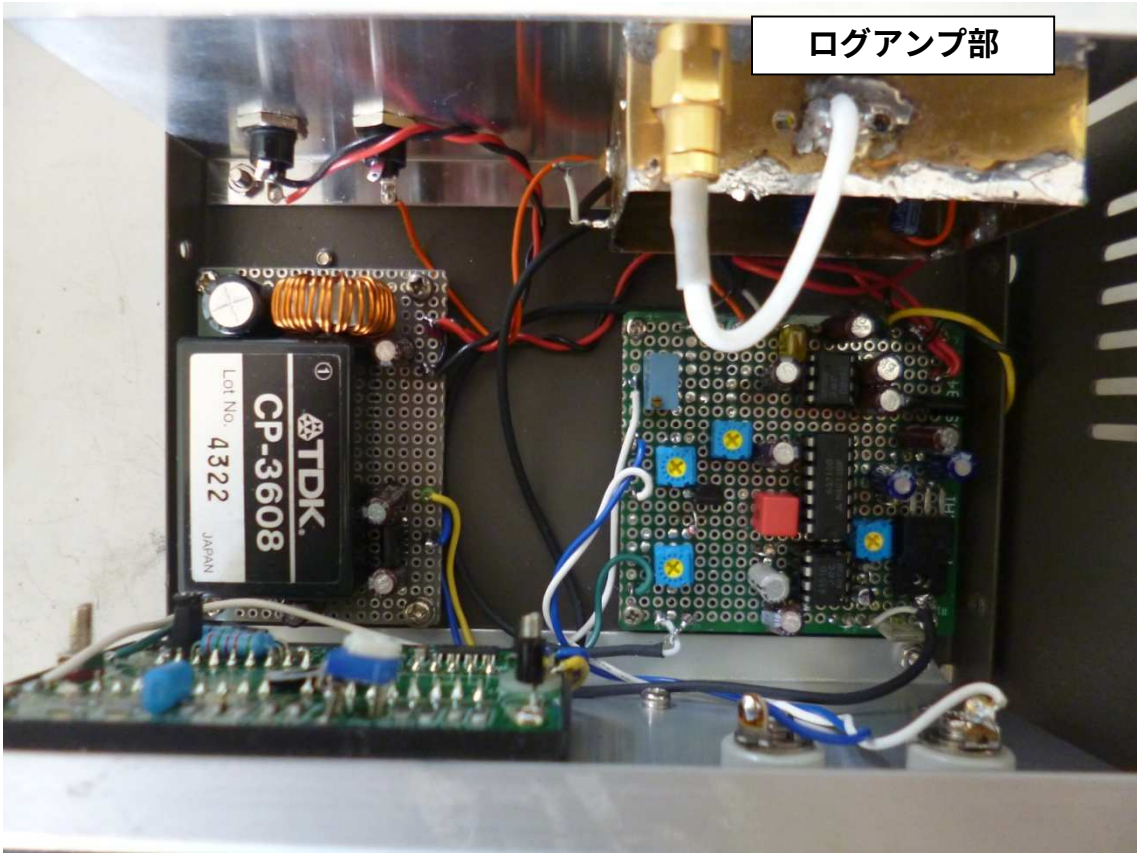
アナログメーター表示

５０ｄｂμｖ入力時ログアンプの出力電圧は１．６Ｖ位でＦＥＴの電流アンプだけでは１ｍＡの電流計がフルスケールに成らず１００μＡの電流計を使っています。
１００μＡではＦＥＴアンプは必要ないかも知れませんが、そのまま無信号時の０点調整に利用しました。

Ｖ－Ｆ変換

ＮＪＭ４１５１Ｄでの変換ですが、この機能もアンテナ方向調整には便利です。

ユニット全体



０ｄｂμｖ入力

３０ｄｂμｖ入力

０ｄｂμｖ、３０ｄｂμｖでトラッキングを取っているので当然の表示ですが
ＳＧの出力が正しいとして全体に目安には十分使えます。

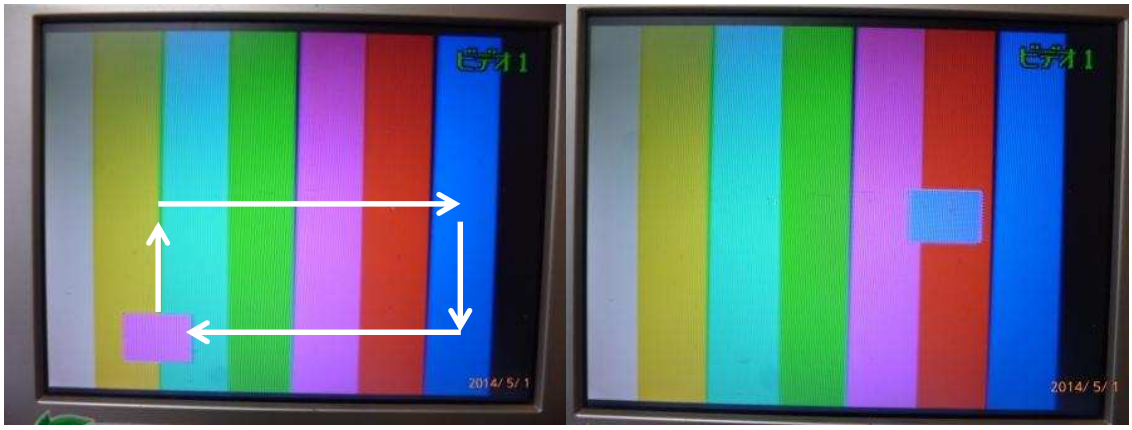
以上

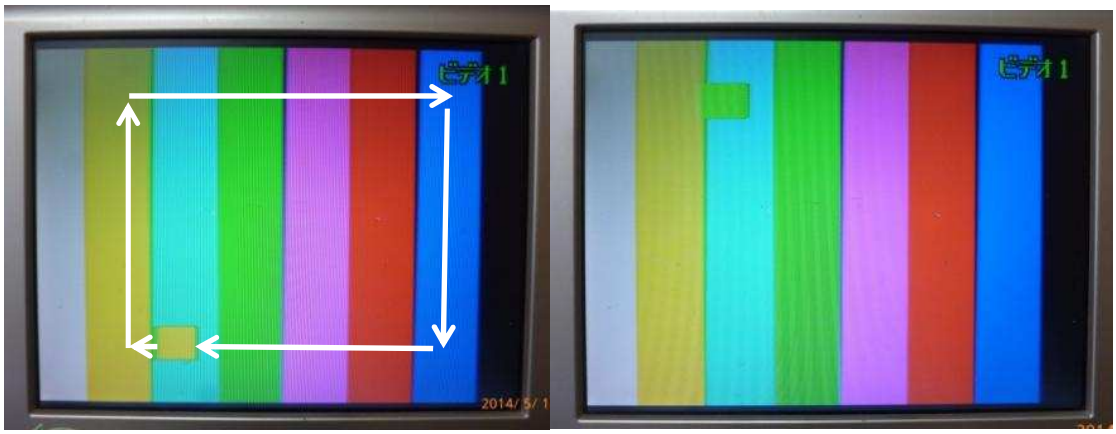
静止画に動くカラー画面を挿入する

２０１４年１１月
ＪＡ３ＣＶＦ

ＤＡＴＶの交信に於いて受信機に依っては一度受信した画像が記憶されているものが有って、ＱＳＢ等で信号が途切れても静止画の場合、受像中の画像か記憶されている画像か紛らわしい事が有ります。
ビデオカメラの映像でも何時も動いている画像でないと静止画に近い物に成りがちです。
そこで、静止画でも何時も動いている画面が有ると便利と思い実験しました。
ロジックＩＣで画面を作るので複雑な物は出来ませんが、大、小四角の画面が直線的な動きですが、右回り渦巻状に左右、下、中、上と連続して動きます。
大、小四角の画面にはカラー信号が乗っていてレインボウ色に順次変化します。

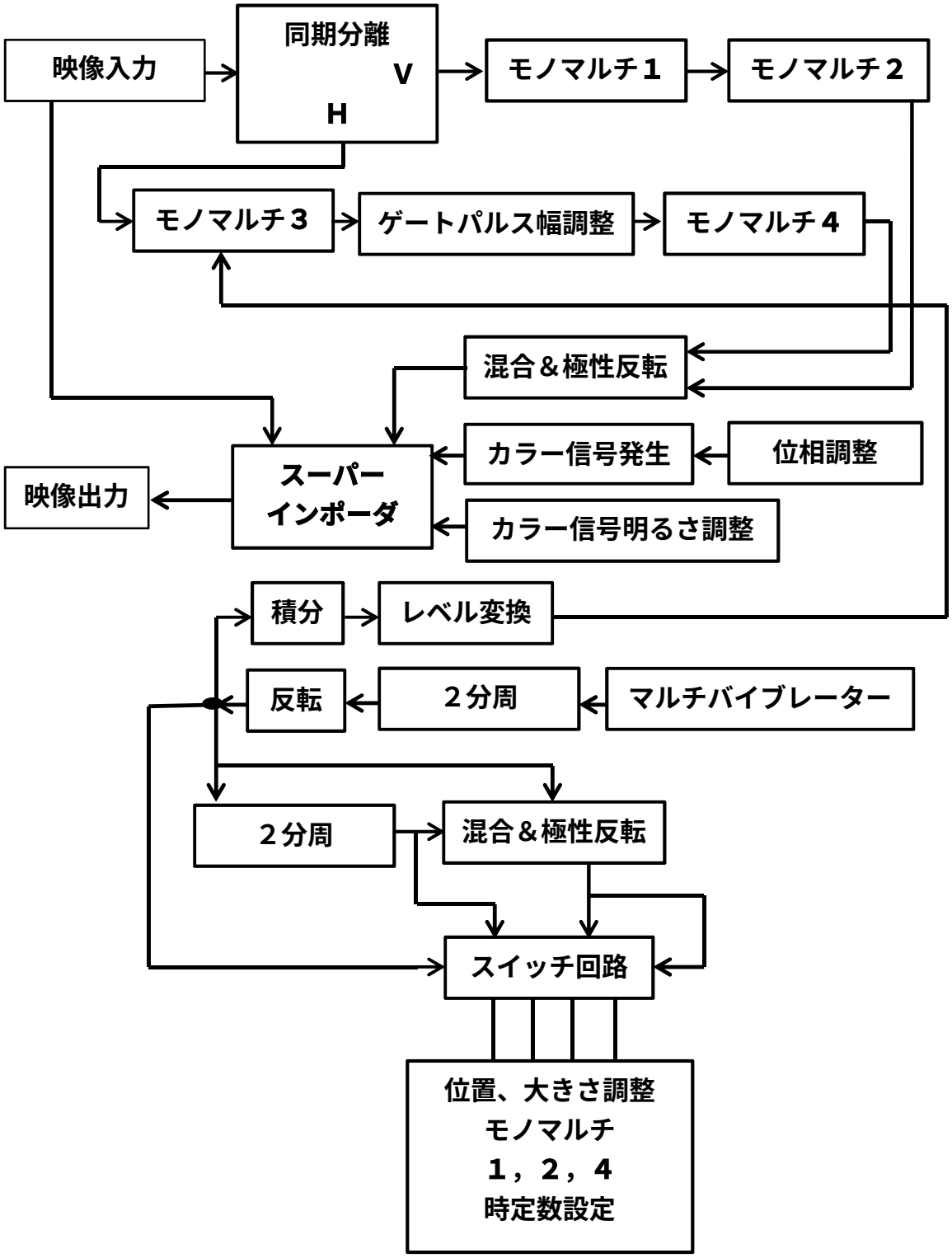
画面例





矢印方向に動き、下と中は大きな四角、下と上は小さな四角です。

ブロックダイアグラム


映像入力
同期分離
V
H
モノマルチ１
モノマルチ２
モノマルチ３
ゲートパルス幅調整
モノマルチ４
混合＆極性反転
スーパー
インポーダ
カラー信号発生
位相調整
カラー信号明るさ調整
映像出力
積分
レベル変換
反転
２分周
マルチバイブレーター
２分周
混合＆極性反転
スイッチ回路
位置、大きさ調整
モノマルチ
１，２，４
時定数設定

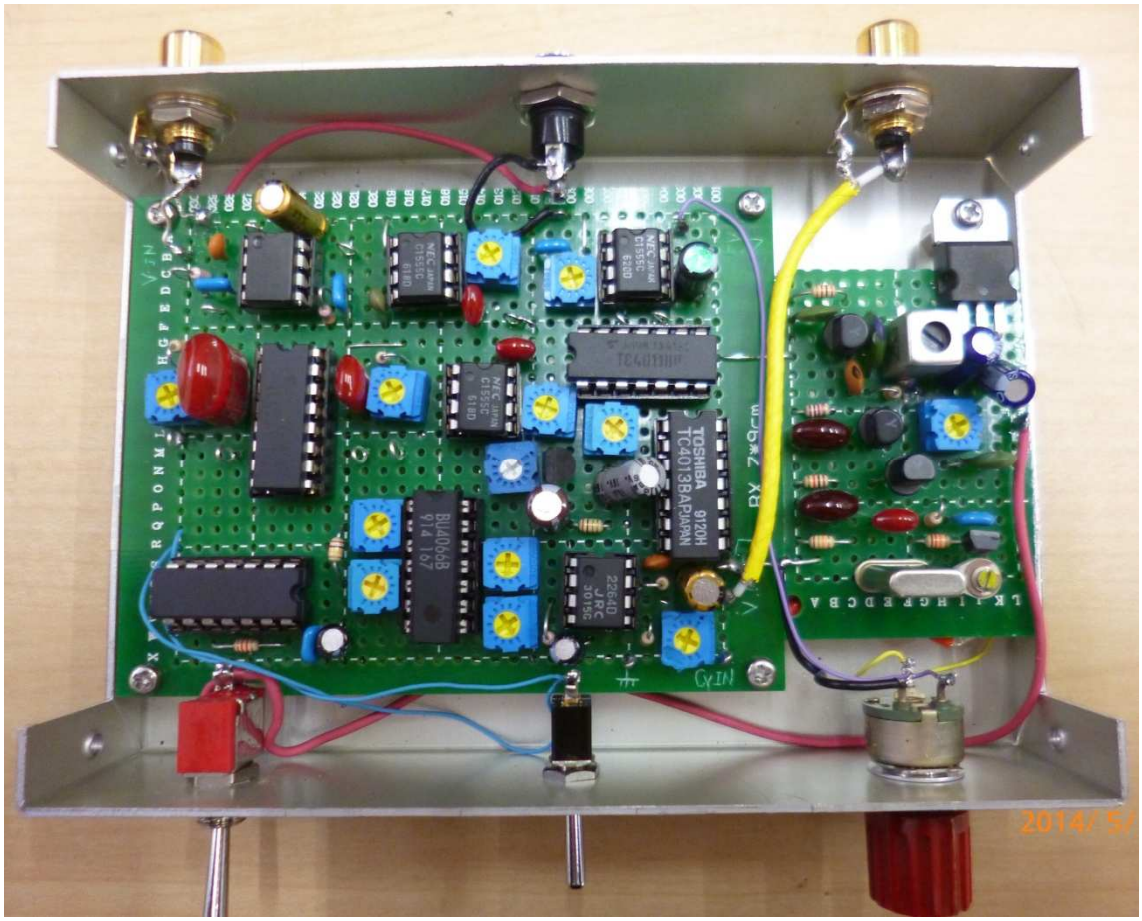
回路の概要

映像信号から分離された垂直同期信号をモノマルチ１で遅延させモノマルチ２でスイッチパルスを作っています。
モノマルチ１の遅延時間で挿入画面の上下位置が決まり、モノマルチ２のパルス幅で挿入画面の縦の幅が決まります。
同様に水平同期信号をモノマルチ３で遅延させ、モノマルチ４でパルスを作っています。
モノマルチ３の遅延時間で横位置が決まり、モノマルチ４のパルス幅で横幅が決まります。
モノマルチ３にはコントロール電圧も加わっていて、これでも遅延時間が変わるので、コントロール電圧を三角波形にすると位置が左右に移動します。
この上下、左右のパルスを混合してスーパーインポーザＩＣのスイッチ信号とすると、上下、左右に動くタイミングで元画面と挿入画面を切り替えます。
モノマルチ１、２、４の時定数をタイミングにより切替えると最初に示した様な動きの画面に成ります。
挿入画面に明るさを決める直流電圧と３．５８Ｍのカラー信号を重畳させるとカラー画像に成ります。
３．５８Ｍはフリー発振させていて、位相が自然に変るのでレインボー色に変化します。
マルチバイブレーターの周波数により移動スピードが変わります。
デューティー５０％の矩形波を積分しているだけなので、綺麗な三角波ではなく、位置によりスピードが変わります。

戸惑った事

１５５５のタイマーＩＣのモノマルチ動作とＴＣ４５３８ＢＰのモノマルチ動作が違っていました。
４５３８では一度トリガーが掛ると次のトリガーまでパルスは出ないが、
１５５５では必要パルス幅よりゲートパルス幅が長いと何度もパルスが出て誤動作し縦列に繋ぐ時はゲートパルス幅の調整が必要でした。
最初考えていた画面に成らず、微分回路と波形整形回路を介して加えると修正出来ました。
１５５５はコントロール電圧でパルス幅が調整出来て便利ですが、単なる遅延回路には４５３８が使い易い様でした。
１５５５の規格表には上記の様にゲートパルス幅を短くして使う様に書かれていました。

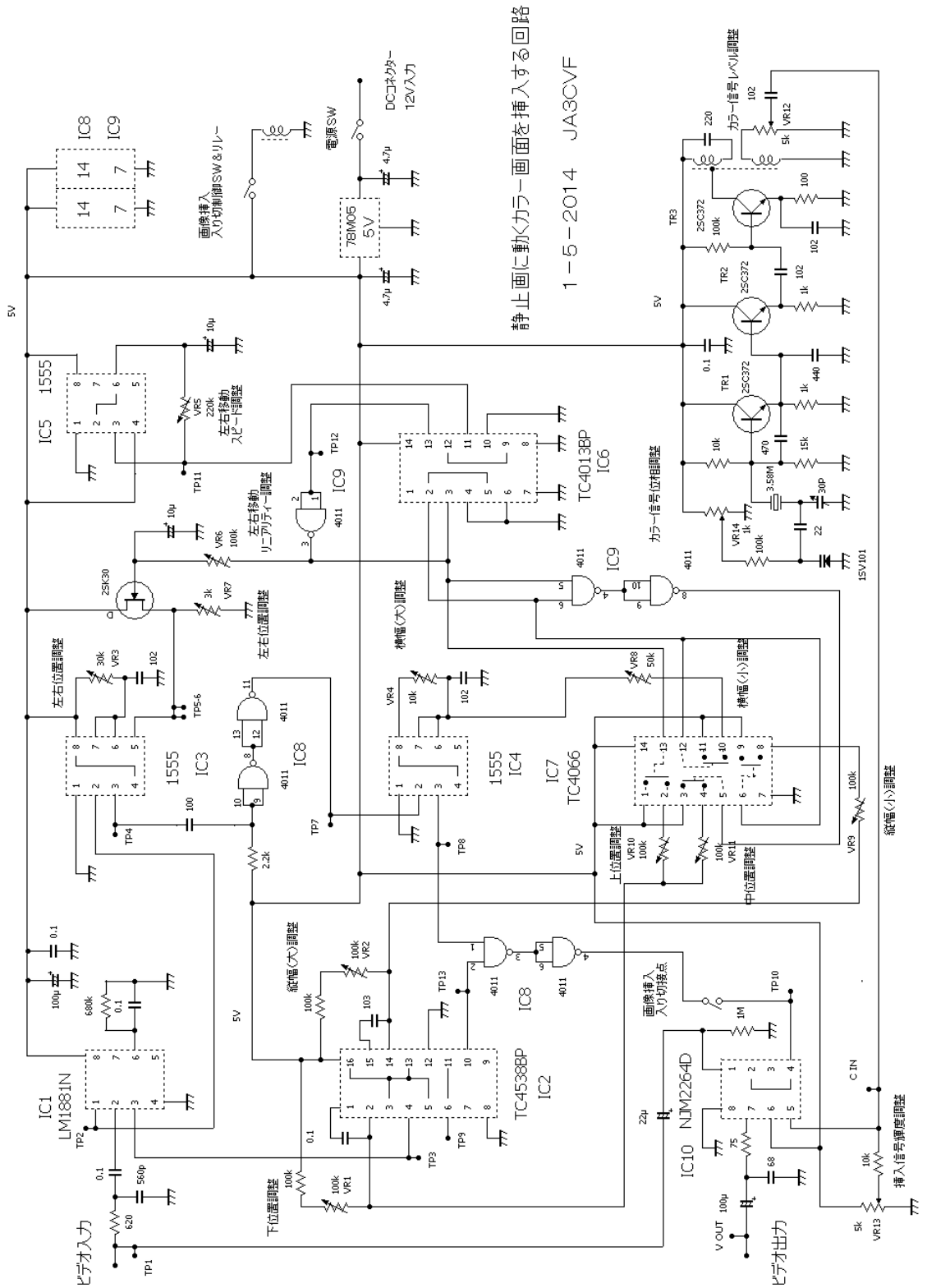
ユニット



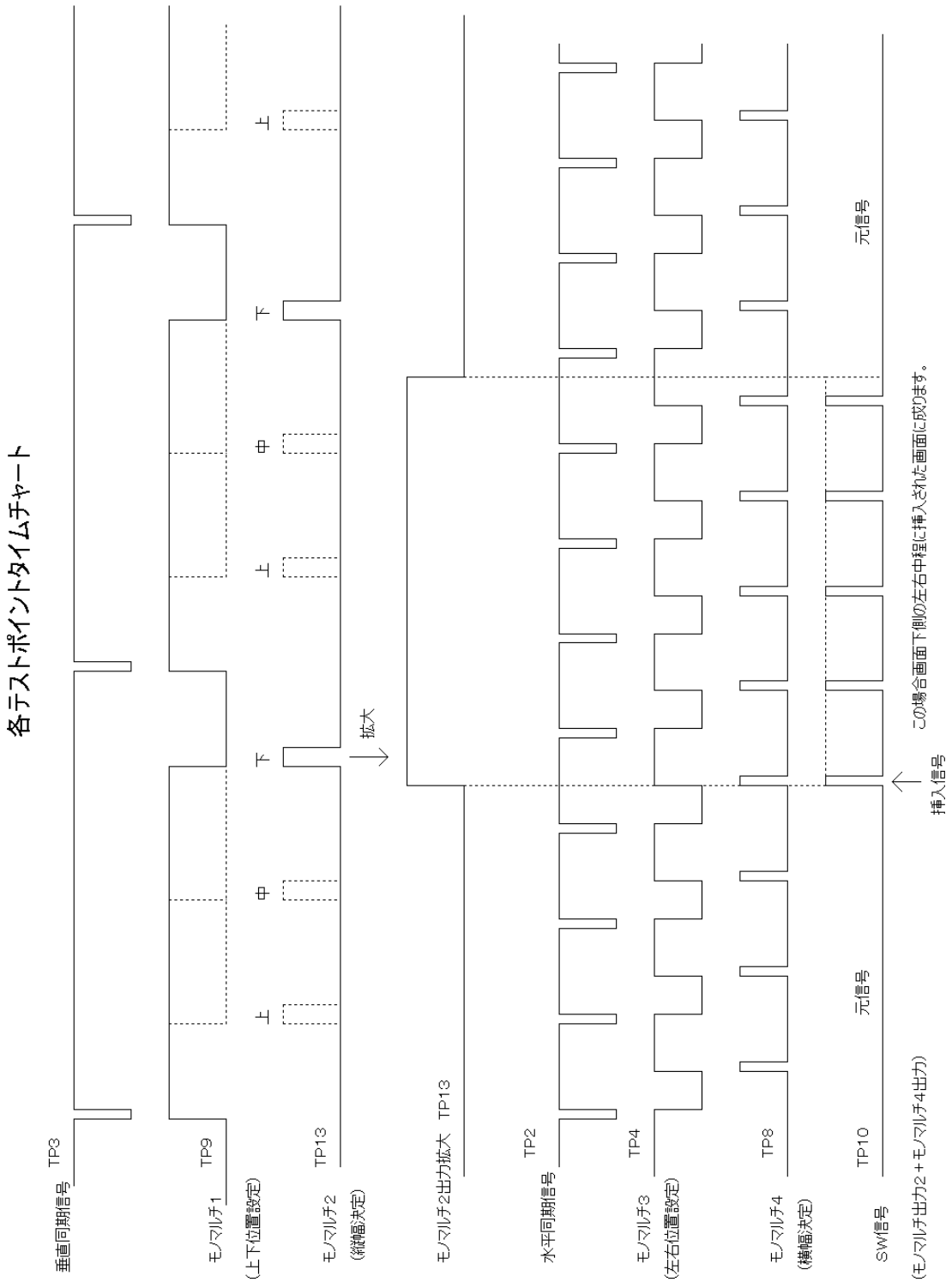
ＶＲの多いのが目立ちますが挿入画面の位置、大きさが調整出来ます。
スイッチ回路数を減らす為に並列接続しています。
従って上下位置は下側を決めてから中、上を調整します。
大きさは大きい方を決めてから小さい方を合わせます。
４０６６のスイッチＩＣは時定数の切り替えに使えました。
挿入画面の入り切スイッチをつけています。
赤のつまみは３．５８Ｍの位相調整ＶＲで色の変化を変えられます。
色の変わるスピードもこれで調整出来ます。
注　静止画再生機器によっては３．５８Ｍ（３．５７９５４５Ｍ）の周波数がずれているものが有ります。カードプレーヤー２台、ＤＶＲ、ビデオカメラ、カラーバー発信機等テストしましたが、ＶＲでの可変範囲を超えている物がありトリマーの調整が必要でした。
回路図及びタイムチャートは別紙に掲載

以上

回路図


静止画に動くカラー画面を挿入する回路
1-5-2014 JA3CVF
IC1 LM1881N
IC2 TC4538BP
IC3 1555
IC4 1555
IC5 1555
IC6 TC4013BP
IC7 TC4066
IC8 4011
IC9 4011
IC10 NJM2264D
7BM05 5V
DCコネクター 12V入力
電源SW
画像挿入 入り切制御SW&リレー
ビデオ入力
ビデオ出力
画像挿入 入り切接点
左右位置調整
左右移動 スピード調整
左右移動 リニアリティー調整
縦幅(大)調整
縦幅(小)調整
横幅(大)調整
横幅(小)調整
上位置調整
中位置調整
下位置調整
カラー信号位相調整
カラー信号レベル調整
挿入信号輝度調整

タイムチャート


各テストポイントタイムチャート
垂直同期信号 TP3
モノマルチ1 TP9
(上下位置設定)
上
中
下
上
モノマルチ2 TP13
(縦幅決定)
拡大
モノマルチ2出力拡大 TP13
水平同期信号 TP2
モノマルチ3 TP4
(左右位置設定)
モノマルチ4 TP8
(横幅決定)
SW信号 TP10
元信号
元信号
挿入信号
この場合画面下側の左右中程に挿入された画面に成ります。
(モノマルチ出力2＋モノマルチ4出力)

Dish 面塗装の Loss 評価

JA1ODA　　横山　公一

1.はじめに

私の 47GHz,77GHz は 45cm Offset Dish を使っております。安い(タダ同然)、入手容易（捨ててある)、効率良い、難しい副反射鏡不要、お皿だけ外して山に担いでいける。貧乏な私にとっては有りがたい存在です。Horn の性能評価も副反射鏡の影響は無いので単純に良し悪しが判定出来ます。特に Sun Noise による評価は Solar Flux の変化に注意すれば世界共通のタダで使える Noise Source 利用で普遍的な G/T 評価が期待できます。

過日、77GHz Sun Noise 測定中に Dish を交換して差があるかを調べてみました。使っているのは Hitachi の C/S 用 45cm で MAKI 電機さんより頂いてきたものです。これはお玉にあたる部分がアルミダイキャストで Horn の取り付け加工がやりやすく、交換も容易です。新品の同じものが複数入手できたので実験にも便利。さてその差ですが同じ Hitachi の使い古した BS 用と思われる物（いも煮会で拾ったものです）に交換したところ Sun Noise が 3.3dB から 4.0dB に増加しました。なぜか？考えられるのはロットの差による面精度の差？塗装の影響？です。実はこの Hitachi の Dish ですが、H 社の関係者からの話では過去問題が有って大量に廃棄した事が有るとの事でした。何が問題だったのかは不明です。過去 24G,47G での Gain 測定結果からは面精度に問題があるとは思えませんが、確認のためもう一枚の新品の塗装を剥がして評価しました。

２.評価サンプル

Ⅰ.厚化粧------新品で塗装完璧
Ⅱ.薄化粧------新品の塗装を剥離してロゴは消え、かすかに塗装面が残っている状態。
Ⅲ.スッピン-----使い古した物の塗装をさらに剥離してアルミ地金を出した状態。これはロットが違う可能性大。

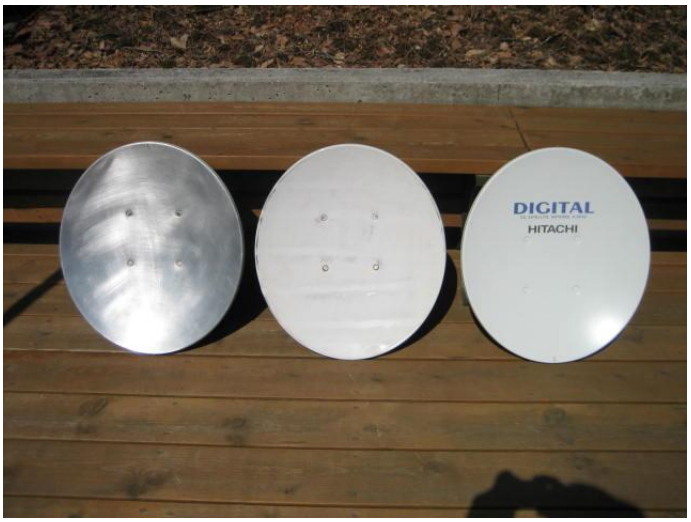


写真１.
３枚のサンプル Dish

3. 評価方法

この３枚の Dish を順繰りに交換して 77GHz, 47GHz, 24GHz, 10GHz の各々の Band で Sun Noise を測定しその差を記録しました。雲の無い日を選んで３枚の Dish を手早く交換し測定。それを各々の Band、３回繰り返しました。雲は無くても大気の変化で若干測定値に差はありますが偏差は Max 0.4dB でした。Sun Noise　測定には 430MHz 帯 IF を約 20MHz 帯域の BPF を通し Amp してナノワットメーターで検出しております。ここでは詳しくは述べませんが広帯域に Noise を検出するには LO のスプリアス、10MHz Ref.の高調波等が IF 内で妨害にならない対策が必要です。これが問題で測定できないトランスバーターはとても多いです。

写真２.
77GHz Sun Noise 測定。
US 製 78G LNA 追加。

Offset Dish で高効率を得るには我々アマチュア間では Dual Mode Horn として知られている、IMU Horn（W2IMU R.H.Turrin が 1967 年ベル研時代に発表した Dual mode small-aperture antennas）が良いのですがテーパー部の加工等で Band によっては自作が難しいです。(Dual Mode Horn のオリジナル、Potter Horn に比べればかなり簡単ですが） そこで他の方法でなるべく作り易いもの、入手しやすい物で妥協しております。WG の場合は Mode Transition の自作がかなり難しいのも IMU Horn に出来ない理由です

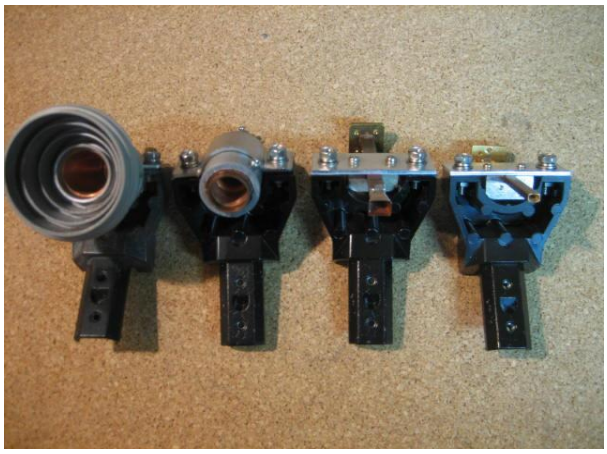


写真３.
各 Band の Horn
10G:CS 用コルゲート+ 20mmID Horn
24G:水道用異形ジョイント利用の IMU Horn
47G:銅板加工の角錘
77G:WR12 の内側ヤスリの角錘

10G: Ku Band の C/S コルゲートです。10G では H 面 80°、E 面 93°（実測)、とアンバランスですが何とか使えます。ただし Horn 部は内径 18mm（テーパー有り)程度でカットオフに近くなりそのままでは難しく 20mm ID のパイプに交換してあります。
24G:水道の異形ジョイント（1/2in---3/8in）を使った自作です。47G,77G:この Band では手加工では IMU Horn は難しく角錘 Horn です。

３.測定結果

各 Band, 3 枚の Dish による Sun Noise 測定。(単位 dB)

Band	1 回目	2回目	3回目	平均
77G スッピン	4.6	4.7	4.5	4.6
77G 薄化粧	4.7	4.6	4.6	4.63
77G 厚化粧	4	3.9	3.8	3.9
47G スッピン	3	2.9	2.8	2.9
47G 薄化粧	3	2.8	2.6	2.8
47G 厚化粧	2.7	2.5	2.3	2.5

24G スッピン	1.4	1.4	1.4	1.4
24G 薄化粧	1.35	1.4	1.35	1.37
24G 厚化粧	1.4	1.35	1.3	1.35
10G スッピン	1.7	1.6	1.5	1.6
10G 薄化粧	1.8	1.6	1.6	1.67
10G 厚化粧	1.7	1.5	1.5	1.57

この結果より分かったことは 47G,77G のミリ波では塗装の Loss がかなり有るらしい。塗装が薄ければ問題無いようで,必ずしもアルミ地金を出す必要も無さそう。24G,10G では塗装の Loss は関係無し。特に 77GHz では Sun Noise で測定する限りでは無視できない値です。0.7dB の差はほかの努力ではなかなか改善しません。47GHz でも 0.3-0.4dB ですから Sun Noise としては顕著です。塗装の厚さを知るため Dish の地金を含んだ厚さをマイクロメーターで測定し比較してみました。周辺４か所を測定した平均値です。

結果：　スッピン----1.295mm
　　薄化粧------1.3175mm
　　厚化粧------1.32625mm

この結果より新品の状態では塗装の厚さは 31.25μm となりました。この程度でもミリ波では減衰するので注意が必要です。薄化粧の厚さは 22.5μm となりましたが測定部分は外周より 15mm 程度の内部で剥離が難しい部分です。大部分の塗装面はこれよりかなり薄いと感じます。

４.まとめ

塗装を剥離剤で剥がしましたが新品の塗装をはがすのはかなり大変でした。剥離剤も焼き付けにはあまり効果が無いようです。紫外線、風雨にさらされた古い Dish を拾ってくるのが手っとり早いです。今回たまたま、いも煮会の帰りに土手に残っていた BS Dish を後片付けのつもりで拾ってきて手元にあったので簡単に実験できました。これがなければ気が付かなかったと思います。持ってきていただいた方、有難うございました。MAKI 電機さんには新品 45cm offset dish を複数いただき感謝致します。

2014 年 8 月　　JA1ODA　横山　公一

TDR で線路を見る

JA1ODA　　横山　公一

1.はじめに

伝送線路のインピーダンス測定するのはなかなか大変です。無限長の線路が無い限りネットワークアナライザでもごく限られた条件での測定しかできません。Time Domain Reflectometry では距離分解能（時間）が有るのでどの点のインピーダンスがどうか？が観測できます。我々が良く使うマイクロストリップラインでは基板パラメータから線幅を決定し希望のインピーダンスラインを作りますが、検証はほとんど出来ていないと思います。線幅の精度と基板パラメータの確かさが頼りです。直接インピーダンスが測れれば確かな評価ができます。またジャンクで入手した基板はパラメータが分からないこともしばしばです。この場合は決めた線幅で試しに作ってインピーダンスを測定すれば希望のラインを作ることも簡単です。

70.7Ωのラインを作って Power Divider を作ろうと思ったのですが＜測って定めるアマチュア無線＞を実践している私としては何とか測ってみたい。そこで我が家に有る往年の名機；HP8510B Vector Network Analyzer の TDR 機能を使って測定し TDR の勉強をしました。

２.Time Domain Reflectometry とは

TDR は線路に Pulse を印加してその反射を観測し線路の状態（インピーダンス変化）を調べる方法です。完全マッチング状態ならば反射無しです。反射振幅の測定により線路インピーダンスの測定も出来ます。

Time Domain で測定する方法と Frequency Domain で測定し逆ＦＦＴにより F. Domain から T. Domain に変換する方法が有ります。直接 Time Domain 測定は Tektronix が得意で High Speed Pulse Generator と Sampling Oscilloscope によって Pulse の反射を見る方法が一般的です。

HP/Agilent/Keysight は HP8510 以降の Vector Network Analyzer では Option

として TDR 機能内蔵の機種を取りそろえております。Sweep して Frequency Domain で S_{11} を測定して Chirp Z 変換により Time Domain に変換して表示します。Vector Network Analyzer で TDR が実現できると Time Domain 方式の専用 TDR よりも汎用性が高くて便利です。われわれが入手できるジャンクの Vector Network Analyzer でも Option 10 の TDR 機能付きはかなりの確率で見受けられます。

TDR で線路を見るとどうなるか？

下図は長さ 80mm のマイクロストリップラインの先端を Open, Short, Term して HP8510B TDR 機能で測定した例です。元の測定は Frequency Domain の S_{11} ですが Time Domain では距離（時間）分解能が有るためラインの状態が良く分かります。

我々アマチュアでも TDR によるインピーダンス測定はもとより距離分解能（時間）により接続コネクタ部の反射を解析したり、マイクロストリップラインと同軸接続の反射を見たりと有効な測定が期待できます。

写真１.
HP8510B op10 付き，8515A(26.5GHz S パラセット、8340B (26.5GHz synthesized sweeper)、3.5mmm CAL KIT（これが重要）

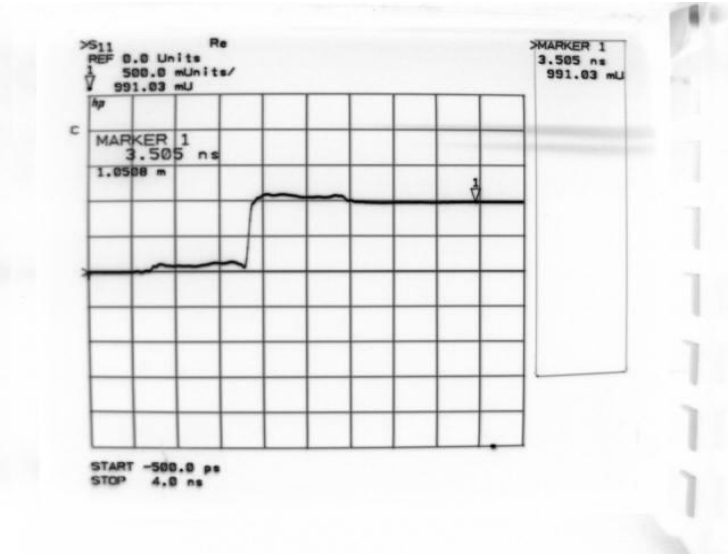


写真２.
Time Domain 表示
約 60Ω Line の先端
Open の状態

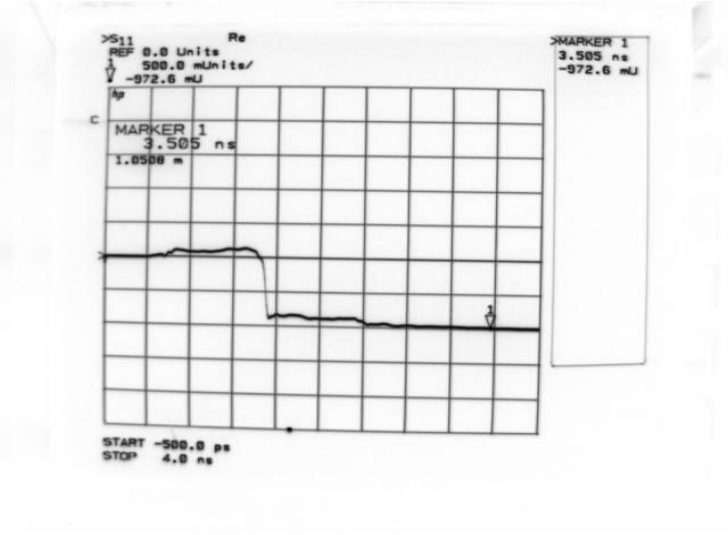


写真３.
Time Domain 表示
約 60Ω Line の先端
Short の状態

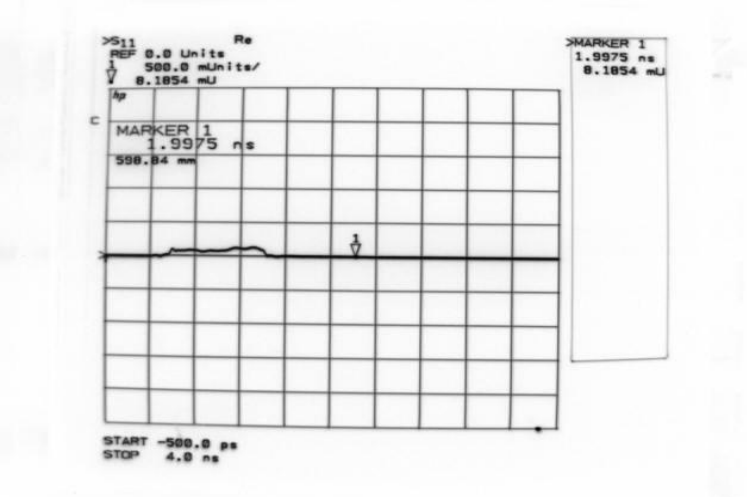


写真４.
Time Domain 表示
約 60Ω Line の先端
Termination 状態

次にインピーダンス変化がどう見えるかの例で、マイクロストリップラインの線幅を３段階にしたサンプルです。

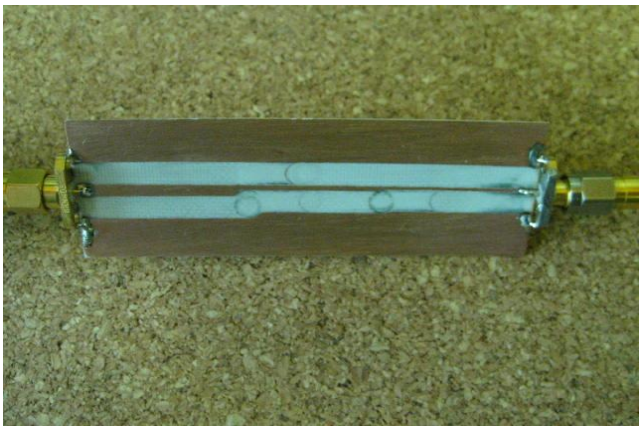


写真 5.
R4003C 0.4t で作った
サンプル
$\varepsilon_r = 3.55$
フライス加工による

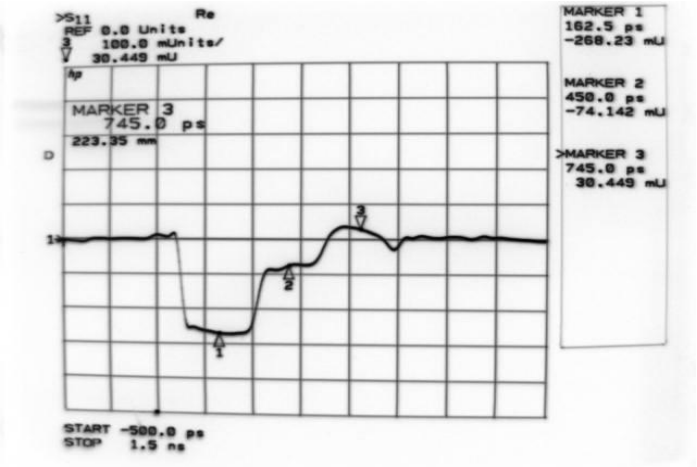


写真 6.
写真 5 基板の TDR 測定
Mkr 1: -268m ρ = 28.9 Ω
Mkr 2: -74m ρ = 43.1 Ω
Mkr 3: +30m ρ = 53 Ω

TDR では伝統的に反射率の単位を全反射=1 ρ（ギリシャ文字、rho）で表記します。Open= +1ρ、Short= -1ρで、インピーダンスとの関係は；

$$Z_L = Z_0 \frac{\rho + 1}{\rho - 1}$$ です。

3. HP8510 の測定 Mode

HP8510 の Time Domain 機能では Low Pass Mode, Band Pass Mode が有ります。ここでいう Low Pass はなるべく低い周波数まで測定する；という意味です。Vector Net. Ana.はサンプラで IF に落とすヘテロダイン式ですのでDC は測定できず、HP8510 では Min 45MHz です。逆 FFT には DC が必要ですのでここは補間してます。Low Pass Mode の Step Pulse で測定するとトラディショナルな TDR と同じ表示が得られて分かりやすいので今回はこの Mode で測定。導波管のような帯域制限を受ける Device では Band Pass Mode で周波数を決めて測定も出来ますのでいずれ試みたいと思います。

測定パラメータは S_{11} でも S_{21} でもどちらも可能ですが S_{21} での測定の優位性は見当たらなかったので S_{11} で測定しました。この方が CAL が 1 Port で済み簡単です。ただし測定結果は反射ですので距離、時間とも往復になります。また測定には適切に CAL が取れていることが絶対条件です。言うまでも無いことですが Vector Net. Ana. はこの CAL が全てです。Verification には CAL 後 Open を測定して Smith Chart 上で外周に乗っていれば完全です。我が家の HP8510B は 45MHz---26.5GHz までの測定ができますが Low Pass Mode では測定 Point との関係で Min f X Point = Max f となり 401 Point 測定だと約 64.84MHz から 26GHz に設定されます。

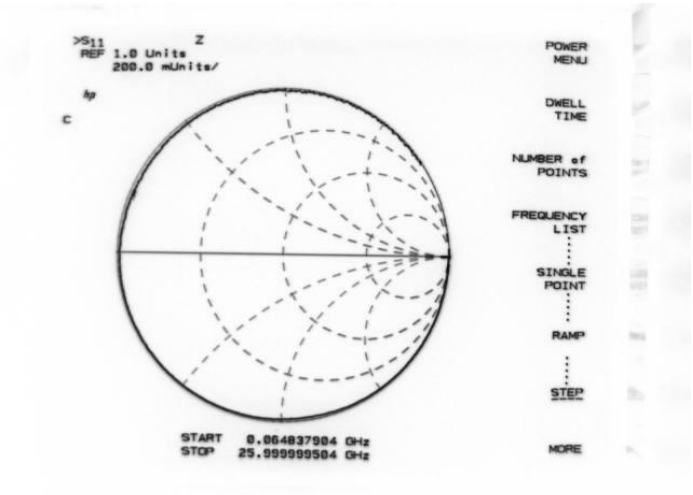


写真 7.
Short, Open, Load の CAL 後、Open 測定にて Verification

4.評価例

もう一枚の評価サンプルとして、R4003C 0.4t 基板をフライス加工して線幅約 0.9mm のストリップラインを作りました。50Ω の予定でしたがフライス加工ではエッジはがたがた、これも測定してどう見えるか？

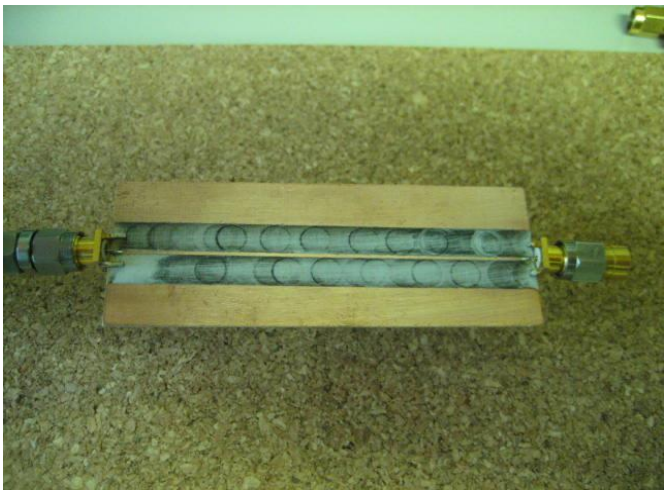


写真 8.
R4003C 0.4t のサンプル
$\varepsilon_r = 3.55$
50Ω のつもりでしたが？

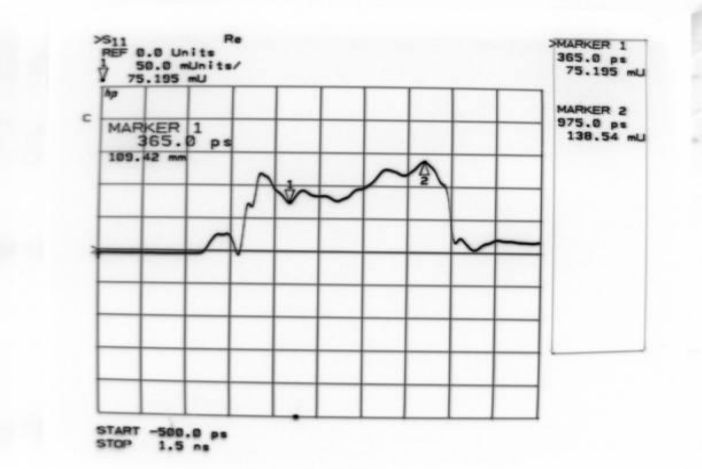


写真 9.
写真 8 の測定例
Mkr 1 (Min.Z): +75.2m ρ
= 58.1 Ω
Mkr 2 (Max Z): +138.5m ρ
= 66.1 Ω
インピーダンスの乱れが良く分かります。

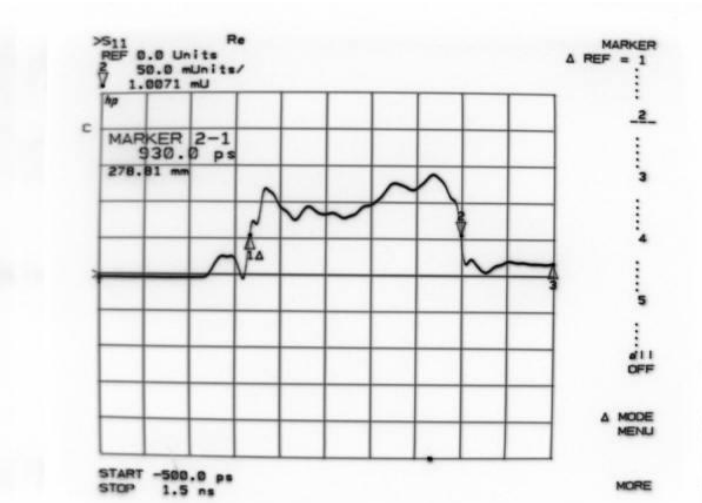


写真 10.
80mm の長さの Line
往復で 930ps なので
片道 ＝ 465ps
= 139.4mm(Free Air)
短縮率＝57.4%

このようにかなり詳細にインピーダンス変化が測定出来ます。SMA コネクタの取り付け部分の反射も丸見えです。

５．距離分解能

Tektronix の Time- Domain Reflectometry Measurements (P/N 062-1244-00) によればインピーダンスが不連続の２か所を分解表示できる能力を分解能と定義しその時間は T(Resolution)=1/2 T_r(System)です。

HP8510C の Manual によれば Low Pass Mode での Step Rise Time = 0.45/Frequency Span X Window (1.0 Min, 2.2 Normal, 3.3 Max)です。今回、Span は約 25.96GHz です。Window についての説明は一寸面倒ですが要は周波数をあるところでスパッと切ると Time Domain でリンギングが出るので

有る程度なだらかに低減させるマスクです。今回の測定ではNormalを使っております。これだと Step Rise Time = 38ps となります。この 1/2 をResolutionとすると19ps=5.7mm(Free Air)　サンプルのマイクロストリップラインでは約3.3mmになります。これだけの分解能が有れば同軸コネクタの接続の問題点、同軸とマイクロストリップラインの接続の問題点が見えすぎて困ってしまうかも知れません。

６．まとめ

HP8510Bが我が家に来てかなり経ちますがTDRについてはなかなか使い勝手が分からずにいました。今回やっと慣れてきたのでもう少し駆使してもろもろの発見をしてみます。マイクロストリップラインについては比誘電率の周波数依存性が有るのでBand Pass Modeで周波数を変えて測定すると実際に即した線幅の決定が出来ると思われます。また導波管のような帯域制限を受けるデバイスも測定出来れば発見が有るかも知れません。TDRについては下記の参考文献が役に立ちます。ご興味ある方は一読をお勧めします。

参考文献：

１．Tektronix Measurement Concept Series: Time-Domain Reflectometry Measurements P/N 062-1244-00.古いですが大変良く解説して有ります。この本は 1970 発行の入手困難品ですが eBay に Tektronix Concept Series全２６冊を収録したDVD-ROMが$28で有ります。
2.　Tektronix Application Note: TDR Impedance Measurements: A Foundation for　Signal Integrity　56W-14601-2. Web上に有り。
3. HP8510C Manual: Keysightの Web上に有り。

2014年　8月　　JA1ODA　　横山　　公一

宇宙機「しんえん２」の紹介

福島誠治（JH6RTO）、西尾正則(鹿児島大学)、奥山圭一（九州工業大学）

１．　はじめに

2014 年 11 月 30 日にはやぶさ２の相乗りで打ち上げられるしんえん２を紹介します。タイトルに示していますように人工衛星ではなく、地球重力圏から離脱し太陽の回りを回る宇宙機となります。しんえん２はアマチュアバンドでビーコンやテレメトリを送信します。我われは世界中の多くのアマチュアがしんえん２を受信することを期待して、本報告を発表します。また、中継器も搭載予定です。しんえん２は九州工業大学、鹿児島大学、テキサス大学の共同開発による宇宙機です。

同じロケットで、東京大学／JAXA の PROCYON 、多摩美術大学の ARTSAT2-DESPATCH も相乗り打ち上げされます。

２．　概要

まずしんえん２の軌道とミッションをこの章で述べます。ふじなどの低軌道のアマチュア衛星もひまわりなどの静止軌道の実用衛星もいずれも地球重力圏にとどまり、地球の周囲を回ることで人類向けのミッションを遂行しています。低軌道の例としては、過去の多くのアマチュア衛星や大学衛星、NOAA、ISS が挙げられます。日本向け業務を行う静止衛星は、ひまわり、BS、CS などです。いずれも軌道高度が約 300km～3 万 km で地球重力圏から離脱していません。

一方、いとかわに着陸し地球帰還を果たしたはやぶさはいったん地球重力圏を離脱しました。このような人工物は「衛星」軌道の分類からはずれているため、宇宙機と呼ばれます。英語では space probe が使われています。今回打上げ予定のしんえん２は、はやぶさ２放出後の段階で切り離され、宇宙機となるはこびです。軌道は地球と火星の間を周回することになっています。このためアマチュアバンドを使っているとはいえ、受信可能な距離は月程度の距離まで、時間は１日程度です。「あっ」という間に地球から遠ざかります。

従来の LEO のように長くは使用できませんが、しかしグッドニュースもあります。

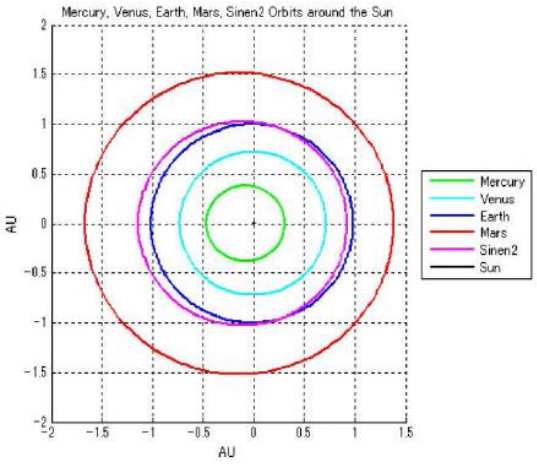


図１　しんえん２の軌道　正確ではありません。雰囲気をつかんでいただくための図です。軸の AU は天文単位という長さの単位で、太陽－地球の平均距離（約 150 万 km）です。

予定の軌道を図１に示します。地球－火星間を周回していますため、何年かあとに再度地球から通信可能になる可能性もあります。機器類が壊れていないことが前提です。しんえん２の大きさ、質量はそれぞれ490x490x475mm、17kg です。

次にしんえん２のミッションを記します。主に３つのミッションがあります。

１）月以遠との通信技術

ふじや ISS からの電波を受信したことはありますか？場合によってはハンディ機＋ホイップアンテナで受信できることもあります。頭上にいるようなとき、地球からの距離は 300～1500km 程度です。東京－大阪、東京－那覇くらいの距離です。見通しであれば、数 W で交信できることはご存じかと思います。では約 3 万 kmの静止軌道はどうでしょうか。40cm 程度の BS/CS アンテナが必要で、指向性調整も大変繊細です。約 30 万 km の EME のアンテナのサイズは皆さんがご存じのとおり。しんえん２プロジェクトでは月以遠までその信号を追跡します。

２）熱可塑性ＣＦＲＰを使用した宇宙機

これまでの人工衛星や宇宙機は構造物として金属を使用しています。質量が大きいことが欠点です。しんえん２は構造物として熱可塑性炭素ファイバ繊維を使用していますため、同様の大きさの宇宙機と比較して半分程度の質量で製作されています。形状は図２のとおりです。宇宙空間での耐用性を調べます。

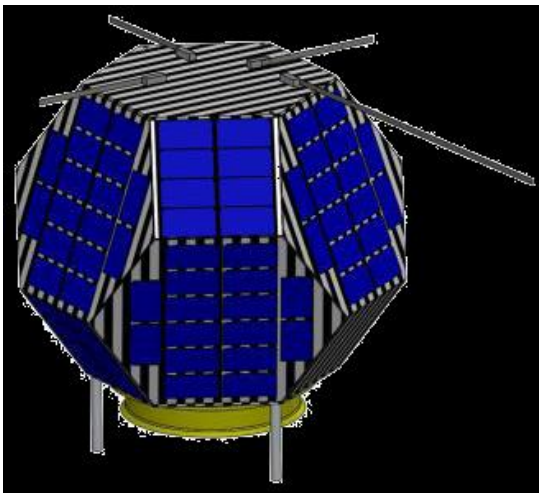


図２　しんえん２の形状　表面はおよそ太陽電池とアンテナに覆われている。

３）惑星間放射線計測

深宇宙でＸ線強度を計測します。NASA が担当する機材が搭載されます。

３．　通信機能

一番興味あるところですね。モード J のような構成です。144MHz 帯、430MHz 帯を使用します。アップリンクは 144MHz 帯を用いてコマンドを地球局から衛星局に送ります。ダウンリンクは 430MHz 帯を用いて衛星局から地球局にビーコン、テレメトリ（ハウスキーピングと観測データ）を送ります。その詳細を付図に示します。

ダウンリンクに関して３つのチャネルに分けて説明します。最も簡単なものはビーコンです。衛星局は 437.505MHz、CW、出力 0.1W でコールサインを常時送信します。テレメトリは 437.385MHz、F1D、出力 0.8W で送信されます。

さて、しんえん２のカギとなる中継器について記します。過去にプリズムで運用されたように、アマチュア局はしんえん２に

アクセス可能です。145.942MHz アップリンクと 435.270MHz ダウンリンクがペアとなり、アップされた F1D のデータがしんえん２に届き復調・復号されれば復唱される仕組みです。パロット・レピーター（parrot repeater、オウムレピータ？）のデータ版、宇宙版をイメージして下さい。衛星局の出力は 0.4W です。衛星局のアンテナはいずれもダイポールかモノポールです。

変調、符号の詳細については、11/16 の時点の最新版を講演と別の配布資料で補います。

地球局は鹿児島大学も九州工業大学もおそろしく大きなアンテナを設置する予定はありません。おそらくアマチュア衛星ユーザー、あるいは欧米の 2m WSJT 専門の EME 局程度（ロングブームのシングルクロス八木か 2x スタッククロス八木程度）のものとなるはずです。それを補ってくれるのが東北大学の AMATERAS です。縦 31m、横 33m というサイズの巨大な非対称オフセットパラボラです。このアンテナでしんえん２を追いかけてもらうことになっています。

図３　AMATERS の外観図　31.5m 幅のアンテナが２つ連結されたものである。

４．　まとめ

宇宙機しんえん２を紹介しました。アマチュア局の協力を得て、月以遠までの受信・通信実験を成功させたいと思います。広い地域の多くの方の協力を是非ともお願いいたします。

参考文献

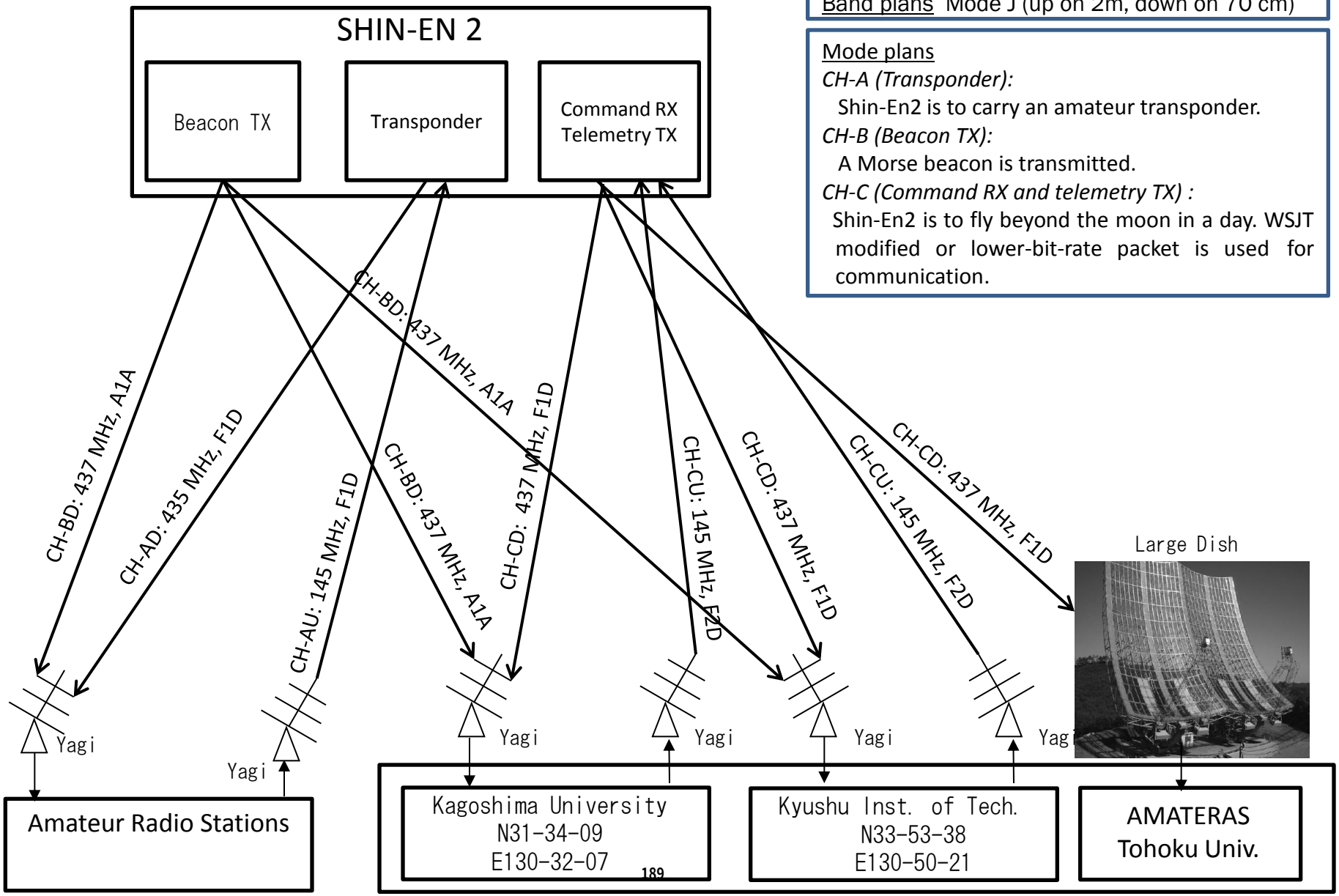
1)　はやぶさ２
http://www.jaxa.jp/projects/sat/hayabusa2/index_j.html
2)　しんえん２（九州工業大学）
http://kit-okuyama-lab.com/sinen2/
3)　AMATERAS
http://pparc.gp.tohoku.ac.jp/observatory/iitate/iitate/antenna-j.html

Frequency plans of SHIN-EN2

Band plans Mode J (up on 2m, down on 70 cm)

Mode plans

CH-A (Transponder):
Shin-En2 is to carry an amateur transponder.

CH-B (Beacon TX):
A Morse beacon is transmitted.

CH-C (Command RX and telemetry TX) :
Shin-En2 is to fly beyond the moon in a day. WSJT modified or lower-bit-rate packet is used for communication.