# マイクロウエーブ プログレス レポート 2018

目次			page
4GHz コンバーター改造	JA3BMH	三上 恵万	3
スペアナ外部 MIX	JA3CVF	森本 清	5
スペアナ MS710c(MAX140g)で 249g の信号を見る	JA3CVF	森本 清	14
EV 用リチウムイオン電池を利用した移動用電源の製作	JA8CMY	増田 幸雄	19
フィード・ホーン群による遮蔽損失	JA6XKQ	武安 義幸	22
NEC2++ によるチョーク・リング型ホーン・アンテナのシミュレーション	JA6XKQ	武安 義幸	46
NEC2++ による RCS のシミュレーション	JA6XKQ	武安 義幸	61
開口面効率のシミュレーション	JA6XKQ	武安 義幸	72
Gan HEMT ICを使った10GHz 65W 増幅器の製作	JA8CMY	増田 幸雄	82
24GHz Beacon	JH3OZA	桶谷 保	87
135GH <b>z送受信コンバーターの製作</b>	JR3JZM	上島 範生	94
MIX 方式 135g トランスバーター逓倍式に変更	JA3CVF	森本 清	110
分周逓倍方式における SSB 信号歪の改善と評価	JA8CMY	増田 幸雄	118
THz 周波数信号の受信実験	JA8CMY	増田 幸雄	120
QPSK による映像の光伝送実験	JR1AVO	根岸 正文	124
マイクロ波過疎地・山梨からの伝搬可能性を探る	JF1TPR	熊野谿 寛	130
火山灰散乱通信は可能か?	JH6RTO	福島 誠治	136
同軸ケーブルをエレメントとした APT 用 QFH アンテナの 製作	JF1SAG	松岡 良樹	138
偏波面可変の電動化	JF3HUC	髙橋 祥高	145
2アクション導波管切替型 77GHz トランスバーターの製作	JL1KPS	岩瀬 泰一郎	148
ISDB モニターシステムバージョンアップ	JA3CVF	森本 清	163
ISDB-T 方式 フルハイビジョン ATV の状況 について	JA0RUZ	関崎 文男	168
PlutoSDR 単体による 10GHz 帯の送信と受信	JA1SYK	松本 廣	173
DATV の超高精細 (4k UHD) 対応の検討	JJ1RUF	佐藤 秀幸	186
2018 EME カンファレンスとマイクロウェーブ EME	JH1KRC	渡辺 美千明	192

# 2018マイクロウエーブミーティング 2018 All Japan Microwave Meeting

2018年11月18日 於 全国家電会館 5階 講堂

後援 一般社団法人 日本アマチュア無線連盟

協賛

アンテナテクノロジー株式会社 神奈川マイクロウエーブ 株式会社コスモウェーブ 株式会社斉藤電気商会 三協特殊無線

CQ出版

セブロン電子

JE7XCJ☆しまくら

TSS

ミリコム

横浜ナイトウエーブラジオHC

#### 2018マイクロウエーブミーティング開催委員会

https://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

7K2HKS 西薗康一郎

マイクロウエーブプログレスレポート2018 印刷:ニシダ印刷製本

#### 4GHZコンバーター改造

JA3BMH 三上恵万

最近コンパクトで格安のスペクトラムアナライザーが入手出来るようになりましたがマイクロ波を楽しむグループには周波数範囲が2GHZ帯止まりで物足りないのですがそこで周波数を5G 10G 24G 47G帯の受信用コンバーターを製作してみようと思いまず4Gの受信コンバーターを5Gに改造してみました。

メーカ名 ZINWELL製(ZC-D11B)

RF: 3, 4~4, 2GHZ

LO: 5. 15GHZ

IF: 950∼1750MHZ

NOISE: 10° K

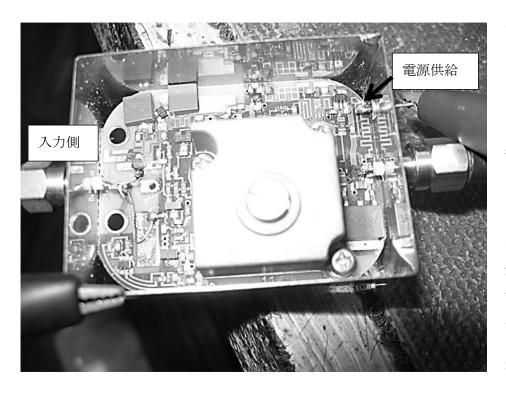
蓋の4本のネジを取りますと基板が見えます次にDRO発信器のカバー3か所ねじをとります5150MHzの誘電体が見えますこの誘電体は再度利用しますので傷をつけないようにマイナスドライバー等でケースに近いところにあてて軽くたたくと簡単に取れます。次に入力側と出力側のコネクターの半田つけを半田吸い取り器でとりますと簡単に基板を外すことが出来ます。

次に基板に合わせて簡単なケースを作ります私は手持ちの眞鋳板(0.6tx18w)を38x47x36x47にカッターナイフで印を入れてペンチ等で折り曲げてケースを作り基板を入れて基板とケースを半田付けしました。

入力側と出力側のSMAコネクターを取りつけます、入力側の原型はゲートに直接給電部に 半田つけしていますのでSMAとゲートの間に 0.5P コンデンサーを入れました。

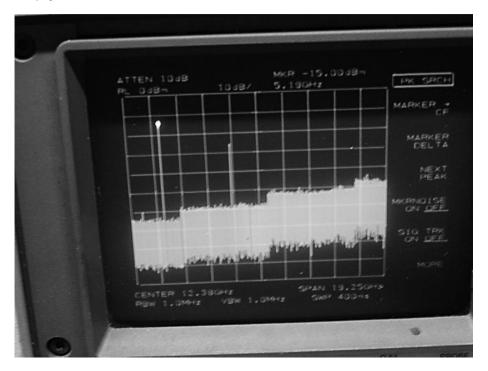
出力側の原型は出力信号と電源供給を共用していますので途中の基板を切って電源と信号 を別にします。





ケースの取り付けが終わりましたら出力端子 SMAコネクターにス

ペクトラムアナライザを接続します。貫通端子に12Vの電圧を掛けてローカル信号波形を確認してローカル周波数5150MHzをDRO発信器のケースに付いてるビスで調整します。



S G から 5 7 6 0 M H z - 5 1 5 0 M H z I F 6 1 0 M H z に 波形 を確認すことが出来ま す。

DRO発信器のケースの近くにSMAコネクターを取り付けて外部入力出来るようにしました。

# スペアナ外部MIX

**JA3CVF** 

正規の外部MIXは変換ロスが表記されていて目安に成りますが高価です。 又、135Gや249G用は実際には入手不能です。

測定値が正確でなくても信号を見ながらの調整や一人遊びには便利な外部MIXを作って楽しんでいます。

諸先輩からの情報等を参考に作った物を紹介します。

# 1 パイプを利用した2ポートMIX

20年以上前ビームリードダイオードの入手や扱い方が判らない時から身近に有ったBS、CS用等のダイオードを使って作った物ですが、逓倍器にも使えて現在も便利に使っています。

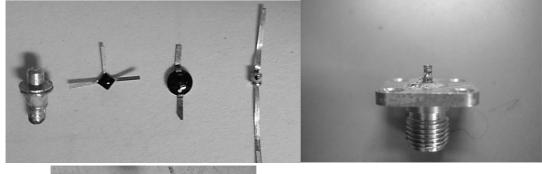
#### 製作例

パイプは内径5mmが扱い易く、内径5mm、外形7mmが有ればベストですが、パイプを組み合わせて作ることも出来ます。

変遷を書き出すときりが無いので最近も使っている構造例です。

ダイオード例

取り付け例





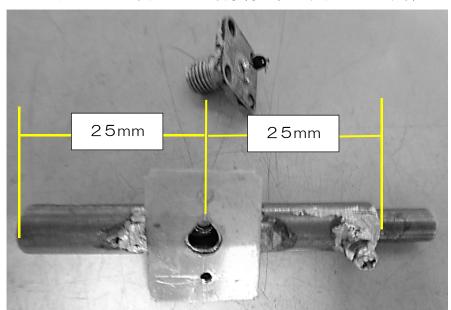


全長50mm程度が扱い易いと思います。

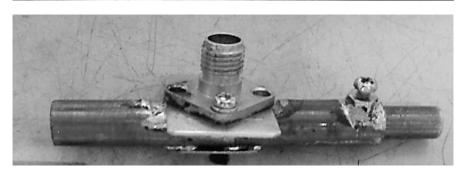
ダイオードの取り付け位置は中心かやや後方として、30mm程度のバックショート棒を差し込みます。

バックショートは周波数により最良位置は異なりますが信号を見るだけなら77Gに合わせておけば47Gは見えます。

パイプを削りO. 5mm厚位の板を半田付けコネクターを取り付けます。 厚い板だとタップは立てやいすが小さなダイオードだとパイプの中に出な い恐れが有ります。



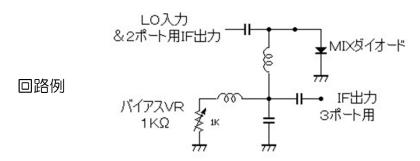
パイプへのコネクターの取り付け、バックショート棒



#### 使用上の注意

- (1)シングルダイオードの場合、直流の閉回路が必要です。
  - ① スペアナにバイアス調整機能が有る場合はそのまま接続して使用可能です。
  - ② バイアス調整機能が無い場合や、スペアナのLO信号を増幅する場合はセルフバイアスVRを付けます。

LOレベルやダイオードの特性に合わせて調整する事により最適な 状態で見る事が出来ます。



(2) 見たい周波数の1/2以下の信号がMIXに入らない様にします。 強い信号がMIXに入ると自分で逓倍して偽物の信号を見る恐れ が有ります。

パイプのハイパスフィルターを入れると効果が有ります。

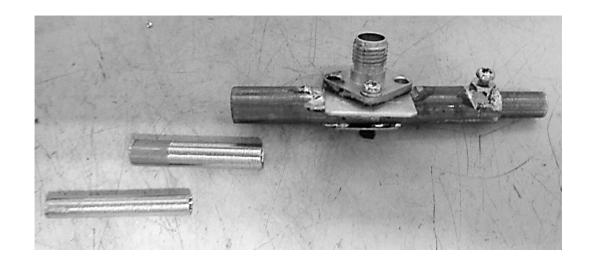
内径 5mm 33G帯(135G LO信号)

4mm 47G帯 3mm 77G帯

2mm 135G帯

を通して測定すると心配ありません。

市販の肉厚O. 5mmのパイプだと順に差し込んで使えます。 (ロットのバラツキで入らない時はボール盤等に挟んで回転しながら削ると簡単に細く成ります。)

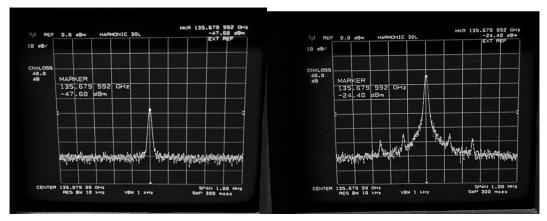


### 自作品で信号を見る

Test setからの信号15G~17Gを逓倍した信号を測定。



47G信号 770 残念ながら弱い135G信号は見えず。 出力の多い送信出力は20db以上低いが見えました。



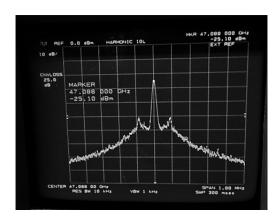
パイプ $M \mid X$ で観測した135G 同じ信号をアンチパラレル $M \mid X$ で観測47G、77Gは十分実用に成ります。

# 逓倍器としても使える

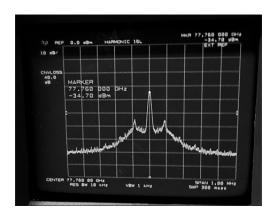
(1) 前記のTest setの信号をこのMIXで逓倍して他の外部MIXで見た例。

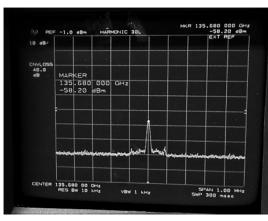


47G



77G





135G

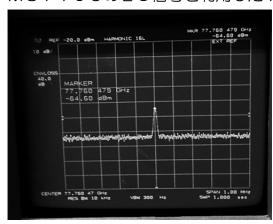
135 Gも逓倍器としてなら十分実用に成ります。

# スペアナのLO信号を使って簡易SGとして利用できる。

LO周波数はスペアナにより異なりますが、3.5G $\sim$ 5.5Gが主に使われています。

スイープを停止(スパーンOHz)にするとキャリアー信号に成ります。 外部MIXを入出力逆に動作させると逓倍した信号が出て来ます。 セルフバイアス調整で出力を調整します。

MS710CのLO信号を利用した77760Mです。



周波数精度はスペアナの 基準発振で決まりますが MS710Cは100M 水晶なので余り正確では 有りません。

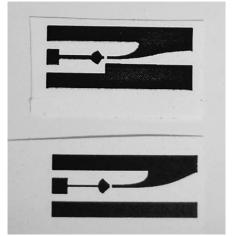
計算値より479KHz ずれていました。 設定周波数はバンドのハーモニック数とIF周波数が判れば計算出来ます。

#### 2 アンチパラレルダイオードMA4E1318を使った2ポートMIX

MA4E1318は100ケ単位ながら一個250円~300円弱で購入出来てピンセットでも掴み易くグループで購入すれば入手し易く成って居ます。

電極が下側なので基板がキャビティー等に接着されていると半田は難しい 簡易ホットプレートが有ると半田の成功率は高い。

**パターン例** (基板はO. 127mmテフロン片面)

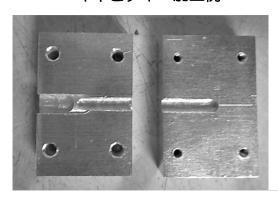


導波管入力 2.5mm×5mm用

導波管入力 WR28

3.5mm×7mm用

# キャビティー加工例



2.5mm×5mm用 刃径2.5mmで2.5mm削る

導波管入力 WR28

3. 5mm×7mm用

刃径3.5mmで3.5mm削る

20mm×30mm厚さ10mmアルミ2組使用

キャビティーの導波管径をWR28 3.5mm×7mmにすると33G帯~249G帯まで見えます。

刃径から規格外ですが、2.5mm×5mmにすると33G帯は少し感度は落ちますが33G~249Gまで見えます。

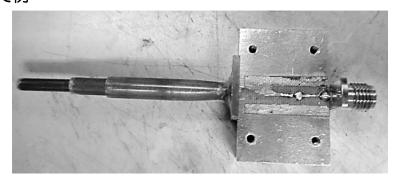
口径が小さい方が135Gや249Gには少し有利かなと思って試作しました。

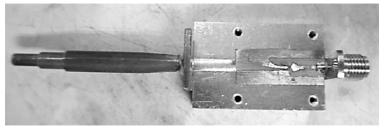
135Gや249G時は2mm又は1mmパイプを差し込むので見え方が変わりますが、入力導波管部分とダイオードの位置により変換レベルに差が出ました。

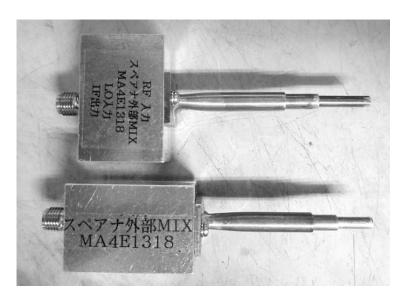
信号は見えない事は無いが135Gや249Gでは感度が変わりました。 導波管の先端からダイオードの長さ0.6mm程度を前後、左右に調整し て良い所を探しました。

基板を下げ過ぎると良くない場合が多い。

# 組み立て例







#### 自作品で信号を見る

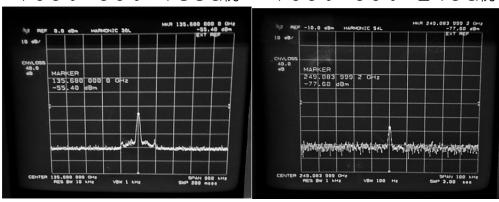
パイプMIXと同様にTest set信号を逓倍した信号を見ました。 47Gや77Gは当然良く見えるのでデータは省略します。

135Gや249Gは前記の様にレベル差は出るが見えました。

249Gは出力又は入力部分に内径1mmのパイプを入れています。

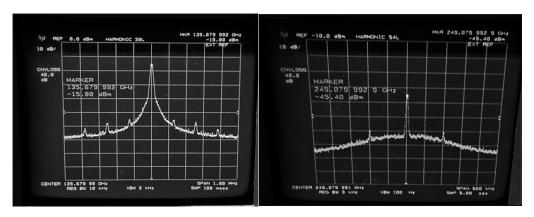
尚、バイアス調整は不要ながらLOレベルによりフロアーノイズや見える信号レベルが変わるのでレベル可変LOアンプが有ると135Gや249Gは見やすく成ります。

Test set 135G例 Test set 249G例



送信機信号例 135G

送信機信号例 249G



このMIXは逓倍器としては使えません。

また、3ポート専用スペアナには前記のバイアス調整回路で I F信号を取り出せます。

バイアス調整VRは効きませんが、バイアス調整機能の有るスペアナでバイアス調整すれば見えるレベルは変わります。

47Gや77G等アンプ付きセットを見る場合外部MIXは-5dbm位から 飽和するのでATTが必要です。

空間ATTかハイパスフィルター用パイプにICの静電気防止スポンジを適当に詰めるとATTに成ります。

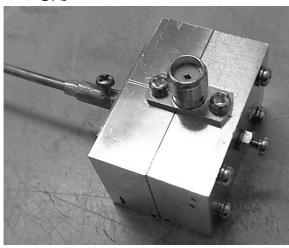
# 249Gの感度を上げたい

上記のMIXは広帯域で249Gも見えますが、少し感度は悪く成って居ます。

249 G専用に作ると感度を上げる事が出来ます。

少し感度が上がるとスペアナのスパーンを広げても見えるのでビデオフィルターを狭めても掃引スピードが余り落ちないので調整し易く成ります。 当然微弱な信号も捉えやすく成ります。

#### 249G専用MIX



249G入力は基板のダイオードの真下辺りに1mmの穴をあけて入れて居ます。

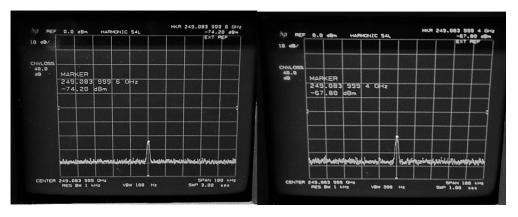
また、入力後方にバックショート用の2mmネジを取り付けています。

何か所かピークが出るので良い所に固定しました。

基板の位置調整等深追いはしていませんが、 $5\sim6$  d b 感度が上がりました。写真は Test set の信号です。

広帯域MIX

専用MIX



前にも書きましたが、パイプの挿入具合で表示レベルは変わります。 出力と外部MIXの相性の良い所を探している訳で本当の出力具合はセット に組み込んでのフィールドテストに成ります。

外部MIXでの測定は一つの目安としての利用と成りますが一人遊びには便利です。

以上

# スペアナMS710C (MAX140G) で249Gの信号を見る。

**JA3CVF** 

外部MIXが使えないスペアナで仕様外の高い周波数の信号を見るには外部 LO発振器とMIXを組み合わせ、電卓で変換周波数を計算すれば見る事が 出来ます。

今回外部MIXは使えるが見たい周波数まで対応していない時の実験をしました。

スペアナはMS710Cで対応周波数は140Gまでです。

これで249Gの信号が見えないかと試しました。

MS710Cのバンド7は90G~140GでLOの26倍波を使って I F 信号に変換していました。

この時のLO周波数は約3.5G~5.4Gでした。

また、IF周波数は521.4Mで、モード表示は26-or26+です。 この±は下側へテロダイン又は上側へテロダインでこれを切り替える事に よりイメージ信号の識別に使っています。

249G帯を見るには見たい周波数を249084Mとすると、

249084-521, 4=248562, 6M

又は249084+521. 4=249605. 4Mが必要なLO周波数です。

248562. 6Mの場合これを48分周すると

248562. 6÷48=5178. 388Mに成ります。

この周波数をMS710Cバンドアで得るには

5178. 388M×26-521. 4=134116. 688Mです。

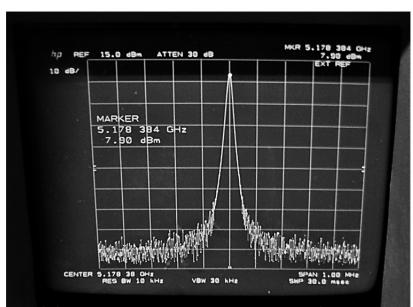
モード26-時スペアナの周波数設定を134116.688Mにすると249084Mが見える計算です。

モードチェンジして26+の時は

 $249605.4 \div 48 = 5200.113M$ 

5200. 113×26+521. 4=135724. 338M で見えた時本物です。

MS710Cは細かな周波数設定は出来ず、LOの精度は100Mの基準発振で決まり余り正確では無く計算より少しずれましたが、スパーン520K位では画面の範囲に入りました。

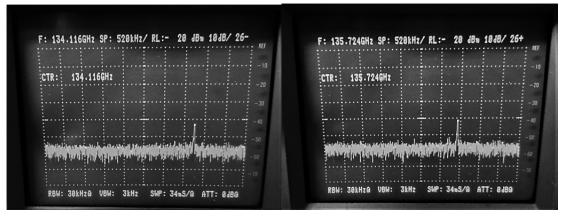


134117M OスパーンでLO信号を見ると計算通りの信号が見えました。

MS710CのLO出力は8dbm程度で自作外部MIXではドライブ 不足でした。

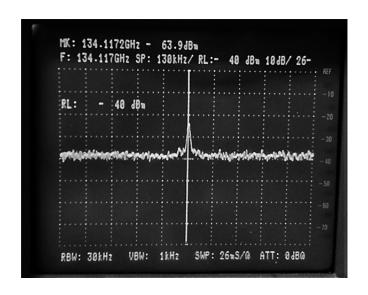
マイクロウエーブ・チャレンジ2007で発表した(スペアナ外部MIX 用アダプター(LO-AMP)の実験)に有る様に増幅して使いました。 10dbm~16dbmの間に最適なレベルが有ってフロアーノイズが 少なく、信号が浮き上がるレベルにセットします。

見た信号は t e s t s e t の信号で41. 514Gの6倍波ですが、余り強い信号では有りません。



26-モード134. 116G 26+モード135. 724G 見えた信号をセンターにして、スパーンを狭くし、リファレンスレベルを





MS710Cは3ポートMIXも使えMIXのIF出力にローノイズアンプを入れる事が出来ます。

前記のアダプターで2ポートMIXを3ポートMIX対応に変換して、 20dbのアンプを入れたのでリファレンスレベルは20db違いますが 少し綺麗に成って居るようです。

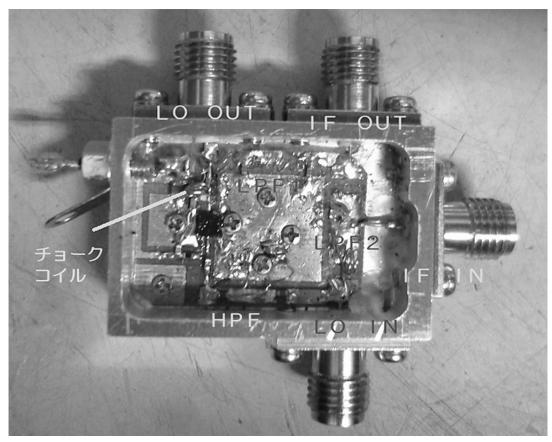


IFアンプ無し

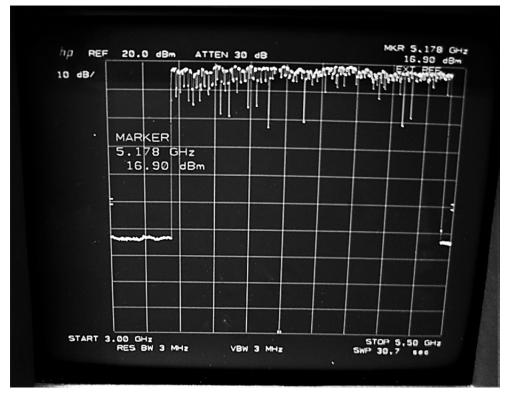
20db I Fアンプ有り

# 外部MIX用LOアンプを考える。

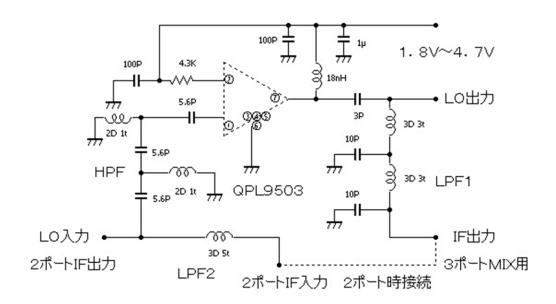
昨年浅妻さんが投稿した5Gアンプを使ってアダプターの実験をしました。 このMMICアンプは広帯域で20db近くゲインが有るので、LO信号 付近を通すHPFを入力に入れました。



電源電圧を可変すると出力も変わるのでレベル調整が出来ました。 5. 2 G付近で16. 9 d b m でした。



ピークホールドで見たので下側にひげが有りますが無視して見てください。 **アダプター回路図** 



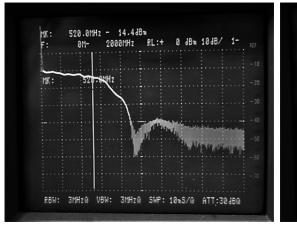
LOアンプと2ポート3ポート変換が出来ます。

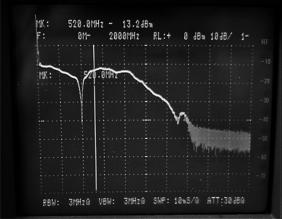
詳しい使い方は2007年レポートを参照してください。

### 参考データ

LPF1特性

LPF1+LPF2





### おまけ

外部MIX対応していない1G程度のスペアナでもこのアダプターとLOOSCが有れば見る事が出来ます。

ぴるる等で上記計算のLO信号を入れ、3ポートIF出力にスペアナを繋いで521.4M付近で見える計算です。

以上

# EV用リチウムイオン電池を利用した移動用電源の製作

2018.0727 JA8CMY 増田幸雄

マイクロ、ミリ波での移動運用で必要となる電源として、一昔前までは小型の発電機が良 く使われていましたが、最近はエンジン騒音や排気ガスが問題となり、ほとんど使われなく なりました。 電池での運用では大容量のシール型やリチウムイオン電池が多く使われてい ると思います。 運用中での電池切れを防止するために、なるべく容量が大きく、かつ軽量 な電源が望まれます。 私はこれまでシール型の鉛電池と大容量のニッカド電池を使ってき ました。 しかしシール型の鉛電池は定期的に補充電を行う必要があり、大容量の物は重量 もあり取扱いが少し面倒でした。 ニッカド電池は保管には問題が無いのですが、メモリー 効果があり完全に使い切ってから充電しなければならないのが不便でした。 最近になり中 古の、EV用大容量リチウムイオン電池が出回るようになりましたので、この電池を使った 移動用の電源を2台製作しました。リチウムイオン電池は小型軽量で大容量と、優れた性能 を持っていますが、取扱いを誤ると火災等の問題を起こすことから充放電では特に注意を払 う必要があります。 安全対策としては、電池の充放電を管理するBMS基板を使うことで、 簡単にリチウムイオン電池電源を作ることが可能です。 最近は安価な簡易型BMS基板が 多数出回っていますので、簡単に製作できるようになりました。リチウムイオン電池には、 使われる正極材料の種類により、多種ありますが、多く使われるものには 3.7V系と、3.2V 系があります。 私が使用したEV用のリチウムイオン電池は、LEV40の型番で電圧 3.7 V、容量 40Ahのものです。 車から取り外した中古品なので、30Ah程度の容量とのこと でした。 30Ahあればアマチュアの通常運用では十分な容量だと思います。 電池の電圧 は1個当たり3.7Vなので、12V運用の場合、少し電圧が低くても良い場合は3個直列で11.1 V、電圧に余裕を持つには4個直列で14.8Vになります。 実際には満充電状態では1個当 たり 4.2V程度あることから、3 個直列で 12.6V、4 個直列で 16.8Vになります。 4 個直列 では少し高すぎで、 3個直列では放電すると少し低めになってしまいます。 余裕を持つに は4個直列方式になりますが、12Vを超える分は熱として損失してしまうことと、リチウム イオン電池は半分ぐらいの放電で繰り返し使用するのが良いことから、3個直列方式としま した。 写真1が使用したLEV40で、写真2が簡易型BMS基板です

写真 1 LEV40 3個組み合わせ

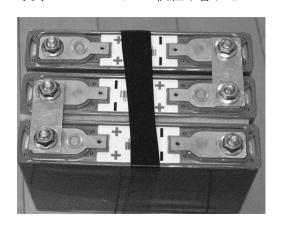
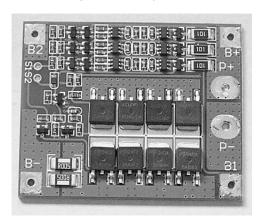


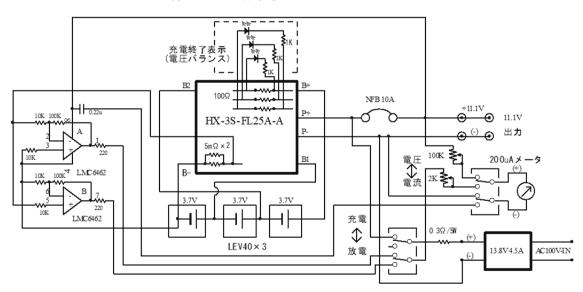
写真2 簡易BMS基板



BMS基板は型番「HX-3S-FL25-A」で 3.7Vの 3 個直列用、最大 25A出力仕様で、 簡易バランサー機能付きです。 価格は千円弱で、送られて来たのは基板のみで説明書が添 付されておりませんでしたので、ネットで調べて使用例を参考にしました。

#### 1. 全体の構成

リチウム電池3個とBMS基板、電圧電流の表示メータ回路、出力保護用の10A NFB、4.5A出力の充電用スイッチング電源ユニットを組み合わせています。 第1図が全体接続図です

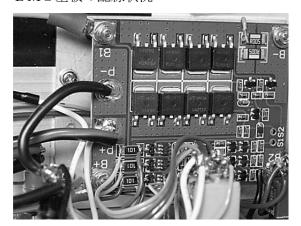


第1図 全体接続図

充放電時の電圧と電流はアナログメータで確認できるようにしています。 電流の表示は配 線の電圧降下+BMS基板内に配置の 2.5mm Ω抵抗による電圧降下 (4Aで約 30mV) を利 用しました。 200 u Aのメータを使用したため振れが少ないことから、OPアンプにより 増幅しています。 2 台目では 50 μ Αのメータを使い増幅回路を省略しました。 充電電流 約 4Aですが、スイッチング電源ユニットは定電圧出力なので、そのままでは電池の定電流 充電には適さず、0.3Ω/5Wのセメント抵抗を直列に接続しています。 単体電池の充電終了 電圧は 4.2V ですので、3 個直列で 12.6V になります。BMS 基板は 12.7V ~ 12.8V 付近で 自動的にカットアウトします。 充電完了の確認回路は、各電池の電圧を揃えるために バランサー回路としてBMS基板に実装されている、 $100\Omega$ 抵抗負荷の両端から線を引出し、 LEDを付けています。 このLEDが点灯すると 4.2Vの充電終了電圧に達したことを確 認できます。100Ωではバランス負荷としては小さいのですが、電池毎の電圧差は0.1V程度 と少ないので、問題は無いようです。 3個の充電終了時間に大きな差はありませんでした。 BMS基板には出力短絡保護機能もありますが、安全性向上のため 10AのNFBも付けまし た。 出力電圧低下を極力少なくするため電池周りと出力の配線には太い線材を使っていま 持ち運びが便利なように、小型のアルミ製トランクに収容し重量は 6.5Kgでした。 以前使用していた、20Ahシール電池、20Ahニッカド電池に比較して、かなり軽量です。 次ページに各部写真を添付しました。

以上参考になれば幸いです。

# BMS基板の配線状況



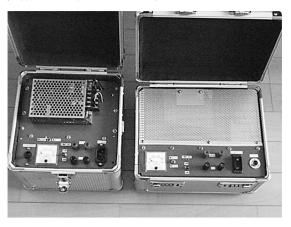
充電終了表示



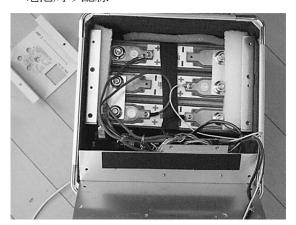
電池収容



完成した電源2台の内部



電池周り配線



外観



# フィード・ホーン群による遮蔽損失 JA6XKQ/武安義幸

マルチ・バンドで運用する EME 用の大型パラボラ・アンテナには、そのフィード群に苦労が見て取れる。 複数フィードに起因するアンテナ総合性能の劣化ができるだけ少なくなるように、専ら機構的な制約を優 先させて配置を決定するのがアマチュアであろう。 しかし、「できるだけ少なく」という思い、あるいは設計 思想を数値的に予見して、その結果を確認するのは容易ではない。 そこで、 NEC2++ を用いてシミュレ ーションを行い、実測値との比較検討を行った。

#### はじめに

このプロジェクトは、EME のメーリングリスト「1] で見た投稿がきっかけである。それは、 DL2LAC Ernst-Guenther Carstensen 氏 の " using 4nec2 for mdodeling 4m dish on 10 ghz? " という投稿で、「 4nec2 **[2**] を用いて 4 m ディ ッシュの特性シミュレーションを 10 GHz でトライし ているが、結果が変だ。 4nec2 の使用は不適切 だろうか?」という質問であった。 4nec2 に始ま り、NEC2++ でシミュレーションを続けてきた者とし ては、「4nec2 の使用は不適切です」と即答した いところである。しかし、他の方の回答を見てみ たいので、一週間ほど静観してみた。 しばらく様 子を見るも、誰からも返信がないので、 Carstensen 氏に直接メールを送って、「4nec2 の 使用は不適切である」ことと、これまでの NEC2++ での経験を伝えた。

氏のシミュレーションの目的は二つあり、一つは電波防護指針の観点からアンテナの近傍電界を計算すること、もう一つはマルチバンドで運用しているディッシュの 10 GHz での性能に改善の余地があるのではないかと思い、それを数値で知りたいことである。

NEC2++ と所有する PC リソースで、氏が目的とするシミュレーションが可能であろうと考え、協力を申し出た。 近傍電界のシミュレーションはモデル・サイズと PC リソースとの折り合いが課題であり、近傍電界の計算自体は経験済みで問題は

特になく、言わば力技で解決できる。 一方、複数のフィード・ホーンを擁したディッシュでは、フィードの輻射パターンが非対称となること、ホーン群による遮蔽によるサイドローブの劣化および遮蔽損失が予想され、これらの評価にはひじょうに興味がそそられる。

ここでは、氏の目的のうち後者についてシミュレー ションと考察を行う。

#### シミュレーションの方針

DL2LAC のアンテナは 図-1 に示すように、直径 4 m のソリッド・ディッシュに 1.2 GHz 帯、 2.3 GHz 帯、 3.4 GHz 帯および 5.7 GHz 帯のセプタム・ポーラライザ型ホーンと、10 GHz 帯のチョーク・リング型ホーンのホーン群を装備している。 ホーン群を 図-2 に示す。 各ホーン・アンテナの寸法とその配置を 付録 に示す。 ホーン群においては、10 GHz 帯のフィード・ホーンがディッシュの焦点に合致している。 その他のフィード・ホーンは、焦点からオフセットした位置にある。 ちなみに、このようなマルチ・バンドの大型パラボラ・アンテナを用いて、マルチ・バンドでの EME 運用を維持していることは、驚きである。

直径 4 m のディッシュと 5 バンドのフィード・ホーン群をまとめて一つのモデルとしてシミュレーションできれば、解析として理想的である。 しかし、所有する PC リソースのメモリ容量の観点で、一つのモデルとしてシミュレーションできない。 したが

って、分割したモデルを用いて、次のような方針でシミュレーションを行う。

- 1. 10 GHz の チョーク・リング型ホーン単独とフィード・ホーン群でのフィードの開口面効率( Apeture Efficiency )を比較する。
- 2. ホーン群の RCS(Radar Cross Section = レーダー散乱断面積)を用いて遮蔽 損失を比較する。
- 3. メモリ容量が許す範囲内で、ホーン群と ディッシュの総合特性をシミュレーション する。

## ホーン・アンテナのシミュレーション・モデル

ホーン・アンテナを NEC2++ でシミュレーションす るにあたっては、Surface Patch を専ら使用してき た。[3][4] Surface Patch は反射について表裏 があること、閉じた面の記述のみに限られること等 の制約があり、厳密にはホーン・アンテナのモデ ル化には適さない。 しかし、制約を越えて Surface Patch を使用することに起因する結果の 誤り/誤差は把握可能であり、Thin Wire で金属 面をモデル化するよりも少ないモデル・サイズで有 意な結果が得られることが経験則としてある。 今 回のモデル作成にも Surface Patch を用いるの で、モデルの有効性をホーン・アンテナ単体の時 点で確認する。 今回のシミュレーションでは経験 済みの輻射パターンのみならず、平面波を入射さ せる RCS の評価も行うので、輻射と反射の二つ の観点でモデルの有効性を確認する。

モデル有効性確認の詳細は別稿 [5] [6] にまとめる。 輻射パターンとその開口面効率のシミュレーションでは、フィードとして輻射を担うチョーク・リング型ホーン・アンテナに内面のみを Surface Patch で記述したモデル ( Thin Plate Model と称する) と、ホーン群としては単なる反射体であるセプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナに内

面と外面の両方を Surface Patch で記述したモデル (Thick Plate Model と称する)を使用する。 RCS のシミュレーションでは Thick Plate Model のみを用いる。 ホーン群とディッシュの総合特性 のシミュレーションでは PC リソースのメモリ容量 の観点から、Thin Plate Model を用いる。

なお、"Thin Plate Model" および "Thick Plate Model" なる用語は NEC2/NEC2++ において定義されている用語あるいは概念ではなく、ここで独自に定義したものである。 NEC2 には "Thin Wire Kernel" という用語があるが [7]、本稿での"Thin / Thick" との関連はない。

#### フィードの開口面効率

チョーク・リング型ホーン・アンテナ単体のモデルを 図-3 に、その輻射パターンを 図-4 から 図-7 に示す。 次にフィード群のモデルを 図-8 、図 -9 および 図-10 に、フィード群での 5 チョーク・リング型ホーン・アンテナの輻射パターンを 図-11 から 図-14 に示す。

図-4 から 図-7 を、図-11 から 図-14 とそれぞれ対比させると、ホーン群が輻射パターンに与える影響が見えてくる。 チョーク・リング型ホーン・アンテナ単体では対称であった輻射パターンが、ホーン群の影響で非対称形に歪んでいる。 また、ホーン群では交差偏波が発生している。

シミュレーション方針の第一項に従い、この輻射パターンの違いによるフィードの開口面効率(Aperture Efficiency)の違いを求め、ホーン群で生じる遮蔽によるディッシュの性能劣化を評価する。 フィードの開口面効率を求めるツールとしてW1GHZ Paul Wade による PHASEPAT [8] が定番であろう。 しかし、PHASEPAT はH 偏波と V偏波の輻射パターンから、すなわち  $\theta=0$  deg. と  $\theta=90$  deg. の輻射パターンから内挿して、その他の角度の輻射パターンを求め、開口面効率

を計算しているので、今回のホーン群のように、その 輻射 パターン が非対称形の場合に PHASEPATT を適用すると、誤差が大きくなると予想される。 したがって、今回は PHASEPATT を使用せずに、 $\theta$  = 0 ~ 360 deg. /  $\phi$  = 0 ~ 180 deg. の全周パターンを積分して開口面効率を求める計算ツールを独自にプログラムした。 開口面効率の計算についての詳細は別稿 [9] にまとめる。

チョーク・リング型ホーン・アンテナ単体の開口面効率を、図-15 と 図-16 に示す。 ホーン群でのチョーク・リング型ホーン・アンテナの開口面効率を、図-17 と 図-18 に示す。

4 m ディッシュの焦点距離が 1.5 m なので、f/D = 0.375 となる。 f/D = 0.375 での開口面効率は 表-1 のとおり。

#### フィードの RCS

シミュレーション方針の第二項に従い、フィードのRCS を求める。NEC2++ が備えている、対象物に平面波を入射してRCS を計算する機能を用いる。RCS のシミュレーション・モデルには、前述のThick Plate Model を用いる。RCS とシミュレーション・モデルについては、別稿 [6] にまとめる。なお、ここで示すRCS は Monostatic RCSではなく、Bistatic RCSである。Bistatic RCSは、一方向の入射に対する全周方向の反射の電力比を示したものである。このポイントがまさにホーン群による遮蔽損失の計算にRCSを用いる理由である。

図-19 と 図-20 にチョーク・リング型ホーン・アンテナの RCS を示す。 平面波は、ディッシュからフィードの方向へ、すなわち +Z 軸方向から入射している。 図-21 と 図-22 にホーン群の RCSを示す。 ホーン群のモデルを示した 図-8 および 図-9 と比較すると、形状と反射との相関が見

てとれる。

図-19 から 図-22 の RCS は、一波長の平方値  $(\lambda^2)$  を基準としたデシベルで表示されている。 RCS から下式(式-1、式-2、式-3)を用いて遮蔽 損失 (Blockage Loss)を求める。

カセグレン・アンテナのサブ・リフレクタの遮蔽損失を求める場合、一般的に、メイン・リフレクタとサブ・リフレクタの円板としての物理的(光学的)な面積比から損失を求める。 しかし、ここでは物理的な面積比ではなく、電磁気的な面積である RCSから遮蔽損失を求める。 上記の式を用いて求めた遮蔽損失は 表-2 のとおり。 実際の運用では垂直偏波を用いているので、 V-pol の値を計算に用いる。

ちなみに、カセグレン・アンテナで用いる直径 0.3 m のサブ・リフレクタの遮蔽損失を、直径 4 m のメイン・リフレクタとの物理的な面積比から求めると、-0.024 dB である。 比較として参照する。

# ゲインの推定

ここまでに求めたフィードの開口面効率と遮蔽損失を用いて、アンテナ総合でのゲインを推定する。 以降の計算は、DL2LAC の運用が V 偏波であるので、V 偏波のみの計算とする。

開口面アンテナの理想的な、すなわち、フィードの 開口面効率が 100% であり、いかなる損失もない 場合のゲイン G は次式(式-4)で与えられる。 ここで、A は直径 4 m ディッシュの開口面積で ある。 したがって、 10.368 GHz での理想的なゲインは、 52.76 dBi となる。

この理想的なゲインに対して前述の開口面効率と 遮蔽損失を考慮すると、チョーク・リング型ホーン・ アンテナ単独の場合とホーン群の場合の総合ゲイ ンは 表-3 となる。

#### フィード群とディッシュの総合特性

ここまで、ホーン群の開口効率と遮蔽損失を個別に求め、理想的なゲインからそれらを減ずることで総合的なゲインを算出した。しかし、開口効率も遮蔽損失も、ホーン群とメイン・リフレクタ間の相互の影響を考慮したものではない。これは、カセグレン・アンテナについて、フィード・ホーンとサブ・リフレクタに分割して総合特性を解析を試みた際に遭遇した限界と同様である。[10] そこで、分割したモデルのシミュレーションとアンテナ総合での特性の相関性を確認するために、当初のシミュレーション方針の第三項に掲げたように、PC のメモリ容量が許す範囲内でホーン群とディッシュの総合特性をシミュレーションする。

まず、PC のメモリ容量に収まるホーン群のモデ ルを検討する。 ホーン群の RCS を計算したモ デルと直径 4 m のメイン・リフレクタを組み合わ せると PC のメモリ容量( RAM 384 GB + SSD スワップ・ファイル 256 GB )を超過したものとなっ てしまう。 ホーン群のモデルサイズを小さくする ために、セプタム・ポーラライザ型ホーンの開口面 を閉じた単純な直方体とした。 また、1.2 GHz 帯、2.3 GHz 帯、3.4 GHz 帯および 5.7 GHz 帯 のホーン群全てを単純化した直方体でモデル化し ただけではメモリ容量に収まらないので、一番影 響が大きいであろう 1.2 GHz 帯フィード・ホーンの みを 10 GHz帯フィード・ホーンと組み合わせるこ ととした。 RCS のシミュレーション過程で、セプタ ム・ポーラライザ型ホーンを単純化した直方体モ デルにすると、正確なモデルとは異なる RCS を 示すことが判明しているし、また、RCS はホーン 群の数にも依存することは判明している。 しか し、PC のメモリ容量の制限から止むを得ずの選 択となった。 本稿をまとめる過程で、シミュレーシ ョンの論旨に矛盾を感じたので、SSD スワップ・フ ァイル容量を 712 GB まで拡張して、ホーン群全 てを直方体としたモデルのシミュレーションを追加 した。ちなみに、ホーン群の正確なモデルは、

RAM 384 GB + SSD スワップ・ファイル 712 GB でも計算できなかった。

"10 GHz フィード + 4 m ディッシュ"の総合特性を 図-23 に、"10 GHz + ホーン群 + 4 m ディッシュ"の総合特性を 図-24 (1.2 GHz 帯ホーンのみ)と 図-25 (ホーン群)に示す。 図-23 のゲインは 49.9 dBi で、図-25 のゲインは 50.18 dBi である。 図-24 と 図-25 を比較すると、全てのホーン群をシミュレーションした 図-25 においてサイド・ローブの非対称性が大きくなっていることが判る。

### 考察

当初掲げたシミュレーション方針に従って考察を 進める。 開口面効率のシミュレーション結果をま とめた 表-1 によると、フィード・ホーン単独よりも ホーン群を伴った方が若干ではあるが、効率が高 い。 フィード・ホーン単独の開口面効率を示す 図-15 および 図-16 から、その開口面効率が f/D = 0.4 にピークを持っており、ディッシュの f/D = 0.375 に対して最適ではないことが読み取れる。 一方、ホーン群は f/D = 0.375 近辺で照射効率 (Illumination)が上がり、ディッシュからのこぼれ落 ち効率(Spillover)が下がった(こぼれ落ちが増え た)結果、それらの総合である開口面効率がフィー ド・ホーン単独よりも高い値であることが、図-17 および 図-18 から読みとれる。 ホーン群の影響 が、10 GHz フィード・ホーンの輻射パターンを開 口面効率を上げる方向に作用している。 それぞ れの輻射パターン(図-4 ~ 図-7、図-11 ~ 図 -14) を比較すると、バックローブの変化や交差偏 波の発生に目を奪われるが、開口面効率の観点 ではホーン群が著しい悪影響を与えていないと判 断される。

次に、RCS について **表-2** で比較すると、ホーン 群の RCS はフィード・ホーン単独の 11561/129 = 89.6 倍と大きいことが解る。 しかし、直径 4 m のディッシュに対する遮蔽損失で比較すると、ホーン群の -0.021 dB の損失は無視できる、あるいはゲインとして実測困難と言えるだろう。 これは、ディッシュ直径との相対比較であり、ディッシュ直径が小さくなれば遮蔽損失(ゲイン低下)として無視できないことは言うまでもない。

上述の開口面効率と遮蔽損失のシミュレーション値とディッシュの理想的なゲインから求めた総合ゲインを表-3 にて比較すると、ホーン群の影響は無視できるレベルと言える。 一方、ホーン群とディッシュを総合的にモデル化したシミュレーションでは、ホーン群の方が 50.18 - 49.9 = 0.28 dB高い総合ゲインを示す結果となった。 0.28 dBのゲイン差は有意な差異である。 はたして、シミュレーションは正しいのであろうか?

## シミュレーションと実測の比較検討

シミュレーションの検証のために Carstensen 氏に実測をお願いした。 実測が困難なのでシミュレーションを始めたのであり、本末転倒の感がある。しかし、目安が皆目無い状態での測定とは異なり、シミュレーションに基づく目安ができた状態では、何をどのように測定するのか立案可能である。

ホーン群が装着され完成した状態と分解を必要とする 10 GHz フィード・ホーン単独での測定を両方行うのは困難なので、現状の前者のみの測定とすべきである。 その場合、ゲインの相対比較はできず、ゲインの絶対値を測定することも難しいので、受信での輻射パターン測定を提案した。 輻射パターンの測定であれば相対値の測定で良く、半値角度からゲインの目安を計算可能であり、シミュレーションに現れている非対称なサイドローブのパターンも検証可能である。 ただし、サイドローブを測定するにはダイナミックレンジとして 50 dB 程度を必要とするので、サンノイズ測定では用を為さない。 そこで、10 GHz 帯に近い DTV 衛星

放送波を受信することを提案すると、LNC (Low Noise Converter)を取り替えての Thor 衛星による測定結果が返信されてきた。

氏の測定系の制約から、一度に測定できるダイナミック・レンジが約 30 dB であるので、アッテネータを使っての二回の測定値を合成して約 60 dB のダイナミック・レンジを得ている。 仰角 EL と方位角 AZ についての輻射パターンを 図-26 と図-27 に示す。 輻射パターンから求めた半値角度は、EL = 0.53 deg. / AZ = 0.49 deg. となる。一度の測定で済む半値角度に着目した実測では、半値角度 EL = 0.43 deg. / AZ = 0.37 deg. とのことなので、輻射パターン測定での誤差は、角度換算で 0.1 ~ 0.12 deg. 程度が発生している。なお、図-26 の Theta = 7 deg. 近辺の信号は、静止衛星軌道上で隣接する衛星のものであり、ピーク値の測定を行っていない。

ゲインの目安となる半値角度を実測とシミュレーションで比較した結果を、表-4 に示す。 実測は衛星放送の 11.297 GHz で行われたので、半値角度をシミュレーションの周波数である 10.368 GHzに周波数の逆比で変換した。 また、実測での角度読み取りに誤差があっても AZ / EL での相対値の誤差は小さいであろうと考え、H / V 半値角度の比を示した。 実測値記録での角度分解能は 0.18 deg. であり、シミュレーションでの角度分解能は 0.1 deg. であるので、半値角度を求めるには補間が必要となる。 補間にあたっては、いわゆるペンシル・ビームでの cos²(θ) 近似を用いた。 [11]

表-4 にて半値角度の実測値とシミュレーションを 比較すると、実測での角度換算での誤差 0.1 ~ 0.12 deg. を考慮すれば、凡その一致を示している と見なせるかもしれない。 他の誤差要因として は、実測とシミュレーションの周波数におけるチョ ーク・リング型ホーン・アンテナの位相中心(Phase Center)の偏移に起因する、いわゆる焦点ボケが考えられる。 実測とシミュレーションの周波数での位相中心を 図-27 と 図-28 に示す。 各周波数でのホーン群とディッシュの総合特性をシミュレーションすれば完璧だが、そのシミュレーション時間の長さ(約50時間)から実行を断念した。 図-27 と 図-28 によると、周波数差での偏移は約2 mm である。 これは 1/10 波長以下の偏移であり、これまでのシミュレーション経験から [12]、10.368 GHz で焦点調整が為されていれば11.297 GHz での特性変化は実質的に無視できると考えられる。 したがって、実測値とシミュレーションの定量的な比較は、実測での角度とレベルの分解能が支配的と言えるだろう。

それでは、輻射パターンを定性的に比較する。 フィード・ホーン群による遮蔽の影響として、サイド・ローブのレベル上昇が非対称に発生することを予想していた。 フィード・ホーン群による遮蔽が無い場合、 図-23 に示されるように輻射パターンは軸対称である。 一方、フィード・ホーン群による遮蔽がある 図-25 では、サイド・ローブのレベル上昇が非対称に発生していることが容易に見てとれる。

**図-25** と **図-26** および **図-27** を比較すると、次のような相関性が読みとれる。

- 1. 第一サイド・ローブの非対称性とそのレベル
- 4. 仰角 EL 輻射パターンでの ±5 ~
   ±10 deg. サイド・ローブの非対称性と そのレベル
- 方位角 AZ 輻射パターンでの ±1 ~
   ±4 deg. サイド・ローブの非対称性とそのレベル

図-26 でのサイド・ローブ間のナル(Null)は、測定系のレベルと角度の分解能が不足するので、明

確に判別できていない。 しかし、シミュレーション の定性的な正しさを示す測定が為されている。 また、これは、 EME 用の大型パラボラ・アンテナ の特性を測定することの難しさを示し、それ故のシミュレーションの有効性を示していると言える。

## まとめ

DL2LAC Ernst-Guenther Carstensen 氏 の「マ ルチバンドで運用しているディッシュの 10 GHz で の性能に改善の余地があるのではないか?」と の疑問に答えるべく、シミュレーションを行った。 シミュレーションの結果から、マルチバンドのフィー ド・ホーン群による遮蔽損失は無視できるとの結 論を得た。 それでは、氏が悩む VK3UM EME Calculator での推定値との違いは何だろうか? 期せずして、DTV 衛星放送波を受信する実測で そのヒントが得られた。 送受信切替えの導波管 スイッチを取り外し、10 GHz 帯 LNA を衛星放 送用 LNC に交換してサンノイズをまずチェックし たところ、EME 運用時よりも良いサンノイズ値が 得られたとのこと。 シミュレーションが示すように 遮蔽損失は無視できるレベルであり、10 GHz 帯 と 11 GHz 帯でのアンテナ性能の差異も無視でき るとなると、その結果は LNA の Noise Figure 改 善と導波管スイッチの損失改善を意味する。 こ のヒントの発見は、Carstensen 氏のマルチバンド EME 運用に掛ける情熱と高い技術力の賜物であ る。 面倒な実測へ Carstensen 氏をドライブでき たことが、一連のシミュレーションの成果である。 しかし、シミュレーションのリソースとモデル化に課 題を残す結果となった。 以前より感じている NEC2++ での巨艦大砲主義の限界を、またもや痛 感した次第である。

以前より興味あるテーマ、その実際の諸元、そして実測データを提供して頂いた DL2LAC Ernst-Guenther Carstensen 氏に深謝申し上げる。

# 参考文献

[1] Ernst-Guenther Carstensen, DL2LAC, "[Moon-Net] using 4nec2 for modeling 4m dish on 10 ghz?," Jan. 23. 2018.

http://mailman.pe1itr.com/pipermail/moon-net/20 18-January/034759.html

[2] Arie Voors, "4nec2 - NEC based antenna modeler and optimizer," 2005.

http://www.qsl.net/4nec2/

[3] 武安義幸, JA6XKQ, "アンテナ雑音温度 - 評価ツール," Jan. 10. 2011.

http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/AntNoiseTem
p 2.pdf

[4] 武安義幸, JA6XKQ, "NEC2++ によるホーン・アンテナのシミュレーション," Jan. 24. 2011.

http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/Nec2pp3SecH orn.pdf

[5] 武安義幸, JA6XKQ, "NEC2++ によるチョーク・リング型ホーン・アンテナのシミュレーション." 2018.

http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/ChaparralHo rn\_1.pdf

[6] 武安義幸, JA6XKQ, "NEC2++ による RCS

のシミュレーション," 2018.

[7] Burke, B. J., and Poggio, A. J., "NUMERICAL ELECTROMAGNETICS CODE

(NEC) - METHOD OF MEMENTS, PART III: USER 'S GUIDE," 1981.

[8] Paul Wade, W1GHZ, "Phasepat Software," 1999.

http://www.w1ghz.org/software/phasepat.zip

[9] 武安義幸, JA6XKQ, "フィード・ホーン・アンテナの開口面効率のシミュレーション," 2018.

[10] 武安義幸, JA6XKQ, "サブリフレクタからの放射パターン," Sep. 12. 2015.

http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/Nec2ppSubRe
f 2.pdf

[11] Milligan, Thomas A. "Modern antenna design, Second edition." John Wiley & Sons, 2005. pp. 11–13

[12] 武安義幸, JA6XKQ, "NEC2++ を用いたカセグレン・アンテナのシミュレーション," Sep. 12. 2015.

http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/Nec2ppMain Ref\_1.pdf



図-1 DL2LAC 局の 4 m ディッシュ (写真提供: E. G. Carstensen 氏)

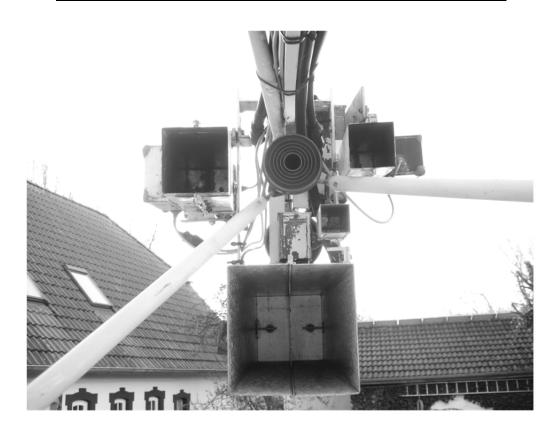


図-2 フィード・ホーン群 (写真提供: E. G. Carstensen 氏)

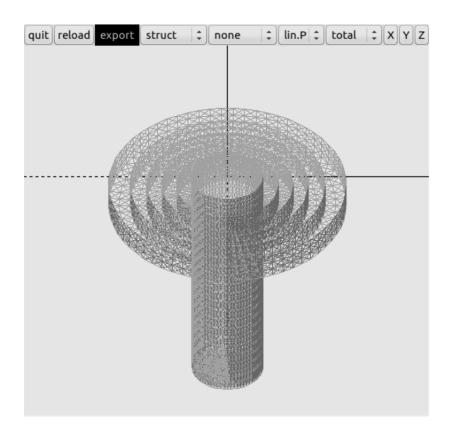


図-3 チョーク・リング型ホーン・アンテナのモデル

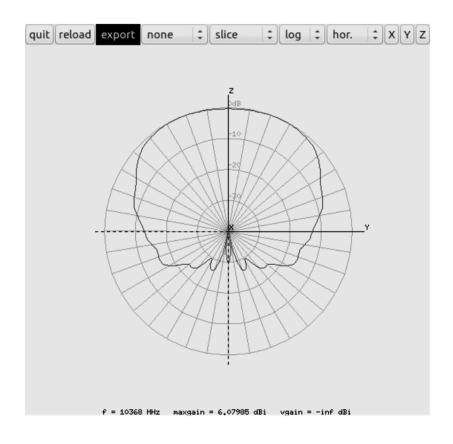


図-4 チョーク・リング型ホーン・アンテナの輻射パターン - H 偏波 / X 軸

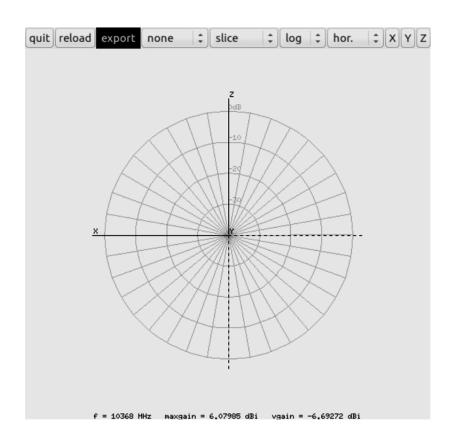


図-5 チョーク・リング型ホーン・アンテナの輻射パターン - H 偏波 / Y 軸

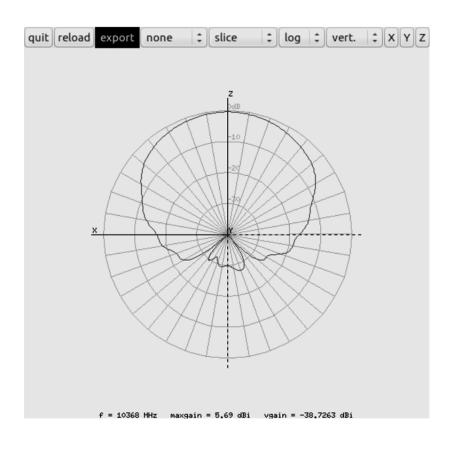


図-6 チョーク・リング型ホーン・アンテナの輻射パターン - V 偏波 / Y 軸

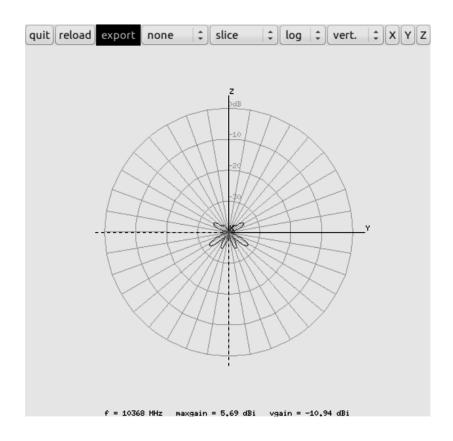


図-7 チョーク・リング型ホーン・アンテナの輻射パターン - V 偏波 / X 軸

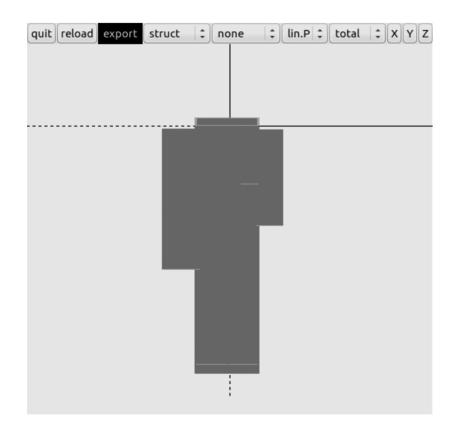


図-8 ホーン群のモデル - X 軸

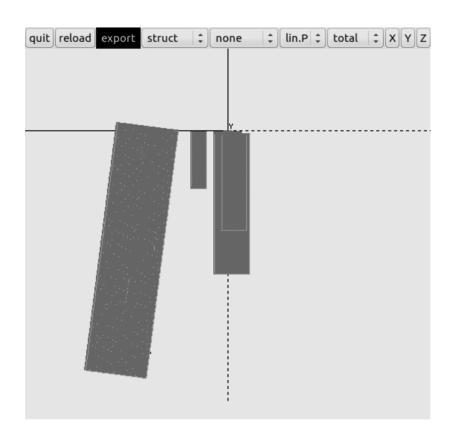


図-9 ホーン群のモデル - Y 軸

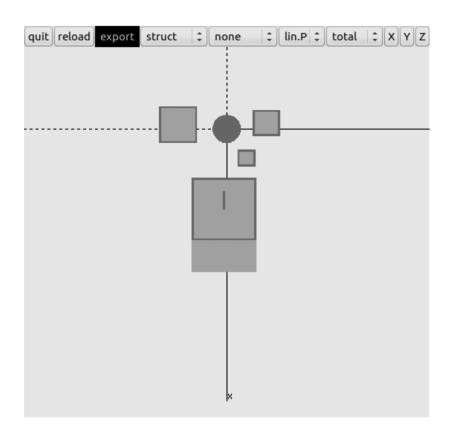


図-10 ホーン群のモデル - Z 軸

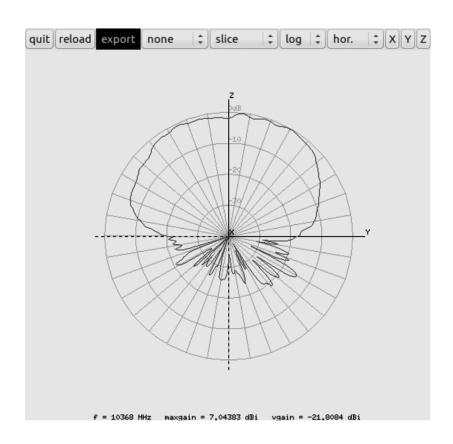


図-11 ホーン群有りでの輻射パターン - H 偏波 / X 軸

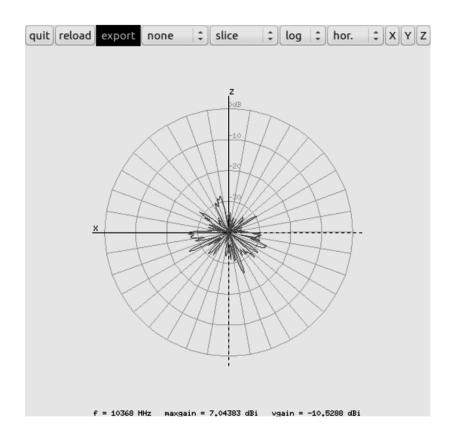


図-12 ホーン群有りでの輻射パターン - H 偏波 / Y 軸

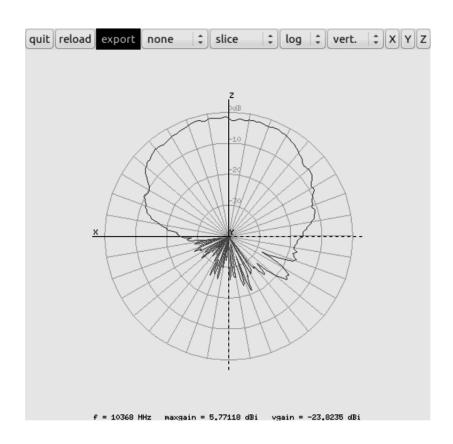


図-13 ホーン群有りでの輻射パターン - V 偏波 / Y 軸

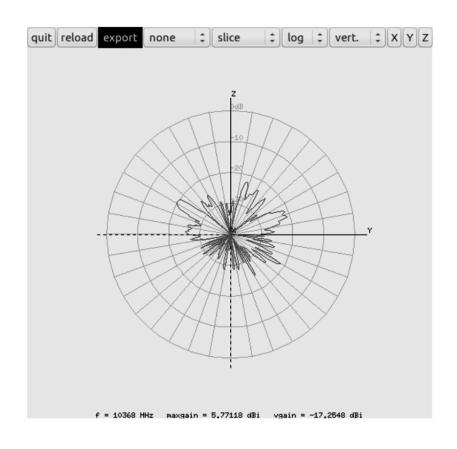


図-14 ホーン群有りでの輻射パターン - V 偏波 / X 軸

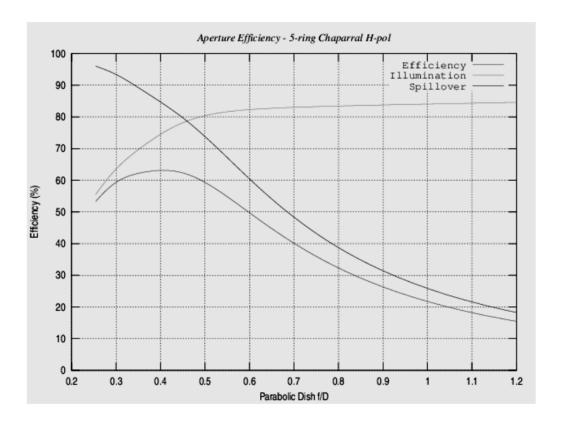


図-15 チョーク・リング型ホーン・アンテナの開口面効率 - H 偏波

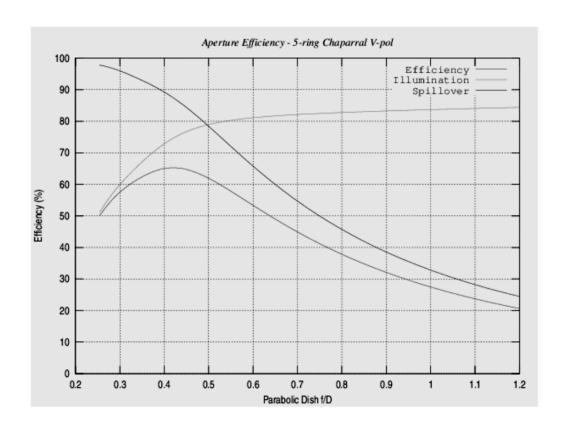


図-16 チョーク・リング型ホーン・アンテナの開口面効率 - V 偏波

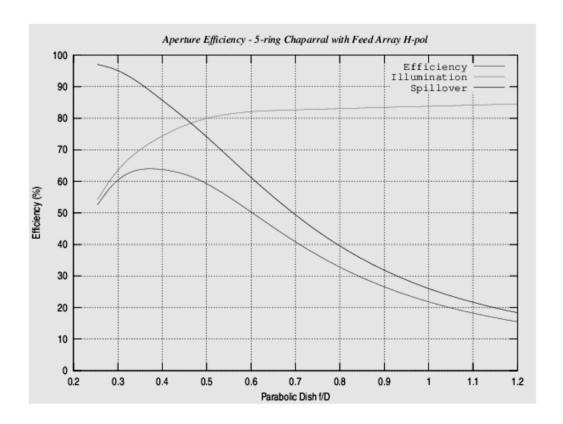


図-17 ホーン群有りでの開口面効率 - H 偏波

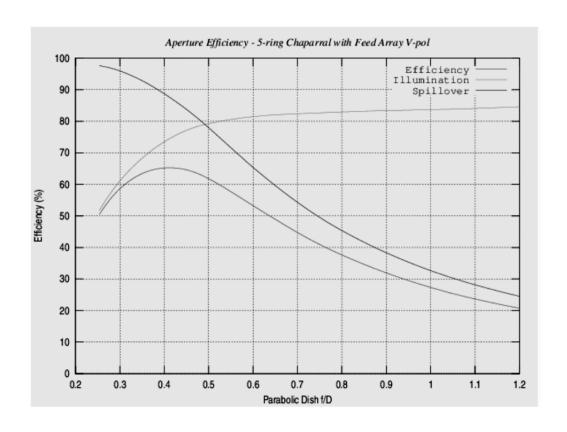


図-18 ホーン群有りでの開口面効率 - V 偏波

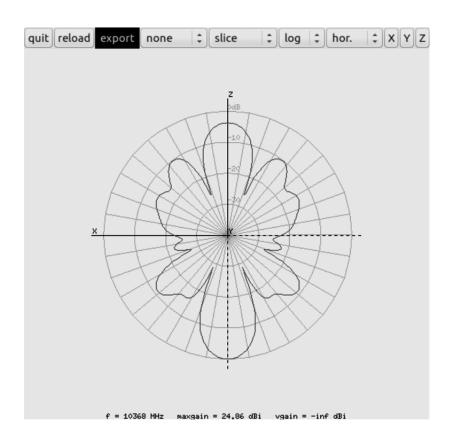


図-19 チョーク・リング型ホーン・アンテナの RCS - H 偏波

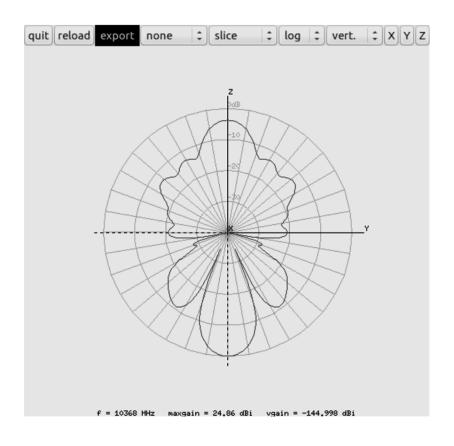
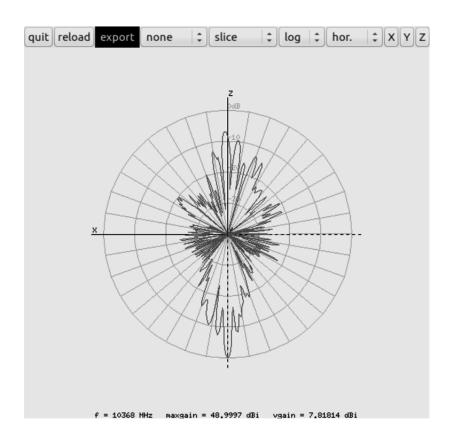
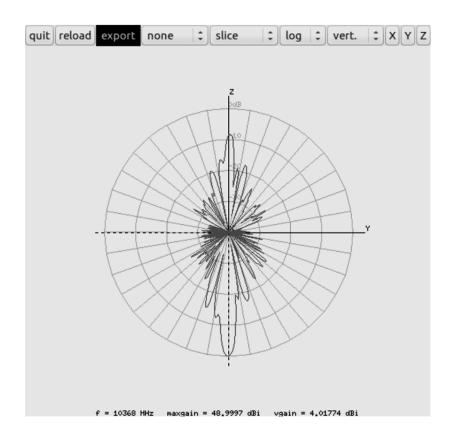


図-20 チョーク・リング型ホーン・アンテナの RCS - V 偏波



<u>図-21 ホーン群の RCS-H 偏波</u>



<u>図-22</u> ホーン群の RCS - V 偏波

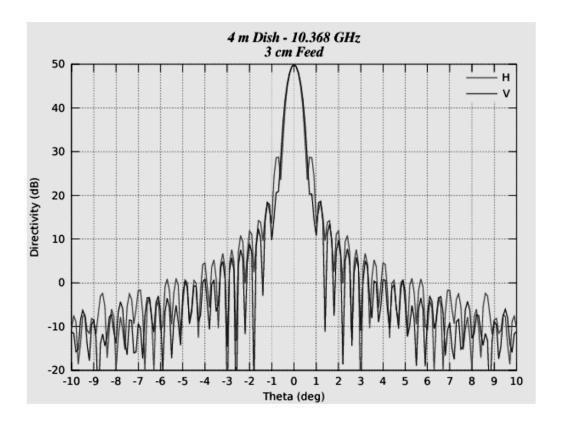


図-23 "10 GHz フィード + 4 m ディッシュ" の総合特性

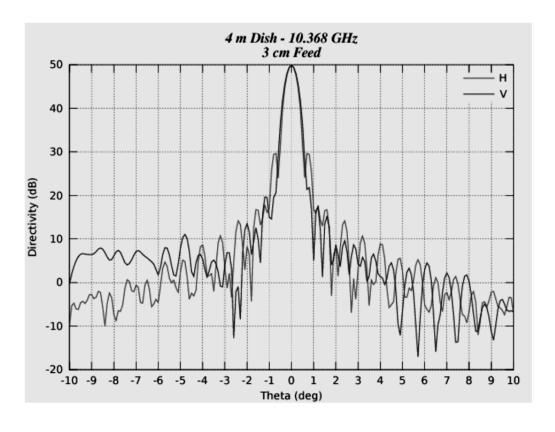


図-24 "10 GHz フィード + 1.2 GHz ホーン + 4 m ディッシュ" の総合特性

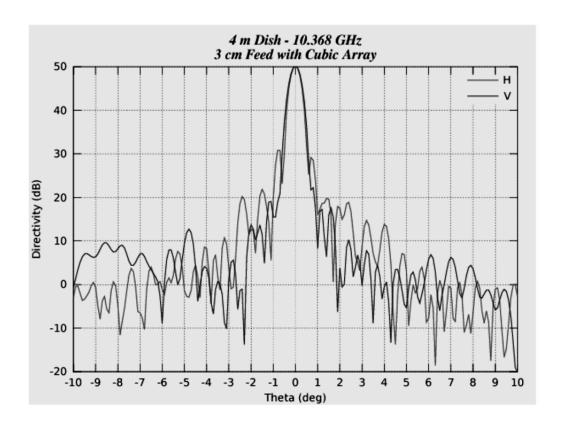


図-25 "10 GHz フィード + ホーン群 + 4 m ディッシュ"の総合特性

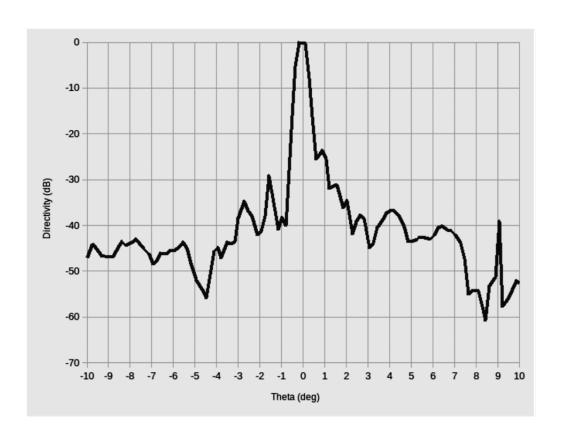


図-26 輻射パターンの実測値 (仰角 EL)

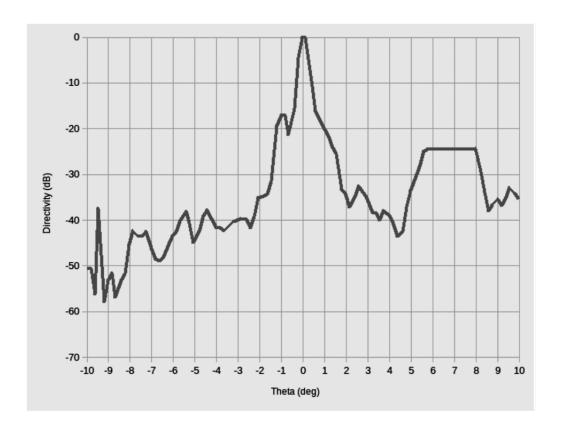


図-27 輻射パターンの実測値 (方位角 AZ)

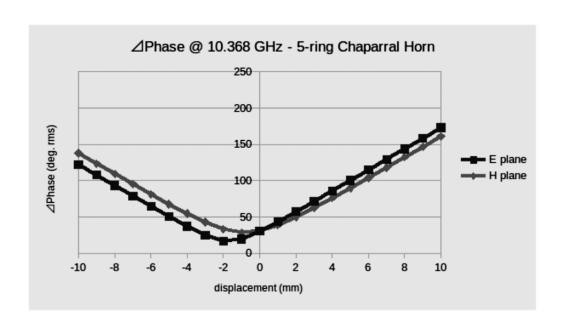


図-28 チョーク・リング型ホーン・アンテナの位相中心 @ 10.368 GHz

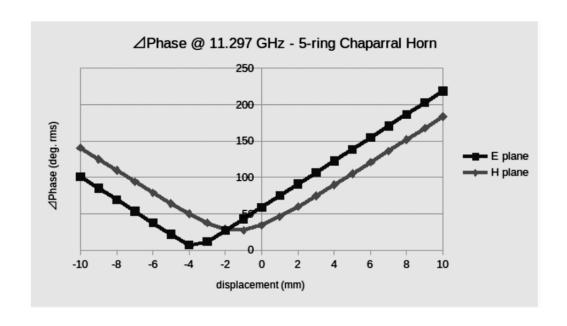


図-29 チョーク・リング型ホーン・アンテナの位相中心 @ 11.297 GHz

	Aperture Efficiency (%)		Aperture Efficiency (dB)	
Choke Ring Horn	H-pol	V-pol	H-pol	V-pol
w/o Horn Array	62.8	64.0	-2.02	-1.94
with Horn Array	64.0	64.7	-1.94	-1.89

表-1 開口面効率

	Forward (dB/ $\lambda$ ^2)	Backward (dB/ $\lambda$ ^2)	Forward $(/\lambda^2)$	Backward (/λ^2)	Blockage Loss (dB)
Choke Ring Horn	24.86	21.12	306	129	-0.0002
Choke Ring Horn with Feed Horn Array	49.0	40.63	79433	11561	-0.021

表-2 RCS と遮蔽損失

	Choke Ring Horn w/o Horn Array (dB)	Choke Ring Horn with Horn Array (dB)
Ideal Gain (dBi)	52.76	52.76
Feed Efficiency (dB)	-1.94	-1.89
Blockage Loss (dB)	-0.0002	-0.021
Total Gain (dBi)	50.82	50.85

## 表-3 総合ゲイン

Configuration	Half-Pow er Beam Width HPBW			Gain (dBi) calculated by HPBW	Simulated Gain (dBi)
	H (deg.)	V (deg.)	H : V		
Measured at 11.297 GHz	0.49	0.53	1:1.081	52.00	-
Translated to 10.368 GHz	0.53	0.58	1:1.081	51.28	-
Simulated "10 GHz Feed + 4 m Dish"	0.471	0.508	1:1.079	-	49.9
Simulated "10 GHz Feed + Horn Array + 4 m Dish"	0.459	0.502	1:1.094	-	50.18

## 表-4 半値角度とゲインの比較

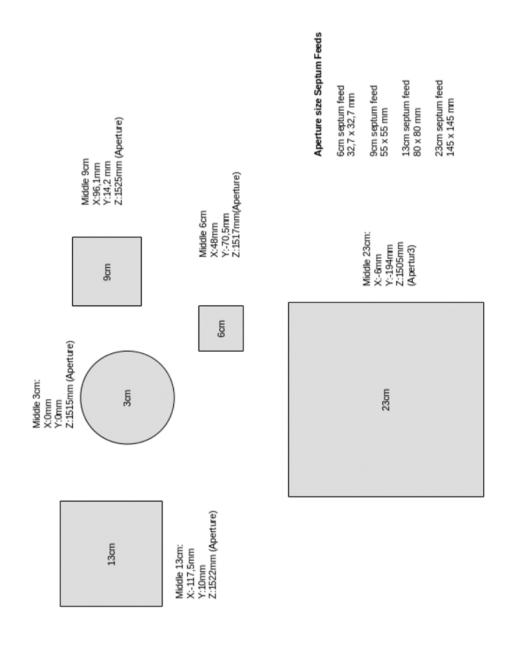
$$RCS$$
  $\sigma_{Feed\_Backward} = 10^{\left(\frac{dB}{10}\right)}$  ··· (式-1)

$$RCS \ \sigma_{Dish} = \frac{4\pi^3 r^4}{\lambda^2} \quad \cdots \quad ($$
त्त-2 $)$ 

$$Blockage\ Loss = 10 \times \log_{10} \left( \frac{\sigma_{Dish} - \sigma_{Feed\_Backward}}{\sigma_{Dish}} \right)$$
 ... (其-3)

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad \cdots \quad (\pm -4)$$

# 付録 - 図版提供: E. G. Carstensen 氏



1 ring inner diameter 28,33mm 1 ring outer diameter 29,90mm

Wg inner diameter 19,85mm Wg outer diameter 22,15mm

3cm chapparal feed

2 ring inner diameter 36,57mm 2 ring outer diameter 38,23mm 4 ring inner diameter 54,42mm 4 ring outer diameter 55,52mm 5 ring inner diameter 66,24mm 5 ring inner diameter 69,87mm

All rings are 7mm high

Offset feed/ choke rings: Choke rings 3mm behind feed

3 ring inner diameter 44,96mm 3 ring outer diameter 46,38mm

# NEC2++ によるチョーク・リング型ホーン・アンテナのシミュレーション JA6XKQ / 武安 義幸

NEC2++ を用いてホーン・アンテナのシミュレーションを行ってきた。 これまでの例ではホーンを構成する 筒が一つ、すなわち内側に反射面が一つであった。 反射面が複数あるチョーク・リング型ホーン・アンテナにも従来手法が適用可能か疑問があり、そのモデル化について検討する。

#### はじめに

ホーン・アンテナを NEC2++ でシミュレーションするにあたっては、Surface Patch を専ら使用してきた。 [1] [2] NEC2++ においては、 Surface Patch は反射について表裏があること、閉じた面の記述のみに限られること等の制約があり、厳密にはホーン・アンテナのモデル化には適さない。しかし、制約を越えて Surface Patch を使用することに起因する結果の誤り/誤差は把握可能であり、 Thin Wire で金属面をモデル化するよりも小さいモデル・サイズで有意な結果が得られることが経験則としてある。 しかし、これまでの例ではホーンを構成する筒が一つ、すなわち内側に反射面が一つであった。 反射面が複数あるチョーク・リング型ホーン・アンテナにも Surface Patch を用いたモデルが適用可能であろうか?

チョーク・リング型ホーン・アンテナのシミュレーションには、モーメント法(Method of Moment)のNEC2 で Thin Wire モデルを解析した例 [3] と、有限積分法(Finite Integration Method)の CST MWS で解析した例 [4] 等がある。 本稿での検討結果をこれらの例と比較して、NEC2++ でのSurface Patch モデルの有効性を判断する。

# <u>5 チョーク・リング型ホーン・アンテナのモデル</u> - Thin Plate モデル

過去のシミュレーションにおいてホーン・アンテナを Surface Patch でモデル化する際、最初に参考としたのは文献 [5] であった。 そこには、チョーク・リング型ホーン・アンテナとして VE4MA ホーン・アンテナが掲載されている。 チョーク・リン

グは、Surface Patch の反射面が内側になるように記述されている。 リングの数が 5 つである今回の例でも同様に、各リングの内側だけが反射面となるように Surface Patch を配置すれば良いのであろうか? あるいは、各リングの両面に Surface Patch を配置する必要があるだろうか? 二つのモデルを作成して、この疑問を確認する。

DL2LAC、E. G. Carstensen 氏提供の資料によると、5 チョーク・リング型ホーン・アンテナの寸法は次のとおりである。

- ホーン導波管内径/外径: 19.85 / 22.15 mm
- 第一リング内径/外径: 28.33 / 29.90 mm
- 第二リング内径/外径: 36.57 / 38.23 mm
- 第三リング内径/外径: 44.96 / 46.38 mm
- 第四リング内径/外径: 54.42 / 55.52 mm
- 第五リング内径/外径: 66.24 / 69.87 mm
- リング高さ: 7 mm
- リング位置: ホーン導波管開口から 3 mm後方

まず、各リングの内側と底面が反射面となるように Surface Patch を配置したモデルを、図-1 に示 す。 Surface Patch のメッシュ・サイズは 1/9 波 長である。 金属面の厚みが無いので、このモデ ルを Thin Plate Model と称する。 この Thin Plate Model の輻射パターンを 図-2 および 図 -3 に示す。

なお、"Thin Plate Model" および次に述べる "Thick Plate Model" なる用語は NEC2/NEC2++ において定義されている用語あるいは概念ではなく、ここで独自に定義したものである。 NEC2 には "Thin Wire Kernel" という用語があるが [6]、本稿での"Thin / Thick"との関連はない。

# <u>5 チョーク・リング型ホーン・アンテナのモデル</u> - Thick Plate モデル

次に、ホーンとチョーク・リングの金属面の両面に Surface Patch を配置したモデルを Thick Plate Model と称して、図-4 に示す。 Surface Patch が閉じた面となるように、金属面の厚みに相当する面にも Surface Patch が配置されている。 図-4 は、実物の金属面の厚みを忠実に再現したモデルである。 なお、図-1 、図-4 および後述する 図-7 は、ホーンの開口面の内径が凡そ同じサイズで表示されるように図示の縮尺を調整している。 各図において全体サイズが異なって見えるのは、金属面の厚みのモデル化の違いによる。図-4 に示すモデルの輻射パターンを 図-5 および 図-6 に示す。

図-5 および 図-6 の輻射パターンが期待する輻射パターンと大きく異なるので、モデルを変えてみる。 Surface Patch は微小なサイズで直角に折れ曲がった曲面をモデル化することが苦手なので、金属面厚みを変えたモデルを試す。 ホーン・アンテナの全体サイズと金属面厚みのバランスを考慮して、金属面厚みを 1/10 波長 = 3 mm とする。 この Thick Plate Model とその輻射パターンを、図-7、図-8 および 図-9 に示す。

#### 考察

チョーク・リングのモデル化について三種類のシミュレーションを行った。 各リングの内側だけが反射面となるように Surface Patch を配置した Thin Plate Model である 図-1 の輻射パターン 図-2 および 図-3 は、文献 [3] および [4] に示されている輻射パターンに類似している。 一方、Thick Plate Model の輻射パターンは大きく乖離し

ている。特に、図-5 の Thick Plate Model ではメインローブが消失しており、ホーン・アンテナの輻射パターンには成っていない。 金属面の厚みを 3 mm に増したモデルの輻射パターン 図-8 および 図-9 では、メインローブにナル(Null)を生じて細くなっており、また、バックローブも大きい。 Thin Plate Model と Thick Plate Model でのシミュレーションの相異を探るために、 Surface Patch の電流を検証する。

NEC2++ での計算結果に Surface Patch の電流を含ませるには、コントロール・コマンド PT を使用する。 Surface Patch の電流値のうち、チョーク・リング前面の Y 軸上に並ぶ Surface Patch の電流値(X 軸成分、Y 軸成分、Z 軸成分)を、図-11、図-13 および 図-15 に示す。 各図の横軸は、図-10、図-12 および 図-14 に示す Y 軸上に並ぶ Surface Patch の位置番号に対応している。 三つのモデルの電流分布を比較すると、図-11 ではチョーク・リングの外周へ行くほど電流が減少している。しかし、図-13 ではそれらの規則性は見られない。

チョーク・リングは文字通り電流を阻止( choke )する Soft Surface [5] であり、図-11 と 図-15 からその作用が見てとれる。 チョーク・リングの作用を直接的に可視化するために、近傍電界(Near Field)を 図-16、図-17 および 図-18 に示す。 Thin Plate Model の 図-16 ではチョーク・リングの前面で電界が高く、背面では電界が低い。 一方、 Thick Plate Model の 図-17 ではチョーク・リングの前面よりも背面の方が電界が高い。 金属面の厚みを 3 mm とした Thick Plate Model の 図-18 では、前者二例の中間的な電界分布を示している。

チョーク・リングが電流を阻止し、金属表面の伝播を阻止するという先見的知識を以って Surface

Patch の電流とそれが生成する近傍電界を解釈すると、Thin Plate Model の妥当性が認められる。チョーク・リングが電流を阻止する性能は現実的には有限であって、チョーク・リング背面の金属面(の Surface Patch)にも電流が誘起されるはずである。NEC2++において Surface Patchを用いて複雑な形状をモデル化してシミュレーションするにはエラーの発生が避けられない。チョーク・リングの電流阻止性能を上手くシミュレーションできない状況において、エラー要素の一つであるチョーク・リング背面の金属面をモデルにそもそも含まない Thin Plate Model が、シミュレーション・モデルとして「筋が良い」と言えるのかもしれない。

では、モデルとしての正確さでは優っていると思われる Thick Plate Model のエラー/誤差は軽減可能だろうか? これまでのモデル作成の経験から、Surface Patch の刻みの大きさを小さくしてみる。 いくつか段階的に刻みを小さくすることを試したが、ここでは途中経過を省略して、 1/32 波長の結果を示す。 モデル外観は 図-4 と同じなので省略し、輻射パターンを 図-19 および 図-20に、 Surface Patch の電流を 図-21 に、近傍電界を図-22 にそれぞれ示す。

図-19 および 図-20 の輻射パターンでは、本来の特性よりもメインローブが若干狭く、バックローブは大きいようである。 図-21 および 図-22 からは、チョーク・リングの特性を定性的には良く再現していると言える。 これまでのモデル作成の経験と同様に、 Surface Patch の刻みを小さくすることでモデルの誤差を小さくできるようである。 なお、本モデルではチョークリング背面の角の近傍電界が高く、その値(最高値)で正規化して近傍電界を表示する XnecView では他の部分の近傍電界の詳細が解りづらいので、 図-22 ではチョーク・リング背面の角部分の近傍電界を省略した。 Surface Patch の刻みの限界を試すために、チョーク・リング部分のみを 1/60 波長の刻みとした

モデルでシミュレーションしてみたが、1/32 波長のモデルと有意な違いは認められなかったので、ここでは結果の掲載は省略する。

1/32 波長刻みの Thick Plate Model で 10 GHz から 11 GHz まで 100 MHz ステップで周波数を変えてシミュレーションを行うと、10.2 GHz でバックローブが最小となる結果が得られた。 1/4 波長深さの溝で構成されるチョーク・リングの所謂トラップとしての周波数特性に対応したシミュレーションができているようである。 しかし、その精度については、更なる評価を必要とする。

## まとめ

チョーク・リング型ホーン・アンテナの NEC2++ でのシミュレーション・モデルについて Thin Plate Model と Thick Plate Model の二種類を検討した。 Thin Plate Model は Thick Plate Model に比較して、Surface Patch の刻みが大きい、すなわち小規模モデルでも有意なシミュレーション結果が得られることが確認できた。 一方、 Thick Plate Model においては、 Thin Plate Model と同等の Surface Patch の刻みではシミュレーションのエラーが大きく、ホーン・アンテナの特性シミュレーションに用いるには注意を要する。 モデル・サイズとモデル精度の観点から、 Thin Plate Model はバランス良いモデル化手法と言える。

## 参考文献

[1] 武安義幸, JA6XKQ, "アンテナ雑音温度 ー評価ツール." Jan. 10. 2011.

http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/AntNoiseTem
p\_2.pdf

[2] 武安義幸, JA6XKQ, "NEC2++ によるホーン・ アンテナのシミュレーション," Jan. 24. 2011.

http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/Nec2pp3SecH orn.pdf [3] Antoniazzi, Paolo-IW2ACD; Arecco, Marco-IK2WAQ, "Chaparral Style 10 GHz Feed Simulation" DUBUS, 2/2005.

[4] Rastislav Galuscak - OM6AA, Pavel Hazdra, "Prime-focus circular waveguide feed with septum polarization transformer," DUBUS, 1/2007.

[5] Per-Simon Kildal, "FOUNDATIONS of ANTENNA ENGINEERING - A Unified Approach for Line-Of-Sight And Multipath," Kildal Antenna AB, 2015.

http://www.kildal.se/downloads/

<u>付録</u>

Model	Surface Patch Size (λ)	# of Surface Patch	Run Time (sec)
Thin Plate	1/9	3,315	12
Thick Plate	1/9	6,825	41
Thick Plate (t=3 mm)	1/9	10,545	101
Thick Plate	1/32	73,227	18,898

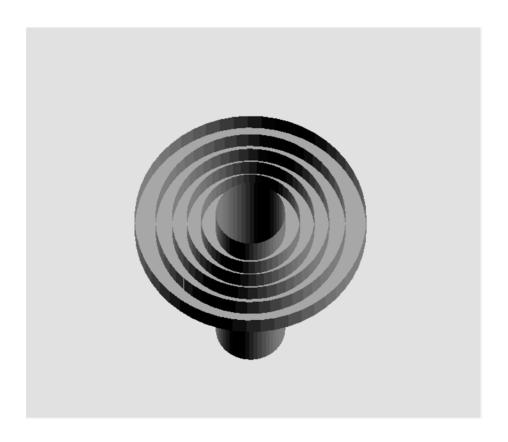


図-1 5 リング・チョーク型ホーン・アンテナ - Thin Plate Model

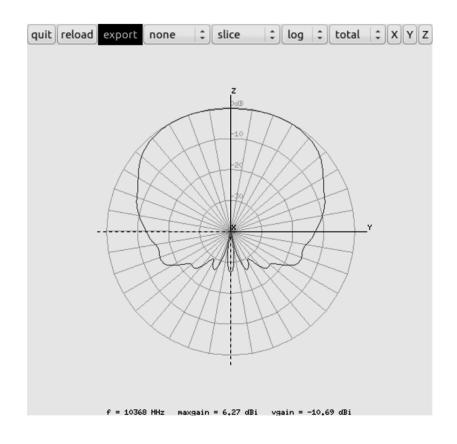


図-2 X 軸輻射パターン - Thin Plate Model

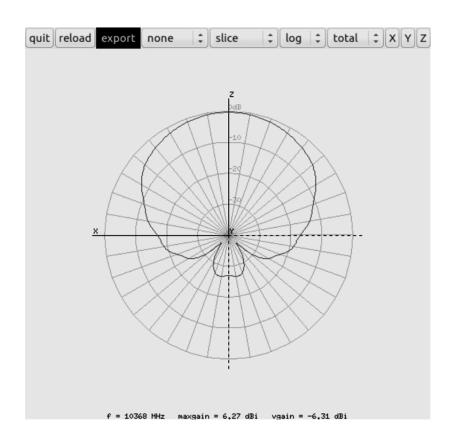


図-3 Y 軸輻射パターン - Thin Plate Model



図-4 5 リング・チョーク型ホーン・アンテナ - Thick Plate Model

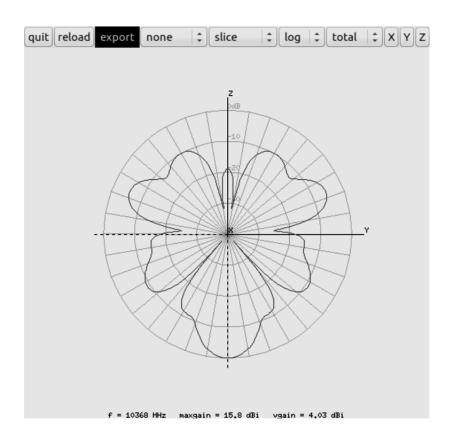


図-5 X 軸輻射パターン - Thick Plate Model

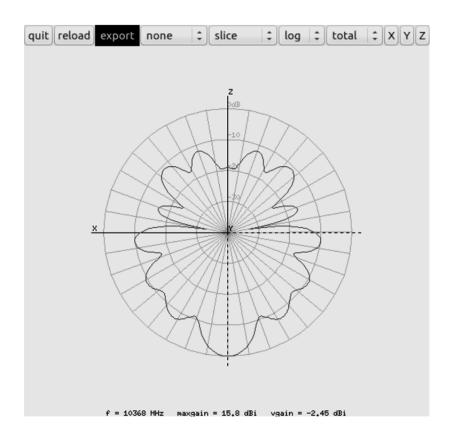


図-6 X 軸輻射パターン - Thick Plate Model



図-7 5 リング・チョーク型ホーン・アンテナ - Thick Plate Model (t = 3 mm)

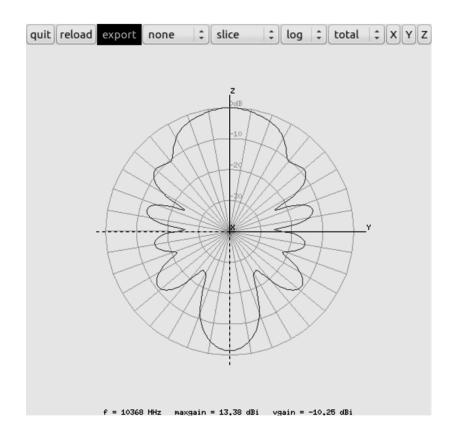


図-8 X 軸輻射パターン - Thick Plate Model (t = 3 mm)

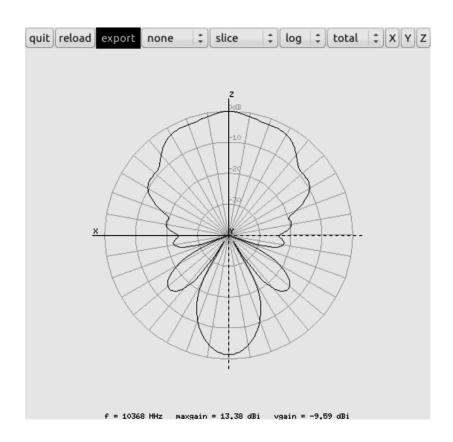


図-9 Y 軸輻射パターン - Thick Plate Model (t = 3 mm)

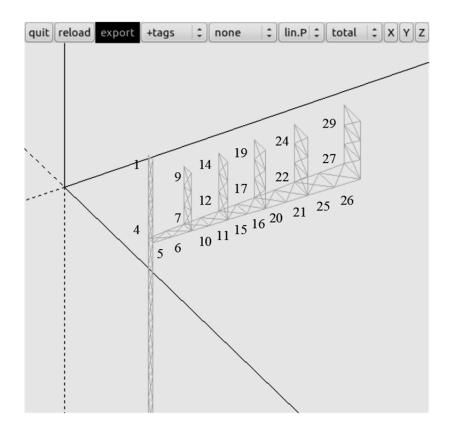


図-10 Surface Patch 位置番号 - Thin Plate Model

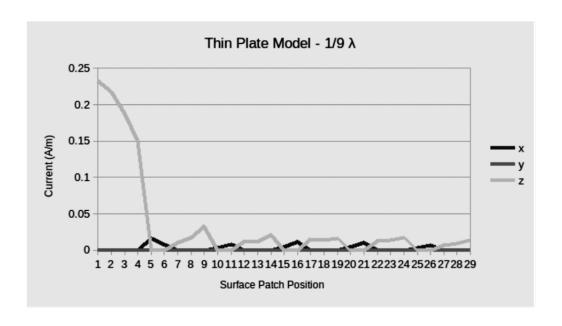


図-11 Surface Patch 電流 - Thin Plate Model

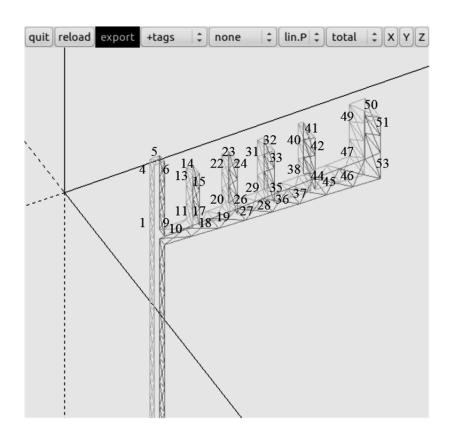


図-12 Surface Patch 位置番号 - Thick Plate Model

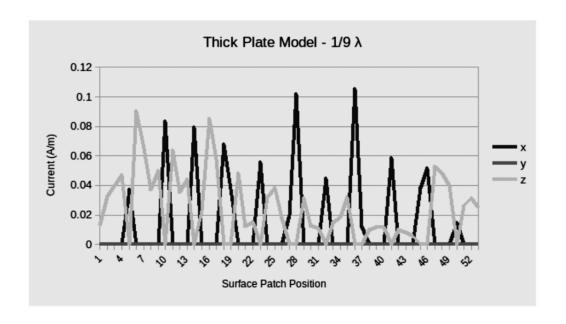


図-13 Surface Patch 電流 - Thick Plate Model

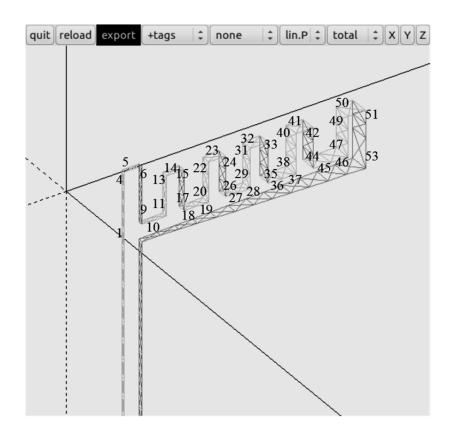


図-14 Surface Patch 位置番号 - Thick Plate Model (t = 3 mm)

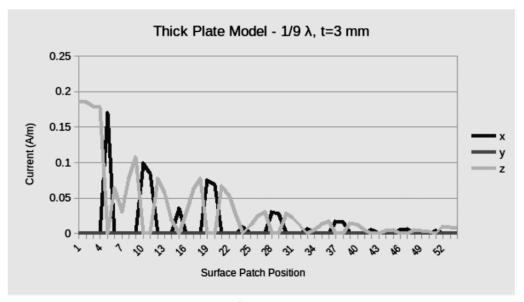


図-15 Surface Patch 電流 - Thick Plate Model (t = 3 mm)

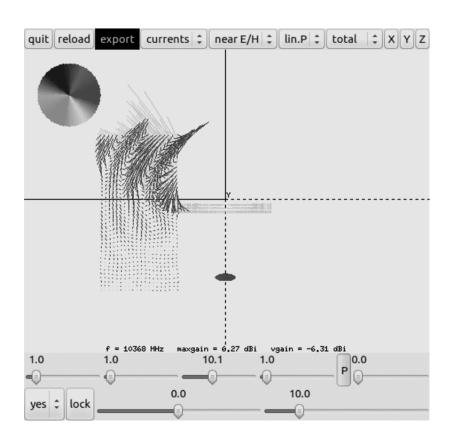


図-16 近傍電界 - Thin Plate Model

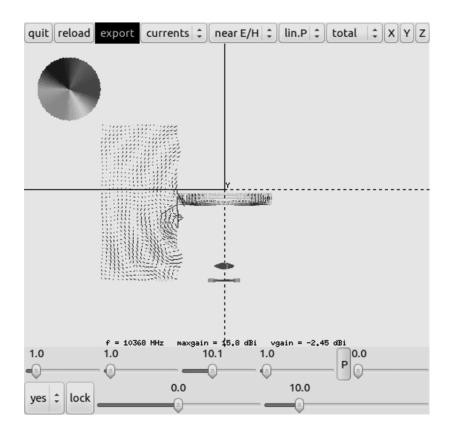


図-17 近傍電界 - Thick Plate Model

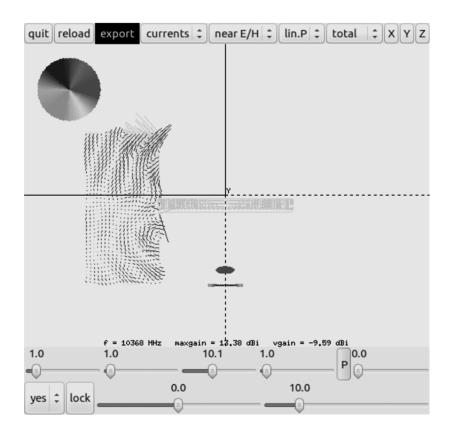
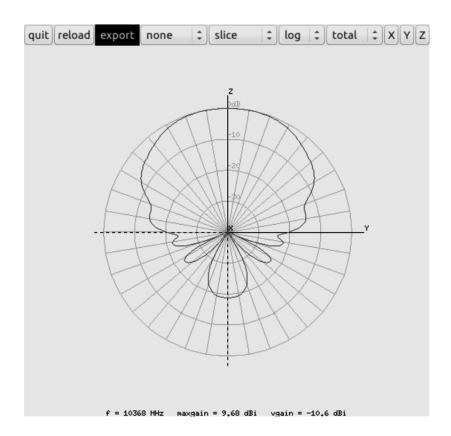


図-18 近傍電界 - Thick Plate Model (t=3 mm)



図−19 X 軸輻射パターン - Thick Plate Model ( Surface Patch = 1/32 λ )

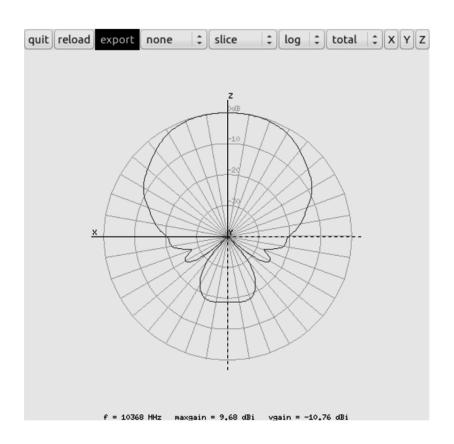


図-20 Y 軸輻射パターン - Thick Plate Model ( Surface Patch = 1/32 λ )

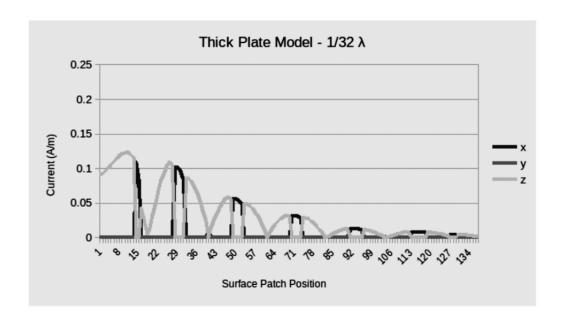


図-21 Surface Patch 電流 - Thick Plate Model (Surface Patch = 1/32 λ)

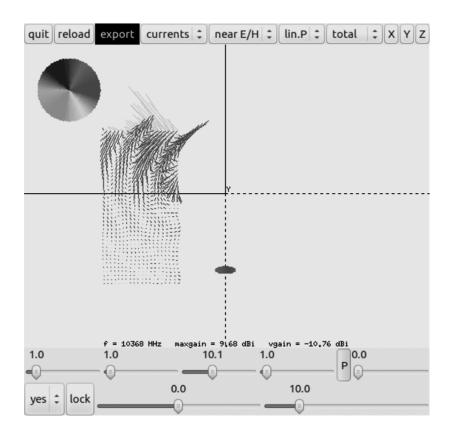


図-22 近傍電界 - Thick Plate Model (Surface Patch = 1/32 λ)

# NEC2++ による RCS のシミュレーション JA6XKQ / 武安 義幸

パラボラ・アンテナのフィード群による遮蔽損失を評価するにあたって、フィード群の RCS (Radar Cross Section )をシミュレーションした。 NEC2++ を使ったこれまでのシミュレーションは、アンテナの輻射パターンの計算が主たる目的であった。 RCS をシミュレーションするには、これまでとは異なった観点でのモデル生成が必要であり、モデル生成とモデルの有効性について検討する。

## はじめに

マルチバンドのフィード群を備えたパラボラ・アンテナにおいて、フィード群による性能劣化を検証した。[1] 性能劣化の要因として、フィード群による開口面効率の低下と遮蔽損失が考えられる。 後者の遮蔽損失は、フィード群の RCS ( Radar Cross Section = レーダー断面積 )を用いることで評価可能と考え、NEC2++ を用いてシミュレーションを行った。

NEC2++ を用いたこれまでのシミュレーションはアンテナの輻射パターンの計算が主たる目的であったが、今回は、NEC2++ が備える入射波に対する物体からの散乱パターン(= RCS) を計算する機能を用いる。[2]

金属面で構成されるアンテナ、例えばホーン・アンテナの輻射パターンをシミュレーションする際には、モデル・サイズの大きさと計算結果の精度のバランスが良いので、Surface Patch を用いてきた。[3] Surface Patch はモデルとして反射について表裏があり、MFIE(Magnetic Field Integral Equation)による解法では閉じた面に限定されるので[2]、反射/散乱パターンをとりあつかうRCS での Surface Patch によるモデル生成の有効性について検討する。

#### RCS 計算

NEC2++ で RCS を計算するには、コントロール・カード EX ( Excitation ) を次のように指定する。
[2]

EX 1 1 1 0 30.0 0.0 -90.0

第 1 項 : 1 = 入射平面波、直線偏波

第 2 項 : 1 = 入射平面波の θ 角度の数 第 3 項 : 1 = 入射平面波の φ 角度の数 第 4 項 : 0 = 未適用 (アドミッタンス・マトリックスの非対称性)

第 5 項 : 30.0 = θ 角度 ( 度 ) 第 6 項 : 0.0 = Φ 角度 ( 度 )

第 7 項 : -90.0 = 偏波 η 角度(度)

 $\theta$  および  $\phi$  は球面座標で定義されており、 $\theta$  は Z 軸からの角度、 $\phi$  は X 軸からの角度となる。

## 5 チョーク・リング型ホーン・アンテナのモデル エ: Div Mark

#### - Thin Plate Model

ホーン・アンテナの輻射パターンを求める時に使用した Thin Plate Model に垂直偏波の平面波を入射して RCS を求めてみる。 Thin Plate Model とは、ホーン・アンテナの金属面の片側のみを Surface Patch で覆うモデルで、金属面の厚みを無視したモデルである。 Surface Patch の定義により、金属面の片側のみが反射して、その裏面は反射しないモデルとなる。

Thin Plate Model による 5 チョーク・リング型ホーン・アンテナを 図-1 に示す。 ホーンとチョーク・リングの内側が Surface Patch の反射面であり、開口部とチョーク・リングに厚みが無いことを示し

ている。 このモデルに、開口面の正面斜め 30 度 から垂直 偏 波 の 平面 波を入射した時の Bistatic RCS を **図-2** に示す。 正面からの入射 ではホーンとチョーク・リングの垂直な金属面が反射面として作用しないので、正面斜め 30 度からの入射波とする。 なお、 **図-2** に表示されている "maxgain" はアンテナとしての利得ではなく、 RCS ( 断面積 ) を  $\lambda$  2 ( 波長の二乗 = 面積 ) で正規化した値をデシベル表示している。

図-2 において左斜め上から入射した平面波が、 右斜め上への反射と右名斜め下への透過/散乱 を生じていると解釈できる。

# <u>5 チョーク・リング型ホーン・アンテナのモデル</u> - Thick Plate Model

次に、ホーンとチョーク・リングの金属面の両面に Surface Patch を配置したモデルを Thick Plate Model と称して、図-3 に示す。 Surface Patch が閉じた面となるように、金属面の厚みに相当する面にも Surface Patch が配置されている。 図-4 は、実物の金属面の厚みを忠実に再現したモデルである。 このモデルに、開口面の正面斜め 30 度から垂直偏波の平面波を入射した時の Bistatic RCS を 図-4 に示す。

# Thin Plate Model と Thick Plate Model の比較

図-2 と 図-4 に示す RCS について、チョーク・リングが反射を抑圧するという先見的知識を以って比較すると、パターンの上半分の違いは、Thick Plate Model がチョーク・リングの特性をより良くシミュレーションしていると考えられる。 また、パターンの下半分の違いは、Thin Plate Modelではホーンとチョーク・リングの外側に反射面を持たないので、そもそも反射(=誘起された電流による再輻射)を生じないことに起因すると考えられる。 いずれのパターンにも強く発生している右斜め下方向のローブは、左斜め上方向からの入

射波がアンテナを素通りしている様子を示している。 反射板として機能するには 10 波長以上の直径が必要と一般的に言われているので、この素通りにはチョーク・リングの機能よりも大きさが支配的であろう。

全体が反射面である金属面で構成されたアンテナ をモデル化するには、そもそも Thin Plate Model は不適切である。 一方、 Thick Plate Model に おいては、複雑な形状のアンテナを如何に正確に モデル化できているかの検証が必要であろう。 Surface Patch によるモデル化では、その大きさ がモデル化の精度に寄与するので、大きさを変え てシミュレーションを試してみる。 図-2 および 図-4 での Surface Patch の大きさは 1/7 λ で あるところ、図-5 では 1/32 λ でモデル化を行 った。 解析的な値、あるいは参考となる類似例に 知見が無いので、ここでは、Surface Patch の大 きさで RCS が変化する度合いを見るにとどめる。 シミュレーションを行う PC のリソースと計算時間 が許す限り、できるだけ細かく Surface Patch で モデル化する、というのが現実解かもしれない。

# セプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナの モデル - Thick Plate Model

所期の目的であるフィード群によるパラボラ・アンテナの性能劣化を検証するにあたっては、チョーク・リング型ホーン・アンテナの他にセプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナもモデル化しなくてはならない。 チョーク・リング型ホーン・アンテナでの検討を踏まえて、セプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナでもホーンの内面および外面の両方、そして平板の端面の全てを Surface Patch で覆った Thick Plate Model を用いる。 ホーン内部中央のセプタムも両面と端面が Surface Patch で覆われている。 Thick Plate Model によるセプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナを 図-6 に示す。図-6 は 1.2 GHz 帯のもので、ここでの Surface Patch の大きさは 10 GHz で 1/7  $\lambda$  である。

1.2 GHz 帯、2.4 GHz 帯、3.4 GHz 帯、5.7 GHz 帯 および 10 GHz 帯で構成されるフィード群の中で形状が最大であり、また、 Z 軸と平行に配置されていないためホーンの側面も反射面として寄与するので、検討例として取り上げる。

図-6 のモデルはパラボラ反射板の焦点から X 軸方向にオフセットして、更に Z 軸から 7.36 度傾けることでパラボラ反射板の中央を指向するように配置されている。 このモデルに対して Z 軸方向から平面波を入射した時の RCS を 図-7 および 図-8 に示す。 X 軸 での RCS は、ほぼ対称形であるが、 Y 軸での RCS では Z 軸から傾斜して配置されている影響が非対称性に読みとれる。

# セプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナの モデル - Cuboid Model

セプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナを Thick Plate Model でモデル化すると、1.2 GHz 帯の例ではシミュレーションに約 173 GB のメモリを消費する。5 バンドのフィード群全体だけでも約 510 GB のメモリを消費し、パラボラ反射板と組み合わせての総合特性をシミュレーションするには PC のリソースで賄えない。そこで、モデルのサイズを縮小するために、ホーンの開口部を閉じた直方体へと単純化することを試す。 直方体へ単純化したモデルを Cuboid Model と称して、図-9 に示す。図-9 の Cuboid Model でのメモリ消費量は約 46 GB で、フィード群全体では約 154 GBとなり、パラボラ反射板と組み合わせての総合特性のシミュレーションも可能となった。[1]

Cuboid Model の RCS を 図-10 および 図-11 に示す。 モデルにおいてホーンの開口部を閉じた観点から 図-7 および 図-8 と比較すると、入射方向への RCS が 図-10 および 図-11 において減少していること、また、 図-11 において Z 軸から約 15 度 ( = 7.36 度の二倍 ) の RCS

が顕著であることが読みとれる。 入射方向への RCS の比較から、Thick Plate Model のセプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナでは、入射波がホーン内部から再放射(= 反射) されていると考えられる。 また、入射波の偏波方向と合致する開口端面が良い反射ラインとして作用していると考えられる。 一方、Cuboid Model では、閉じた開口部相当の面が反射板として作用している。いずれのモデルにおいても入射方向と逆の、ホーンにとっては後方への RCS が最大であり、それぞれの値は 44.26 dB/ $\lambda$ ^2 と 43.69 dB/ $\lambda$ ^2 である。 両者の差異は小さいと言える。

## フィード群のモデル - Thick Plate Model

ここまでの検討を踏まえて、フィード群を Thick Plate Model でモデル化し、 RCS をシミュレーションする。 モデルを 図-12 に、 RCS を 図-13 および 図-14 に示す。

ここで得られた RCS を用いて、パラボラ・アンテナでのフィード群による遮蔽損失を求めた。 [1] 入射方向とは逆のフィード群後方への RCS が最大である点は、フィード群が「反射体」としての効率が低く、遮蔽損失が小さいことを示唆している。

#### まとめ

NEC2++ による RCS のシミュレーションにおいて、Surface Patch を用いたモデルの生成とその有効性について検討した。 アンテナの輻射パターンのシミュレーションでは、Surface Patch の適用制限を越えて開放端のある平面にも Surface Patch を用いてモデル化を行った。 しかし、RCS のシミュレーションでは、その目的から全ての露出面を Surface Patch で覆う必要がある。そこで、開放端のある平面について、平面の両面および端面を Surface Patch で覆うことで閉じた面を構成する Thick Plate Model を採用した。 シミュレーションとして計算に破綻をきたすことはないが、薄い端面部分を介しての平面両面の表面

電流を適切にシミュレーションできているかは、他のシミュレーション手法との比較を行うなど、更なる検討を必要とする。 また、 Surface Patch の大きさとシミュレーションの誤差との関係を明らかにすることも、 Surface Patch を用いる際に常に付随する課題である。 これらの課題があるものの、シミュレーション対象物の定性的な特徴を示す結果が得られた点では、平板で構成された幾らか複雑な形状を Thick Plate Model を用いてモデル化することの有効性が確認できた。

## 参考文献

[1] 武安義幸, JA6XKQ, "フィード・ホーン群による 遮蔽損失," Sep. 16. 2018.

http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/BlockageLoss 2.pdf [2] Burke, B. J., and Poggio, A. J., "NUMERICAL ELECTROMAGNETICS CODE

(NEC) - METHOD OF MEMENTS, PART III: USER S GUIDE," 1981.

[3] 武安義幸, JA6XKQ, "NEC2++ によるチョーク・リング型ホーン・アンテナのシミュレーション," Sep. 23. 2018.

http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/ChaparralHo rn 3.pdf

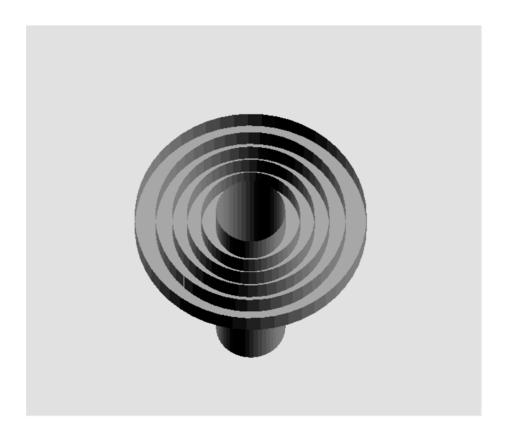


図-1 5 リング・チョーク型ホーン・アンテナ - Thin Plate Model

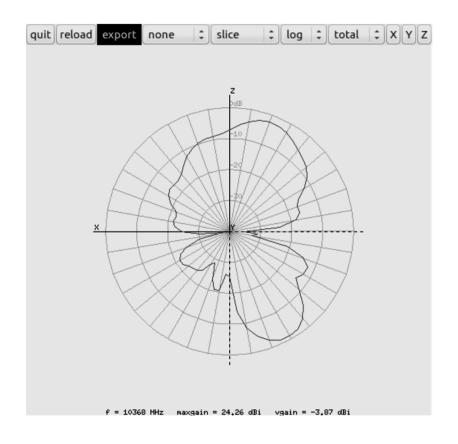


図-2 Y 軸 RCS パターン - Thin Plate Model



図-3 5 リング・チョーク型ホーン・アンテナ - Thick Plate Model

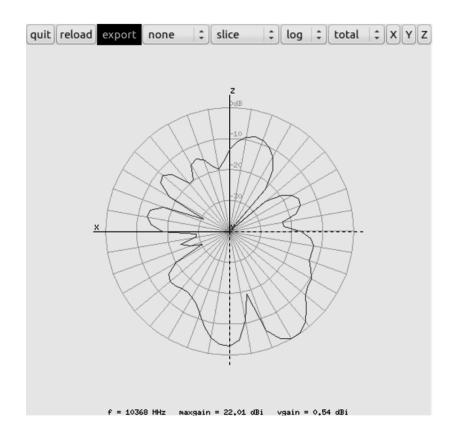


図-4 Y 軸 RCS パターン - Thick Plate Model

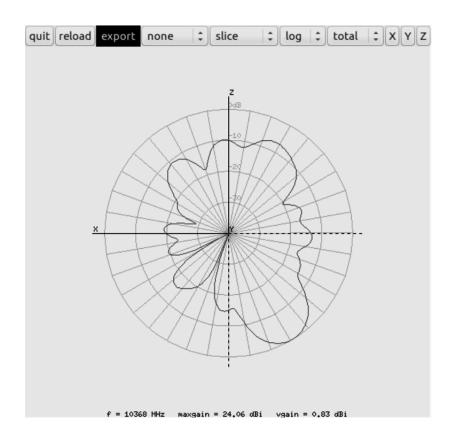


図-5 Y 軸 RCS パターン - Thick Plate Model (Surface Patch =  $1/32 \lambda$ )

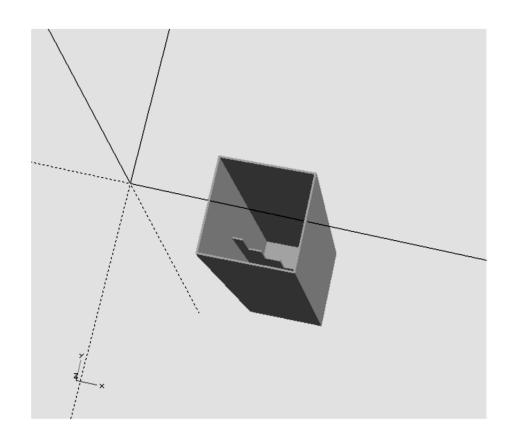


図-6 セプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナ - Thick Plate Model

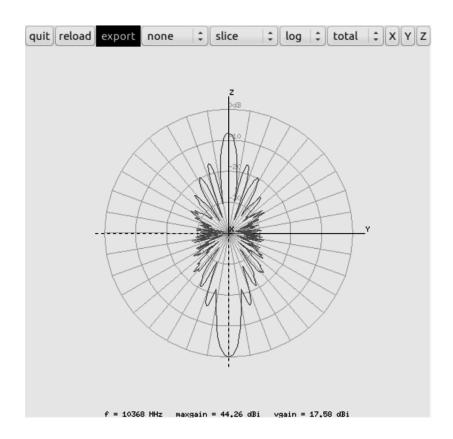


図-7 X 軸 RCS パターン - セプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナ

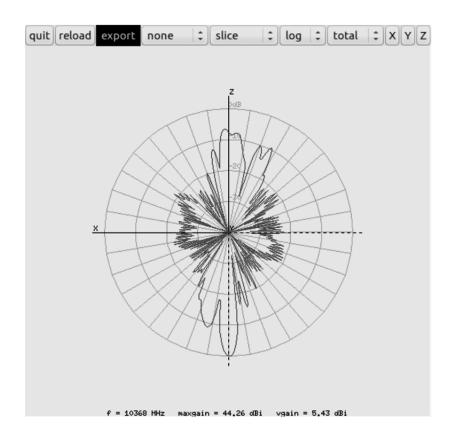


図-8 Y 軸 RCS パターン - セプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナ

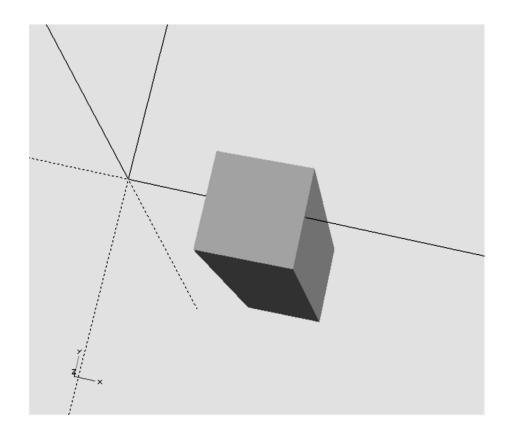


図-9 セプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナ - Cuboid Model

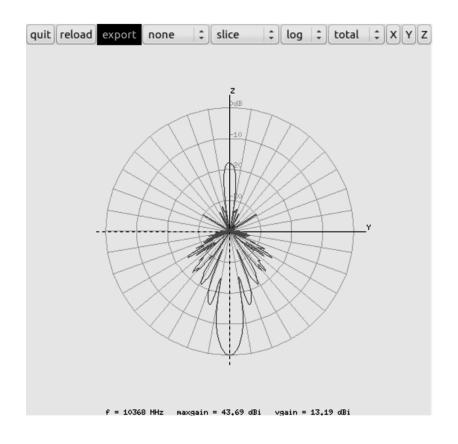


図-10 X 軸 RCS パターン - Cuboid Model

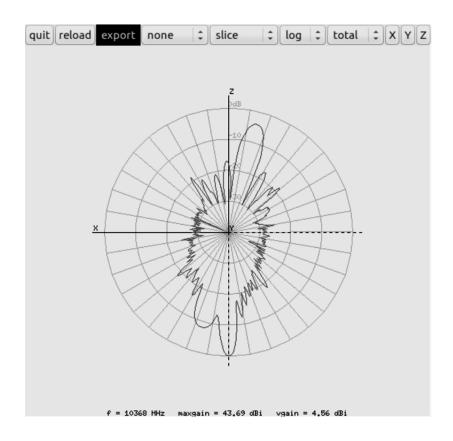


図-11 Y 軸 RCS パターン - Cuboid Model

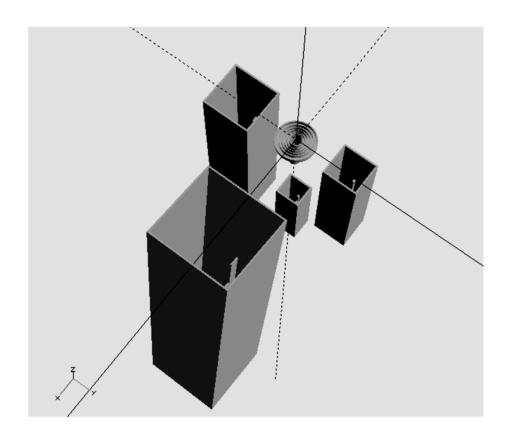


図-12 フィード群 - Thick Plate Model

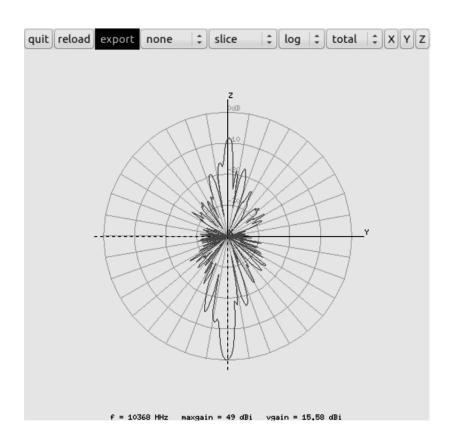


図-13 X 軸 RCS パターン - フィード群

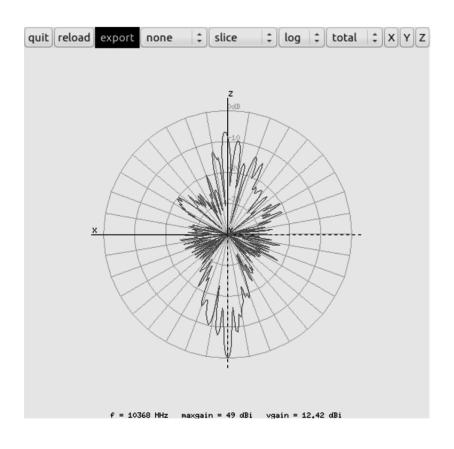


図-14 Y 軸 RCS パターン - フィード群

# 開口面効率のシミュレーション JA6XKQ / 武安 義幸

マルチバンドのフィード群を備えたパラボラ・アンテナにおいて、フィード群による性能劣化を評価するにあたり、開口面効率をシミュレーションした。 開口面効率の計算では、フィード・アンテナの対称な輻射パターンを前提とした計算プログラムが一般的である。 本稿では、フィード群の影響を受けた非対称な輻射パターンについて開口面効率を求める。

## はじめに

マルチバンドのフィード群を備えたパラボラ・アンテナにおいて、フィード群による性能劣化を検証した。[1] 性能劣化の要因として、フィード群による開口面効率の低下と遮蔽損失が考えられる。 前者の開口面効率の低下は、パラボラ反射板の F値に適合したフィード・アンテナの輻射パターンが他バンドのフィード群の影響で歪み、パラボラ反射板への照射に変化をきたす可能性を検証した。

「パラボラ反射板の F 値に適合したフィード・アンテナ」を評価するには、フィード・アンテナの輻射パターンを元に、パラボラ反射板内側への照射(イルミネーション = illumination)とパラボラ反射板外側への漏れ/こぼれ落ち(スピルオーバー = spillover)を求め、両者の積である開口面効率(Aperture Efficiency)を用いる。 [2] この開口面効率を、フィード・アンテナ単体の場合とフィード群を伴う場合の二例で比較することにより、フィード群に起因するパラボラ・アンテナの性能劣化を定量化する。

開口面効率の計算は輻射パターンの全領域について二重積分を行うので、計算量が多い。[2] そもそも、全領域にわたる輻射パターンを準備することも、シミュレーションあるいは実測を問わず大変である。 開口面効率の計算と同様に輻射パターンについて二重積分を行うものとして、アンテナの等価雑音温度の計算がある。[2] PC リソースが (計算量に対して) 貧弱であった時代には、輻射パターンに対称性を仮定する/近似する

ことで計算時間の短縮を図っていた。[3] [4] [5] しかし、昨今の PC リソースを以ってすれば、輻射パターンをそのまま二重積分の定義式に適用して計算することも、"我慢できる"時間に収まる。

このような経緯のもと、本稿では非対称な輻射パターンについて開口面効率を求める。

## シミュレーション対象の輻射パターン

開口面効率のシミュレーション対象となるフィード・アンテナは、図-1 に示す 10 GHz 帯の 5 リング・チョーク型ホーン・アンテナと、その周りに他のバンドのセプタム・ポーラライザ型ホーン・アンテナが配置された 図-2 に示す例である。 図-1 に示す単体での輻射パターンを 図-3 および 図-4に、図-2 に示すフィード群での輻射パターンを図-5 および 図-6 に示す。 フィード群の影響により、輻射パターンが非対称形に歪んでいる。

#### 開口面効率の定義

参考文献 [2] によると、開口面効率  $\eta$  は照射 についての ATL (Amplitude Taper Loss ) とスピルオーバーについての SPL (Spilled-over Loss ) の積で与えられる。

式-1

式-2

式-3

ここで、 $E(\psi,\phi)$  はフィード・アンテナの輻射パターンの電界、 $\psi_0$  はフィード・アンテナがパラボラ反射板の焦点から反射板エッジを見込む角度である。

### 開口面効率の計算プログラム

前述の定義式を計算プログラムで記述するには、 "for "文の二重ループを使うことが常套手段であろう。しかし、GNU Octave や MATLAB 等の配列を基にしたプログラム言語では、配列での演算が簡潔なプログラムとなり、計算速度も "for "文よりも速くなる。 このような事例として Petra Galuscakova によるソフトウエア ANTC - Antenna Noise Temperature Calculator [6] [7] があり、ここでもプログラミングの参考とした。

プログラムを擬似的なコードで記述すると、ATLの分子は、

#### 擬似コード-1

を二乗した値となる。 ここで、"\*\* は配列の要素毎の掛け算である。 次に ATL の分母は、

#### 擬似コード−2

に、

#### 擬似コード-3

を掛けた値となる。 ATL は上記の分子を分母で割った値となる。

SPL の分子は、

#### 擬似コード-4

となる。 次に SPL の分母は、上記の分子の計 算において  $\psi$ 。を  $\pi$  に置換したもので、

#### 擬似コード-5

となる。 SPL は上記の分子を分母で割った値となる。

上記のプログラムによる ATL 、SPL および開 口面効率を 図-7 から 図-10 に示す。

#### まとめ

マルチバンドのフィード群を備えたパラボラ・アンテナにおいて、フィード群による性能劣化を評価するにあたり、開口面効率をシミュレーションした。 開口面効率の計算では、フィード・アンテナの対称な輻射パターンを前提とした計算プログラムが一般

的である。しかし、フィード群の影響を受けた非対称な輻射パターンの開口面効率の計算には、既存の計算プログラムが使えないため、本稿では、独自に計算プログラムを作成した。 作成においては、プログラム言語である GNU Octave の特徴である配列演算を用いることでプログラムを簡潔に書き下すことができ、また、実用的な処理速度を得ることができた。

## 参考文献

[1] 武安義幸, JA6XKQ, "フィード・ホーン群による 遮蔽損失," Sep. 16. 2018.

http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/BlockageLoss 2.pdf

[2] T. A. Milligan, "Modern antenna design," John Wiley & Sons, INC, 2005.

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

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

[5] Paul Wade, W1GHZ, "The W1GHZ Online Microwave Antenna Book - Chapter

6, Feeds for Parabolic Dish Antennas, Section 6.1 Phase and Phase Center," 1998-1999.

http://www.w1ghz.org/antbook/chap6-1a.pdf

[6] Antenna Noise Temperature Software Tools
Petra Galuscakova, et.al
DUBUS 3/2009
<a href="http://www.om6aa.eu/antc.php">http://www.om6aa.eu/antc.php</a>

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

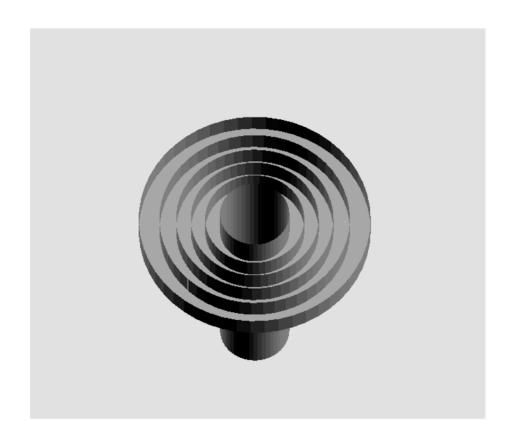


図-1 5 リング・チョーク型ホーン・アンテナ

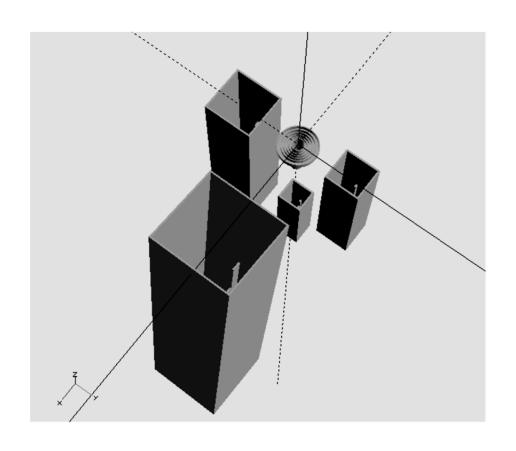


図-2 5 リング・チョーク型ホーン・アンテナとフィード群

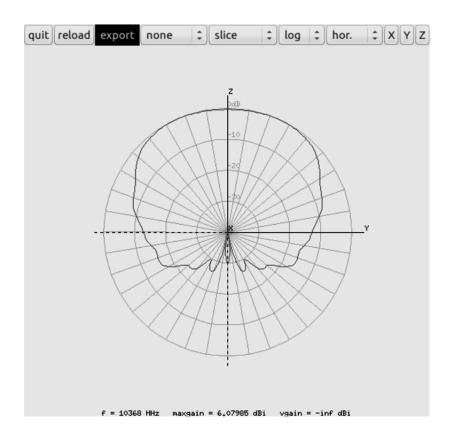


図-3 5 リング・チョーク型ホーン・アンテナの輻射パターン - H 偏波 / X 軸

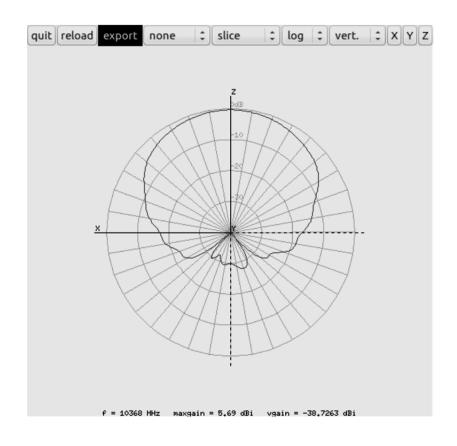


図-4 5 リング・チョーク型ホーン・アンテナの輻射パターン - V 偏波 / Y 軸

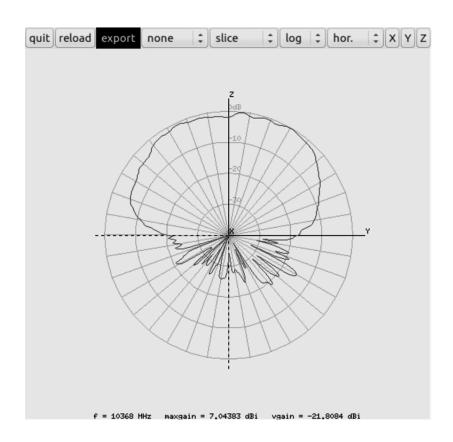


図-5 フィード群有りでの輻射パターン - H 偏波 / X 軸

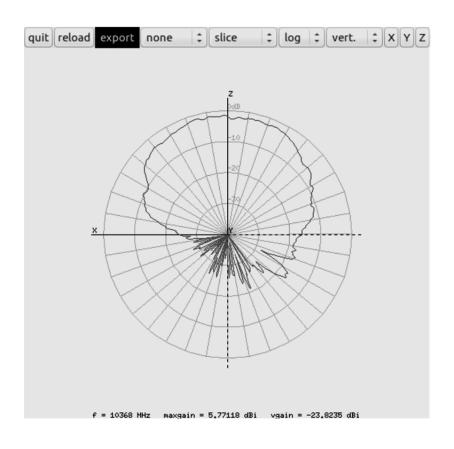
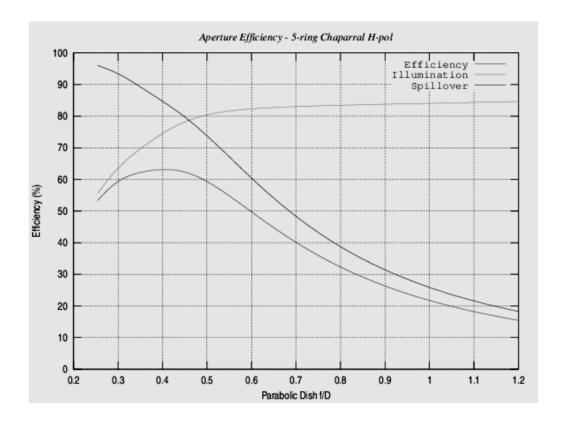


図-6 フィード群有りでの輻射パターン - V 偏波 / Y 軸



図−7 チョーク・リング型ホーン・アンテナの開口面効率 - H 偏波

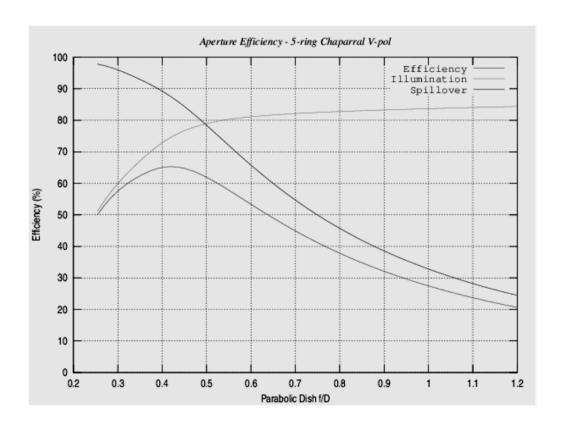


図-8 チョーク・リング型ホーン・アンテナの開口面効率 - ∨ 偏波

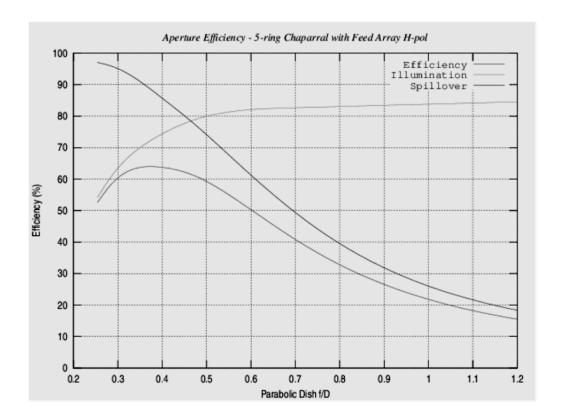


図-9 ホーン群有りでの開口面効率 - H 偏波

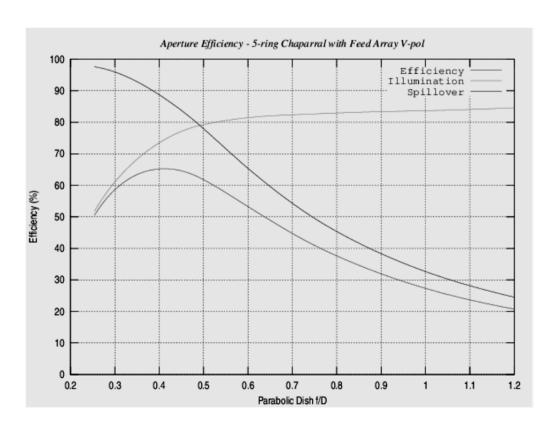


図-10 ホーン群有りでの開口面効率 - V 偏波

$$\eta = ATL \cdot SPL \quad \cdots \quad \underline{\mathbf{T}-1}$$

$$ATL = \frac{\left[\int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{\psi_{0}} |E(\psi,\phi)| \tan(\psi/2) d\psi d\phi\right]^{2}}{\pi \tan^{2}(\psi_{0}/2) \int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{\psi_{0}} |E(\psi,\phi)|^{2} \sin\psi d\psi d\phi} \quad \cdots \quad \underline{\pm t-2}$$

$$SPL = \frac{\int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{\psi_{0}} |E(\psi, \phi)|^{2} \sin \psi \, d\psi \, d\phi}{\int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{\pi} |E(\psi, \phi)|^{2} \sin \psi \, d\psi \, d\phi} \quad \cdots \quad \underline{\pi - 3}$$

$$\pi \tan^2(\psi_0/2)$$
 ・・・ 擬似コード-3

$$\begin{split} &|E(\psi,\phi)|^2 \sin\psi \, d\psi = |\mathbb{E} \mathbb{R} \mathbb{E} \mathbb{D}[0 \sim 2\pi, 0 \sim \psi_0]^2 .* \sin(\psi \, \mathbb{E} \mathbb{D}) * \psi \, \mathbb{D} \mathbb{D} \mathbb{E} \\ &\int_0^{\psi_0} |E(\psi,\phi)|^2 \sin\psi \, d\psi = sum \Big( |E(\psi,\phi)|^2 \sin\psi \, d\psi \Big) \\ &\int_0^{\psi_0} |E(\psi,\phi)|^2 \sin\psi \, d\psi \, d\phi = \int_0^{\psi_0} |E(\psi,\phi)|^2 \sin\psi \, d\psi * \phi \, \mathbb{D} \mathbb{D} \mathbb{E} \\ &\int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_0} |E(\psi,\phi)|^2 \sin\psi \, d\psi \, d\phi = sum \Big( \int_0^{\psi_0} |E(\psi,\phi)|^2 \sin\psi \, d\psi \, d\phi \Big) \end{split}$$

## GaN HEMT I Cを使った 10GHz 65W 増幅器の製作

2018.08.10 JA8CMY 増田幸雄

GaN·HEMT デバイスを使い 10GHz 65W出力の増幅器を製作し、EME用TRVに組み 込みました。 GaN-HEMT デバイスは高いドレン電圧を掛けることができ、効率も良いこと から、消費電流が少なく、配線回りによる電力損失を低減できます。 特にEME用では屋 外のANTまで電源線が長くなるので、効果は大きいです。GaN-HEMT デバイスを使った 10GHzの大電力増幅器の製作は4台目ですが、いずれも50W以上の出力を得られていま 今回使用したデバイスは CREE の CMPA5585025F で 5.5GHz~8.5GHz帯域用 25W定格の物です。 10GHz帯域用のデバイスもありますが、Xバンド帯用は軍事用途に 転用が可能なために、輸出許可が得られ難い面があります。 特に個人購入では難しいのが 現状ですが、何とか購入することが可能だった少し低い周波数用のデバイスを使いました。 データシートから見て 10.45GHz帯も何とか使えそうな特性です。このデバイスは利得が 高く 10.5 G H z において小信号では約 20 d B あります。飽和点近くで動作させるので、 15dB程度に低下しますが、入力は1個当たり1W程度で良いことになります。 GaN-HEMT デバイスの使用上の注意点としてはDRV電力を上げ過ぎない事です、飽和点 を大きく超えるDRV電力を加えると、内部での発熱が大きくなり素子が破壊することがあ ります。 GaN-HEMT デバイスは他の素子に比較して効率が良いのですが、過入力には弱 いようです。 先にも記載しましたが、ドレンの耐圧は大きいので、出力を上げるには、DR V電力を適度に抑えて、ドレン電圧を高く設定した方が良いでしよう。CMPA5585025 Fの推 奨されるドレン電圧は+28Vですが、最大定格が 80Vになっていますので 1/2 の+40Vまでは 大丈夫と想定されます。ただし、電圧を上げることで素子の発熱も大きくなり、ジャンク ション温度が最大定格を超えてしまう可能性があるので限界があります。 以前製作の増幅 器では安全を優先し+32V供給でしたが、今回は電力アップのため+36Vとしました。 図1 がアンプ部のブロック図です。

P O W E R 増幅 導波管 2 合成器

DIV

FLM0910-2

个

CMPA5585025F

CMPA5585025F

+36 V供給

+48dBm出力

図1アンプ部ブロック図

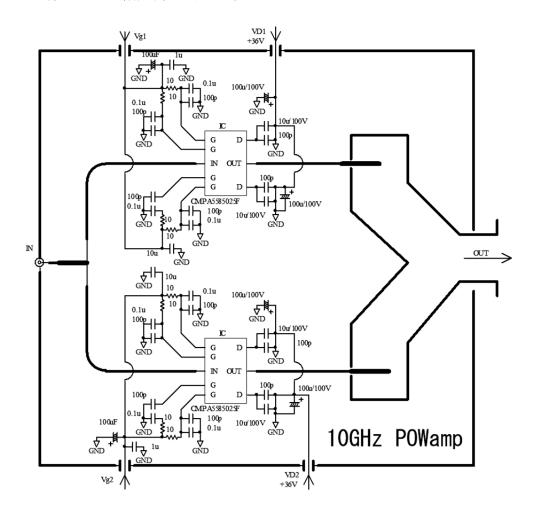
FLK052WG

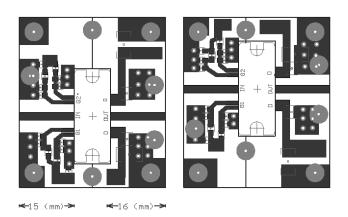
+10dBm入力

FLK012WG

CMPA5585025F の定格出力は単体で 25Wですが、電圧を上げ飽和領域で使うと 33W以上に達しました。 第2図が電力増幅部の回路と基板図です

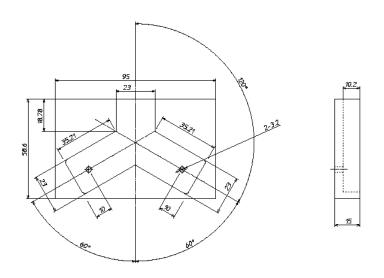
第2図電力増幅部、回路と基板





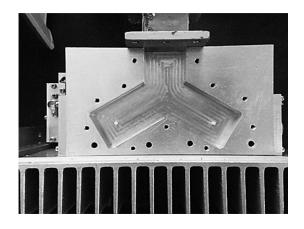
出力は導波管合成方式として、極力合成損失を低減しています。10GHz帯で大電力を扱う場合、基板によるわずかな損失でも、電力損失量としては大きいので、損失の少ない導波管方式が有利になります。 導波管方式での2合成ではマジックTを使う平衡増幅器が、各増幅器ユニット間のアイルーションが取れて望ましいのですが、自作するのが少々面倒なので、単純なY分岐方式で製作しました。 Y分岐方式は10GHz用以外にも24GHz用に数台作りましたが、合成損失も少なく問題なく動作しました。 第2図が製作した寸法図です。

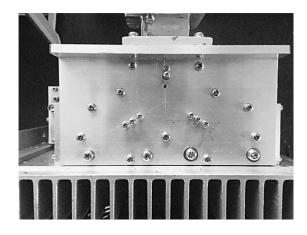
第2図10GHz導波管Y分岐2合成部



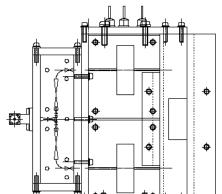
15mm厚のアメヒ核を 10GHzの導波管寸法に合わせて切削して製作しました。 合成器の 2 つの入力ポートと1つの出力ポートを120度の角度で結合して、整合用のスタブビスを 配置しています。 写真1が2合成器部分です。(励振用プローブ径は後に3mm径に変更)

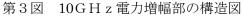
写真1 2合成器

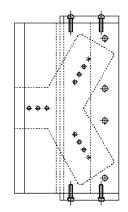


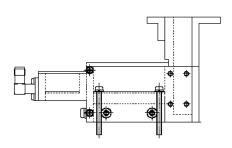


Y分岐方式では、入力ポート間のアイソレーションが無いので、各増幅器は合成前に単体で調整を済 ませて置き、合成後に微調整を行いました。 第3図が電力増幅部の構造図です



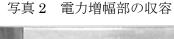






電力増幅器のケースを一体で加工するのは難しいので、アド板を組み合わせた構造で製作しま した。 CMPA5585025Fを実装した基板は 5mm厚の銅板にハンダで固定して、単体で調 整した後、ケースに収容、3mmビス4本で放熱器に固定しています。

放熱対策としてICの裏面、単体増幅器裏面と放熱器との接触面にはグラファイトシートを 敷きました。写真2が電力増幅部の収容写真、写真3がEME用に組んだ増幅器全体です。



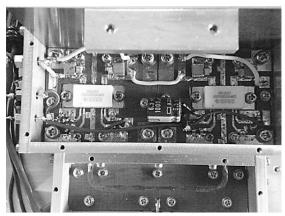
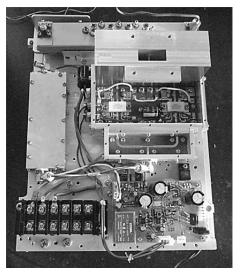


写真3 電力増幅器全体



CMPA5585025F は入出力が  $50\Omega$  に整合されているので無調整で良いのですが、 仕様帯域外の動作なので、10.45 GHz で出力が最大になるように入出力ラインをトリミング しました。 写真 4 が EME用の TR V 全体、写真 5 が冷温時の出力表示です。

写真 4 65W出力EME用TRV

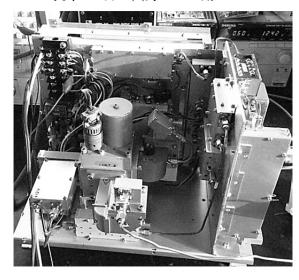


写真5冷温時出力表示



終わり

## 24GHzビーコン送信機の製作 (基準信号にGPSを用いた)

2018/9/18 JH3OZA 桶谷 保

#### はじめに

最近、マイクロ波帯の5GHzや10GHzビーコンを上げておられる方が増えてきていると聞いていますが、24GHzとなると寂しいかぎりです。

そこで定年退職後、時間を持て余すこともあり、以前から集めてきたパーツを用いて壁掛け用24GHzのビーコン送信機を作ることにしました。

## 目標 24GHzの綺麗なビーコン信号

## 目標を達成するには、

- 1. 周波数精度は、GPSを活用する。
- 2. 水晶発振と逓倍方式によりフェーズノイズの少ない信号を得る。
- 3. 隣接チャンネルに影響をおよぼさないようにFM変調指数を制限する。
- 4. 高調波の少ない信号にする。
- 5. 送信電力100mW以上をねらう。
- 6. 利用効率を考え、夜間運用とする。

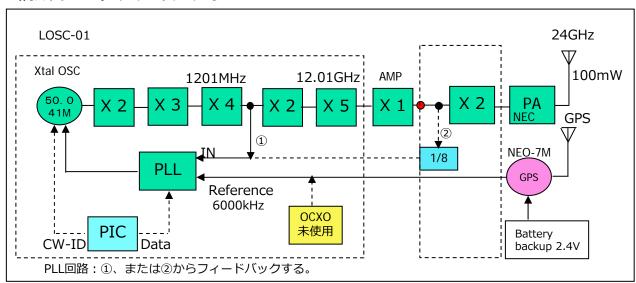


防水ケースに入れた 24GHzビーコン送信機

2 4 GHzのマイクロ波は、手持ちのアンプも少なくあまり出力も望めない。 ただ、できるだけ綺麗な信号を作ること、隣接チャンネルに妨害を与えないこと、フェーズ ノイズの少ないものを作ることを考え水晶発振から逓倍するオーソドックスな構成で、製作 することにしました。

また、Xtal – PLLの技術をもちいて周波数の安定化を図り、さらにリファレンス発振を最近のGPSユニットのPPS信号を利用することにしました。

## 構成 ブロックダイアグラム



## 利用できるユニット

1. 発振部 LOSC-01

2. PLL部

3. 10GHzアンプ

4. 8分周器(10GHz用)

4. 24GHz 2 逓倍器

5. パワーアンプ

6. GPS受信機

(マキ電機 局発基板)

(マキ電機 PLL基板)

(WJ-5325)

(HMC-363S アナデバ)

(マキ電機 2石増幅基板)

(NEC MC-5907,MC-5908)

(u-blox NEO-6M or NEO-7M)



## 各ブロックの説明

## · 発振部 (LOSC-01):

マキ電機製のローカル基板を用いました。 原発が50.0416MHzの2石発振器で300MHzを 得て、キャビティ内のダイオードで4逓倍し、 さらに(2x5)逓倍することで12.01GHz、 -10dBmを作り出しています。少し低いので、 この後に20dBアンプを入れることにしました。



#### ・2 逓倍器と8分周器:

24GHz用2石増幅基板を改造して、12GHzの 2逓倍回路に変更しました。

基板の入力結合を、1pFのコンデンサに変更し、12GHzの信号が通過できるようにして、初段を2逓倍器、後段を24GHzの増幅器として動作させました。この逓倍器は、入力12GHzを0dBm入れると、24GHzで0dBm程度得られます。

また、同ケース内に8分周器(HMC - 363S8G)を 内蔵し、1501.25MHzを得るように追加しました。



## ・**GPSユニット** (u-blox製スイスメーカ ):

TCXOの代わりに、周波数精度のよい安価なGPSユニット(NEO-7m)を使うことにしました。GPSユニットのPPS出力信号(1Hz~10MHz)を、u-centerのソフトを用いて、6 MHzに変更しました。(変更方法は、5ページ,6ページに記載)この信号には、高調波が多数含まれているので、フィルターを用いてカットして使ってください。なお、PPS信号のデフォルト状態は、衛星から信号を受信すると1 Hz(1 Sec)の信号が表れます。

(注意)PPS端子には、電圧がかかっていますので 直接測定機に接続しないこと。



#### ·PLL回路:

マキ電機製の基板を使いました。このユニットは、富士通セミコンダクタ製の標準回路で、そのPLL-ICは、MB15E06、制御は、PIC12Fシリーズで用いて行っています。ローカル発振器のオリジナル回路では、ページ1のブロックダイアグラムの端子①から1201Mの信号を取出しPLL回路に入力しています。(リファレンスは、GPSの信号に変更しました)その後 20 逓倍すると、フェイズノイズやジッターが、増大し受信時に多少聞き辛い恐れがあることがわかりました。それで②の方から12.01GHzの信号を取出すことにして、その後8分周し、PLL-ICに入力しようと考えました。



## ・PLL-ICの制御とCW-IDer

PLL-ICの制御方法は、PICを用いて行っています。そのプログラムのキーポイントを、次ページに記載しました。

このPLL-ICは、電源ON時にデータを組み込み、エラーが発生しない限り、PICは何もしてない 状態です。そのほとんど遊んでいる時間帯に自局コールサインをモールス信号で作出し送出して います。( VVV DE JH3OZA の繰り返し)

## ・パワーアンプ (PA NEC):

NEC製 既製品 2 段直結アンプ (MC - 5907,MC - 5908) を使用しました。 (Gain: 30dB、出力 約100mW)

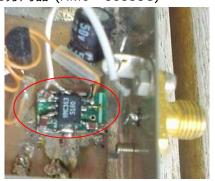
#### 各ブロックの内部配置 (表面)



#### (裏面)



8分周器 (HMC - 363S8G)



## PLL - ICの制御方法 (キーポイント)

PLL-IC(MB15E06)の制御は、3線式の**SPI**シリアル通信インターフェースが用いられる。3線とは、Data, Clock, Stbの3本であり、ロックさせたい周波数をPLL-ICの約束にしたがい3分周値(Main, Swallow, Reference-Counter)をシリアル信号に変換して、PLL-ICに送りこめばよい。

今回、使用したICでは、Main 11bits, Swallow 7bits, Reference 14bitsであるので、下記のようにC言語(CCS)でビットシフトを用いてシリアル変換を行いました。 もちろん、組み込み関数がある場合は、それを使った方が便利です。

#### <参考 シリアル変換プログラム>

```
Main-counterプログラム (b:11bits シリアル変換;
                                                 m ,h :整数; dat, clk: I/Oピン)
   for (m = 0; m < 11; m++){
   h = ((b << m) \& 0x400); //11bits Main-counter "b"
   h = (h >> 10);
   output_bit(dat,h);
   output_bit(clk,1);
                           //Clock H
                           //Clock L
   output_bit(clk,0);
   output_bit(dat,0);
   }
Swallow-counterプログラム (a:7bitsシリアル変換; n,I:整数)
   for (n = 0; n < 7; n++){
   i = ((a << n) \& 0x40); //7bits swallow counter
   i = (i >> 6);
   output bit(dat,i);
   output bit(clk,1);
                          //Clock H
   output_bit(clk,0);
                          //Clock L
   output_bit(dat,0);
Reference-counterプログラム (c:14bitsシリアル変換; o,j:整数)
   for (o = 0; o < 14; o++){
   i = ((c << o) \& 0x2000);
                                        //14 bits swallow counter "c"
   j = (j >> 13);
   output bit(dat,j);
                          //Clock H
   output_bit(clk,1);
                          //Clock L
   output_bit(clk,0);
   output_bit(dat,0);
   }
```

たとえば、 PLL入力周波数を1201MHz、GPSの出力信号 5 MHz、比較周波数500kHzとすると a,b,cの値は、下記のように計算することができる。

```
① メインカウンター
b=37; // (1201/0.5)/64=37 整数 (5<=b<=2047)
② スワローカウンタ
a=34; // (1201/0.5 - 64x37)=34 (0<=a<=127)
③ リファレンスカウンター
c=10; // 4000kHz/500kHz=8 (5<=c<=16383)
```

## GPSユニット設定のしかた

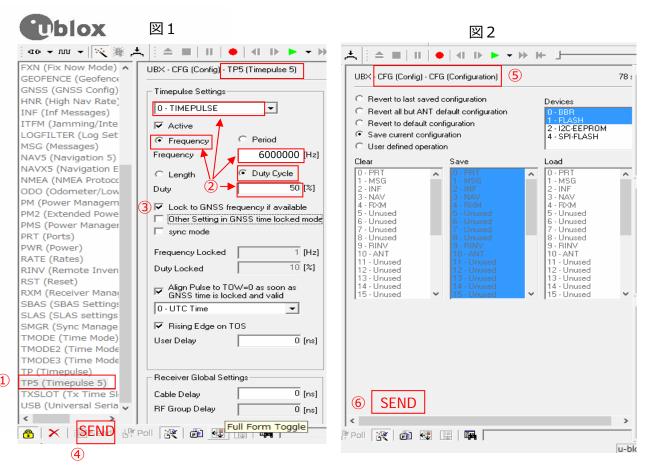
u-blox社製の色々なGPSユニット(NEO-6m, -7m, -8m)をテストしてみました。 NEO – 7m は、 NEO – 6m に比べて、ディアルアンテナの使用可能である以外は、ほぼ同じ機能でしたが、NEO-8mは、色々と機能が強化されているようです。

今回は、安価なNEO-7mを利用することにし、そのPPS端子からリファレンス信号を取出すことにしました。

PPS信号の変更は、USB-RS232(TTLレベル)変換とGPSユニットをハード的にクロス接続し、メーカ指定の u-centerソフトを用いて変更を行います。

## u-centerソフト(u-blox社製)で、PPS信号 変更のしかた

- 1) Windows GNSS ソフトウェア (u-centersetup\_v18.06)をネットからダウンロードしそのU-centerソフトを展開し立上げる。
- 2) フォルダのReceiver->port com設定を所定値に合わせてると、GPSユニットを認識する。
- 3) View->Configuration View->TP5 (Timepulse5)に、希望周波数を書き換え send する。
  <図1>
- 4) View->Configuration View->CFG (Configuration) 開いて send すると、<図2> PPSの出力周波数は、1Hz~10MHz 範囲で可変可能である。
- 注意) PPS出力周波数は、高調波の少ない500kHzや1MHz,2MHz,4MHz,6MHzの設定が望ましい。また、バックアップ電池〔1.5V)を2.4Vに変更する方がデータの消失が防げます。



# GPSユニット(NEO-7M) 利用できるPPS信号 (PLLのリファレンス周波数への応用)

u-blox(スイスメーカー)社製 「NEO-7m」のPPS信号を、1MHz、または10MHz

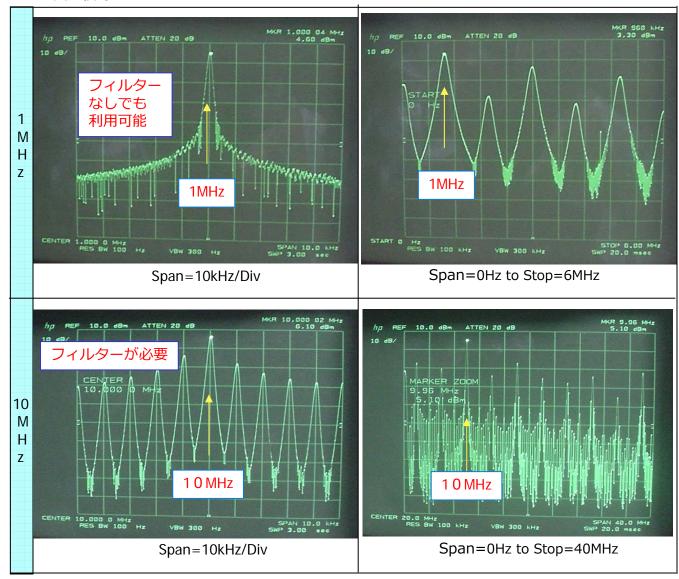
に変更したときのデータを下記に示します。
10MHzの測定データから分かるように、10kHzステップの高調波が多く含まれており、このままでは利用することはできません。狭帯域フィルターを用いて高調波を取り除いて利用してください。

(PPS信号は、フィルターを用いないでも利用できる周波数もあります。)

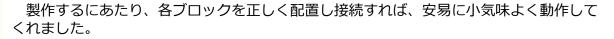


次に、この設定を固定化するには、セーブをする必要がありますが、バックアップの電池が1.5V以下では、上手くいかない場合があります。その時は、ニッケル電池2.4Vに変更するか、容量の大きい電解コンデンサーに変更してお使いください。

#### PPS出力信号



## 感想



各ブロックを組み立て完成するまでの製作過程を楽しみながら、ここに至るまでの、 問題や疑問点をどのように解決してきたか、その苦労話をご紹介します。

#### まず最初に、

・24GHzの逓倍した信号のジッター、PLLロック速度

オリジナルの回路では、1201MHzの信号をフィードバックしロックしています。 ただ、その後20倍して24GHzの信号を得ていますが、ロック速度が遅いため信号ピーク点が 定まらず聞き取り辛い。(FMの復調では問題にならない。)

これを改善するため、10逓倍した12GHz信号をフィードバックしロックをかけることで、24GHzの信号の聞き取り良さを改善することにしています。

最初に試みた信号1.2GHz(①方式)では、ローカル周波数の安定化はさほど望めず、やはり高次逓倍の12GHz(②方式)でフィードバックをかけた方がよいようです。

「PLLでロックをかけた信号を、さらに逓倍する場合は数逓倍が限界のようです。」

#### ・PLL MB15E06のソフト開発

分周値をプログラムし、シリアル信号に変更すれば簡単に動作すると考えていました。ところが、このソフトに落とし穴があり、プログラムが完成しても思ったように動作せず1週間経ってだめでした。ソフトの書き間違いか、マニュアルとにらめっこする日々が続きました。それでも埒が開かず、しかたなく文明の利器であるロジックアナライザーを使うことにしました。しかし、おかしなところがないように見えました。 よくよくマニュアルを見直すと、ソフトの最初に空(ダミー)ビットを入れなさいと記載されていることを見落としておりました。空ビットを入れたら、正確に動作してくれました。なんと長い時間を費やしてしまったことか。

#### ・GPSユニットの課題

GPSユニットは、多くの種類が製造されており u-bloxやQUESCAN、Beitian社等があります。おそらく内部のユニットは、u-blox社製かもしれません?

色々と購入してテストしてみました。希望のリファレンス周波数を得ることができたのが、 NEO-6Mと7Mでした。今回は、NEO-7Mを使用することにしましたが、まだ以下のような 課題があり試行錯誤しています。

#### 問題点、

- 1、GPSの衛星が上空にない室内運用時の周波数精度は? 衛星の信号がなくても内部発振していますが、他のOCXOと併用する必要があるのか?
- 2、PPS信号を、どの周波数に決めればうまく動作してくれるか? 今回は、高調波の少ない6MHzを用いている。

まだまだ、解決できない点も多くありますが、勉強して進めていく予定です。

以上 JH3OZA

## 135GHz 送受信コンバーターの製作

JR3JZM 上島範生

#### 1. はじめに

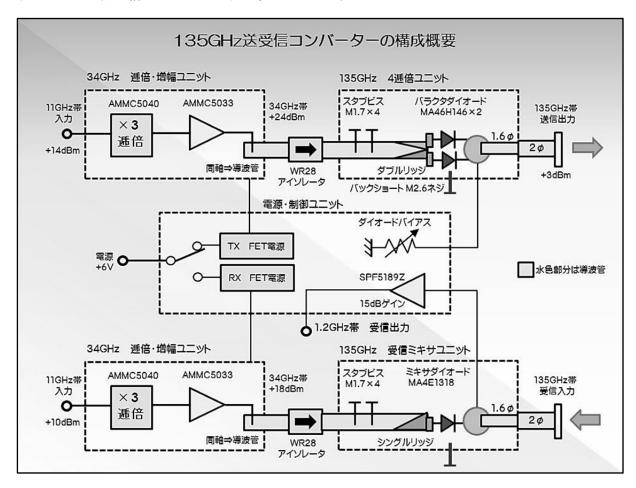
約 10 年前に 47GHz/77GHz の送受信コンバーターを製作した後、さらに高い周波数の 135GHz に挑戦したいと思っておりましたが 135GHz に逓倍する部分のメカニズムが私にとってはまったく未知である事と 135GHz 逓倍前段の 34GHz や 45GHz で必要なパワーを得る事が大変困難であった事から手を付ける事が出来ませんでした。

昨年定年退職を迎えた機会に長年の課題を解決すべく「ワイヤーボンダ」を入手すると共に高い周波数で使用可能なディバイス類を集めた事でミリ波帯においてもアンプ類の製作が出来る準備が整った事から今回 135GHz 送受信コンバーターに挑戦する事としました。また今まで製作不可能でありました47GHz や77GHz のアンプ類も順次挑戦する事としました。

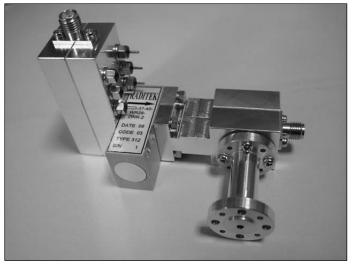
#### 2. 135GHz コンバーターの構成概要について

135GHz の機器はすでに国内・海外の OM 諸氏が発表されている事からそれらのノウハウを全部頂戴させて頂きながら、再現性が良く、ある程度完成度の高いものを目指す事としました。

実現には充分な事前検討・試作が必要である事から、まず JA3CVF 森本 OM 製作の 135GHz 逓倍器の研究を行い、また製作時の技術的な課題、ワイヤーボンダのノウハウについては JA8CMY 増田 OM にご指導頂きながら下記の構成でスタートする事としました。



## 3. 製作したコンバーターの外観について 【コンバーター全体の写真1】



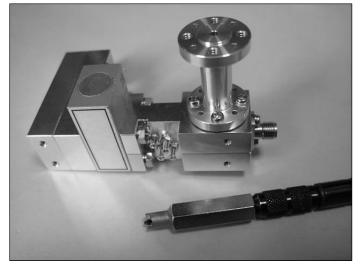
【コンバーター全体の写真2】



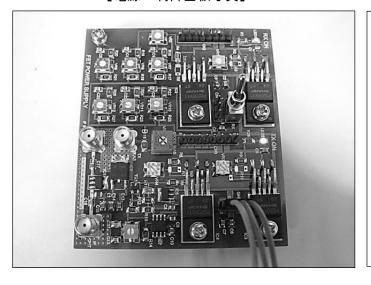
◆出力導波管(写真右上)

- ・アンテナ接続用の円形導波管で導波管 径は2.00 とした
- ◆その他
  - ・WR28 導波管スタブ (写真中央) M1.7 ビス×4 本使用
  - ※ネジ間隔が狭く調整がやや困難である 事からナットを回しながらビスを動 かす調整用工具を自作した。

(写真下側) ※参考資料にも記載



【電源・制御基板写真】



- ◆受信用 IF アンプ (写真左下) 左端 2 個の SMA 入出カコネクタ間に 受信用 1.2GHz 帯 IF アンプを搭載 (ゲイン 15dB、NF2. 0dB)
- ◆ダイオードバイアス調整回路 IF アンプ右の SMA コネクタと逓倍器 を接続しバイアスを調整する。
- ◆FET 電源 送受信各々2系統のドレイン、3系統の ゲート電圧供給可(SWで送受信切替可)

- ・11GHz 帯は SMA コネクタより入力
- ・貫通コンデンサより2個のディバイス に電源(ドレイン、ゲート)を供給
- **◆WR28 導波管 アイソレータ (写真中央)** 
  - ・パワーアンプ保護、ユニット間の マッチングのため
- ◆135GHz 4 逓倍器 (写真右端)
  - ・ダイオードバイアスは SMA より供給
  - ・アルミケースは送受信兼用

#### 4. 135GHz 逓倍器の構造について

135GHz 逓倍器は過去 47/77GHz でも使用した DB6NT の基板からスタートしましたが逓倍用のダイオードに 22GHz 帯 +20dBm 程度を入力しても 135GHz 出力が-20dBm 程度しか出ませんでした。また手持ちの導波管タイプの市販ミキサーを試しにテストしても同様の結果でした。

この程度の周波数になると仕方ないと諦めていましたが、以前より気になっていた JA3CVF 森本 OM 製作の逓倍器をついに手にする事が出来、測定すると OdBm 程度のパワーが出ていましたので是非 この方式を使用させて頂こうと色々お聞きした所、原型は JA8CMY 増田 OM 考案との事で今度は増田 OM にもご指導頂き逓倍器の原理等を理解する事が出来ました。

そんな訳で今回の 135GHz 送信用逓倍器はバラクターダイオードを 2 個並列に使用した 4 逓倍器としました。ダイオード入力はアマチュア的には+26dBm 程度まで 0K との事で高出力が期待出来そうです。(受信用はダイオードが異なるだけで送信と同じ逓倍器ケースを使用します)

135GHz の 1/4 周波数である 34GHz 入力部は WR28 矩形導波管、135GHz 出力は円形導波管としました。 逓倍器を製作する際、人真似ばかりでは少し悲しいですので、導波管スタブの立て方や出力導波管 等、私のオリジナルの部分を少しですが入れました。 最終的な出力は 0dBm 以上、また複数製作した際も特性に大きなバラつきが無く安定動作するもの、さらに欲を言えば今後多くの方に使って頂けるくらい使い勝手の良いものを目指しました。

#### 135GHz 逓倍器ケース図面 下側ケース 上側ケース 導波管スタブ M1.7×4本 П 9,5 0 0 9,5 WR28入力 40 導波管 基板装着部分 0 0 0 0 0 0 0 バックショートビスM2.6 1.6Ф SMAコネクタ 135GHz出力(1.6Φ) 取付用 0 SMAコネクタ 取付用 0 0 1.6 φ は 3/4 倍波 (100GHz 帯) 阻止用 組み込み図 基板装着位置 0 0 装着面は 0.1mm 深さにフライス加工し 0 ( ПТ 0 基板に負担がかからないようにした。

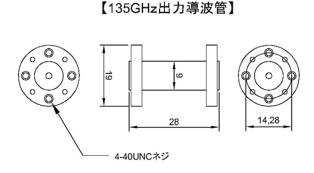
- 上側・下側2個のアルミケース部品で薄い基板を挟むような構造。(基板厚さ0.127mm)
- 出力用円形導波管は3/4倍波(100GHz)を阻止するため1.6φの穴とした。
- 34GHz 入力導波管スタブネジ(M1.7×4本)およびバックショート(M2.6)を取り付けた。

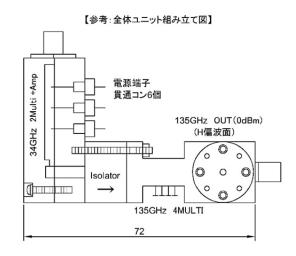
#### 5. 135GHz 出力導波管について

135GHz 4 逓倍器はバラクター2 本を使用したバランス型である事から奇数倍波は弱いのですが 34GHz 帯入力信号の 3 倍波(100GHz 帯)を極力抑える必要がある事から、逓倍器出力円形導波管の サイズを  $1.6\phi$  として強制的にカットオフしていますが、この後アンテナに導く出力導波管は通常の サイズ  $2.0\phi$  円形導波管を使用しました。 $1.6\phi$  と  $2.0\phi$  接続面に段差が出来ます。正確にはテーパ型もしくは  $\lambda$  g/4 段差を作るべきですがアマチュア的にそのままとしました。出力導波管のフランジ面は外側を削り中心部分  $(9\phi)$  のみで接触させる事で電気的に良好な接続となるよう考慮しました。 (メーカー製フランジに良く見られる加工)

フランジ取り付け用ネジは調整の際パワーセンサーとの接続を考慮し標準フランジで使用されているインチネジ(4-40UNC)としていますが M2.3 ビスがそのままガタつきなしで使用出来ますので、今回 135GHz 逓倍器との接続は入手し易い M2.3 ビスを使用しています。

#### 135GHz 出力導波管およびユニット組み立て図面





135GHz 出力導波管は 135GHz 逓倍器とアンテナを接続する円形の直線導波管です。

- ・2.0 φ 円形導波管とし標準フランジに勘合するサイズおよびインチネジを使用した。 (そのままで M2.3 ネジ使用可)
- ・フランジ面は電気的な接続を考慮した構造とした。(フランジ中央部分で接触)
- ・各ユニットは WR28 導波管で直接接続した。
- ・34GHz 出力は+25dBm と高出力である事から WR28 導波管アイソレータを挿入した。
- ・全体の幅は約72mm とコンパクト
- ・送信・受信ユニットを左右対称形に出来る。

#### 【送受信ユニット出力導波管フランジの並びについて】

送受信共同じアルミケースを使用しますが左右対称で組み上げる事が出来るので送信出力と受信入力の導波管フランジを縦向きに2個、スペース無しで並べる事が可能です。(H偏波の場合)アンテナと接続する際の送受信切り替えは上下に導波管を移動する方法で切替え可能です。V偏波の場合はフランジが横向きにスペース無しで2個並びますので送受信切り替えは左右移動です。

#### 6. 34GHz 3 逓倍増幅器の構造について

135GHz 逓倍器を充分ドライブするためには 34GHz 帯で+25dBm (300mW) 程度の高電力が望ましい 事から製作が難しく本ユニットは今回の製作の中で一番大変で神経を使う部分です。

11GHz の 3 逓倍および 34GH z で+25dBm を出力するディバイスはハンダ付けでは限界である事からチップディバイスを使用する事になりますので部品配線はワイヤーボンダの登場となります。ケースは 135GHz 逓倍器と同様、基板を 2 つのケース部品で挟むような構造です。11GHz 入力は SMA コネクタ、34GHz 出力は WR28 導波管の構造です。2 個の MMIC チップを使用しますので電源は貫通コンデンサ 6 個を使用しドレイン 3 個およびゲート 3 個に電源を供給する構造です。

【下ケース】 【上ケース】 45 34GHz出力用WR28導波管 上下ケース固定用ネジ穴 0 0 ×5箇所 0 00  $\odot$ 0 0 0 貫通コンデンサー用ネジ穴×6個 基板実装位置 WR28導波管バックショート部 0 0 0 0 0 0 0

34GHz 3 逓倍増幅器ユニットケース図面

#### 【34GHz を得る際の逓倍数について】

34GHz を得る際、 $11GHz \times 3$  逓倍、 $17GHz \times 2$  逓倍が考えられます。1.2GHz 親機信号の分周処理等の課題もありますが一番楽なのは  $17GHz \times 2$  逓倍です。3 逓倍の場合、MMIC へのバイアス供給ポイントが増えボンデングの失敗確率が増加する事と 2 倍波スプリアスが出た場合、充分除去出来るのか心配です。(22GHz のスプリアス除去フィルターを入れるのも大変です)

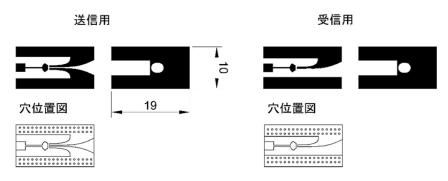
今回は入力信号の作り易さで取りあえず 11GHz×3 逓倍としましたが3 逓倍で失敗した場合は躊躇なく 17GHz×2 逓倍に変更するつもりで取りあえずスタートしました。

#### 7. 34GHz 逓倍アンプおよび 135GHz 逓倍基板について

34GHz 逓倍アンプおよび 135GHz 逓倍器に使用する基板は ROGERS 社 ARLON Diclad880 の商品名で厚さ 0.127mm の紙のように薄い基板で以前 47GHz 受信コンバーターでも使用しました。

この基板は OM 諸氏の間で低損失と評判で、また日本の代理店経由で比較的簡単に入手出来ます。 OM 諸氏は自らエッチングされている方が多いようですが今回はワイヤーボンダで配線する必要が あり表面は金メッキ処理が必須である事、またスルーホールや微細なパターン部分がある事から専門業者に加工を依頼しました。

#### 135GHz逓倍器基板パターン



【送信用】WR28 導波管内にダブルリッジのプローブを作り各々の出力にバラクターダイオードを接続する構造で原型は JA8CMY 増田 OM 考案のものです。

基板の裏表をスルーホールしています。135GHz 出力穴はケース内の基板位置を多少動かす事が出来るよう大きめにしています。(ダイオードの最適位置を探すため)

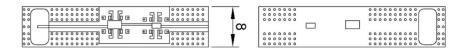
【受信用】WR28 導波管内にシングルリッジのプローブを作り、出力にアンチパラレルダイオードを接続する構造です。(原型は上記同様 増田 OM 考案) この基板にシングルダイオードを使用するとパワーは低いが送受信兼用に使用出来る可能性もあり

34GHz 3 逓倍アンプ基板パターン

基板パターン表 基板パターン裏

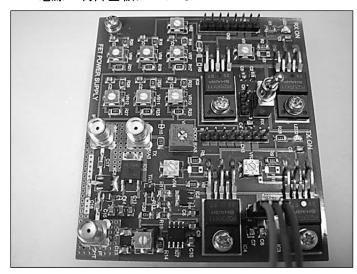


穴位置•部品実装位置参考図



11GHz3 逓倍の初段と 34GHz アンプの 2 個の MMIC チップを搭載する基板です。34GHz 出力部分は 同軸⇒WR28 導波管変換器を設置します。パターン裏の四角切り抜き穴に MMIC 2 個を搭載します。

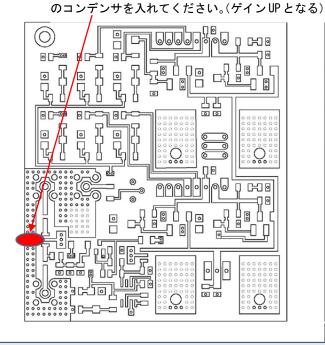
#### 8. 電源・制御基板について

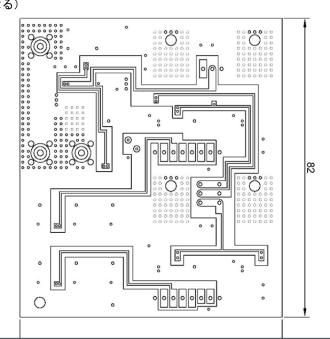


1枚の基板 (82mm×72mm) に以下の機能を搭載

- ◆送信バラクターダイオードバイアス供給
- ◆受信用 1. 28GHz ローノイズアンプ (15dB)
- ◆送信用ユニットへの電源供給
  - ・ドレイン+5V および+3.5V (最大 1A)
  - ゲート用3回路(-0.5V~-1.5V)
- ◆受信ユニットへの電源供給
  - ・上記送信用と同様機能
- ◆送受信切り替え
  - 送信/受信電源をSW1 個で切り替え出来る。

アンプ IC の GND ピンと基板 GND 間に 5P〜8P





#### 【その他の特徴】

- ◆電源入力、各ユニットの電源供給は各々独立したコネクタとした事から配線がシンプルとなる。
- ◆送受信切り替えは付属のトグル SW または外部 SW が使用出来る。(送受信動作確認用 LED 表示有り)
- ◆使用部品の殆どは「秋月電子」で購入出来るものを使用したので基板のみ入手すると簡単に製作可能 (基板上に部品番号のシルク印刷を行ったので部品表と照らし合わせる事で製作が簡単)
- ◆電源用 IC は汎用性のあるものを使用したので+3V~12V 等広い電圧設定も可能です。(最大 1A)

【その他】IF アンプ IC SPF5189Z の GND 中心ピンのアースが高周波的に不完全なのかゲインが 10dB 程度しか出なかったが、中心ピン先端と基板 GND 間に 6P 前後のチップコンを入れるとゲイン 17dB となった。(各自使用周波数で容量を調整) ※実測 NF2.0dB (1.28GHz)

#### 9. 34/135GHz 基板への部品実装について

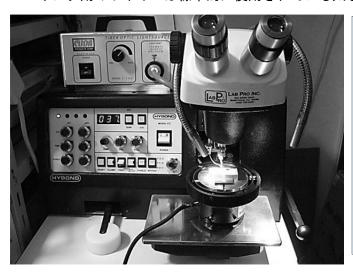
#### (1)34GHz 逓倍・アンプ基板への部品実装

11GHz 帯+14dBm を 3 逓倍し約+10dBm を得る事の出来るチップ MMIC AMMC5040 を初段に使用しています。このディバイスは 20-45GHz で+20dBm 程度のアンプ IC ですが  $2\sim4$  逓倍器としても利用出来ます。47GHz でも使用可能ですので近々トライする予定です。しかしディバイスの大きさが 1.7mm×0.76mm と比較的小さいので果して上手く出来るか心配です。

次段の 34GHz 増幅に 17-32GHz で+27dBm の得られる AMMC5033 を使用しますが 34GHz においては +25dBm 程度のパワーが期待出来ます。このチップの大きさは  $2.7\text{mm} \times 1.3\text{mm}$  ですがドレインが +5V/+3.5V で合わせて 800mA 程度流れますのでチップの取り付けに注意が必要です。

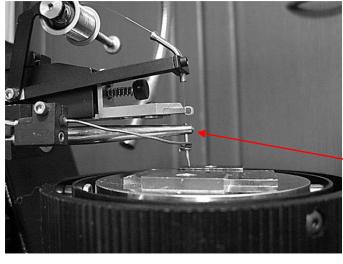
初段および次段のチップディバイスは真空ピンセット等で実装し、※導電性接着剤で固定後ワイヤーボンダによる結線が必須です。(※エポテック社 型番 H20E)

ボンダ用のワイヤーは標準的に使用されている太さ25μmの金線を使用しました。



#### 【HYBOND 社 572 ワイヤーボンダを使用】

- ・左の白色レバーは目的場所にツール先端を 移動させる役目、右の黒レバーはボンデング 操作開始用
- ・各種のパラメーターを設定するつまみが 見えるが接続する相手材料やボンデング ワイヤー種類によって最良設定が異なる 事から私みたいな初心者は大変!
- ・ボンデング実施時は常に顕微鏡で位置を確認しながら作業する。



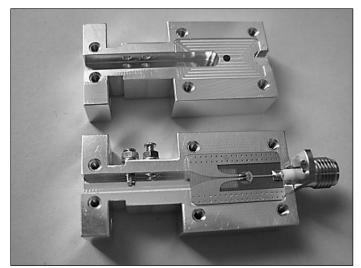
#### 【ボンデングツール先端の様子】

- ・下の丸い台 (ワークホルダ) にボンデング 対象物を載せ 150℃程度まで加熱する。
- ・上から供給されてきた金線ワイヤーはボン デング用の針の中心を貫通し目的場所に 針先から供給される。
- ・テーパ状のアーム(写真中央)より超音波が送出されツール針先を振動させる。 さらに「熱」「圧力」を加え、ワイヤーと目 的

#### (2) 135GHz 逓倍器基板への部品実装

本基板へ実装する部品はバラクターダイオード2本のみなので、リフロー方式、もしくは何とかピンセットと手ハンダで実装する事が出来ます。ケースに基板を載せた後SMAコネクタピンにハンダ付けしますが、基板位置によりパワー最良点があるようですので調整が必要です。

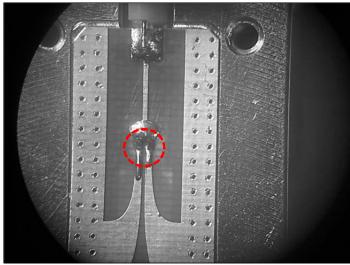
#### (3) 部品実装後の基板の様子



#### 【135GHz 逓倍器】

写真上は逓倍器ケース(基板側)、写真 下は基板とスタブを実装したものです。 基板は導電性接着剤等を使わずに上下の ケースで挟むだけですので SMA コネクタ の片側のみネジ止めし基板を中心ピンに ハンダ付けし固定します。

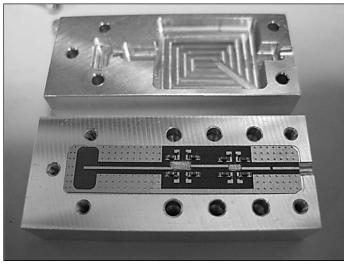
基板位置でパワーが結構変化するので 最適位置を見つけるのに苦労します。



#### 【135GHz 逓倍器実装拡大写真】

中央の2個の黒い部品がダイオードです。 ダイオードを取り付ける場所に練りハン ダを付けダイオードをピンセットで載せ 下から60W程度のハンダコテを使用して 加熱した。

私の製作では左写真のようにダイオード の上端が丁度出力導波管穴の円周上 (赤丸参照)に来る位置が最もパワーが 出ていました。



#### 【34GHz 逓倍器】

基板は導電性接着剤を使用しケースに接着、MMIC チップは基板を四角に切り抜いた箇所に導電性接着剤で接着した。 MMIC チップ外側にはバイパス用のコンデンサ100P(1mm×0.5mmサイズ)を基板上に8個ハンダ付け実装した。

※ミリ波機器では通常四角の板状コンデンサーをケース上に実装するが34GHzと 周波数が低い事から今回は基板上に実装

#### 【基板への部品実装のコツ】

小さな基板をハンダリフローする際は、「自在アーム」と呼ばれる自由に先端を移動出来るツールの 先端クリップに基板を挟み、固定した万力に 60W のハンダコテ (平たいコテ先使用) を取り付けこれ で基板下から加熱すると動かないので上手く出来ます。(参考資料参照)

#### 10. 送信各ユニットの測定結果

(1)34GHz 逓倍・アンプの測定結果

SMA 入力端子に 17GHz 帯+10dBm を入力し 34GHz のパワーおよびスプリアスを測定しました。

◆各 MMIC チップに供給したドレインおよびゲート電圧/電流は以下のとおり

ディバイス名称	供給場所	電圧(V)	電流(mA)	記事
AMMC5040 2 逓倍器	ドレイン 1	+3.5	50	最初はドレイン電圧を低めに設
	ドレイン 2	+3.5	230	定し、ゆっくり上げ、発振等が無
	ゲート 1	-0.45	_	いか確認しながら行う。電源は
	ゲート 2	-0.45	_	
AMMC5033 アンプ	ドレイン 1	+3.5	280	最初電流リミットを使用する。
	ドレイン 2	+5.0	500	(ドレイン電流が急に変わる場合
	ゲート 1	-0.6	2.5	は発振の疑いあり)

#### ◆34GHz パワーおよびスプリアス測定結果

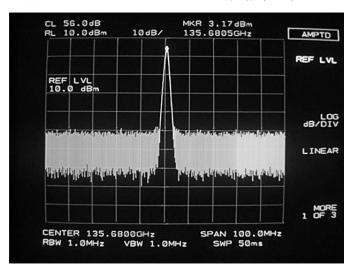
当初 11GHz の 3 逓倍で進めたのですが MMIC チップ PAD へのボンデングの失敗が多発した事から最終的 に少しボンデング負担が軽くなる 17GHz の 2 逓倍としました。17GHz+10dBm 入力で 34GHz 出力+23dBm が得られ一安心です。基本波 17GHz のスプリアスは WR28 導波管のカットオフ周波数により出力されて おりません。製作の苦労点ですが、当初より小さな MMIC PAD (75  $\mu$ m 角) へのボンデングは不安でしたが思ったとおり何度も失敗し、遂に MMIC を 20 個くらい捨てる事になり、6 個製作しやっと 1 個出来 る有様です。さらにドレイン電流が急に増える等、発振の兆候がありフェライトゴムで対策しました。 ミリ波のアンプは本当に簡単には製作出来ない事を思い知らされた 1 ヶ月の戦い期間でした。

#### 【34GHz 逓倍アンプ製作の今後の方向】

MMIC PAD へのボンデングはメーカーでは 18μmの金線使用を推奨しており、私が使っている 25μmは 太いため潰れたワイヤーが PAD からはみ出し隣のパターンとショートしたのが今回の失敗要因と分析、 早速ワイヤーとボンデング用の針(ウエッジツール)を手配し後日再トライする事としました。

(入手は2ヶ月先ですので結果についての原稿修正が間に合わないです)

#### (2) 135GHz パワー・スプリアス測定結果(最大パワー+3.5dBm 達成!!)



#### 【135GHz 出力波形とパワー】

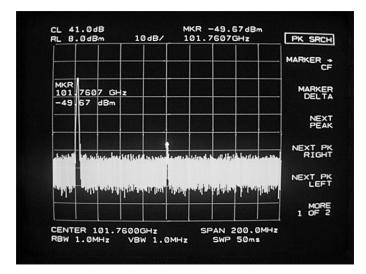
- ・アジレント 11970W スペアナミキサーを使用
- し 135GHz 送信出力波形を観測した。

(ミキサー損失はパワー計で校正)

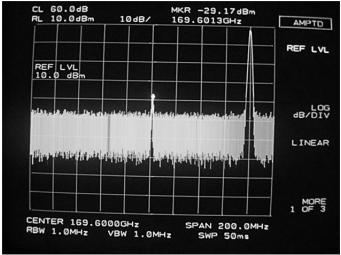
・135GHz のパワーはアジレント W8486A パワーセンサーで測定した。

各々の逓倍器のパワー測定結果(5 台分) +2dBm、+2.5dBm、+3dBm、+3.5dBm ※W8486A パワーセンサーを使用した 135GHz

パワー測定の信頼性については次頁に記載



【101GHz スプリアス波形】3/4 倍 34GHz の 3/4 倍 (101GHz) のスプリアスは -50dBm 程度で 135GHz 逓倍器の 1.6 φ 穴が とても上手く機能しています。 波形左側に見える高い信号は「虚像」で スペアナの「SIG ID」を操作すると消えて 無くなりました。



【169GHz スプリアス波形】5/4 倍 34GHz の 5/4 倍(169GHz)のスプリアスは -29dBm 程度出ています。

右に見える信号は上記同様「虚像」です。

このスプリアス対策方法は今の所、良く解ませんが 135GHz 基本波比-30dB 程度あるので一応 OK とします。

#### 【135GHz パワー調整について】

WR28 入力導波管スタブ、バックショートネジ、ダイオードバイアスを順に調整を繰り返しました。 相互関係があるようですので繰り返し調整が必要でした。(ビス類は非常にクリチカルです!!)

- ① M1.7スタブビスは3本が良く効いた。(ダイオード位置等により良く効くスタブが変わる)
- ② バックショートは M2.6 首下 12mm ナベビスのケース面~首下距離 4.5mm 前後の位置が良かった。
- ③ ダイオードバイアス VR 位置は製作した固体や入力電力で大きく変わり  $1K\Omega \sim 50K\Omega$ 間で良い場所が 2 箇所あった。( $1K\Omega$  固定抵抗含む)※良好な抵抗値は  $2K\Omega$  や  $50K\Omega$  等さまざまでした。
  - $%1K\Omega$  固定抵抗はダイオードの破壊電流制限用( $100K\Omega VR$  と必ず組み合わせて使用する)

#### 【110GHz パワーセンサーを利用した 135GHz パワー測定について】

135GHz ともなると周波数校正されたパワーセンサーの入手は不可能ですので今回はアジレント社 W8486A (75-110GHz) を使用しました。周波数 110GHz のメーカー校正値は 74.4%ですが 135GHz では当然これより感度が悪くなりますので手持ちの OML 社 90-140GHz ミキサーや 11970W ミキサーの感度曲線の傾向等を見ながら校正値 65%を使用しました。110GHz の校正値 74.4%における 135GHz パワー表示が 0dBm の時、校正値 65%を入れると+0.6dBm 表示になります。仮に 60%を入れると+0.9dBm です。正解は不明ですがいずれにせよ誤差は±0.6dB の範囲内と考えています。

#### 11. 135GHz 受信コンバーターの測定結果

パワー測定した TX と RX ユニットを円形導波管で直接接続し、受信ミキサー損失を測定した結果は 27dB(HP スペアナミキサーは 56dB)でした。シングルダイオードで 77GHz ミキサーを製作した時 (Lo38GHz × 2 倍のハーモニックタイプ) 変換損失は約 20dB でしたので、周波数を考慮すると納得出来る値だと考えます。L0 の 34GHz レベルは送信用と異なり約+17dBm で変換損失が最良となりました。従って受信用 34GHz L0 は+24dBm を出す構成も必要無い事からもっと楽に製作出来る構成の検討が必要です。(当面は TX 用と同じ構成)

【ダイオード位置、スタブとバックショート】

受信はアンチパラレルダイオード1本のみですがダイオードは導波管丸穴の中央位置が良好でした。L0 は大きな電力は必要無いので M1.7 スタブは大まかな調整で OK でした。M2.6 バックショートはミキサー損失を最小に調整しましたが受信時の雑音を最小になるよう調整した方が良いかも知れません。(M2.6 バックショートネジはケース面とネジ首下距離 3.5mm 前後が良好でした)

#### 12. 製作結果のまとめ・今後の取り組み

#### (1) 135GHz 送信用 4 逓倍器

当初目標の 0dBm を充分クリアする事が出来ました。振動を与えても大きなパワー変動も無く何とか安定に動作しています。また今回 5台製作しましたが大きなバラつきも無くスタブ等も同じ傾向で調整出来ています。今の所 34GHz 入力パワーは+23dBm ですが、これ以上印加するとさらにパワーが増加するのか、ダイオードが壊れるのか等も今後の関心事です。

#### (2)34GHz 2 逓倍増幅器

当初の3 逓倍がワイヤーボンドの難しさで2 逓倍となりましたが、今後細いワイヤーを使用し再び3 逓倍が出来ないか、3 逓倍にした場合、2 倍のスプリアスがどうなるか興味がありますので挑戦したいと考えています。しかし今回何と言っても一番の難題は安定して製作が出来ない事ですので細いワイヤーが入手出来次第、再挑戦したいと考えています。

#### (3) 135GHz 受信コンバーター

変換損失がどの程度であれば良いのか基準が不明、雑音の程度も良く解りませんので今回は作りっぱなしで 1.2GHzLNA 含めて深追い出来ませんでした。後日フィールドテストを行いながら 1.2GHz のLNA を含めて評価したいと思います。

#### (4)送受信ユニットの組み合わせ(送受信切り替え)

実際運用する際は TX/RX ユニットの導波管を切り替える必要がありますが、今回はそこまでたどり着く事は出来ませんでしたので今後、OM 諸氏が製作されている「導波管を横または縦方向に動かして切り替える方式」を参考に検討したいと思います。当面は 2 個のパラボラを使用し、まずはフィ

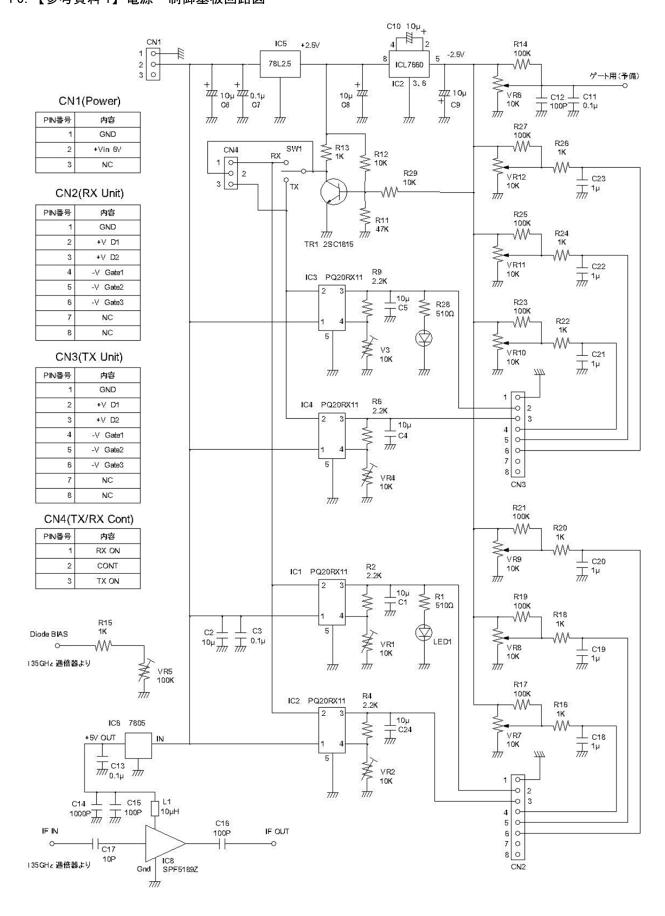
ルドテストを行いたいと考えています。

#### (5)最後に

今回 135GHz の製作もワイヤーボンダも初めての挑戦でしたが、何とか全部のユニットを目標どおり 完成する事が出来ました。(ケース、基板類は実費でお分けする事も可能です)

今回の製作にあたり数々の助言を頂きました JA3CVF 森本 OM、JA8CMY 増田 OM 初め沢山の方々の御

助言・御協力に感謝申し上げます。ありがとうございました。(<u>jr3jzm@proof.ocn.ne.jp</u>) 13.【参考資料 1】電源・制御基板回路図



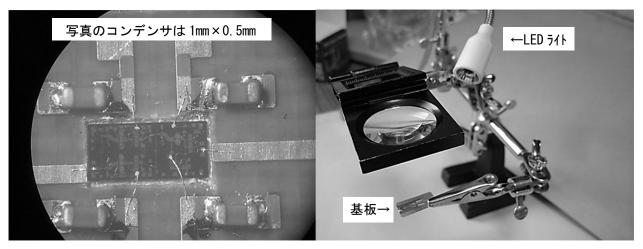
## 14. 【参考資料 2】電源・制御基板の部品表

部品番号	部品名称・型番	入手方法	記事
LED1~2	チップ LED (青色) L-C170GCT	秋月電子	青色表示側を GND
R1, R28	510Ω 1/4W チップ抵抗 3216	マルツオンライン	7700777
R2, R9	2、2KΩ 1/4Wチップ抵抗	マルツオンライン	
R3, R10	未使用	_	
R4, R6	2、2KΩ 1/4Wチップ抵抗	マルツオンライン	
R5, R7	未使用	_	
R8	0Ω 1/4W チップ抵抗	秋月電子	
R11	47~56KΩ 1/4Wチップ抵抗	マルツオンライン	
R12	10KΩ 1/4W チップ抵抗	マルツオンライン	
R13	1KΩ 1/4W チップ抵抗	マルツオンライン	
R14	100kΩ 1/4W チップ抵抗	マルツオンライン	
R15	1kΩ 1/4W チップ抵抗	マルツオンライン	
R16, 18, 20	1kΩ 1/4W チップ抵抗	マルツオンライン	
R17, 19, 21	100kΩ 1/4W チップ抵抗	マルツオンライン	
R22, 24, 26	1kΩ 1/4W チップ抵抗	マルツオンライン	
R23, 25, 27	100kΩ 1/4W チップ抵抗	マルツオンライン	
R29	10KΩ 1/4W チップ抵抗	マルツオンライン	
C1, C5	10 µ 16V セラミック チップ コンテ゛ンサ	秋月電子	
C2, C4, C6	10 µ 16V セラミック チップ コンテ゛ンサ	秋月電子	
C3, C7, C11	0, 1 μ 16V セラミック チップ コンテ ンサ	秋月電子	
C8, C9, C10	10 µ 16V セラミック チップ コンテ゛ンサ	秋月電子	
C12	100P16V セラミック チップ コンテ゛ンサ	秋月電子	
C13、C24	10 µ 16V セラミック チップ コンテ゛ンサ	秋月電子	
C14	1000P16V セラミック チップ コンテ゛ンサ	秋月電子	
C15, C16	100P16V セラミック チップ コンテンサ	秋月電子	
C17	10P16V セラミック チップ コンテ゛ンサ	秋月電子	
C18~C23	1 μ 16V セラミック チップ コンテ・ンサ	秋月電子	
VR1∼VR4	10KΩ表面実装半固定抵抗	秋月電子	
VR5	100ΚΩ半固定抵抗	秋月電子	
VR6~12	10KΩ表面実装半固定抵抗	秋月電子	
IC1~4	SHARP PQ20RX11 レギュレータ IC	秋月電子	上島手持ち有り
CN1, CN4	3P 2.54mm ピッチ端子	秋月電子	ピンヘッダを切って使用
CN2、CN3	8P 2.54mm ピッチ端子	秋月電子	ピンヘッダを切って使用
SW1	3P ON-OFF-ON トグルスイッチ	秋月電子	2MS3-T1-B4-M2-Q
IC6	5VO. 5A レキ゛ュレータ IC TA48MO5F	秋月電子	NJM2845DL1-05 ₺ OK
IC5	UT7500G 2.5V0.1A レキ゛ュレータ IC	秋月電子	
IC7	ICL7660 負電源 IC		上島手持ち有り
108	SPF5189Z Low Noise アンプ IC		上島手持ち有り
TR1	2SC1815 相当チップトランジスタ	秋月電子	小電流用で可
TX BIAS	基板用 SMA コネクタ	秋月電子	
IF IN	基板用 SMA コネクタ	秋月電子	
IF OUT	基板用 SMA コネクタ	秋月電子	
L1	10μH チップコイル	秋月電子	
基板	基板		上島手持ち有り

#### 15. 【参考資料 3】その他の参考写真

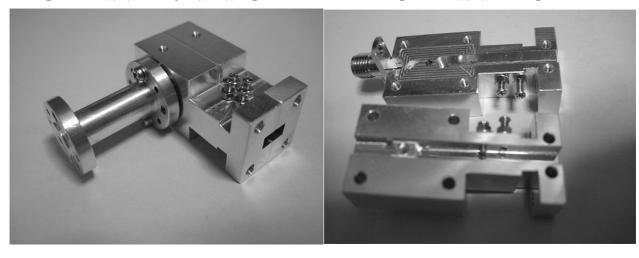
【ワイヤボンディングの終了した MMIC】

【自在アームの一例】1,200円



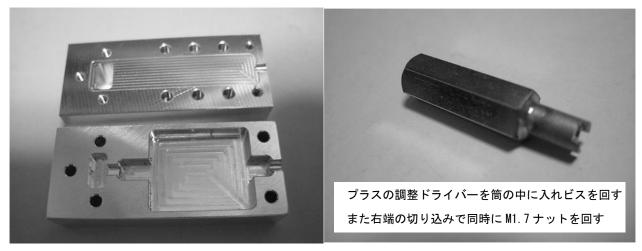
【135GHz 逓倍器入力導波管の様子】

【135GHz 逓倍器ケース】



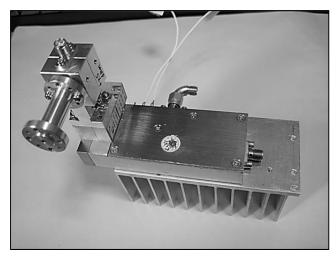
【34GHz 逓倍増幅器ケース】

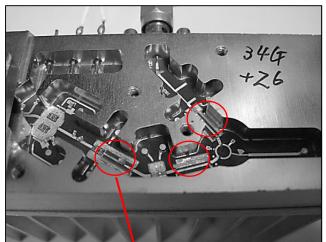
【自作したスタブ調整工具】

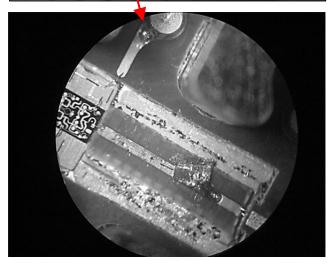


#### 16. 【参考資料 4】その後の挑戦について

本誌の原稿締め切りが近づいた頃「どうしても限界パワーに挑戦したい」との気持ちを抑える事が出来ず34GHz のパワーアップのために38GHz 用 TX ユニットに目を付けました。このユニットは38-41GHzで+27dBm も出す事が出来、森本 0M が249GHz 逓倍器ドライブに使用されていますが34GHzでは全く機能しないので改造を行った結果、+26dBmのパワーが得られました。都合の良い事に17GHzの2 逓倍回路も入っています。135GHz4 逓倍器に接続した所、135.68GHzで+4.5dBmのパワーが得られました。私が設計した34GHz 逓倍アンプが現時点では不安定でまた沢山製作出来ないので代用になりました。







#### 【38GHzTX ユニットの概要】写真上

- ・中央奥の SMA コネクタより 17GHz+15dBm 入力
- ・左端の WR28 導波管より 34GHz を出力135GHz4 逓倍器にアイソレータを介して直接接続出来る。(アイソレータ挿入推奨)
- +8V 1.2Aの電流が流れるので放熱板が必要(ドレイン電源ディレー回路およびゲート用として-5V 18mA 程度が必要)
- ・ユニットの大きさ 90×35×15mm(e-bay オークションで購入)※パワーモニタ DET 回路もあり

## 【改造の様子】写真中央

- ・3 個の BPF (写真赤丸部分) を取り外し 50 Ω ラインを導電性接着剤で固定
- ・両端と MMIC をワイヤーボンドする。
- ・各 50Ω ライン上に銅箔でトリミングする。 (右側にミキサーが見えるが今回はスルー)

#### 【ワイヤーボンドの様子】写真下

- ・50 Ω ラインは逓倍器同様 0.127mm 基板を使用 (トリミングした銅片が見える)
- ・左側は MMIC に、右側はオリジナル基板に接続

#### 【135GHz のパワー増加と飽和状況】

- 34GHz +23dBm⇒135GHz +3dBm
- 34GHz +25dBm⇒135GHz +4.5dBm
- 34GHz +26dBm⇒135GHz +4.6dBm
- ※+25dBm 以上入れてもパワー上昇しない+26dBm 印加時もダイオードは現時点では破壊せず(電圧+7V 程度で+25dBm 推奨)

# MIX方式135Gトランスバーター逓倍式に変更

**JA3CVF** 

以前作って居たトランスバーターの I FアンプのNFが悪く最近のMM I Cのアンプに交換する為に分解しました。

所が I F アンプの交換に半分以上分解が必要に成ったので、この際逓倍式に変更を思い立ちました。

局発は原発50M、マキ電気ユニットで11.2Gを作り、三逓倍して33.6Gとして4逓倍MIXの構成でした。

局発の変更まで元気が無かったのでそのまま使うことにしました。

従ってIF MIX後12逓倍の構成です。

丁度249Gの逓倍式SSB実験で直接6分周出来て、24分周のユニットが 余ったのでそのまま使って2逓倍で12分周を実現しました。

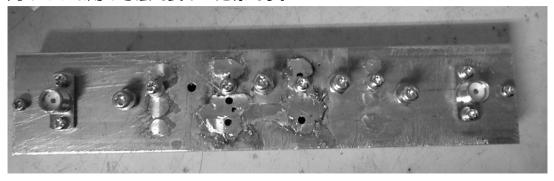
尚、33G帯アンプの入手が難しかったが、ミリコムの上島さんが作ってくれ そうですので期待しましょう。

## 11.3G带BPF

11G帯のBPFは47Gでも使っていますが、今回106.7Mが切れるか 試しました。

47G用11.77Gの図面よりO.5mm各寸法を広くして作った所、周波数が下がり過ぎギリギリの調整でした。

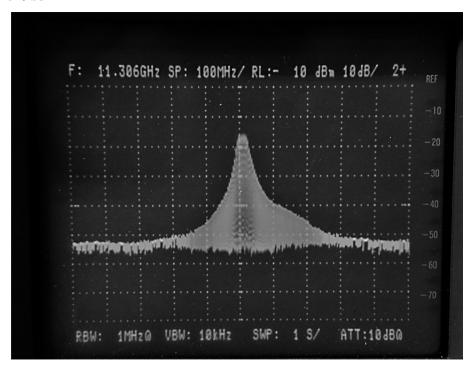
元の47G用の寸法で良かった様です。



この辺の周波数のネットアナが無く調整に時間が掛かって居ましたが、今回、 一寸良い方法を見つけました。

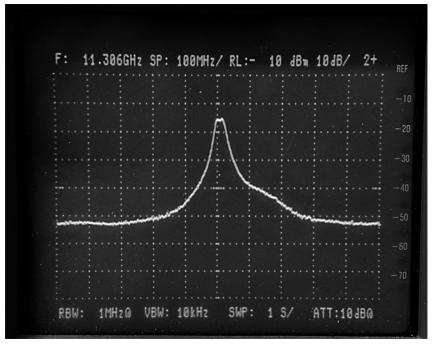
スイーパーとスペアナの組み合わせですが、スイーパーの掃引スピードを最高にして、スペアナの掃引を遅くすると全体の特性が見える事に気付きました。 常識だったりして・・・

# 見える波形



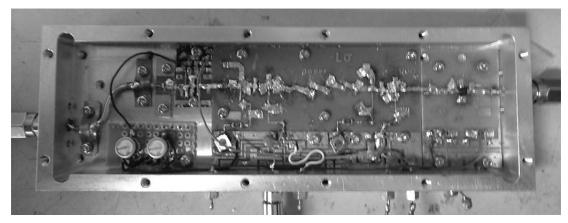
反応に少し時間が掛かりますが、手動可変+ピークホールドより調整がし易く 成りました。

この後ピークホールドで見るとこの様に成ります。



100M下で-30dbc程度で余り良く有りませんがこれで使う事にしました。

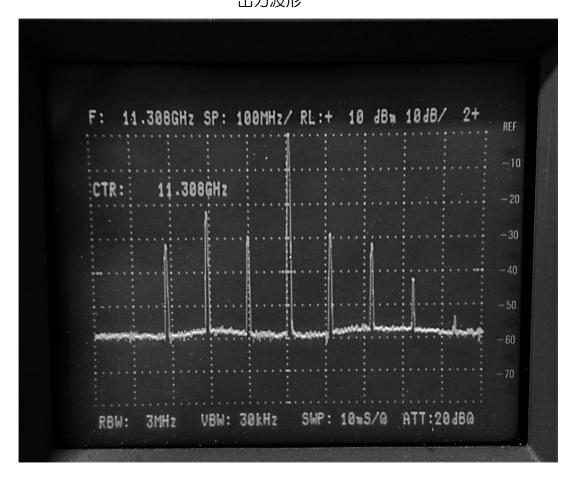
# 11. 2Gと106. 7M(IF/12)のMIX



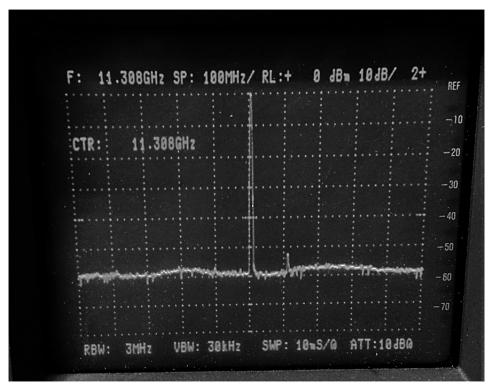
実験、使い古しの基板のツギハギです。

途中のBPFは気休め程度で殆ど役に立っていませんが、何時ものゲートに LO、ドレインにIF信号を加えて、送信時は電圧OV、受信時電圧を掛ける 方法です。

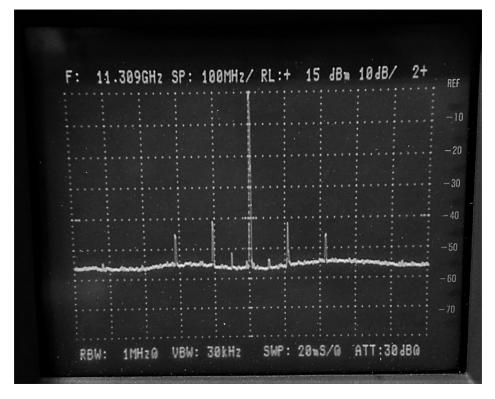
バイアスを調整すると、LOが少し抑圧されます。 出力波形



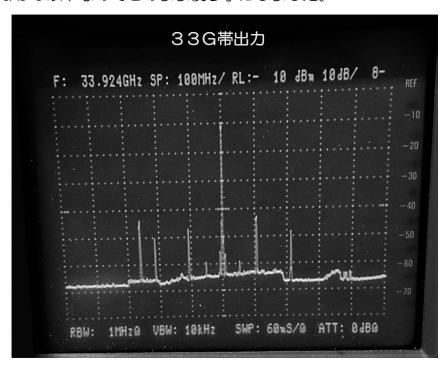
# 11.3G BPFの後の波形



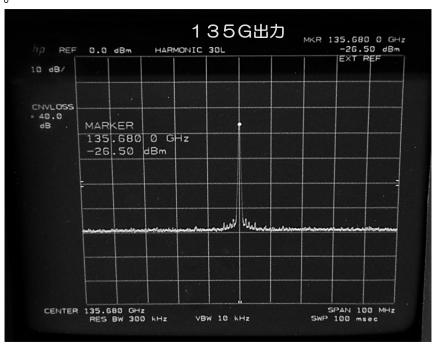
BPFを通すとOdbm程度でダイオード3逓倍にはレベル不足です。 2段アンプで15dbm程度までアンプしています。

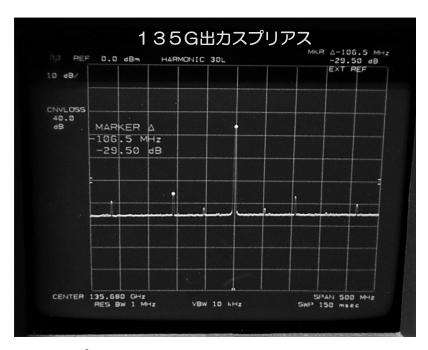


アンプを通すと頭が抑えられるのかスプリアスが出て来ました。 -40dbc以下なのでこのまま使う事にしました。



3逓倍後33G帯アンプを通して約100mWの時の波形は更に悪化 -32dbc程度です。左端の信号はイメージ信号です。 アンチパラレルにバイアスを掛けて4逓倍した波形 思ったより多く出ている感じですが、外部MIXの性能が良く成った事も考えられます。





135G帯のスプリアスは少し悪化して-29.5dbc程度です。

11. 3G帯の3逓倍の所を2逓倍にして、22. 6Gの6逓倍でも使え そうですが、実験していません。

昨年逸見さんが良い特性の22. 6G帯BPFを発表しています。

今回の11G帯BPF特性はイマイチですが、11G帯でも何とか成りそうです。

寸法を調整して作り直せばもう少し良く成るかも知れません。

135G帯でのスプリアスは-29dbc程度なので、出力多めに見積もってもスプリアスは-13dbm以下には成って居ると思います。

24分周ユニットは249 G逓倍式セットのミーティング資料を参照。

小さくて作りにくいがHMC394LP4ETRでは直接12分周が可能です。

設定により2~32分周が可能で、周波数は100M~2.2Gなので1.2Gに使え便利です。

4mm角24ピン、フリップチップタイプは年寄りには難敵です。

特に自作エッチィング基板では難航します。

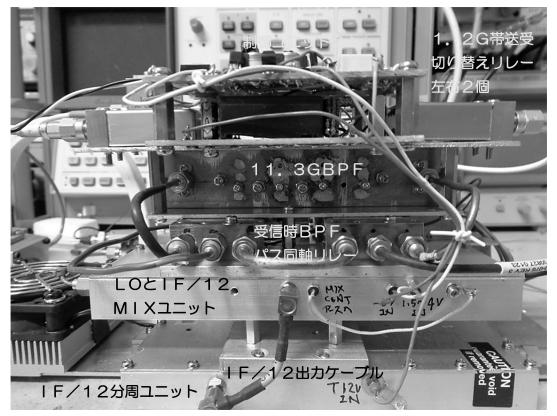
半田付け後、各ピンとアース間の抵抗で付き具合、ブリッジが確認出来ました。値は気にしなくても良く、O、或る抵抗値、∞で判断。

アース端子以外で0、∞は駄目。5回付け直しても壊れなかったが・・・

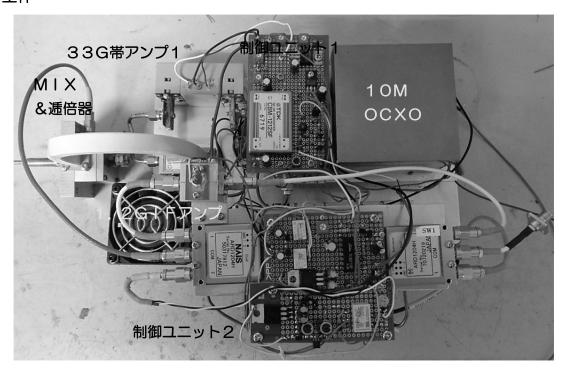
最近のPLL局発ユニットには直接FM変調が掛けられ、周波数の変更も 簡単なので、分周、MIX、逓倍でなく逓倍するだけでFM専用のTRV が出来、分周ユニットやBPFがないので簡単です。

# その他参考写真

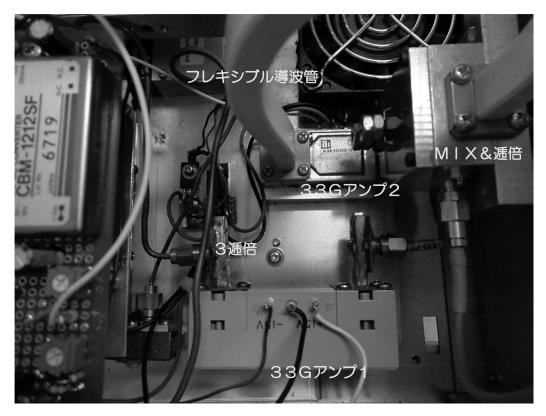
# 11. 3G BPF及び送受切り替え同軸リレー周辺



# 全体



# 33G帯アンプ周辺



3逓倍は導波管内ダイオードで行い、アンプ1でレベル調整後アンプ2で 100mWにしています。

アンプ出力はフレキシブル導波管でMIXに繋いでいます。 アンプ1は受信用らしくゲインが有ってもパワーが出なかった。





以上

# 分周逓倍方式におけるSSB信号歪の改善と評価

2018.08.20 JA8CMY 増田幸雄

昨年紹介したミリ波帯での音声通信を目指した分周逓倍方式では、復調時の音声歪が大きく、了解度がかなり悪い問題がありました。 分周逓倍方式はMIXを使わないので、ミリ波の電力損失が無いというメリットがあり、実用レベルとすべく改善を進めました。 分周逓倍方式は、送信信号を増幅することが困難なミリ波からサブミリ波帯において通信距離を伸ばす有望な方法です。 歪を低減し音声了解度を向上させる改良を進め、実用に近づけることができましたので紹介します。 分周逓倍方式では変調波を分周した時点で変調波の振幅成分が失われて歪が発生するのは避けられませんが、ある程度の歪を許容しながら音声の了解度を上げるための対策と、評価を行いました。

#### 1. 改修した内容

#### (1) 音声の頭部分がカットされる問題への対策

音声の頭部分がカットされてしまう問題がありました、これは音声のレベルがある程度以上大きくないと分周器が正常に分周動作を行わないことから発生します。AGCアンプは $42.5\,d$  Bと十分なダイナミックレンジがありますが、実際には $25\,d$  B程度と少ない値でした。AGCアンプに使用したAD8367の入出力インピーダンスが $200\Omega$ と高く、出力側に接続する負荷( $\Omega$ )と一が  $\Omega$  がなが低い場合には、内部の $\Omega$  Cの用検波回路が正常に動作しない事から、検波電圧幅が制限されて $\Omega$  Cのダイナミックレンジに影響を及ぼしていました。 この関連で大きな入力があった場合、 $\Omega$  Cの出力に $\Omega$  200 $\Omega$  一方の  $\Omega$  変換回路を挿入して、次段の分周器と整合を取り改善を図りました。 第1図が改修後の $\Omega$  C 増幅の回路図です。

42548O **V** GND GND GND IC1 AD836 21 20 19 ICOM COM GND GND 438. 3MHz J ENBL HPFL. INPT VPSI MODE VPSO GAIN VOLT DETO DECL 2SC3356 28A 1162A GND (-1.6dBm) (-15~-5dBm) 200Ω ⇒50Ω変換回路

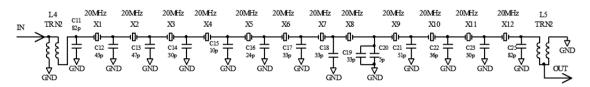
第1図 改修したAGC回路図

#### (2) 分周後の帯域制限の問題

変調波の振幅を制限して分周するとスペクトラムが広域に拡散し、送信電力が分散してしまうことから、分周波後に狭帯域のフイルタにより必要以外の成分を減衰させる必要があり

ます。 当初はSSB変調波を分周した分だけ帯域が狭くなると考えて、極狭い帯域フイルタを使いましたが、これが復調歪の主な原因になっておりました。 実験の結果では分周後の帯域フイルタの通過幅は変調波帯域の2倍以上が必要のようで、広帯域の方が復調歪が少ない結果でした。 FM変調波の使用も考え、手元にあった70MHzの30KHz幅のものに交換しました。 その他にBPFとして水晶振動子を使って数種類実験しましたが、周波数変換にともなうスプリアスの面と、必要な帯域を確保するにはなるべく周波数が高いほうが良く、減衰特性では基本モードの方が良好な特性になりました。 第2図が20MHzの基本モードを、12段で構成した実験回路で、測定した特性が写真1です。

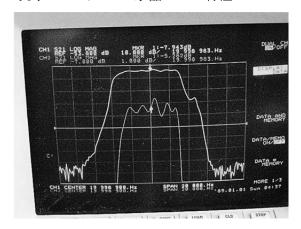
第2図20MHz12段BPF



調整にはトリマコンデンサを使い、特性が得られたのちに近い値の固定コンデンサに交換しました。 水晶振動子を利用して広帯域で特性の良いBPFを製作するのは難しく、12段の多段型にして何とか6KHzの帯域が確保できました。 段数が多いとスペースも大きく取るので、市販品を利用する方がよい様です。

(3) 83GH z の振幅付加回路の除去 歪を低減する目的で設けた、変調波から抽 出した振幅信号使って後段の 83GH z 増 幅器のドレン電圧を変化させて振幅成分を

写真 1 20MHz水晶BPF特性



付加する回路は、付けないほうが歪が小さいことから削除しました

#### 2. 分周逓倍 S S B 信号の評価

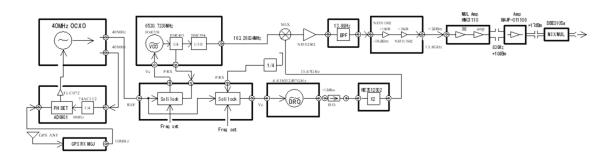
ミリ波帯では逓倍数が大きくキャリアのC/Nの劣化が大きくなりますので、SSB音声信号の復調においては歪の問題と合わせてS/Nの劣化も考慮する必要があります。 実験の結果からは、分周逓倍数が大きくなっても、歪が大きく劣化することは無い様ですが、C/Nの劣化によるS/Nの悪化は音声了解度に大きな影響がありました。 周波数が高くなるほど受信電力も低下するので、S/Nの悪化はより大きくなり復調が困難になります。 室内実験の結果から十分な受信電力が確保できた場合には、1/60分周逓倍となる830GHzでも音声は十分に判別できました。 249GHzでは受信電力が大きくキャリアのC/Nの劣化も少ないので、かなり了解度の良い復調が可能でした。SSB信号が送受信可能なのは現在1台のみで、対向側は受信専用機のため本格的な通信実験は未だですが、屋内での実験状況からは結構良い結果が期待できそうです。

# THz周波数信号の受信実験

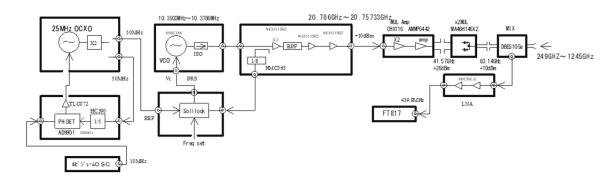
2018.08.20 JA8CMY 増田幸雄

83GHz 帯の増幅器で  $50\sim100$ mWの電力を得られるようになり、この信号を逓倍して、 300GHzを超えるサブミリ波と呼ばれる周波数での送受信実験を進めてきました。 83GHz帯から3逓倍して249GHzを送受信するTRVがベースですが、送受信を行う 逓倍/MIXユニットの高調波を利用することで、さらに高い周波数での送受信も可能にな サブミリ波の確認方法として、325GHzまではスペアナに外部MIXを接続し ります。 て電波を確認できますが、さらに高い周波数は直接測定器による確認は困難です。 確認手法として、MIXで発生するLO信号の高調波を利用し、低いIF周波数に変換して 測定器や受信機で確認する方法があります。 ダイオードによる高調波MIXは次数が大き くなるにつれて変換損失も増大するので、レベルの低い信号は雑音に埋もれて確認が困難に なります。 変換損失を低減するにはLOレベルを上げることと、高調波次数を小さくすれ ば良いのですが、この両者は相反する関係で同時に満足することは困難です。一般的には LOレベルが大きいと、高次数でも変換損失が少なくなるようです。 スペアナの外部 MIXは高調波次数が30倍を超えるところでも測定が可能なのは、LO信号レベルが+15 ~+17dBm と高いことによります。 次数が30倍を超える場合はメーカ製の外部MIXで も変換損失が 70d B程度あり、測定する信号はある程度の強さを必要とします。 使ったMIXで、周波数変換後の信号を受信機等で確認するにはMIXの直後に低雑音の増 幅器を配置して C/N を確保します。 極微小の信号を受信するには雑音レベルを下げて C/Nを確保する必要がありますが、受信帯域を狭くすることで雑音電力を下げることができ ます。ただし、受信帯域を狭くした場合周波数安定度が悪いと継続して受信することが困難 になります。 サブミリ波帯信号では周波数の逓倍数も大きく、基準信号周波数を 10MH z とすると、1THz では 10 の 6 乗倍に達し、G P S や、ルビジュームの 1×10<sup>-10</sup>程度の安定度 でも $\pm 100$ Hzの変動はあります。 一般的なOCXOでは $1 \times 10^{-8}$ 程度ですのでかなり問題 になりそうです。 実験機の基準信号は、送信側がGPSロック、受信側がルビジュームロ ックです。 受信帯域幅は 300H z で、安定するとほとんど問題なく受信できました。 第1図が送信側の構成、第2図が受信側の構成です

第1図 送信側の構成(249GHzTRVの抜粋)



第2図 受信側構成



送信側は249GHzTRVのID送信機能を利用し、83GHzの3倍~15倍波を使います。 受信側は以前製作の249GHzTRVにLO周波数を追加して、249GHzから1245GHz の信号を439.9MHzIFに変換します。 LO周波数の設定にはSolilockを使い 10.38GHz帯のDROを制御しています。 送信試験用に1CHを確保し、残りの15CHを 受信用に設定しました。 受信IF周波数を439.9MHzとしたLO周波数が第1表です。

第1表 受信LO周波数設定 \*切り替えSWが6接点のため、12CH設定としている

	用途	DRO周波数	逓倍数	LO周波数
CHO	*TEST送信用	10.375GHz	24	*249GHz
CH1	249GHz受信用	10.393.32917GHz	24	249. 4399GHz
CH2	332GHz受信用	10.38874688GHz	32	332. 4399GHz
CH3	415GHz受信用	10.3859975GHz	40	415. 4399GHz
CH4	498GHz受信用	10.38416458GHz	48	498. 4399GHz
CH5	581GHz受信用	10.38285536GHz	56	581.4399GHz
CH8	747GHz受信用	10.38110972GHz	72	747. 4399GHz
CH9	830GHz受信用	10.38049875GHz	80	830. 4399GHz
CH 10	913GHz受信用	10.37999886GHz	88	913.4399GHz
CH11	996GHz受信用	10.37958229GHz	96	996. 4399GHz
CH12	1076GHz受信用	10.37922981GHz	104	1079. 4399 GHz
CH13	1162GHz受信用	10.37892768GHz	112	1162.4399GHz
CH14	1245GHz受信用	10.37866583GHz	120	1245. 4399 GHz

受信LO周波数は受信周波数より 439.9MH z だけ高くなるように配置しています。

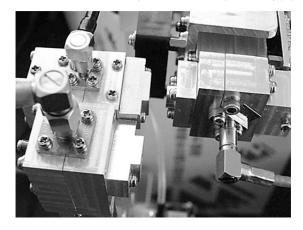
#### 1. フイード対向による受信実験

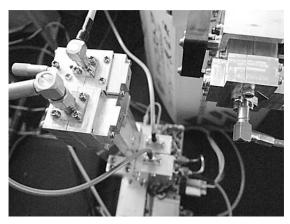
受信可能な周波数がどこまでなのかを確認するため、送信と受信のフイードホンを近接させての実験では、最大の設定周波数  $1245\,\mathrm{G\,H\,z}$  で  $5\,\mathrm{mm}$ の間隔まで受信ができ  $830\,\mathrm{GHz}$  では  $30\,\mathrm{mm}$ まで受信ができました。 この時の実験状況が写真  $1\,\mathrm{e}$  と、写真  $2\,\mathrm{e}$  です。

## 2. 小型電磁ホーンアンテナ装着での受信実験

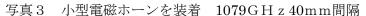
距離を伸ばすために 8mm径の小型の電磁ホーンを製作して送信側と受信側に装着した 実験では、うまく方向が合わせられないのか  $1245\,\mathrm{GHz}$  と、 $1162\,\mathrm{GHz}$  の信号は受信で

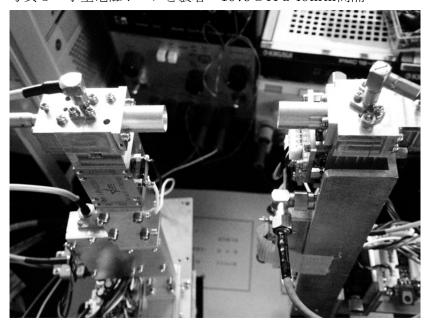
きませんでした。1079GHzは40mmの距離まで受信が出来て、THz台の信号が写真 1 FEED対向1245GHz(5mm間隔) 写真 2 FEED 対向1245GHz(30mm間隔)





少し電波らしく受信できる結果でした。  $830\,\mathrm{G\,H\,z}$  の信号は  $60\,\mathrm{c}$  mまで受信出来て、かな り伸びました。小型電磁ホーン装着の状況が写真 3 です。





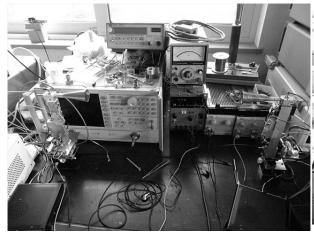
#### 3. 少し大きい電磁ホーン仮付けでの実験

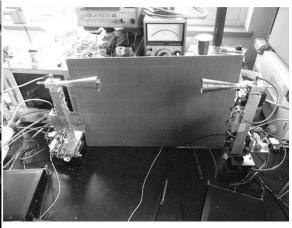
ANTの性能を上げることでさらに距離が伸びそうなので、電磁ホーンの先に少し大きな電磁ホーンを仮付して実験を行いました。 仮付けした電磁ホーンは昔  $75\,\mathrm{GHz}$  の実験に使用したものでフランジ部分をカットしたものを小型電磁ホーンに差し込みテープで固定した、かなりラフなものです。 受信側には実験用に  $0.5\,\mathrm{mm}$  の真鍮板で開口径  $33\,\mathrm{mm}$  の物を製作しました。 電磁ホーンは使用波長により最適な長さと開口径が決まりますが、  $\mathrm{THz}$  帯に合わせると極端に長くなって現実的には製作が不可能ですので、 $75\,\mathrm{GHz}$  用とほぼ同じサイズで作りました。 波長に比較して開き角がかなり大きく、開口面の位置で

は電波の位相が揃わずビームが分散しそうですが、実際の実験では結構鋭い指向性で、サイドローブもメインに対して左右に 1 個ずつと大きくはありませんでした。 この仮アンテナを装着すると 1079 G H z の信号は 40 c mまで受信できるようになり、830 G H z の S S B 信号が 23 c mで受信できるようになりました。実験の状況が写真 4 、5 です

写真 4 1079GHz 受信実験 ANT 間 40cm

写真 5 830GHz SSB 受信 ANT 間 23cm



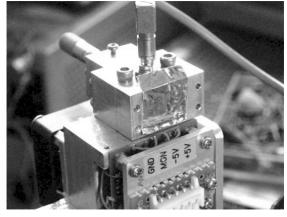


今回の実験結果から、 $1 \, \mathrm{THz}$  を超える周波数でも、アンテナをうまく工夫することで数m以上の送受信は可能になると想定されます。実験で使ったホーンアンテナの開口径は $33 \, \mathrm{mm}$  とかなり小口径ですが、 $1079 \, \mathrm{GHz}$  では指向性が鋭く微妙な調整になりました。パラボラでは  $10 \, \mathrm{cm}$  程度のものでも距離が離れると方向調整はかなり難しくなることが想定されます。 $1079 \, \mathrm{GHz}$  以外に $996 \, \mathrm{GHz}$ 、 $913 \, \mathrm{GHz}$  でも確認しましたが、周波数が低くなるにつれて受信可能な距離が長くなりました。偶数、奇数倍に関係なく逓倍数が大きくなるにつれ受信電力が低下する傾向です。参考に $249 \, \mathrm{GHz}$ の $S \, S \, B$ 信号でも確認しました、信号はかなり強く、送受信ユニットを $70 \, \mathrm{cm}$ 間隔で背中合わせに配置、フイードをはずして、送受信とも放射口をアルミ箔で塞いだ状態でも強い信号で受信が可能でした。

写真 6 249GHz SSB 受信 70cm 背面対向

写真7 放射口をアルミ箔で塞ぐ





終わり

# QPSKによる映像の光伝送実験

JR1AVO 根岸 正文

#### 1. はじめに

2016年の本誌で「ラズパイによる自作 DATV 送信機の実験(途中経過)」、2017年 に「光通信における DDS による FM 変調の実験」と題して報告しました。今年はこれ らを組み合わせ、DDSで4相位相変調(QPSK)を掛けて光(LED)でDATVの映像を 伝送する実験を行いましたので報告致します。

# 2. ラズパイの補足説明

2016年のレポートでは表題に「途中経過」と記している通り、まだまだ不完全な状 態でした。実験ではラズベリー・パイにカメラを接続し、1.2GHz で DATV の画像を送 るという予定でした。しかし、実験ではソフトに同梱されていたデモ映像を送るだけで、 カメラの映像を送ることは出来ませんでした。また、音声も送ることは出来ませんでし

レポート発表後も実験を続け、その原因が解りました。

#### (1) カメラの映像が伝送できない。

実はこれは送信側の問題ではなく、PID(パケット ID)の違いでした。受信に使用 した USB TUNER の PID 初期値は 256 であり、SR-Systems 社の MPEG2 エンコ ーダーや先のデモファイルでの実験ではこのままで受信できていました。

しかし、ラズパイによるカメラの VideoPID は 512 でした。 USB TUNER の Auto PIDをクリックすることにより受信できるようになりました。

## (2) 音声入力

当初は音声入力の方法が全く解らなかったのですが、USB オーディオを使えば入 力出来ることが解りました。

USB オーディオは各社から製品が出ており、性能も価格もピンキリです。今回は アマゾンで350円という格安のものを買いました。

メーカーも不明、仕様も不明ということで 使えるかどうかもわかりませんでした。価格 を考えればだめでも諦めがつくという思いで 購入しました。

パソコンに繋げるとドライバーをインスト ールしなくても自動で認識しました。性能的 には値段相応という感じで、再生音はパソコン 写真 1 USB オーディオ



の方が良いです。今回は音質にはこだわらないということで実験を進めていきます。 (レビューには時々ポツ音が出るとの評価が有りました。実際、レビューの通りで、 ポツ音が出ます。これは仕方ありません。)

## 3. DDS について

DDS は正弦波のデータを書き込んだ ROM(SIN ROM)にアドレス生成カウンターからアドレスを入力し、SIN データを D/A コンバーターでアナログに出力するものです。

アドレスカウンターのビット数(レジスト)で周波数分解能が決まります。また、位相 設定用のレジスタも付いています。

レジスタを駆動するクロック周波数で最大出力周波数が決まります。理論的にはクロックの 1/2 の周波数まで出ますが、実用的には 1/3 程度の周波数までです。

その他、Ch プリセット機能が有ります。これは周波数または位相がプリセットされていれば周波数切替スイッチを変調データで切り替えれば簡単に FSK、位相切替スイッチで PSK の変調が出来ます。

昨年の本誌で使用した DDS と、今回 QPSK の実験に使う AD9830 の比較表を表 1 に示します。

項目	品名	AD9834	AD9851	AD9830
最大クロック周波数	MHz	75	180	50
周波数レジスタ	Bit	28	32	32
位相レジスタ	Bit	12	5	12
プリセット周波数	Ch	2	なし	2
プリセット位相	Ch	2	なし	4
レジスタデータ入力方式		直列	直/並列	並列
電源電圧	V	2.3~5.5	2.7~5.5	4.75~5.25
外形		20Pin TSSOP	28Pin TSSOP	48Pin LQFP

表 1 DDS 比較表

#### \*1 周波数分解能=最大周波数÷周波数レジスタ

AD9830 の場合 50MHz÷2 ^ 32=50,000,000÷4,294,967,296≒0.01164 Hz

\*2 位相分解能=360° ÷位相レジスタ

AD9830 の場合 360° ÷2^12=360÷4,096=0.087890625°

位相変調の場合、変調データ速度が遅ければデータ毎に位相レジスタを変えるという 方法が取れます。しかし、今回は映像を送るので、シンボルレート(SR)は 2000 Kが 必要になります。変調データ毎に位相レジスタを切り替えるのではマイコンの処理が間に合いません。そこで今回はAD9830を使用します。最初に周波数と位相のプリセットデータを書き込んでおけばマイコンはDDSの処理から解放されます。後は変調データでプリセットスイッチを切り替えるだけでQPSK変調が掛かります。なお、この実験は光通信ですので、搬送波,の周波数は12MHzとしています。

# 4. QPSK の信号空間ダイアグラム

AD9830 は 4ch 分の位相プリセットが可能です。 位相切替のスイッチ端子としては PSEL0 と PSEL1 が有ります。これを使って QPSK を構成するわけで すが、実際の QPSK ではグレイコードを用いて隣の シンボルと 1 ビットだけ異なる様に配置します。 (図 1 参照)

PSEL0 を I 軸、PSEL1 を Q 軸に対応させた場合の位相角は表 2 の様になります。

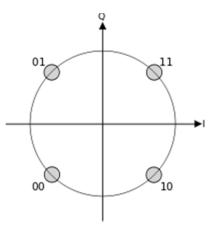


図 1 **QPSK** の信号空間 ダイアグラム

表 2 位相角対応表

PSEL1	PSEL0	Destination Register	Phase(deg)
0	0	PHASE0 REG	225
0	1	PHASE1 REG	135
1	0	PHASE2 REG	315
1	1	PHASE3 REG	45

実際に製作した基板を写真 2,3 に示します。DDS 基板とマイコン基板の 2 段重ねです。

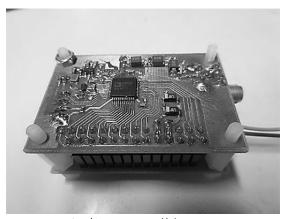


写真 2 DDS 基板

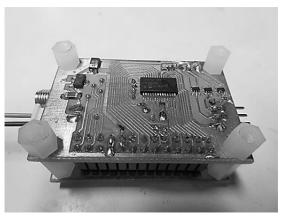


写真 3 CPU 基板

今回のラズベリー・パイを含む QPSK 変調部のブロック図を図 2 に示します。

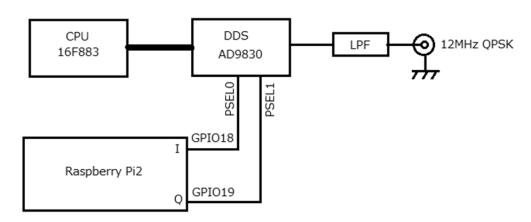


図2 QPSK変調部ブロック図

#### 5. LED ドライバー部

LED は赤色のパワーLED を使用したもので、昨年本誌で発表したものを使いました。 昨年は搬送周波数が 4.5MHz なので変調には問題が無かったのですが、今回 12MHz の 信号を入れると変調が深くならないという問題が出ました。信号最大値の時の LED に 流れる電流は同じですが、最小値の時の電流が十分に小さくなりませんでした。

パワーLED のデータシートを見ても周波数特性などは記載されていません。通信用途の使用は考慮されてないので当然です。

また、ドライブ回路の使用部品の特性や回路そのものの検討が必要になります。これについては LED を含め再検討します。

今回の送信部を写真4に示します。

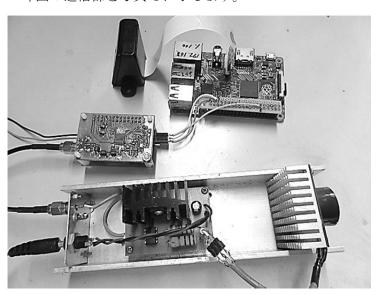


写真 4 QPSK 光送信機

## 6. 受信部

12MHz という低い周波数の QPSK を受信できる装置は中々無いと思います。今回は 12MHz を 1265MHz にアップコンバートして USB TUNER で受信するという方法を 取りました。

簡単な実験のためにアップコンバーターをつくるのも大変なので、今回は別の用途で作ったミキサーに信号発生器の出力をローカルとして入れました。受光部は昨年の実験と同じプリアンプを使用しました。

受信部を写真5に、室内実 験で受信した画像を写真6に 示します。

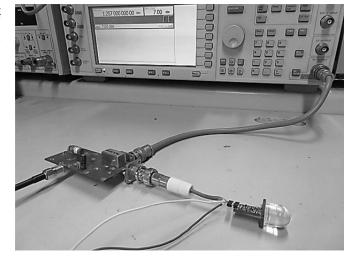


写真 5 受信部(右)

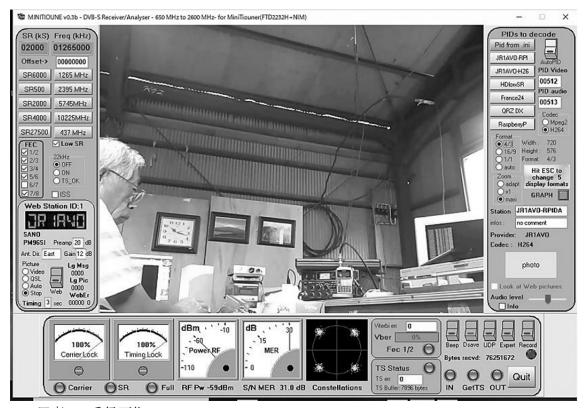


写真 6 受信画像

#### 7. 結果と今後の展望

QPSKで映像の光伝送という初期の目的は達せられました。コンスタレーションも同じラズパイ基板を使った1.2GHzの時と比べてばらつきが小さくなっています。

今回は室内実験のため、機器の制約はあまり受けませんでしたが、実際に屋外で実験をしようとすると多くの問題点がります。1番目にはラズパイの起動です。現在はラズパイにモニターとキーボードを繋いで DATV のソフトを立ち上げています。屋外にこれらの機器を持っていくのは大変です。そこで SSH によるリモート操作でノートパソコンからラズパイを立ち上げ出来ないかと検討しました。

最初は他のソフトの入ったラズパイで検討しました。この時はうまくいきましたが、DATV のソフトではうまくいきませんでした。それは DATV の場合、電源を入れた直後に DATV の設定をする画面が出ます。通常は設定を変更することは有りませんのでESC キーを押します。この設定は3回出るため、3回 ESC キーを押します。そうするとコマンドプロンプトが出ます。この状態になれば SSH でリモート操作出来る様になります。そのため、どうしてもキーボードは必要になります。そこで、キーボードの代わりに信号を出す装置があればキーボード無しで SSH 化できます。

最初は簡単に出来るかと思われたのですが、キーボードのファームウェアーはそう簡単では無く、奥の深さに驚きました。今回は時間切れで何も出来ませんでしたが、今後の検討課題です。

また、受信にも検討の余地があります。今回の様に 12MHz を受信するのに 1.2GHz までアップコンバートするのは無駄だと思います。12MHz であれば最近話題になっている SDR で周波数変換せずに直接受信出来る様になるのではないかと思います。しかしながらソフトの開発は私には出来ません。どなたか開発してくれることを望みます。

#### 参考文献

- 1. AD9834 データシート
- 2. AD9851 データシート
- 3. AD9830 データシート
- 4. マイクロウェーブ プログレスレポート 2016
- 5. マイクロウェーブ プログレスレポート 2017
- 6. すぐ使えるディジタル周波数シンセサイザー基板
- 7. ラズベリー・パイ超入門
- 8. トラジスタ技術

アナログデバイセズ アナログデバイセズ

アナログデバイセズ

P140~P149

P78~P86

登地功/石井聡/山本洋一ほか

著 CQ 出版

福田和弘 ソーテック社

2018 9月号 CQ出版

# マイクロ波過疎地・山梨からの伝搬可能性を探る

JF1TPR 熊野谿 寛

#### 0. 発端

二年前の秋、ふと思い立って「八ヶ岳の山麓に第二の拠点を持ちたい」と探し出した。なにしろ冬は毎週のように八ヶ岳で雪山やアイスクライミング等を楽しんでいるのだから、こちらに拠点があれば良いのだ。ついでに車の免許を取って、東京から列車でアクセスして、現地は車で移動すればアプローチできるし、帰りに渋滞も無いだろう…。こんな妄想から初めは小淵沢周辺を探したが、あまり思ったような安い物件は無く、2017年の2月に小海線に沿線に小さな小屋を手に入れた。

ベランダの正面の森は伐採してあり、わずかに富士山が確認できる。(あと一本を切ってしまえば完全に見える…)冬は、木々の間から甲斐駒も見える。八ヶ岳はもちろん権現岳が目の前だ。うむ、これでノンビリして、ここからマイクロ波もオンエアしてみよう…と考えた。

ところが「そろそろノンビリ」のハズが、その直後にどうした事か労働組合の県連で役員になってしまい、すっかり時間と体力が吸い取られてしまう羽目となった。それでも、楽しい「第二の人生」を夢見て、隙間をついてこの計画を進めようとしてきた。

#### 1. 山梨県はマイクロ波過疎地

首都圏(に入るのか???だが)で、山梨県はマイクロ波のアクティビティがほとんど無い。 (少なくとも私は知らない)長野県にはたくさんの OM 局が運用しているのだが、どうした事か山梨県では皆無の模様だ。

移動運用では、「富士山山頂」(富士吉田市)、「北岳山頂」(南アルプス市)、「八ヶ岳・赤岳山頂、権現岳山頂、編笠山」(北杜市)で運用したことがあるが、県内から呼ばれた事は1200Mhz だけ。5Ghz でオンエアするかと期待した局が秋葉原に引っ越してしまった事もあり、その後はマイクロ波ではサッパリの感じであった。

しかし、富士山も北岳も・甲斐駒も見えているのだから、反射とか、回折でなんとか交信 出来ないだろうか…と考えた。

#### 2. 富士山ビームの可能性

まず考えた事は、目の前に見える富士山だ。これを巨大な反射板と考えれば、交信出来ないハズは無い。

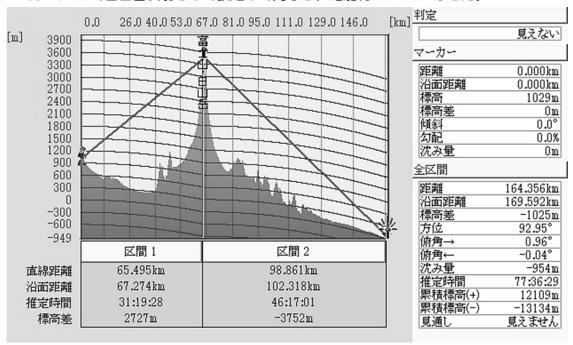
そこで、まずは二階のベランダに 5759Mhz のビーコン送信機(0.5W) と 20dBi の平面 アンテナ、それに 1200M・10EL ビームを富士山方向でくくりつけた。しかし、YAMA-ML で告知したが、5759Mhz のビーコンは誰からも発見されなかった。富士山方向に木の枝 が出ており、葉っぱが茂ると富士山の裾野も見えない。それに出力がこれで足らないのだろう。

次に、10EL のループ八木にハンディ機をつないだ。1200M のロールコールをこれで聞ければ、余裕だろう…と考えたのだ。ところが、さっぱり聞こえない。さらに、RC の時刻である20時は、到着してビールを一杯してウトウト…ふと気がつくと時計の針が飛んでいる魔の時間帯だった。()\_<)

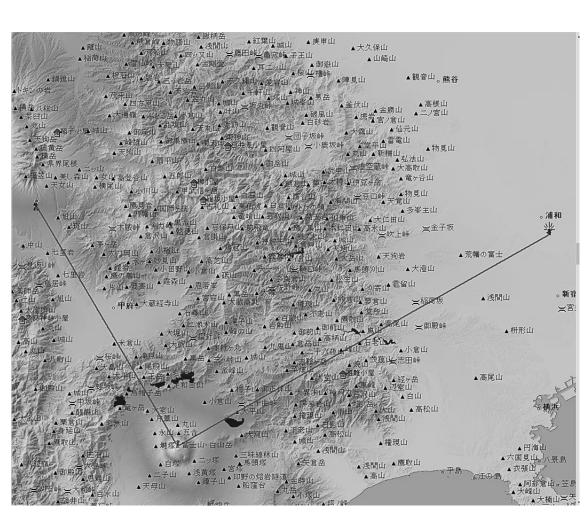
これではイカン!!と、思い立って、自宅を物色した所、FT790 と 1200M-TRV を掘り出した。スペアナで再調整して持っていけば、SSB モードで信号が探せるので、わかるだろう…と考えた。確認したら出力は 0.7W 程度だった。これと 10EL で交信出来たら、他のバンドもかなり可能性は開けるだろう。

9月22日 土曜日 夕方、機材をセットして動作を確認。20時を過ぎてから二階でスタンバイした。SSB モードで信号を探ると 5Khz ほど下でビートが聞こえた。一瞬 S メーターが9近くまで上がり、またスッと弱くなった。そこで信号の切れ目に、FM で JI1CBS を何度かコールした。すると信号を感じたのかコールバックが有り、FM で 58 まで信号が上がって、CBS 局の音声がはっきりと聞こえた。こちらの信号は、なんとか取れるレベルで53をもらった。ビームは富士山のやや北側あたりとの事だった。

カシミールで白山岳反射として設定して見ると、距離約 170Km ほどだ。



また、戸田とのルートを地図上で確認すると、下の図の様に富士山でほぼ90度近くの反射となっている。



ただし、今回の場合はビームが固定だったので、甲斐駒・北岳・鳳凰三山などの南アルプス反射との効率の違いは確認できていない。

また、7M3OER 河本さんから も「高座郡寒川町の田んぼのあぜ 道に移動してましたが、キャリア は感じるものの、残念ながら復調 できずでした。 自家製 30 エレ 八木 2mH - 10D-SFA 1m -TRV1200 でした。」とのレポー トをいただいた。

ここから考えると、同様のビームでアンテナを改善して ERP を 上げれば、十分に 2Way での交信



が可能だと思われる。移動局のままでは 1W 制限となるが、直下にプリアンプを入れ、ビームを多エレメントのスタックとしたら、かなり改善できるだろう。また、固定局をこちらに開設するか常置場所にして 10W 化すると、十分な信号になるのではないか。さらに、

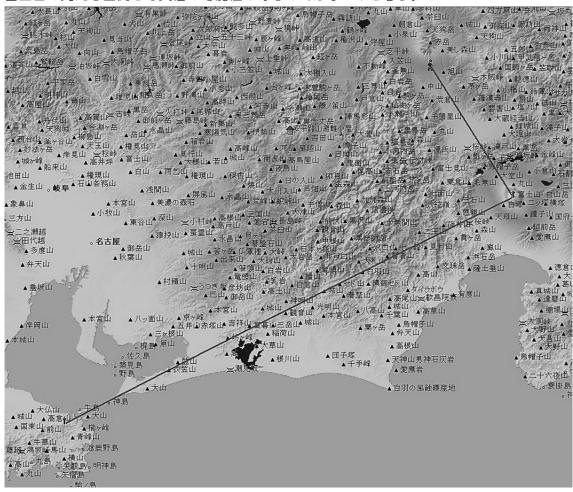
1200M で可能であれば、一段反射での通信なので 5Ghz あたりまでは十分に交信できそうだ。

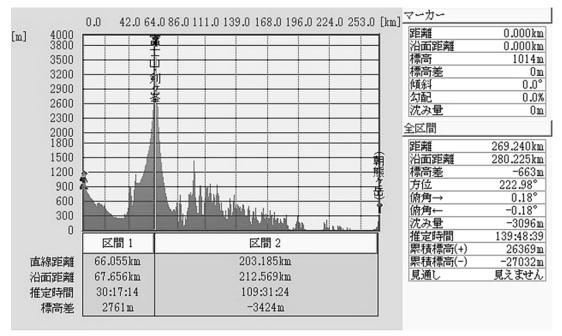
俄然、八ヶ岳山麓のアンテナ整備計画を具体化する意欲がわいてきた。なにせ、今回のアンテナは写真のようなものだったのだから。

#### 3. 富士山ビームで西方面は可能か??

また、富士山でのほぼ直角での反射を使って交信出来たという事は、逆に西側の方向でも、 直角での伝搬が可能ではないかと考えられる。

そこで、カシミールで地図をたどると、なんと下の図の様に三重県・朝熊山がほぼ同じ角度で逆に見えている。これは同様の反射を使っての交信の可能性があるのではないか、と思われる。朝熊山の1294.52Mビーコンは9/24まで停止していた様なので、確認はこれからだが、アンテナの馬力があれば、信号確認の可能性があるのではないか。同様に富士山の見える西側とも交信の可能性があるのではないかと思う。





八ヶ岳山麓から富士山反射での朝熊山

また、こうした事から類推すると松坂と戸田とは富士山の一段回折での交信が可能なのでは無いか(実際には何度も普通に交信されているのを聞いたが、ビームは未確認)とも思われる。

#### 4. これからの実験計画

このような事から、今後の方向として 1200M/5760M を中心にアンテナの整備を進めたいと考えている。また、5760M のビーコンをグレードアップして、こちらも富士山反射等での受信が可能である事を実証したい。出力を 2W 化して、アンテナを 25dBi 程度にした上で樹林から出たルートを確保すれば、信号はずっと改善できるはずだ。

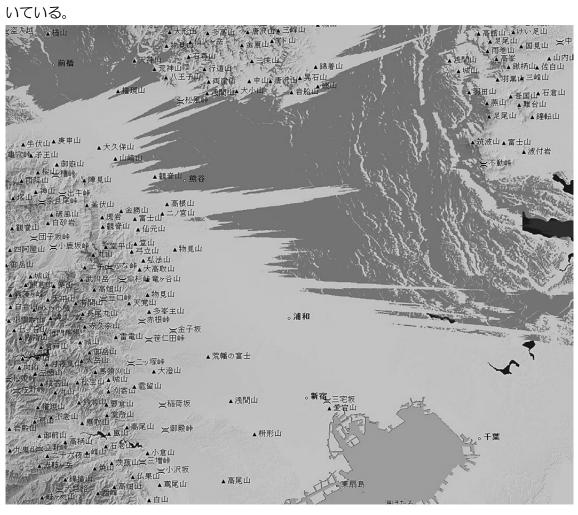
問題は、タワーを移設した場合、何しろカミナリが多い高原だ、という問題だ。高さを控えめにしないと、直撃雷で建物丸ごと無くなってしまう可能性もある。また、一番の問題としては軍資金をどう調達するか…かも知れない。(>\_<)

しかし、マイクロ波の新たな伝搬ルートの実験を今後、進めて行きたいと思う。各局のご 協力を是非ともお願いしたい。

#### **5. おまけ 1 八ヶ岳からの移動運用**

そう言っても、悶々と信号が聞こえないか…と座っているのでは、八ヶ岳ライフの意味が無い。軽い運動(?)として、目の前の八ヶ岳の山頂からの日帰り運用のお散歩も楽しみたい。 山荘からは、権現岳・編笠岳が最も近いが、赤岳山頂も真教寺尾根・県界尾根などで日帰り可能だ。コースタイムだといずれも5~6時間程度だが、元気ならば3~4時間程度で登れる。

赤岳の場合、関東方面では下の地図のように上尾から北東側が見通し地域となるようだ。 奥秩父・秩父の山がふさいでしまい、浦和以南は見通しとはならない。何度かの実験では、 赤城山反射での伝搬の場合、5G までは信号がよく聞こえても、10G は全くダメな事が続いている。



#### 6. おまけ2 回折での伝搬の可能性は??

また、八ヶ岳山麓からの山岳回折にも可能性は無いだろうか。北岳付近を例にとって考えた所、豊橋付近が直線的な回折での伝搬が可能な様に思われる。実際には北岳での反射も考えられるが、どちらがどう可能かは、やってみないと私にはわからない。ちょうど冬になると北岳の山頂直下にある北岳バットレスが白く輝いて見える。あれを見ていると、「冬の山、素敵だから行きたいなぁ」という思いと、「スゲー反射しそうだなぁ」と心が二重に沸いてくるのだが。これから気長に探って行きたいと思う。

# 火山灰散乱通信は可能か?

福島誠治 JH6RTO

#### 1. 序論

鹿児島県には新燃岳 (霧島)、桜島、硫黄島のような活発な火山があります。鹿児島市内にも桜島があり、かなりの頻度で爆発的噴火を繰り返しています。火口付近は数十年に亘って入山禁止となっており、よほどの高齢の人以外は火口を覗き込んだ経験はありません。現在の桜島は図1のように大隅半島(鹿児島県の東側の半島)に接続していますが、かつては本当に島だったそうです。1914年の大噴火により大隅半島につながりました。

#### 2. レーダの仕様と観測例

さて、私は7年半前に鹿児島市に転居しました。 鹿児島市は人口 60 万人の県庁所在地です。南九州 でも世界中を見渡しても稀なことですが、このスケ ールの街がそういう元気な火山の近くにあります。 似た立地としてイタリアのナポリ市と姉妹都市と なっています。なお、鹿児島市や近隣では道路や洗 濯物にも降り積もる火山灰が悩みの種です。

さて、私の勤務先である鹿児島大学ではレーダを 用いたリモート降灰観測の研究を進めています。垂 水 X バンド MP レーダという外部レーダや自らで所 有するレーダを使用しています。写真 1 は垂水レー ダの外観です。仕様は、周波数 9.77 GHz、出力 200 W、

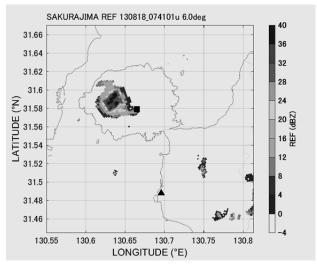


図1 桜島の地図と降灰によるレーダ反射因子の プロット(2013年8月28日、1642 JST)

パルス幅  $1.0\mu s$  (H)または  $32\mu s$  (V)、空中線利得 44.7 dB (H)または 45.1dB (V)、アジマス  $1.7\sim20^{\circ}$ です。 MP (multi-parameter)レーダと呼ばれていて水平偏波と垂直偏波の両方で観測可能です。仕様で H, V と表示した項目はそれぞれ水平、垂直偏波を指します。 国土交通省が運用するレーダで、もともとは降雨の遠隔観測のために設置されたものです。

垂水 X バンド MP レーダのデータから降灰解析した例を図1に示します。これはこの十年で最も高く噴煙が上がったときの例です。2013 年 8 月 18 日の噴火ですが、私自身が火口から 4~5km 離れた対岸を車で移動中に撮影した写真が写真 2 です。撮影地も 10 分くらいで暗くなり、運転にはヘッドライトが必要なくらいの明るさになりました。約 30 分後に帰宅しましたが、車外に出れば一瞬で白シャツが黒シャツに変わる酷い噴火でした。図1の▲がレーダの位置で、■が桜島の噴火口の位置です。

#### 3. 伝播距離の見積り

このレポートでは電界強度の見積りはしませんが、噴煙からの可視範囲を見積りましょう。気象庁は火口から測った噴煙最高高度を発表しますので、実際の噴煙海抜 A=火口標高 A1(約 1000m)+A2噴煙最高高度)で評価します。噴煙最高高度 1000m程度は月に数回、3000m程度は年に数回、5000m以



写真 1 垂水 X バンド MP レーダの外観

上は 10 年に数回です。海抜 0m の可視範囲  $L_{LIGHT}(km)$ はおよそ  $3.9\sqrt{(A1+A2)}$ です。もし等価半径の概念を持ち込めば 4/3 倍にできますので、電波に対する到達距離はおよそ  $5.2\sqrt{(A1+A2)}$ ととなり、これが交信範囲  $L_{RF}$  となりそうです。A1=1000,3000,5000m に対して、 $L_{RF}$  はそれぞれおよそ 230,330,400km となります。桜島から見てエリア越えの 4 エリアや 5 エリアが狙えることになります。5.7,10 GHz 帯としては、ほどほどの DX と言えるでしょう。今後  $20\sim30$  dB 程度のパラボラで交信可能かどうか電界強度も求めてみようと思います。10 GHz における 300 km の自由空間損失は-152 dB です。

鹿児島大学が自前で準備しているレーダは可搬型です。すなわち、桜島、新燃岳、硫黄島の噴火の際に「移動運用」できるレーダです。これは Ku-band high-speed-scan Doppler radar (KuRAD)と名づけられています。KuRAD は降灰観測専用レーダであり、降雨観測におまけではありません。KuRAD の仕様は、周波数 15.75 GHz、出力 10W、変調 FM チャー



写真 2 図1で観測された噴煙の写真 (時刻は 1643 JST)。 桜島の標高 1113m に対して、5 倍程度の高さの噴煙に注目!

プ、空中線 45cm ルネベルグアンテナ、空中線利得 45dB です。KuRAD の運用は始まったばかりで、観 測結果は今後発表されるそうです。

#### 4. 結論

結論として、2種類の SHF レーダで火山の降灰は 10 あるいは 15GHz 帯で可観測であることが分かり ました。出力、空中線利得、回線設計は必要ですが、 降灰がマイクロ波を散乱させることは間違いあり ません。今後そのタイミングを待てば、マイクロ波の交信が可能かもしれません。

#### 謝辞

このレポートをまとめるに当たり、鹿児島大学 地震火山地域防災センター真木雅之教授、同電気電 子工学専攻修了水落裕也氏の協力をいただきまし た。ここに感謝いたします。

#### 参考文献

水落、真木、福島、「降灰観測のための X バンド MP レーダ反射因子の再解析」、日本火山学会講演予稿 集、論文 B3-16、p. 106 (2017 年 9 月 23 日、熊本市)

# 同軸ケーブルをエレメントとした APT 用 QFH アンテナの製作

2018年10月

松岡良樹 (JF1SAG F5MUY)

マイクロウェーブ関連の報告でなくてゴメンナサイ。

QFH アンテナは何度も試作しましたが、やっと満足のいく特性が出ましたので忘備録として製作過程を記録しておきます。

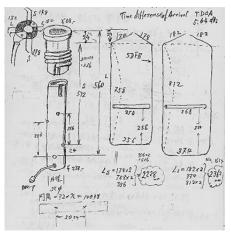


気象衛星からの画像受信は HRPT・APT・LRPT 等いくつかのシステムがありますが、APT (Automatic Picture Transmission) が最も容易で、簡単な受信機でデコードすることが出来るメリットがあります。私は50年も前からいろいろな機器を使って APT を受信し続けておりますが、昨今は1000円前後のSDRドングルとフリーのソフトだけで衛星からの雲写真を見ることが出来るようになりました。

どんな受信システムでも言えることですが、入り口であるアンテナの特性が使用目的にあっていることが重要です。衛星を追尾することが出来るアンテナがベストですが、指向性の無い全方向アンテナで全天空を見上げるのも方法です。それには QFH アンテナ、ターンスタイルアンテナ、V ダイポールアンテナ、ディスコーンアンテナがあげられます。地平線から真上まで周囲 360 度でゲインが分布している特性を使うなら QFH アンテナが一番です。

何度も試作を繰り返しやっと満足したのが今回の QFH アンテナです。

特徴はエレメントを銅パイプの代わりにその辺に転がっている同軸ケーブルの切れ端を使用したことと、中央部の結線には基板を使って長寿命を狙った2点です。寸法は Web で数



多く紹介されていますが、多くの試作の結果掲載図面 のものとしました。

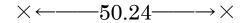
#### {材料}

- 同軸ケーブル2本(2228mm,2362mm)
- ② バルン用同軸ケーブル (3D2v 1m)
- ③  $32\Phi PVC$  パイプ (1m ¥238.-)
- ④ 12ΦPVC パイプ (350mm,368mm)
- ⑤ PVC パイプジョイント(¥68.-)
- ⑥ 基板(円形 40Φ)

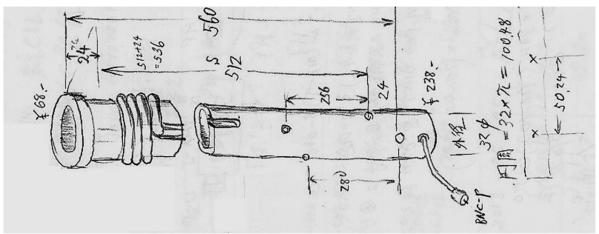
⑦ 若干のプラスチックサッシ まず  $32\Phi$ の PVC パイプにエレメントを通す穴をあけます。 正確に穴をあける為にテープに 50.24mm のマークを入れます。



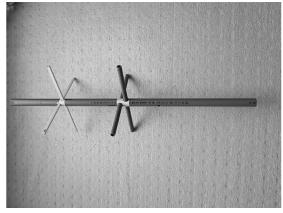
 $32 \Phi x 3.14 x 1/2 = 50.24$ 



このテープを PVC の外周に張り付け 90 度ずらして 4 組の穴をドリルであけます。 更に 3D2V の 4 t 分の距離をあけて取り付け穴をあけます。 パイプの穴あけ加工が終わると 3D2V ケーブルを使ってバルンと引き出線を組みます。







そして90度ずらしてあけた穴にパイプと補強サッシを差し込みます。

いよいよ同軸ケーブルの準備です。

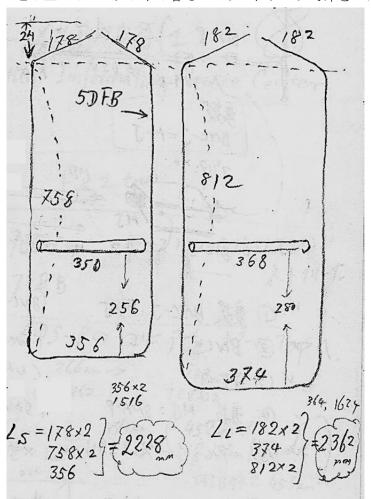
Web には銅パイプを使用した自立型の見事な QFH が紹介されていますが、この銅パイプが曲者で簡単に手に入らない、入っても高価で加工し難く苦労ばかりです。そこで同軸ケーブルを使います。同軸ケーブルのシールド編組線は素晴らしい銅パイプの役割をしてくれます。しかも編組線を取り出さずに心線・誘電体・外皮も合わせてそのままで使います。強度は十分な強さになります。私は余っていた 5DFB を使いましたが、どこにでもある5D2Vで OKです。

QFH アンテナは小ループと大ループの二つのエレメントの組み合わせですので、この 2本のケーブルを準備します。

小ループ(Ll): 2228mm(178+758+356+758+178) 大ループ(Ls): 2362mm(182+812+374+812+182)

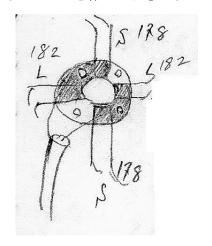


この二つのエレメントの各4コーナーにテープで印をつけておいて、後でここを曲げます。



この 2 本の同軸ケーブルをそれ ぞれ下側のパイプに通します。 小ループが内側、大ループが外側 です。

印のところでケーブルを曲げ、時 計の針の回転方向にねじりなが ら上部にもって行きます。 小ループと大ループの線端を 上部の基板に接続します。 あらかじめ、基板には小ループと 大ループの先端を結線するよう なパターンを作っておきます



結線では同軸の芯線も編組線も一緒に半田付けします。これにより結線部の強度が増し、 風圧や鳥などによる破損が少なくなります。

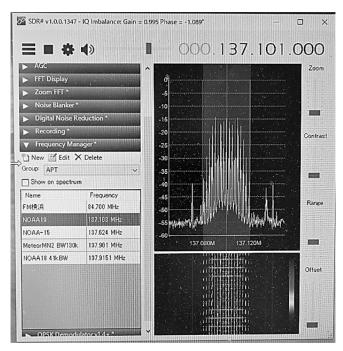
基板自体は4本のビスでPVCジョイントパイプにしっかりと取り付けます。 バルンから伸びている3D2Vケーブルを図面のように極性を確認して接続します。 これで全ての配線は完了です。

雨水の侵入などから耐水性を保つために①結線部をホットメルトで覆い、かつ②全体をペットボトルのような容器でカバーします。最後に必要に応じてプラスチックサッシで補強します。

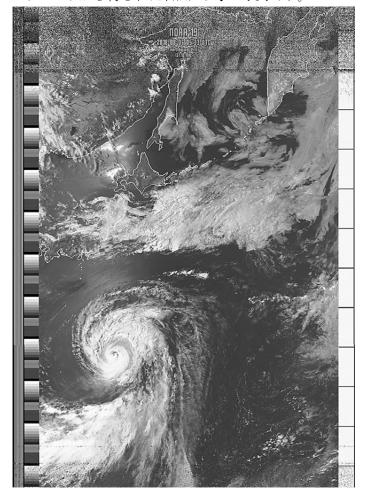








NOAA-19 から得られた台風 13 号の写真です。



この QFH アンテナをベランダに 立ち上げて地上高 6m で受信した ところ、

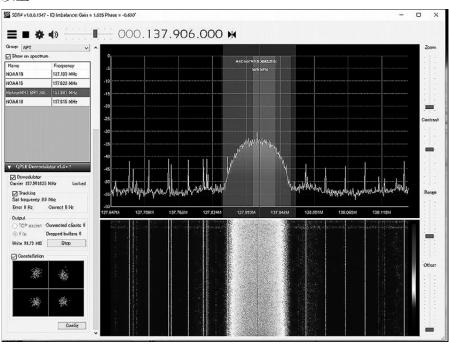
プリアンプ無しで約 40dB の S/N 信号強度を得られました。衛星軌道では地平線から仰角 5 度あたりまで受信できます。受信機は SDR ドングルです。

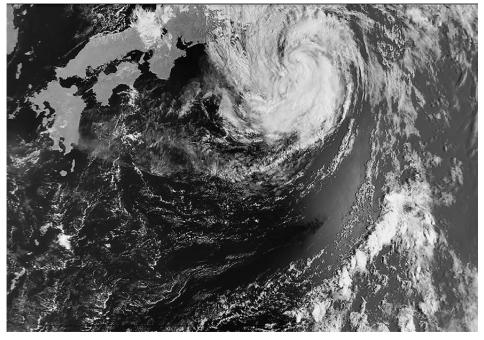
アプリはフリーの SDR#と WXtoimgです。

同じQFHアンテナを使用してロシアの気象衛星 Meteor MN2 も受信することが可能です。 SDR#に QPSK を受信する Plug-in を組み込み M2 LRPT Decoder を走らせると NOAA よりも数倍高い解像度の画像を得ることが出来ます。

使用アプリのインストールに関しては Web 上に多くの紹介がありますので、今回は QFH アンテナの製作とその結果のみ記録しました。

#### 以上



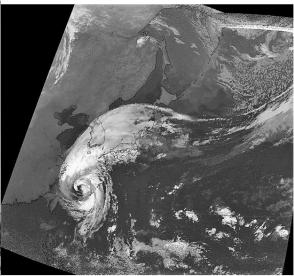


## 追記

ベランダにポールを縛り付けて地上高 7 mで受信すると、頭上軌道で約 7 0 ~ 8 0 MB(MeteorMN2 の場合)のデーターを確保することが出来ました。

「もっと高く!」の欲望のもとに、屋根上のテレビアンテナに更にポールを付け足し地上高 10 mに持ち上げました。この高さで受信すると水平方向の視界が開け、約 100 ~ 10 10 MB ものデーターが確保できました。これは仰角で 1 ~ 2 ° でも画像を得るレベルで、厚木市の自宅からインドネシアのセブ島やグアム島を見ることが出来ます。





## 偏波面可変の電動化

JF3HUC 髙橋祥高

10GHz送受信装置の偏波面を電動で可変する機構を試作しましたので報告します。

マイクロ波EMEにおいて1296MHzから5760MHzまでは世界中の局が円偏波での運用が一般的ですが、現状10GHz以上では事情が違って、直線偏波の利用がポピュラーです。

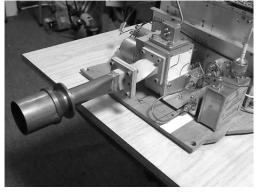
この周波数では電離層通過時の偏波面の回転は問題になりませんので、これまで慣例的に 北米局は水平偏波、欧州局は垂直偏波で運用されています。

よって北米同士、欧州同士、の運用は問題なく、北米と欧州同士の運用も地理条件による 偏波の回転がお互い、ほぼ90°となり問題が生じず、問題はありませんが、JAからは 先程の地理条件による偏波回転の影響で北米には垂直、欧州には水平偏波で対応しなけれ ばいけません。

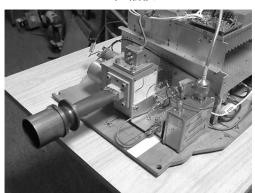
1日のうちに月出の時は垂直で、月没時の欧州とは水平で運用する必要があります。またお 互い偏波面のズレによる損失も無視できません。

私の設備条件では偏波面変更作業にいちいちフィードを降ろす作業が必要になります。 以前にフィードの上げ下げを電動にする件をレポートしましたが、それでも屋根に上がり フィードを下げて、偏波を変えて(ねじり導波管の取り付け)、又上げるのに1時間近くは 掛かります。

ねじり導波管で水平偏波



垂直偏波

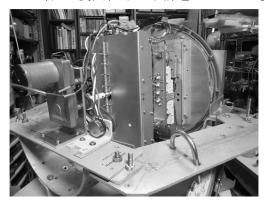


雨天の場合や夜中ではこの作業は困難で急に先方の偏波変更に泣かされることもありました。

そこで水平偏波、垂直偏波の変更をシャックからの操作で変更できないかと思案していま したが、今回の方法で実験してみました。

私の構成はパラボラアンテナの給電部に $10\,GHz$ トランスバーター (IF1280MHz)、LNA。SSPAなどをひとまとめにしたユニットを設置した構造で、このユニット

ごと左右90度回転させる構造にしました。





## 駆動方法

ユニットの前方を手持ちの回転ベアリング (テレビ台の回転用?) を用い、後方をジャンクの12V小型減速モータで支えて回転させる構造にしました。

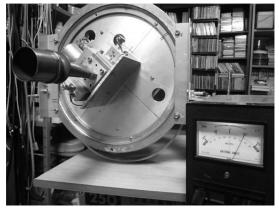
# 角度表示

これも使わなくなった仰角ローテーターのコントローラー部を利用しました。

角度の検出は 1 対 1 のプーリーによるベルト駆動です。約 5 秒で 9 0 °回転でき、任意の角度で停止もできます。今までのことを思うと夢のようです。

垂直偏波 45 度





水平偏波



DISHに装着



# 使用したテレビ台回転用?ベアリング



課題は駆動部分が増えたせいで結構重くなり、DISHの負担になりそうです。 また、今回、付けていませんが、過回転防止のリミット SW はつけておいたほうが良いで しょう。

# あとがき

今年は日本中を大きな台風が襲来し、とりわけ 9 月4日の台風 2 1 号は経験のない強風が吹きました。各地でも大きな被害が出ましたが、京都の多くのアマチュアのアンテナも倒壊などが相次ぎ、私のアンテナもクランクタワーが少し傾き、衛星用のクロス八木アンテナの径 5 0 mmのポールがへの字に曲がりました。幸いメインの 6 mパラボラは著しいダメージこそなかったものの細かい損傷もあり、それらの補修に時間が掛かりました。今回のレポートでも肝心な実際の運用レポートが間に合わず残念でした。今後運用しながらこの機構の効果を確認していきたいと思います。

# 2アクション導波管切替型77GHzトランスバーターの製作

2018年10月 JL1KPS 岩瀬 泰一郎

## 1 始めに

77GHz 用受信「MIX」と送信用「逓倍器」を JA3CVF 森本さんよりお分け 戴き、これを  $38\,\mathrm{GHz}$  逓倍 AMP である TX-3800 で送受共用ドライブとして います。次に私がアンテナの採用方式で悩んでいた時、何のお願いもしていな かったのですが森本さんから届いた物が昔し実験された  $77\,\mathrm{GHz}$  のスリッド 型輻射器でした。これにはビックリ、迷っている事が判っておられたのか御蔭 でセンターフィード型方式で決定し、同時に送信と受信のアンテナの切替えを 導波管切替方式に決まりました。導波管を切り替える際、可動方向が左右と前後の 2 方向に動く 2 アクションで製作したところ、アライメント調整が不要で 良好な動作を得ましたので紹介致します。

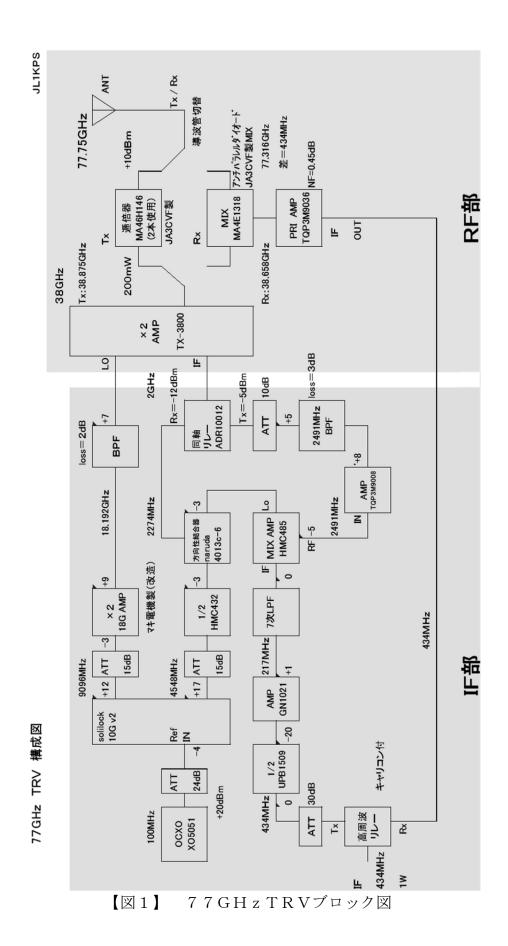


【写真1】77GHzトランスバーター全体

【写真2】RF部

## 2 構成

製作した77GHzトランスバーター全体ブロック図を【図1】に示します。 【写真2】のRF部は導波管切替器が搭載され【図1】のブロック図右側のRF 部に相当し今回主にご紹介します。ブロック図左側のIF部はケースの中に実 装していますが後程8項で簡単に説明します。



## 3 RF部 2アクション導波管切替

## 3-1 送信受信の切替構想

当初導波管を直接アンテナへ輻射するオフセットパラボラに左右サーボの動力を直接繋げて送受切り替える簡単な構造を予定していました。

しかし可動後のアンテナ焦点軸合わせを再現性の有る方法が考案出来なかった。そこで方針を変更して一本の導波管に送受集約するセンターフィード型とすることで送信、受信の軸合わせを不要とした。【写真3】



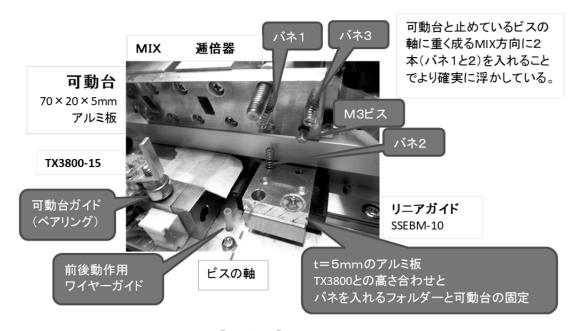
【写真3】センターフィード型パラボラ正面



【写真4】 導波管切替部

## 3-2 送信受信の切替可動1

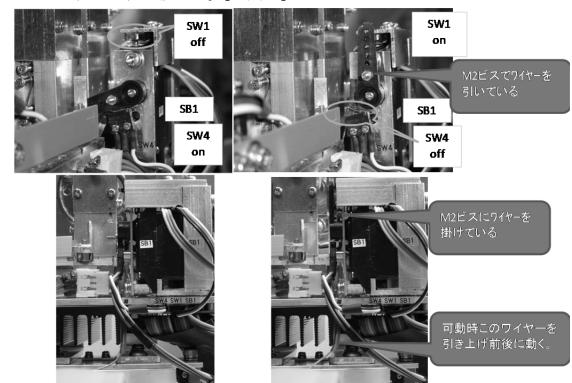
【写真5】の可動台内部をご覧ください。MIXと逓倍器を左右に動かすアルミの可動台が可動途中で引っ掛る問題をリニアガイドに取付る板との間に仕込んだバネ3本で可動中浮かす構造としてスムーズな動きを得た。



【写真5】可動台内部

# 3-3 送信受信の切替可動2

可動台にて可動中はバネで TX-3800 から浮いた状態ではあるが、送信受信時は結合が悪いので、可動台を押さえ込む機能と導波管の切離しの機能を兼用するサーボ (SB1)を設けた。【写真6】



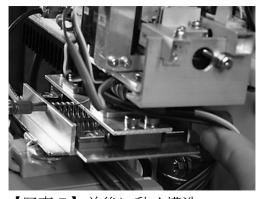
【写真6】SB1の兼用動作

導波管切離しの前後に可動させる構造を リニアガイド2台とバネを使って実現して いる。【写真7、8,9】

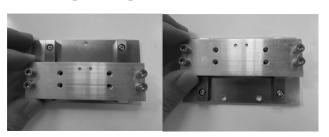
荷重バランスが【写真9】のままでは悪く 動作が不安定だが、上に【写真7】の様に 載せるとスムーズに動く。



【写真8】2台のリニアガイド



【写真7】前後に動く構造



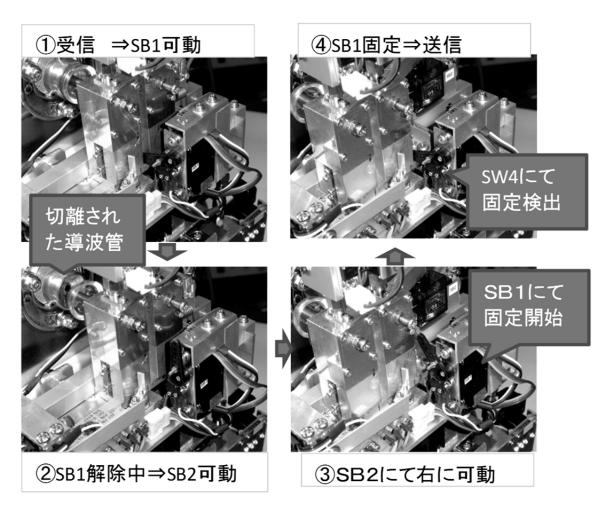
【写真9】連結して前後可動

4

バネの力やワイヤーで引く力を1つのリニアガイドでは、力の掛る方向がいつも偏ると想定した事と、上に載せる物が重い為2台のリニアガイドに分散させた。リニアガイドの構造を見ると非常に小さいボールとガイドで構成され、過剰な荷重やテンションには耐えられる物ではないと判断した。ちなみにこのリニアガイドはオークションでほぼ新品を安価で入手した。

## 3-4 2アクション動作

SB1による前後の動作と左右に移動させるSB2の2つが切替の際に動く 2 T / 2 の動作の流れを【写真8】に示す。



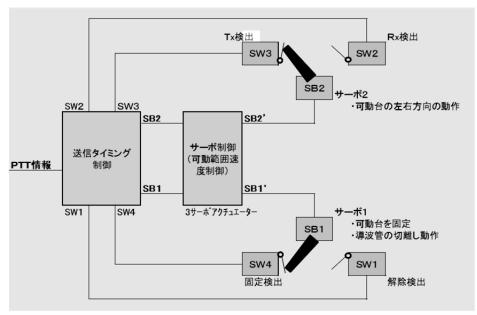
【写真8】受信から送信までの2アクション動作

受信の導波管にアクリルの半円形のガイドと、すり鉢状の受けを作り接続位置の自動補正を付けて見ましたがサーボが正確に動作するのでおまじない程度でした。

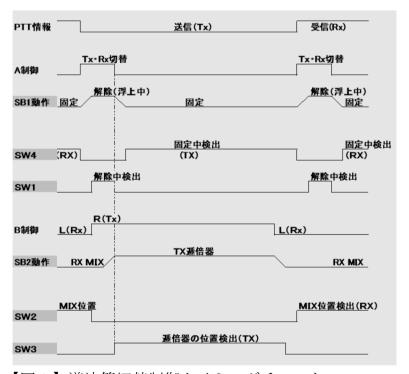
# 4 送受切替サーボ制御と電源

4-1 2アクション導波管切替制御

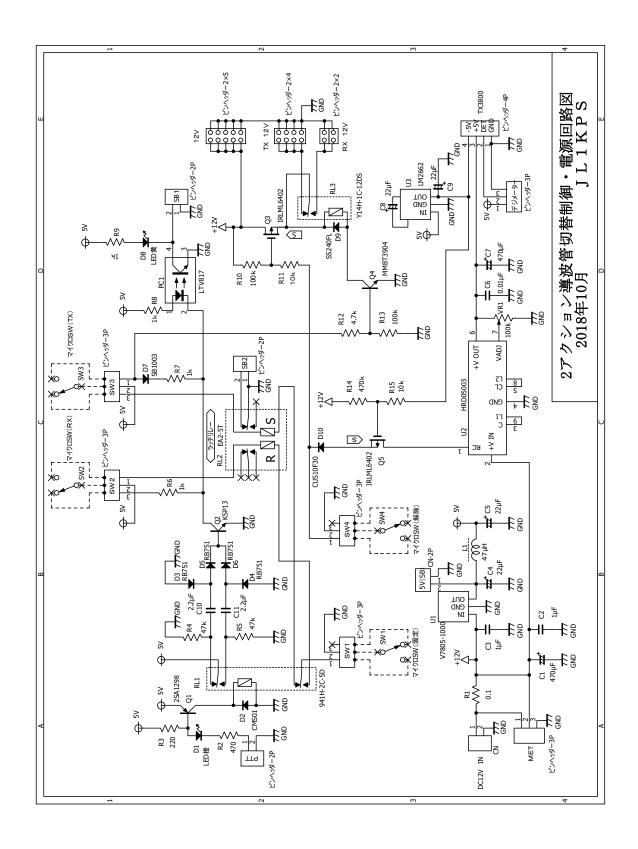
2アクション切替制御のイメージを以下の【図2】簡易ブロック図、【図3】 タイミングチャート、【図4】回路図で示します。



【図2】 導波管切替制御ブロック図



【図3】 導波管切替制御タイミングチャート



【図4】2アクション導波管切替・電源回路図

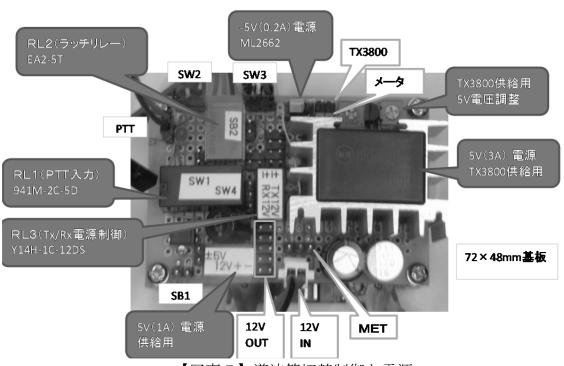
# 4-2 制御回路動作

## (1) PTT情報にて切替制御

【図4】の回路図記号を使って簡単に補足説明すると、受信から送信、送信から受信へ切替開始は、PTTの切り替わり点を生成するRL1にて切替時に発生する立ち上がりをコンデンサC10とC11で微分波形にしてタイマーを構成している。SB1の固定状態から解除状態までの動作の始まりです。

このタイマーはSB2の動作完了までに掛かる時間保持する様、ダーリントンタイプの高 hfe のダーリントントランジスターKSP13 が約10秒 ON を保持する。切替え完了のSW3、及びWS2の情報でこのタイマーはSETされ、SB1が固定状態へ切り替わる。

SW3かSW2のどちらが完了を示す情報かRL2の状態認識ラッチリレー (オレンジ色)にTX/RXのどちらの状態でいるのか保持この情報を元にSB2の動かす方向、供給する電源を切り替える。



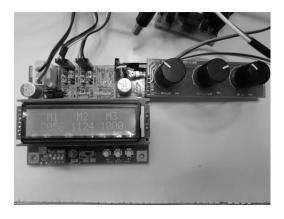
【写真7】 導波管切替制御と電源

切替完了を検出するSW4がONすると送信または受信を開始する電源を(RL3)にて供給先の選択を行っている。

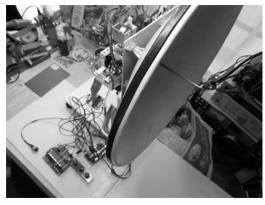
送受切替中は**可動台**が TX-3800 の出力をふさぐので TX-3800 の電源供給を【図4】の Q3 で止めて出力を停止させる。

# (2) サーボ制御

「3サーボアクチュエーター」 2回路使し、サーボの可動位置と速度の制御を行った。



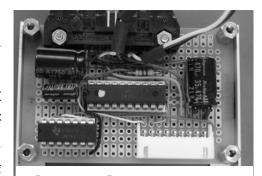
【写真8】3サーボアクチュエーター



【写真9】サーボ動作調整中

# (3) サーボ制御部の小型化

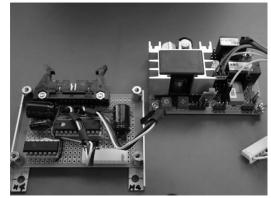
この3サーボアクチュエーターは、一旦セットしてしまうと表示部と調整ボリューム部は取り外して使うスタンドアローン動作が可能です。制御する位置や速度を調整した後のデーターが書き込まれたPICを抜取り、動作に必要な部品だけ搭載した小基板に乗せ換えることが出来る。小型の専用



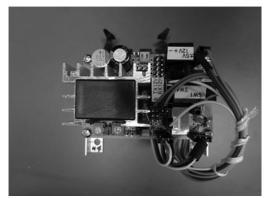
【写真10】サーボアクチュエーター小型

基盤【写真10】を製作したところ同じ動作を得られた。

先程の電源と上下に重ねて大幅なスペースの削減を可能とした。【写真11】、【写真12】



【写真11】制御・電源部と同じ基板



【写真12】重ねて省スペース化

## 4-3前面表示

前面のデジタルメータは TX-3800 から出るDET電圧をモニターしてい る。他にスイッチを切替えると電源電圧、消費電流も併せて確認出来る。





送信時:1.66V 受信時:635mV

消費電流 電源電圧 【写真13】DET電圧表示 【写真14】電源電圧と電流表示

表示部選定には移動運用を考慮して、屋外の直射日光でも表示が確認出 来る、又暗い場所でも表示が見えるバックライト付の液晶デジタルメータを 採用した。 7セグメント LED は通常の明るさなら良いが屋外の直射日光で は表示が見え難い場合がある。

## 5 TX-3800 特性

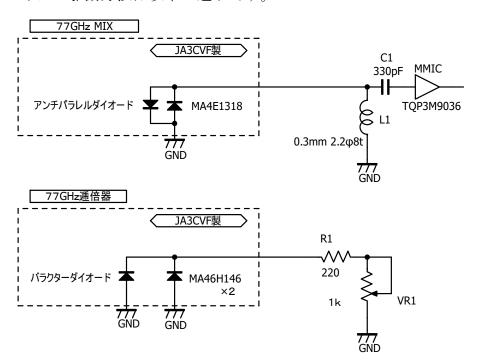
38GHz 用 MIX・逓倍 AMP ユニットは e B a y で購入出来たが、その特性 を記したデーターシート等を見つけることが出来ず森本さん他諸先輩の情報を 頼りに動作を確認して見ました。

特性について事前の情報

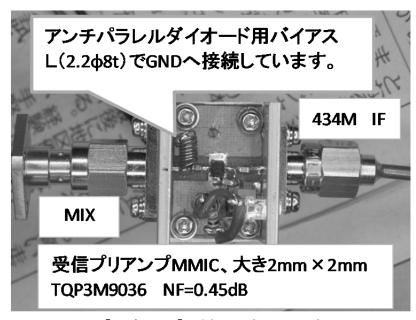
- IF (2.4GHz) = -5dBm, (TX), -12dBm (Rx)
- Lo (18GHz) = +7dBm
- ・出力 DET 電圧 = 1.7V (TX)、0.7V (RX) 2V を越えないこと 測定出来るパワー計が無くDET電圧が頼りですが全くその通りの結果でし た。 TX-3800 の所見としては特に難しい事も無く所定の電圧とレベルを入れ るだけで動いてしまいます。バイアス-5V電源は少々電流が得られる ML2662 (0.2A) を使う必要が有ります。これでも電圧降下が大きく使用す る配線にも気を付ける必要が有る様です。又一5Vを検出後+5Vが出る様 に【図4】の Q5 で制御して TX-3800 を保護しています。心配した発熱もほ のかに暖かい程度で今回使った $100 \times 50 \times 16$ mmフィンで丁度良い感じです。 熱対策に分離した高効率の DC/DC 電源 HRD05003 も特に影響は無くこの組 み合わせで良い様です。

# 6 受信 MIX と送信逓倍器

受信 MIX にはアンチパラレルダイオード MA4E1318、と送信逓倍器はバラクターダイオード MA46H146 2本の構成、いずれも森本さんよりユニットの状態でお分け戴いた。これを TX-3800 で送受共用ドライブをしている。そしてそれぞれバイアス駆動方法は以下の通りです。



【図-5】MIX と逓倍器のバイアス方法



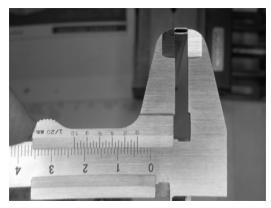
【写真15】受信用プリアンプ

# 7 センターフィード型輻射器試作

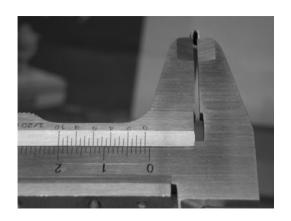
森本さんより送って戴いた77GHz スリッドタイプの輻射器を見本に製作しました。



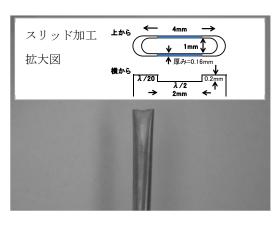
【写真16】真鍮パイプ加工



【写真17】内径寸法確認・横幅 4mm



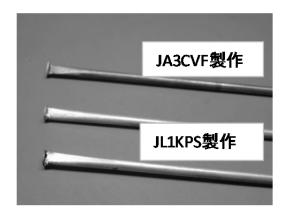
【写真18】内径寸法確認・縦1mm



【写真19】 スリッド加工後

写真上が森本さん、下の2本が私の作製ですが明らかに半田付けが違います。 私のは半田付けがベタベタですが、森本 さんはすっきりと上手に出来ています。

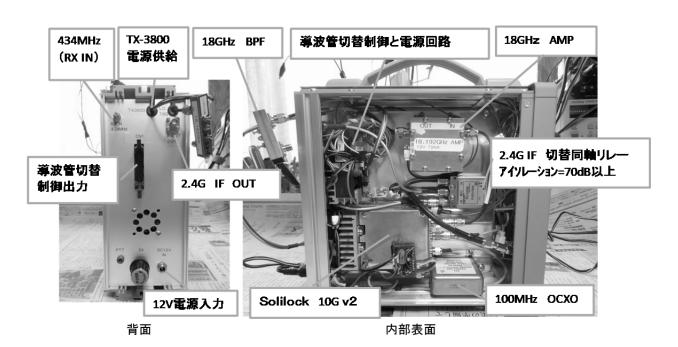
性能に歴然な差が出ると想像していましたが、実際のアンテナに付けて比較して見ると森本さんが仰る通りあまり変わらない特性を得ました。

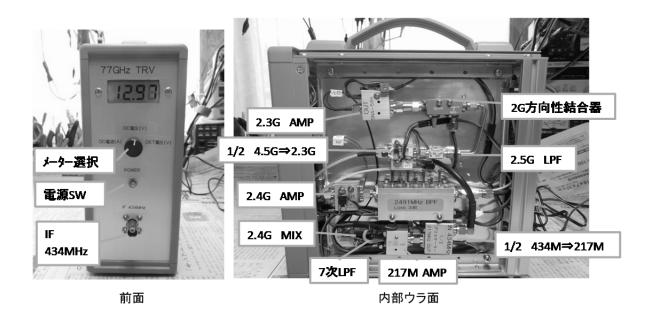


【写真20】 スリッド輻射器

# 8 IF部

IF部の構成を以下の写真にて簡単に紹介します。





【写真21】 I F部の構成説明

## 9 通信実験

JAOIYB 斎藤さん、JH1GYE 新井さんに協力戴、下記通信実験を行った。

# (1) ビーコン受信

牛伏山中腹駐車場にて IYB 局 77.750,08GHz ビーコン距離約10 k m受 信に成功した。



【写真22】3局でビーコン受信 【写真23】ビーコン受信①



この時センターフィードのスリッド焦点距離調整にてピークを得まし た。3局で比較試験を実施ほぼ同様の受信特性を確認した。



【写真24】ビーコン受信②、【写真25】ビーコン受信③、【写真26】ビーコン受信④

# (2) 77GHz初QSO

場所を牛伏山展望台に新井さんと当 局は移動し、斎藤さんは16km離 れた玉村与六分に移動戴きました。 風によるQSBが有る中ピーク59 で77GHz初 QSO に成功した。 (JA0IYB 齋藤さん感謝)



【写真27】牛伏山展望台にて初QSO

## (3) 距離 6 0 km 実験

カスリーン公園に移動の JA1OGZ 金子さん向け、距離 6 0 km に挑戦。 先に 2 4 GH z で 59++で繋いだ 後、 7 7 GH z をチャレンジしたが Q S O成らず。



【写真28】カスリーン公園向き

## (4) 距離 3 6 km 実験

太田市北部運動公園に移動の JAOIYB 齋藤さんと、距離36 Km に最後挑戦しました。おおよその場 所が見えているのですが77 GH z では届かず次回のお楽しみと成 りました。



【写真30】太田市北部運動公園向き

## 10 おわりに

本トランスバーターの開発コンセプトとして、これから77GHzを始められる方への切欠と成る様、MIXや逓倍器は別として出来るだけ特殊な部品は避け、入手しやすい部品で作り易さを目指しました。又動作を確認して見ると思った以上に再現性の有る安定した出来だと思います。今後77GHzのトランスバーターを作る際の参考にしてもらえれば幸いです。

## 11 謝辞

JA3CVF森本さんには $7.7\,GHz$ 用 MIX や逓倍器を提供戴き他、多数の技術的支援を賜りました。深く感謝いたします。JA0IYB斉藤さんには 伝番実験の計画から移動に多数ご試験ご協力を賜りました。JA1OGZ金子さん、JH1GYE新井さん伝播実験にご協力戴ありがとうございました。

## 参考文献

- ・製作記集 JA3CVF 2016年8月
- ・スリッド付導波管輻射器の試作 2002年10月 JA3CVF
- ・77GHz トランスバータ製作 de JA10GZ Oct/16/2016
- ・中華 PLL を使った 77GHz トランスバータ de JH1GYE Sep/09/2017

# ISDB-Tモニターシステムバージョンアップ JA3CVF

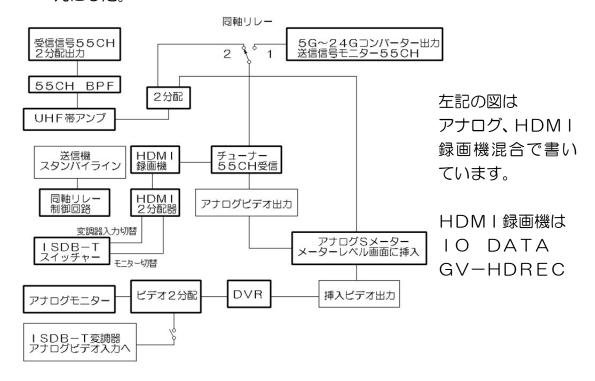
昨年のISDB-T実験レポートに有るモニターシステムを改良しました。 富山に移動して5G ISDB-T交信実験で不便を感じ改善しました。

## 不便と感じた点

- 1 ISDB-TチューナーのINFO機能(受信信号の品質表示)がチューナーで録画出来ない。
  - この為、実験時受信品質画像の送り返しが出来ない。
- 2 送信中の変調器出力のモニターは出来るが、5Gの送信電波のモニターが 簡単に出来ない。

## 改善内容

- 1 ヤフー及び中華チューナーは高画質の録画が出来て便利ですが、録画中は INFOモードに成らず、INFOモード時は録画モードに成らない。 2台チューナーを用意しても録画出来ない。適当な価格のHDMI信号の レコーダーがなくアナログDVRの利用を考えました。
  - その後HDMI録画機が有りこれで録画、再生出力を送り返す様にした。
- 2 5Gの信号は前のシステムでも可能ですが、ケーブルの繋ぎ変えが必要 実用的で無かったので、スタンバイ信号を利用して同軸リレーで自動切換 えにした。



受信コンバーター(1265M-725M変換)出力を2分配しました。 改善前はチューナーのアンテナ出力を使っていましたが、スプリアスが 多く、アナログSメーターの感度低下に成って居ました。

2分配の片方をモニターシステムに繋ぎました。

UHF帯アンプを通した後、2分配して同軸リレー及びアナログSメーターに加えています。

同軸リレーの制御はスタンバイ信号で行い、受信時は受信コンバーターの 信号、送信時はモニターコンバーターの信号をチューナーに送ります。 これにより自動で送受信号のモニターが可能に成ります。

チューナーの映像出力はHDM | 信号とアナログ信号が出ているので、HDM | 信号は2分配してHDM | スイッチャーに加えて、モニター、変調器入力に加えています。

また、アナログ信号はSメーターに加えて居ますが、これをパスして DVRへの接続も可能です。

DVR出力は2分配してアナログモニターとISDB-T変調器に加えています。

変調器入力は信号の有る方に自動的に切り替わる機能が有り、これを利用して、HDMI信号とアナログ信号を選別しています。

これで INFO画面は解像度は落ちますが、アナログ信号の受信品質画面を送り返す事が出来ました。

その後HDMI信号を高画質で録画出来るテレビゲーム用の機器が見つかりHDMI信号の録画、再生画可能となり高画質で受信品質画面を送り返せる様に成りました。

## UHF帯2分配器

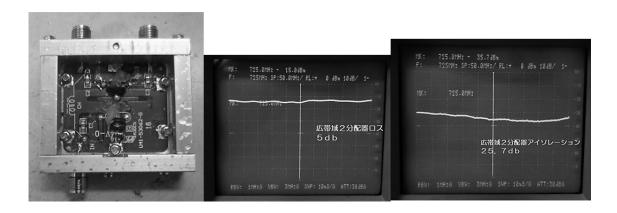
地デジ用の2分配器の利用が簡単ですがFコネクターが嵩張るので2種類 実験しました。

一つは地デジ用の中身の基板を利用する。

もう一つは900M帯分配器のジャンク基板を700M帯に改造する。 両方同じ様に使えましたが、ジャンク基板は狭帯域の特性です。

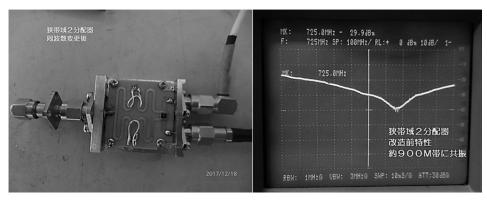
# 地デジ分配器

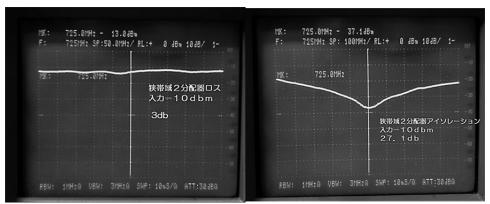
725M 分配ロス5db、アイソレーション25. 7db 広帯域 ロスが多いのは75Ω仕様を50Ω系で測定した為?



# ジャンク基板改造

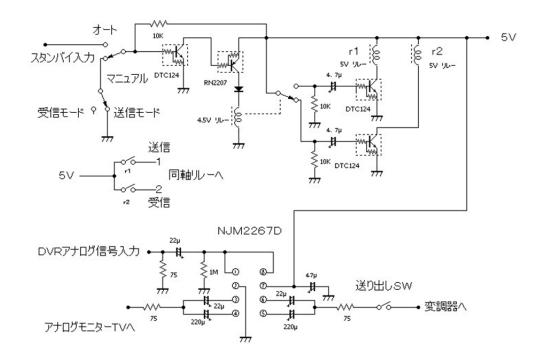
725M 分配ロス3db、アイソレーション27. 1db 狭帯域





基板パターンの一部をカットしてメッキ線を追加、3cmラインを長くし約200M周波数を下げました。

# 同軸リレー制御回路、ビデオ分配回路



# 追加部分



HDM I 録画機は電源5Vで0.9A近く流れ発熱を考えDC-DCで落として居ます。

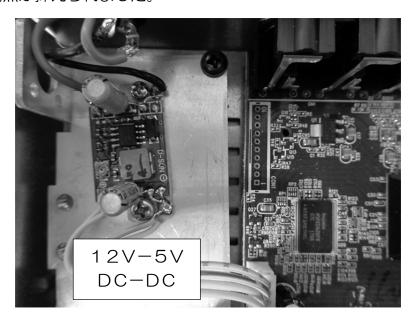
上の写真は実験途中で最終はもっと小型のDC-DCダウンコンバーターを使っています。

# 運用時のイメージ



# 5V DC-DCダウンコンバーター

中華チューナーの電源も小型のDC-DCダウンコンバーターに変えました。 中華製のDC-DCは200円程度の物でも1A以上取れて便利です。 これで発熱が抑えられました。



以上

## ISDB-T方式 フルハイビジョンATV の状況 について

JAORUZ 関崎 文男

## \* ハイビジョンATVへの願望

私は FM-ATV から DVB-S までの ATV をやっては来ましたが、どうもその映像に満足する事ができなく、2015 年春に「ハイビジョンで ATV をやってみたい」と強く思い、2016 年春にはある程度揃えた機器の予備実験等で「ハード的には実用になる」と確信を持ち、2017 年2 月には実験機を製作して、各局に協力頂き免許も取得できた為、バラカゴス D-ATV システムの一局でだけではありましたが、フィールドテストを始めました。

ISDB-T 方式 フルハイビジョン ATV の運用テストを始めてから約 1 年半が経ち、今では 20 局近くが開局し (2018/10 月時点) 各地で対向試験が出来る様になっている現状にあります。

この局数はまだ少ないのかも知れませんが、近年のD-ATV運用の実運用者数(20~40局程度)から見れば、かなりの比率になってきているのではないかと思われます。

FHD-ATV の広がりの理由は、今までの SD-ATV 映像と FHD-ATV 映像を見比べて頂ければ、誰でも納得できる筈です。

#### \* 運用結果

5G フルハイビジョン ATV で現在までの運用結果としては、双方向の最長スパンで石川県 宝達山と鳥取県魚見台間の 287Km までの DX に成功しております。

この他、9 エリア 0 エリア間、1 エリア間、4 エリア間、6・4 エリア間、7 エリア間等の各地で、数十 km から百数十 km の通信に成功しており、その映像はユーチューブ等でご覧頂いていると思われます。

## \* 参考に

HDTV (ハイビジョン TV) は、日本が提案して 2000 年に国際規格となった規格で、地上デジタル放送はこの規格が使われています。

ちなみに HD とは『High Definition』の略で、従来の映像 (4:3) を SD (Standard Definition) と略し、画面解像度は フル HD: 1920×1080 HD: 1280×720 SD: 720×480 となっています。

(地デジ放送では FHD を更に圧縮し、1440×1080 として送信し、受信側で 1920 に広げる構造となっている様です)

## \* FHD-ATV のユーザー数

では現在どれだけの方が ISDB-T 方式 FHD-ATV の開局や製作・準備等をされているかですが、私の知る範囲だけの数とはなりますが下記をご覧ください。

エリア	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	合計
免許取得局数	2		2	2		1	2			11	20
開設準備局数	4	2	1			2				4	12
受信のみ局数	3									1	5

(2018年9月末現在)

この合計局数だけを見ると、FHD-ATV 局の数字ではなく、極端に言えば「昨今のマイクロ 波帯で実際にアクティブに QRV している局数程度の数字(見えている部分だけ)では?」 と思えてきてしまうのは私だけでしょうか?

(実験・研究者数は相当多いだろうと存じます)

残念なのは、機器を揃え TRV も作成しても、免許は面倒だから申請しない!・・・ 無線局免許が有って初めて「無線局」となるのですから、免許が無ければ「単なる電子機器」となってしまうだけですので、AT 局免許申請・許可までやり遂げて頂きたいと望みます。

また無線局は「無線局免許や業務書類」が揃っていて始めて「無線局」となりますし、今後 2022 年の新スプリアス規制も含め、自局の免許整理は必ず必要になりますので、今のうちにすっきり整理しておく必要があります。

#### \* マイクロ波の更なる楽しみ

マイクロ波帯は「自作も楽しめる分野」として上がって来られる方もいらっしゃると思うのですが、そんな中 高い周波数へのチャレンジだけでなく、FHD-ATV では 5GHz 帯でも再度楽しめるジャンルと認識されているのではないでしょうか。

何もやらなければ判りませんが、FHD-ATVの世界に一旦飛び込めば、その奥の深さが見えて、 5G帯でもマイクロ波設備の自作を存分に楽しめる事となるものと思います。

WSJT・FT8・DSTAR・SDR 等々、最近はハードではなくソフトでの楽しみも多くなり、それなりに楽しんでいる方も多いとは思いますが、私はマイクロ波の醍醐味は「ハード関係を自作で楽しめる!」これも一つの味わいではないかと思っております。

## \* FHD-ATV機の製作

さてこのフルハイビジョン ATV 機器の作成上、今までの FM トランスバーターの制作との 大きな違いは、そのレベルにある事は昨年にも紹介しましたが、実際に制作・テストされ てみないとその実感がつかめないものと思います。 今年は国内で市販の地デジ TV に映す事が可能な、国産 MPEG-2 の変調器「XHEAD-2」を採用した 2 号機を作成しました。

フィールド運用も簡単に行える様にモニターまで含めた一体型として作り、本体にアンテナとバッテリーを繋ぎ「スイッチ ON」で即使える様にしたもので、更に送受信映像の FHD 録画・再生まで簡単にできるシステムに纏めました。

また HV-320J 変調器からの映像は「30P」ですが、XHEAD-2 変調器からの場合は「60i」で 更に動画が滑らかに送信できる様になりました。

送信は MPEG-2 だけですが、受信は MPEG-2 でも MPEG-4 でも自動で切り替わりますし、また 従来の中華 STB でも「手動で MPEG-2」を受信する事が可能です。



(ハムフェアー2018 では電波新聞社 様ブースにおいても FHD-ATV のライ ブ映像や機器の

一部等を展示していただきました: 配布チラシ参照)

参考に、再考し改良したブロック図 を添付しますので、作成される方は ご覧ください。

特に注意すべき点は、XHEAD-2 は電源を ON し変調波が出るまでの間 (約 12 秒程)に、25~30dB 程強力な CW 信号が瞬時出力され、ドライブアンプ等を破壊する事が時々ある為、タイマーリレー回路で CW パルス波は終端に落とす等の対策が必要である事です。また PA に安価な 5G 中華アンプを使いましたが、IMD を小さくしてそれなりの出力を出す事は難しいので、今後の検討事項となります。

しかし、地デジ放送ではアナログ放送時より 10dB ダウンのパワーで同等エリアをカバーしている現状から見て、例えば実測出力が 0.5W だとしても、十分に使える ATV パワーと思います。

## \* 国外の D-ATV

国外と DATV で交信する場合は DBV-S 及び DVB-S2 方式が主流となるのでしょうが、日本国内だけでの運用の私の場合は、国産の ISDB-T 方式が肌に合っています。

また衛星等からの DVB-S2 の受信であれば、国外から取り寄せた 2000 円台の STB がありますので、衛星の追尾だけできればいつでも受信可能で問題はありません。

長野県諏訪の局は何年か前から 10G 帯で DVB-S2 の免許をおろし、これも一人で DVB-S2 の FHD-ATV の実験を行っている事を知り、夏にはお伺いして実際の信号受信を試み、問題なく 受信できる事を確認しています。更に 4K-ATV もできそう!?との事でした。

つまり ISDB-T も DVB-S2 もやる事はほぼ一緒ですので、FHD-ATV 受信は簡単に受信できる訳です。

#### \* FHD-ATV の送受信コンテンツ

フルハイビジョン ATV 運用の中では、「何の映像を送るか」を もう一度考える必要がある様に思えます。

過去の ATV の事を思い出した場合やネットに投稿された映像等を見ますと、その多くが 運用者や若干の風景を映し、「それが映ったら、成功! 終了」とされている様に思います。 もしくは、PC や編集機で作ったカラーバーやテロップや固定映像等をパラパラ送ってそれ でおしまい、とやっていた事が多かった様に思われます。

しかし、ATV に興味のない方がそれらの映像を見た場合、「おっさんや爺さんの顔ばっかりの映像なんか見たくねー!」とか言われてしまいます!( 正直な意見かと・・・)

やはりフルハイビジョン化され画質が大幅に良くなった今、送信する映像の内容も考慮しないと、記録映像等を観る方が興味すら示さないばかりか、「つまらない事をやっているね!」と、思われてしまう事にもなり兼ねません。

よって ATV 映像にも「コンテンツ」が重要で、単に「 送信機を作った・実験した・結果 上手く飛んだ!」と喜んでいても、他から相手もされなくなるのではないでしょうか。

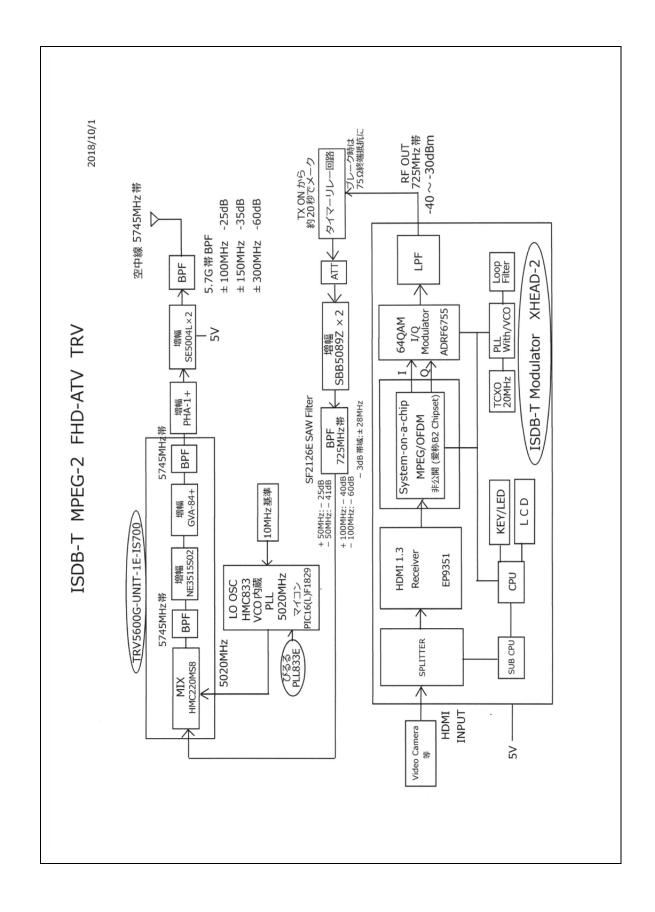
## \* 最後に

5G帯では FPV だけの局が千数百局を突破している昨今、なぜ FPV-ATV が急激に増えたかは、「電波利用の目的の違い」からでしょうが、FPV の ATV と差別化するには、フルハイビジョン映像での長距離伝送等も必要ではないかと思われます。

フルハイビジョン映像も、近距離伝送なら Wifi でどこでも間に合います!

年末にはBS 4K 放送も始まり、更に地上波での4K 放送も実験計画が進んでいる中で、TV 放送波の進化は止まる様子はありません。

多くの皆様がフルハイビジョン ATV 機を製作される過程で、更に良い物が出来て行く事を期待し、またどこのエリアでもマイクロ波でのフルハイビジョン ATV が運用される事を夢見ています。



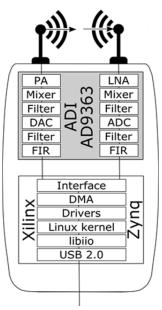
# PlutoSDR 単体による 10GHz 帯の送信と受信

JA1SYK/松本 廣

# 要約

- ・アップコンバータやダウンコンバータを使わず、PlutoSDR 単体で 10GHz 帯の送信と受信の実験をした。
- ・PlutoSDR は、パソコンのSDR ソフトと第 3 次高調波を利用して、 基本波に対し減衰が30dB 程度あるものの、手軽に10GHz 帯の信号を 送信したり受信したりできることがわかった。
- ・PlutoSDR は上限周波数 3.8GHz まで動作する AD9363 を搭載しているが、これをソフトで AD9364 として設定することにより上限周波数を6.0GHz まで拡張できる。PlutoSDR は 5.7GHz 帯を含め、マイクロ波の範囲まで送信も受信もできる SDR デバイスとして注目されている。
- ・他方、PlutoSDR で送信したとき、基本波の第 3 次高調波が強く出力されている。この高調波は、変調された基本波の高調波ではなく、基本波の高調波が変調された出力であることがわかった。PlutoSDR などに採用されている I/Q 変調回路(Mixer)は、これまでマイクロ波やミリ波で使ってきたハーモニックミキサ(変調)のような動作をしている、と理解できた。





- ・PlutoSDR の基本数を 3.413GHz の CW の出力レベルを 0dBm 程度に設定したとき、(PlutoSDR の上限周波数を超える) 第 3 次高調波 10.240GHz の出力レベルは、-30dBm 程度であった。
- ・一方、PlutoSDR は基本波の受信と同時に第 3 次高調波も受信している。基本波を 3.413GHz に設定したとき、(PlutoSDR の上限周波数を超える) 第 3 次高調波 10.240GHz が受信できた。この 10.240GHz の受信感度は、NF 40dB 程度であった。これは、基本波 3.413 GHz 帯の NF は 10dB 程度であり、送信と同様に受信でも第 3 次高調波は 30dB 程度減衰して聞こえている、と理解できた。
  - ・PlutoSDR の前段に 10GHz 帯の LNA を接続することにより、受信感度(NF)は向上した。

# 1 10.240GHz の送信

**図1**は、PlutoSDR(v0.29)のTx端子を10dBのATTを介してスペクトラムアナライザR3273に接続し、PlutoSDRの送信波形を観測している写真である。

# 1-1 第3次高調波の出力レベル

アナの画面である。

**図2**は、PlutoSDR により送信周波数を 3.413GHz、 無変調波、出力レベル 0dBm 程度で送信したときのスペ

第3次高調波である10.240GHzが基本波の-30dBm程度の強度で確認できる。第2次高調波はノイズレベル以下であり、この画面からは確認できない。

# 1-2 2トーン信号の出力波形

**図3**は、PlutoSDR が 3.413 GHz の SSB の 2 トーン信号(1000Hz と 1575Hz、周波 数差 575Hz)を送信したときの第 3 次高調波である。

第3次高調波であっても、二つのトーンの周波数の差は基本波と同様に575Hzであり、逓倍されていない。このことから、基本波の3次高調波が変調された出力であることが確認できた。



図1 送信出力の測定

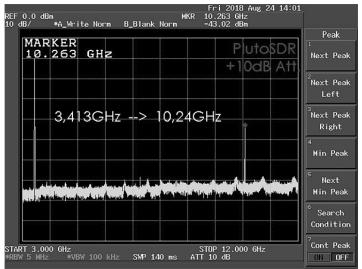


図2 第3次高調波

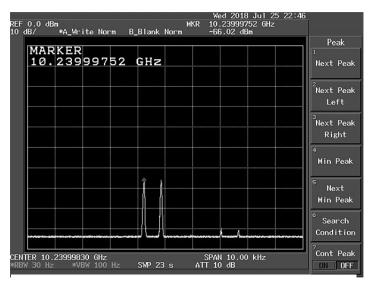


図3 SSB2トーン信号の波形

## 1-3 DATV 信号の出力波形

**図4**は、DVB-S2、SR2000(帯域 2MHz)、8PSK に設定した送信周波数 3.4083GHz のDATV 信号の第 3 高調波 10.225GHz の波形である。高調波であっても帯域の拡大はなく、基本波と同じ 2MHz の帯域であることが確認できる。

この信号は、DATV の受信ソフトである MiniTiouner で支障なく受像できた。

# 

図4 DATV の出力波形

# 1-4 PlutoSDR の送信プログラム

PlutoSDR の送信は、Ubuntu 18.04.1 で動作する GnuRadio Companion(GRC)を使用した。

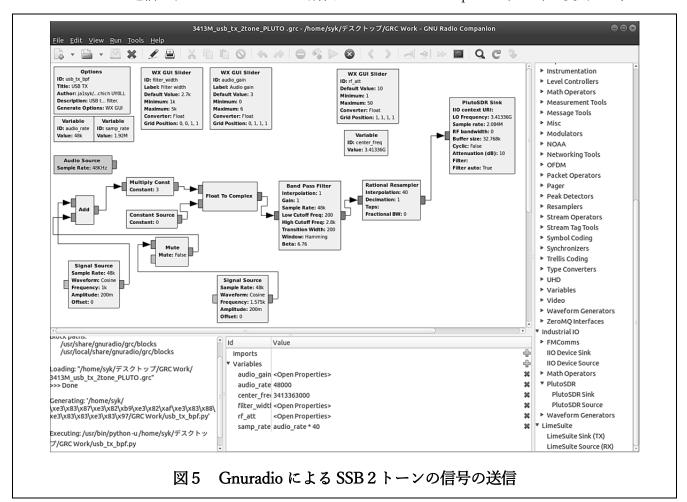


図5は、SSBの2トーン信号を送信している Gnuradio のブロック図の画面である。各プロックの入力と出力を繋ぎ、それぞれのパラメータを設定するだけで、容易に送信することができた。

PlutoSDR の送信ブロック(PlutoSDR Sink)と受信ブロック(PlutoSDR Source)はアナログデバイシズ 社から提供されている。使用したパソコンの CPU は Core i5、クロック 1.9GHz である。

なお、DATV の送信には日本語 Windows10 で動作する Express\_DVB\_Transmitter\_v1.25LP10 を使用した。

# 2 10.240GHz の受信

# 2-1 ガン発振器の信号の受信

図 6 は、10.240GHz に調整したガン発振器(NEC ND771AA)の信号を PlutoSDR で受信している様子である。 PlutoSDR の Rx 端

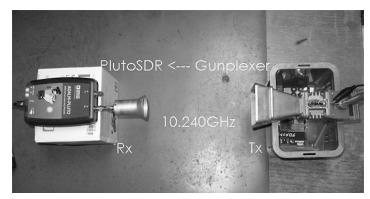


図 6 ガン発振器の 10.240GHz を受信

子には 10GHz 帯のフィードホーンを接続し、ガン発振器のホーンアンテナと対面させた。

**図7**は、Pluto SDR とパソコンを USB ケーブルで接続し、Ubuntu 18.04.1 で動 作する SDR 受信ソフト gqrx を使用して、 ガン発振器の 10.240GHz の信号を受信 している画面である。

**図7**は、gqrx の LNB LO を 6826.666 667MHz に設定しているため受信周波数が

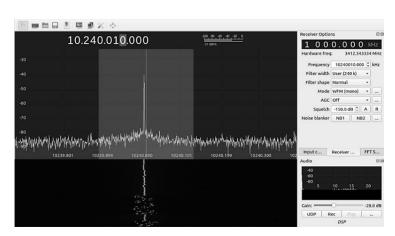


図7 ガン発振器 10,240GHz の受信(gqrx)

10.240GHz と表示されているが、PlutoSDR の Hardware Freq.(動作周波数)は3413.33333MHz である。 **図6**の状態で、フィードホーンを同軸ケーブルでスペアナの入力端子に接続したが、ガン発振器からの3GHz 帯の信号は確認できなかった。したがって、PlutoSDR はガン発振器が出力する10.240GHz の信号を、第3次高調波として受信していると判断できた。

## 2-2 シグナルジェネレータの信号の受信

**図8** は、シグナルジェネレータ(SG) HP 8340B が出力する 10.240GHz の CW 信号を、PlutoSDR で 受信している様子である。

SG の出力端子には、同軸ケーブルを経由して 10GHz 帯フィードホーン(送信用:図8の右側)を接続 した。PlutoSDR の Rx 端子には、10GHz 帯用のフィ ードホーン(受信用:図8の左側)を接続し、送信と

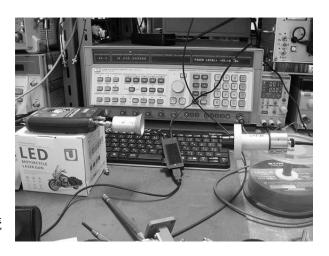


図8 SG の 10.240GHz を受信

受信のフィードホーンは対面する位置に配置した。なお、これらのフィードホーンのリターンロス (Return Loss)は-20dB 以下に調節してある。

図9は、PlutoSDRとgqrxを使用してSGが出力する10.240GHzのCW信号を受信しているパソコンの画面である。前項のガン発振器と同様に受信できた。

なお、SG HP 8340B が出力する 10.240GHz の信号をスペアナ R3273 で確認したが、10.240 GHz の 1/3 である 3.413 GHz 帯の信号は Noise level 以下であり画面上では確認できなかった。

また、送信と受信に使用しているフィードホーンは両者とも 10GHz 帯の導波管タイプであり、遮断

周波数以下の低域である3.413GHz帯の減衰は大きいと思われる。すなわち、PlutoSDRのRx端子への3.413GHz帯の信号の存在は無視できる程度であると判断した。

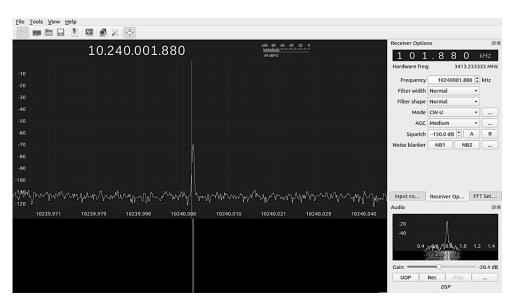


図 9 gqrx による SG の 10.240GHz の受信

# 3 10.240GHz 帯の受信感度

# 3-1 受信感度(Noise Figure:NF)の測定

PlutoSDR は受信周波数を 3.413GHz に設定すると、第 3 次高調波である 10.240GHz の信号を受信できることがわかった。この 10.240GHz の受信感度を、QEX No.22 に掲載されている受信感度に関する記事(以下、QEX の記事と略す。〔筆者: JA1OGZ/金子 明さん〕)を参考にし、「図 2 MDS 測定の接続」に従って測定した。

# 3-1-1 シグナルジェネレータ HP 8340B の使用

QEX の記事の「MDS 測定の接続」における「SG1」として HP 8340B を使用した。 HP 8340B の 最低の信号出力は-110dBm であるため、PlutoSDR の RX 端子との間に-30dB の固定減衰器(ATT)を挿入し-140dBm として測定した。なお、HP 8340B は校正されていないため受信感度の絶対値の測定は 困難である。今回は、相対的な比較や傾向を知る目安とした。

# 3-1-2 SDR 受信ソフト gqrx の使用

QEX の記事の「MDS 測定の接続」における「DUT 無線機」として、受信ソフト gqrx を使用した。 gqrx は、SSB モード、帯域 2.4kHz、RF 利得は 77dB、AGC はすべて OFF に設定した。

図 10 のように、パソコンのオーディオ出力端子は  $8\Omega$ で終端して A C ボルトメーターに接続した。 QEX の記事の「MDS 測定の結果表示」から、帯域  $2.4 \mathrm{kHz}$  の場合 Lowest Noise は- $140 \mathrm{dBm}$  となる。

ノイズレベルから 3dB 上昇したシグナルジェネレータの出力レベルが MDS(最小検出レベル、Minimum Detectable Signal: Noise Floor)となる。

Lowest Noise(-140dBm)と MDS の差から 受信感度(Noise Figure: NF)を求めることがで きる。

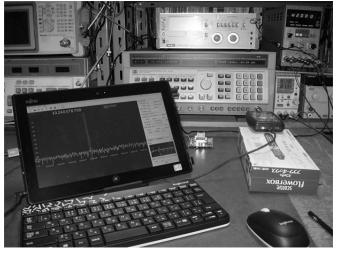


図10 受信感度(NF)の測定

## 3-2 ローノイズ・プリアンプ(LNA)の接続

PlutoSDR 単体と、PlutoSDR の Rx 端子に LNA-1 (NF:1.5dB, Gain:30dB 程度:メーカー表示値)、または LNA-2 (NF:1.0dB, Gain:23dB:メーカー表示値) を接続した場合、さらに LNA-2 と LNA-1 を直列に接続した場合について、それぞれの受信感度(NF)を測定した。

# 3-2-1 PlutoSDR 単体の受信感度

PlutoSDR 単体の<u>受信感度(NF)は</u> 40dB 程度であった(**図 11**)。

これは、基本波 3.413GHz の NF が 10dB 程度であり、送信時のロスが 30dB 程度であることから確からしいと推定できる。



図 11 PlutoSDR 単体の受信感度を測定

# 3-2-2 LNA-1 を接続した受信感度

PlutoSDR の Rx 端子に中心周波数 10.240GHz の **BPF** と **LNA-1** を接続した (**図 12**)。

<u>受信感度(NF)は14.5dB程度</u>に改善 した。

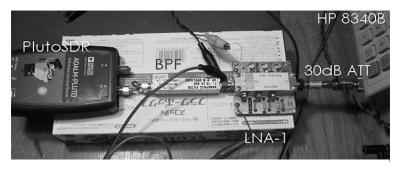


図 12 LNA-1 を接続した受信感度の測定

# 3-2-3 LNA-2 を接続した受信感度

PlutoSDR の Rx 端子に中心周波数 10.240GHz の **BPF** と **LNA-2** を接続した (**図 13**)。

<u>受信感度(NF)は17dB程度</u>に改善した。



図 13 LNA-2 を接続した受信感度の測定

## 3-2-4 LNA-2 と LNA-1 を接続した受信感度

PlutoSDR の Rx 端子に LNA-1 と中 心周波数 10.240GHz の BPF を接続し、 さらに前段に LNA-2 を接続した。

<u>この結果、受信感度(NF)は3dB程</u> <u>度</u>に改善した(**図14**)。

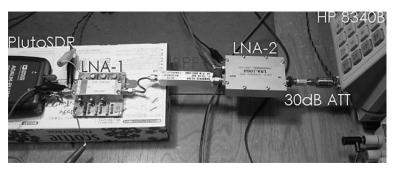


図 14 LNA-2 と LNA-1 を接続

# 3-3 LNA による受信感度の改善

PlutoSDR に LNA を接続した実験の結果を、表 1 にまとめた。

PlutoS	DRの10	.24GHz(第:	gqrx(Ubuntu)使用			
	GHz	2.4k:dBm	MDS:dBm	NF	LNA's	
図11	10.24	-140	-100	40	No-LNA	
図12	10.24	-140	-125.5	14.5	LNA-1	
図13	10.24	-140	-123	17	LNA-2	
図14	10.24	-140	-137	3	(LNA-2)+(LNA-1)	

表 1 LNA による受信感度(NF)の改善

PlutoSDR 単体の NF は 40dB 程度であるが、前段に NF 1~2dB 程度、Gain 20~25dB 程度のプリア  $\nu$ プ(LNA1、LNA-2 など)を接続することにより、NF は 15~17dB 程度に改善することがわかった。 さらに、これらのプリアンプを 2台直列((NLA-2)+(LNA-1))に接続すると、NF は 3dB 程度まで改善することがわかった。

なお、10,240GHz 帯の受信は第3次高調波の受信であること、PlutoSDR は基本波、高調波とも広帯域に受信していることから、中心周波数10.240GHzのバンドパスフィルタ(BPF)を挿入した。

### 3-4 試験(ビーコン)信号の受信

室内でのガン発振器やシグナルジェネレータの信号 の受信だけでなく、実際に空間を飛来する電波信号(ビーコン信号)の受信を試みた。

PlutoSDR で、自宅のベランダに設置した 10.240GHz ビーコン発振器(出力-30dBm 程度、ホーン型アンテナ) の送信信号を受信することができた。

アンテナは中古の BS 放送受信用のオフセット型パラボラ・アンテナを使用した。

#### 3-4-1 LNAと PlutoSDR の配置

図 15 のように、フィードホーンと LNA の接続はセミリジット同軸ケーブルが最短距離になるように配置した。 LNA の後段には BPF を挿入した。

なお、今回使用したフィードホーンは、この BS アンテナの LNB の開口部を切断し、同径の市販の 10GHz 帯円形ホーン(オチョコ)を接続した。リターンロスは 22dB 程度である。

PlutoSDR は、図16のように反射器の後方に配置した。

#### 3-4-2 パソコンの配置と受信ソフト gqrx

パソコンは、図 17 のように反射器の背面に配置し、 Ubuntu で動作する SDR 受信ソフト gqrx を使用した。



図 15 ホーンに LNA を接続

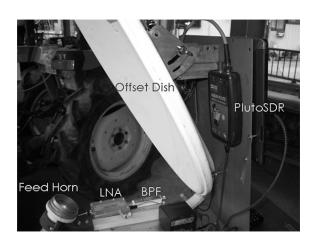


図 16 PlutoSDR の配置



図 17 パソコンと gqrx の画面

なお、当初プライム型パラボラ・アンテナで実験したが、調整と特性の確認が不十分であったため受信が困難であった。このため、今回オフセット型アンテナで実験をやり直した。

## 4 PlutoSDR の特徴

### 4-1 12 ビットのレゾリューション(Resolution)

PlutoSDR のレゾリューション(分解能・解像度)は 12 ビットである。すなわち、受信時に入力されるアナログ信号である高周波信号は、12 ビットのコンバータでデジタル信号に変換される。逆に送信時には、デジタル信号を 12 ビットのコンバータでアナログの高周波信号に変換され送信する。

詳しくは、以下のアナログデバイセズ社が提供している SDR に関する技術資料 (Software-Defined-Radio-for-Engineers)に記されている。

http://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/Software-Defined-Radio-for--Engineers-2018/SDR4Engineers.pdf

この資料に、SDR の分解能と dBFS(注1) に関する Table があったので、表2に引用する。

Resolution (N)	$2^N$	Voltage (20 Vpp) <sup>1</sup>	PPM FS	%FS	dBFS
2-bit	4	5.00 V	250,000	25	-12
4-bit	16	1.25 V	62,500	6.25	-24
6-bit	64	313 mV	15,625	1.56	-36
8-bit	256	78.1 mV	3,906	.391	-48
10-bit	1,024	19.5 mV	977	.097	-60
12-bit	4,096	4.88 mV	244	.024	-72
14-bit	16,384	1.22 mV	61.0	.0061	-84
16-bit	65,536	$305 \mu V$	15.2	.0015	-96
18-bit	262,144	$76.2 \mu V$	3.81	.00038	-108
20-bit	1,048,576	$19.0~\mu V$	.953	.000095	-120
22-bit	4,194,304	$4.77 \mu V$	.238	.000024	-132
24-bit	16,777,216	$1.19 \mu V$	.0596	.0000060	-144
26-bit	67,108,864	298 nV 1	.0149	.0000015	-156

表 2 SDR の分解能と dBFS

表**2**によると、分解能 12 ビットである PlutoSDR や LimeSDR の dBFS は、-72dBFS である。 ちなみに、分解能 8 ビットである RTL-SDR や HackRF One の dBFS は、-48dBFS である。

注1: dBFSとは、Webの用語辞典によると、FSは「フルスケール」の事で、デジタルで表現可能な最大値を 0dBFSとして、表現可能な最小値を dB で表したものである、との解説がある。

#### 4-2 PlutoSDR の RF フィルタ

以下のアナログデバイセズ社のサイトに、PlutoSDRの3倍高調波に関係する記述がある。

https://wiki.analog.com/university/tools/pluto/users/name

以下に引用するように、PlutoSDR は搭載している I/Q 変調集積回路(AD9363)の送信・受信のピンは、それぞれ filter 等介さず直接出力・入力の SMA 端子に繋がっている、と書いてある。 すなわち、PlutoSDR の送信・受信回路には高調波を阻止する特別な LPF は存在しない。

例えば、送信時には I/Q 変調で発生する高調波信号 10.240GHz も SMA 端子から出力される。受信時には、SAM 端子から入力された高調波信号 10.240GHz も AD9363 に到達し処理される。

このような PlutoSDR の特徴は 10GHz 帯に限らず、マイクロ波ユーザーには好都合である。

#### 自動翻訳の引用(機械翻訳はやや難解・・)

RFフィルタリング

PlutoSDR には、事前選択フィルタまたは出力フィルタはありません。AD9363 から出てくるものは、SMA コネクタから出てくるものです。アンテナには、AD9363 ピンに供給されるものが含まれます。AD9363 の RF トランスミッタは LO 周波数の中程度の 3 次高調波を出力します。LO が 3GHz(3 次高調波は 9 GHz、PlutoSDR の差動シングルエンド変換に使用されるバランの範囲外です)の場合、これはかなり低くなります。しかしながら-LO が 500 である場合メガヘルツ、第三高調波 1500 あろうメガヘルツ、全体範囲をwithing。500 MHz で RF 信号を送信している場合は、1500 MHz でもブロードキャストしています(誤って)。これは、特定の事前選択フィルタまたは出力フィルタを追加することによって簡単に克服できます。あなたがやりたいチューニングレンジによっては、かなり複雑になることがありますし、使用しているアンテナの種類にも依存します。(アンテナもフィルタです)。

#### 以下、原文の引用

#### **RF** Filtering

There is no preselect, or output filters on the PlutoSDR. What comes out of the AD9363 is what comes out of the SMA connector. What comes into the antenna is what is provided to the AD9363 pins.

The RF transmitter in the AD9363 does output a moderate 3rd harmonic of the LO frequency. This will be fairly low if your LO is at 3 GHz (where the 3rd harmonic would be 9 GHz, outside the range of the balun used for the differential to single ended conversion in the PlutoSDR). However - if the LO is at 500 MHz, the third harmonic would be 1500 MHz, entirely withing the range. If you are transmitting an RF signal at 500 MHz, you will also (inadvertently) be broadcasting at 1500 MHz as well.

This can easily be overcome by adding specific preselect or output filters. Depending on the tuning range you want to do, can complicate things pretty drastically, and also depends what sort of antenna you are using. (Antennas are also filters).

#### 4-3 送信出力の周波数特性

図 18 は、JA1QHQ/江原光保さんが PlutoSDR が送信する DATV: DVB-S2 の MER(スタック 丈)を 40dB 程度確保したときの、各周波数における送信出力を HP8481 で測定した値のグラフであ る。PlutoSDR の基本波の送信出力と周波数の特性の関係やその傾向を掴むことができる。

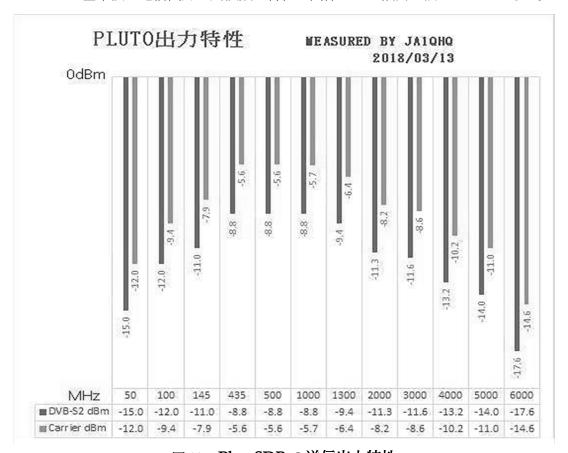


図 18 PlutoSDR の送信出力特性

Carrier(キャリア)の覧は、DATV で 40dB 程度の MER を確保したときの無変調波(キャルア)の 出力の値であり、DATV より+3dBm 程度の値になっている。

NFM や SSB、CW など狭帯域の信号では、さらに大きな出力(3GHz 帯で 0dBm 程度)で使用することができる。

#### 4-4 USB2 端子の転送速度

USB2.0 の最高転送速度は 30MS/s 程度であるが、PlutoSDR の実測値は 4MS/s 程度との報告がある。特に高解像度を要求する DATV などでは USB3.0 仕様(100MS/s 程度)の SDR デバイスに溝を開けられている。PlutoSDR の USB は内部のソフトウエアで改善できるとのこと、期待したい。

# 参考資料

- ADALM-PLUTO (PlutoSDR)の設定マニュアル—DATV の送信と SDR#による受信一、 JA1SYK/松本 廣、http://www5.wind.ne.jp/ja1syk/pluto/pluto-index.html
- 2. 受信感度、SSB 受信機測定法、別冊 CQ ham radio QEX Japan No.22、JA1OGZ/金子 明、https://shop.cqpub.co.jp/hanbai/books/MBC/MBC201703.html
- 3. PlutoSDR の出力特性、JA1QHQ/江原光保、<a href="https://www.facebook.com/photo.php?fbid=1">https://www.facebook.com/photo.php?fbid=1</a>
  391466050958752&set=gm.1707447752624274&type=3&theater&ifg=1
- 4. Ubuntu 18.04.1 LTS, https://www.ubuntulinux.jp/News/ubuntu1804-ja-remix
- 5. Install Gqrx SDR on Ubuntu Linux, http://gqrx.dk/download/install-ubuntu
- 6. ADALM-PLUTO for End Users, https://wiki.analog.com/university/tools/pluto/users
- 7. Installing GNU Radio、https://wiki.analog.com/resources/tools-software/linux-software/g
- 8. Why "Pluto", https://wiki.analog.com/university/tools/pluto/users/name
- 9. Software-Defined-Radio-for-Engineers, <a href="http://www.analog.com/media/en/training-semina">http://www.analog.com/media/en/training-semina</a>
  rs/design-handbooks/Software-Defined-Radio-for-Engineers-2018/SDR4Engineers.pdf
- 10. Airspy Sensitivity Measurement by W9RAN 及びコメント、<a href="https://www.youtube.com/watch?v=cloJihBSR40">https://www.youtube.com/watch?v=cloJihBSR40</a>
- 11. Practical Noise-Figure Measurement and Analysis for Low-Noise Amplifier Designs (A N 1354), <a href="https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5980-1916E.pdf?id=1000001802:">https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5980-1916E.pdf?id=1000001802:</a> epsg:apn

\_\_\_\_\_

Tx and Rx on 10GHz using the PlutoSDR without up or down converters

By Hiroshi Matsumoto, JA1SYK, Oct. 2018

# DATV の超高精細(4k UHD)対応の検討

JJ1RUF 佐藤秀幸

#### 1. はじめに

私は、2007 年 12 月にデジタルアマチュアテレビジョン(DATV)、2011 年 6 月に High Definition(HD)化の免許を取得して、DATV 免許取得を公開して運用を希望される OM 方へ送信機の共同購入に協力させていただきました。マイクロ波帯の運用に優れた OM 方の努力により、マイクロ波帯で DATV の見通し外通信の世界記録達成されられました。

今年 12 月より衛星放送で次世代超高精細 (UHD Ultra High Definition) 4k 放送が始まります。そこでアマチュアでも DATV の 4k 化ができないか検討を行いました。この結果放送局の 4k 放送と同じ仕様を満足できてはいませんが、民生用 4k カメラ相当の画質で対応でき見込みができ、DATV 4k 免許を取得することができましたのでその検討結果を報告します。

#### 2. 4 k 化で検討すべき項目と課題

表 1 は 4k と HD の主要仕様の比較です。 4k では、 画素数が水平垂直 HD の 2 倍となり、 画素数とデジタルデータが 4 倍に増加することから、 4k 化で検討すべき項目は、

- 1) 映像圧縮方式 → 情報量(データ量)削減
- 2) 変調方式 → 伝送容量となります。

参考までに 4k 画像のデータ量を計算してみます。

表 1: 4k / HD 方式比較 4k (UHD) 2k(HD) システム 2160/120/ P 2160/60/ P 1080/60/I \_\_ 水平·垂直画素数 3840×2160 1920×1080 29.97Hz フレーム周波数 119.88Hz 59.94Hz フィールド周波数 59.94Hz UDTV広色域(ITU-R BT.2020) HDTV色域,xvYCC709 表色系 映像符号化信号方式 輝度,色差: Y / Cb / Cr / 符号化比率:4:2:0 10 / 8 映像符号化画素ビット数 HEVC(ITU H.265) 映像符号化規格 MPEG2 MPEG4-AAC/ALS MPEG2-AAC 音声符号化規格 MPEG2-TS MMT/TLV 多重化方式 MPERG2-TS 伝送容量 45M(衛星)/23Mbps(地上)

4k 総データ量 = [画素数]×[量子化ビット数]×[フレーム数] =  $3840 \times 2160 \times 8 \times 60 = 11.9$ Gbps (3Gbps @HD) 4k の 1 秒間のデータ量は約 12Gbps と膨大となるため、映像データを圧縮する必要があります。

#### 3. 輝度信号と色差信号によるデータ量削減

デジタル画像は画素数で表現されます。各画素は元のアナログ 画像を分割していることから、各画素はデジタル的にサンプリング した結果と言い換えることができます。

各画素は、図1のように光は赤、青、緑(RGB)の3原色に 分解でき、輝度情報と色情報が含まれています。

テレビジョン信号では、白黒に相当する輝度情報と色情報に

分けている理由は、データ量(アナログテレビでは周波数帯域)を削減できること からその仕組みの概要を説明します。

RGB の原色情報から規定の計算式によって輝度と色差分を算出し、輝度は Y 色差の赤差分は Cr、 青差分は Cb と表現します。

Y/Cr/Cb を EU 諸国では YUV と表現する場合があります。

計算式: <a href="http://www.mis.med.akita-.ac.jp/~kata/image/rgbtoyuv.html">http://www.mis.med.akita-.ac.jp/~kata/image/rgbtoyuv.html</a>
全画素に対して RGB から輝度 Y と色差 Cr/Cb を算出すると、図 1 右側のように RGB から Y(白黒)/Cr/Cb(色差)に変換できます。この時 RGB 情報から Y/Cr/Cb に計算しただけなので全体のデータ量は変化しませんが、人間の視力で光の明るさ(輝度)は、色の変化よりも敏感なとから色差 Cr/Cb のデータ量を削減する(間引く:帯域削減)ことができます。

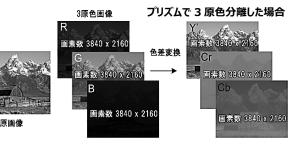


図 1:光の三原色と色差信号の関係

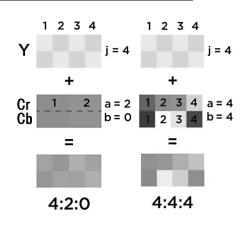


図 2:色差信号の間引き方

図 2 で輝度(Y)の画素を 2 行 4 列 8 画素単位にした場合、色差信号 Cr/Cbの2行 2 列分を 1 色差画素にまとめてデータ量を間引くと、Cr/Cbの水平垂直画素数がそれぞれ 1/2 になり、データ量を削減できます。 この結果を図 3 で見ると、画像の面積(画素数)を表しているので、元画像 RGBから Y/Cr/Cb に変換して色差 Cr/Cbのデータ量をそれぞれ 1/2 に減らすことで、全体のデータ量も 1/2 になっていることがわかります。 図 2 で 4:4:4 とは Y:Cr:Cb にまとめる画素の比率を示しています。 4:2:0 では、Y:2 行 4 列で Cr/Cb は 2 行を 1 行、4 列を 2 列にまとめたので 4:2:0 と表現します。

この他に Y/Cr/Cb の比率には 4:2:2 と 4:1:1 が存在し、 特に画質を重視する放送局では Y/Cr/Cb 4:2:2 使用しています。





YCrCb: 414万画素

1/2

840x2160 RGB:829万画素

プリズムで 3 原色分離した場合

#### 図 3:画像全体の画素数

各画素は、映像を空間サンプリング(Sampling)していることから、色差信号を間引くことを Sub-Sampling と呼びます。

#### 4. 映像符号化と圧縮方式(Encoder)

膨大な映像データ量を削減するため、表 2 のように HD 方式では 1995 年に規格化された MPEG2 方式(HD 用 Main Profile)を採用しています。 HD 規格の更なる映像符号化圧縮方式として、主に Blu-ray Disk やビデオカメラ向けの圧縮度が高い MPEG4 H.264 AVC 方式が 2005 年に規格化されました。その後この方式は拡張され 4kに

#### 表 2:映像符号化方式比較

要素技術	MPEG-2 (Mainブロファイル)	AVC (Highブコファイル)	HEVC (Main/Main10プロファイル)
対応フォーマット	最大 1920×1080/60	最大 4096×2048/60	最大 7680×4320/120
マクロブロック サイズ	16×16	16×16	8×8~61×61
イントラ子測 予測モード数	なし	4×4, 8×8ブロックで9種類 16×16ブロックで4種類	4×4~64×64ブロックで35種類
インター予測	16×16または16×8ブロック 1/2面素精度予測	4×4~16×16ブロックで動き予測 1/4画素精度予測	8×4/4×8~64×64ブロックで動き予測 1/4画素精度予測
変換	8×8DCT	4×4または8×8の 整数DCT	4×4~32×32ブロックで整数DCT、 4×4ブロックで整数DST/変換スキップ
エントロピー符号化	ハフマン符号	CAVLC ± たはCABAC	CABAC
ループフィルタ	なし	デブロッキング・フィルタ	デブロッキングフィルタおよび 画素適応オフセット

DCT:趣阪コサイン変換 DST:整数サイン変換 CAVLC:コンテキスト逐帯可変長行号 CABACコンテキスト適応算術符号

も対応しています。(プロァイル追加) 4k/8k に最適化した圧縮方式として、HEVC(High Efficiency Video Codec)が 2013 年に規格化されています。具体的な映像圧縮方法は、私が寄稿した CQ 出版 QEX No.9 より"間引く" と" 変化を 捉える" の手法を使ってデータ量を減らします。間引くでは 1 枚の画像全体の周波数成分を分析すると、周波数の低い画像 が多い特徴を利用して高周波領域の情報を離散的コサイン変換(DCT)で削減します。変化と捉えるでは、1 枚ごとの画像の 変化を観ると背景は同じで特定の画像たとえば撮影している人物だけが動いています。この特徴から変化のない背景画像は

次の画像に流用することでデータ量を削減します。

表 2 の圧縮方式の違いは、色差信号の画素のまとめ 方(ブロック)サイズより細かく、広い範囲で変化を捉える ことです。この違いにより大きく変化するのは、

圧縮処理する演算量が増えることになります。よって MPEG2<H.264<HEVC の順で演算量が増えて より高性能な CPU が必要となりますが、図 4 のように 圧縮前の 12Gbps データ量は、MPEG4 H.264 AVC 方式で約 50Mbps HEVC 方式で約 25Mbps まで圧縮することができます。H.264 と HEVC の映像 圧縮比率は、おおよそ 1:0.5 で 50%となります。

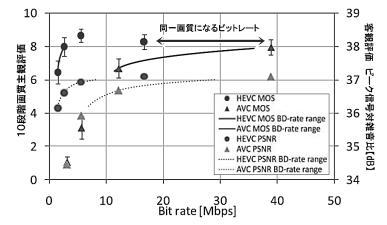


図 4:HEVC と H.264 AVC の画質比較

参考: HEVC compression performance for UHD video: https://bit.ly/2NTeGxZ

#### 5. 映像符号化(Encoder)の選定

4 で検討した映像符号化を実際に実行する装置(Encoder)は、すでにスカパーの Chanel 4kと NHK スーパーハイビジョン試験放送を行っているので、放送用の 4k Encoder は業務用として販売されています。しかしその価格はアマチュアが簡単に購入できるものではありません。

一方で4G(LTE-Advanced)携帯端末では、100Mbpsを超えるデータレートを使えるようになりました。このような携帯端末の革新によって、インターネットを利用した動画配信では HD だけでなく4kでテレビを見るIPTVが増加して、20代の若者はテレビ放送をテレビで見ないパソコンで見るようになってきました。これに伴 Youtube に代表される個人で動画配信するための装置 IP Stream(動画のEncoder+IP対応機能)が販売され、図5のように IP Stream 用装置では4kも対応できる機種があり、ネット通販で購入できるようになってきました。表3はIPTV用Encoderの主な仕様です。IPTVの価格帯では、4k60pに対応するEncoderはありませんでしたが、4kに対応するデジタルチューナも30fpsに対応できるのでDATVの4k化には使えそうです。





Uray 4k TBS2604 図 5:IPTV 用 4k Encoder 例

#### 表 3: 4kEncoder の主な仕様

Video Encode	H.264 AVC / HEVC	
Audio Encode	MPEG4-AAC MP3	
Resolution	3840 x 2160	
Frame Rate	30fps	
Input	HDMI x 1	
Output	1G Ethernet Port RJ45	
Stream protocol	HTTP, RTSP, RTMP, UDP, RTP,ONVIF, HLS, FLV, Multicast, Unitcast	
Bitrare	Max 35Mbps	

#### 6. 4k 用デジタル変調方式の選択

IPTV 用エンコーダの平均ビットレートは、表 3 より H.264 AVC で 35Mbps HEVC で 20Mbps のデータを変調できる方式の選択が必要となります。

表4は、現在DATVで使用できる変調方式仕様概要です。 表より、4kのデータ量を許容できる変調方式は、

DVB-S2/DVB-T2 です。ISDB-T は周波数帯域が 6MHz に制限する仕様となって いるので、最大ビットレートが低くなります。

現在 DATV 用の変調器として入手できるのは、DVB-S2 方式ですので、DVB-S2 方式を選択することにしました。また変調器には図 6 のようにエンコーダの画像と音声情報を送信する画像の Program ID や Station ID など付加した MPEG2 Transport Stream (MPEG2-TS)で多重化した信号を DATV の変調器に入力します。

なお、表 5 に 4k 試験放送をしているスカパ Chanel 4k の主な仕様を掲載します。 今回検討した DATV の 4k 方式は現在試験放送中の Chanel 4k と類似しています。

#### 表 4:主な DATV 方式

システム ISDB-T		DVB-S2	DVB-T2	
周波数帯域 6MHz		17MHz	8MHz	
変調方式 OFDM 64QAM		16PSK	OFDM 64QAM	
OFDM仕様 1/4 204sym		1	1/16 117sym	
最大ビットレート	17Mbps	40Mbps 35Mbp		

#### 表 5:スカパ Chanel4k 方式

方式	DVB-S2
画素数	3840x2160 60p
映像符号化	HEVC
色差信号	4:2:0
音声符号化	MPEG4-AAC
多重化方式	MPEG2-TS
変調方式	8PSK
FEC	1/4
周波数帯域	27Mhz
最大ビットレート	35Mbps

#### 7. IPTV 用 4k Encoder の課題

IPTV の普及で 4k エンコーダが安価で入手できる ようになりましたが、DATV に使用するには課題が あります。図 6 はエンコードされた映像と音声、番組表 などの個々データを TS (Transport Stream) として MPEG2- TS 方式で多重化する過程を説明し ています。画像、音声のデータは、図のように 184byteと各 TSが何であるかたとえば映像、音声の

4byte の ID(Header)を付加しています。(184+4=188byte)

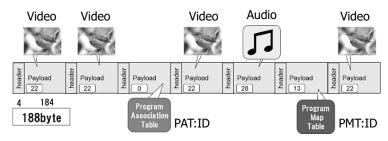


図 6:MPEG2-TS の多重化

デジタルテレビ放送では、この TS を送信 1 に対して 受信は n で複数ですが、送信側から一方的かつ連続 して TS が伝送されてきます。したがって"Transport Stream"の名称となっています。しかしインターネットで は図 8 のようにデータを相手側に送る場合相手に届く までの経路、たとえば放送であれば周波数は決まって

いません。そのためデータをある大きさのかたまりとしてパケット化 (Packet)にして送信側の住所 (Address) と受信側の住所 を付加し、データを中継するサーバを経由して受信側に伝送します。このような仕組みは Internet Protocol(IP)です。IPではでは、情報を配信するために図7のようにTSを7個から最大14個合わせて1つのIPパケットを構成して送信、受信側の住所などを付加しています。IPTV用のEncoderには図9のようなIPパケット化の回路が組み込まれています。

DATVではIPパケットは必要ありませんが、IPTV向けの市場が大きいためIPパケット化回路が最初から付加されています。この章の最初に記述したように、DATV用の DVB 変調器の入力 I/F は通常 DVB-ASI(放送用 SDI Serial Digital Interface)または DVB-SPI を使用しているため、IPパケットの必要はありません。DATV 変調器への入力形式として必要となるのは個々の TS です。このため本来必要はない IPパケットから個々の TS に再分割する、IPパケット→ DVB-ASI変換器図 9 を追加します。非常に非効率ですが IPTV 用のエンコーダを利用するためには回路は必要です。この変換器もエンコーダも同じような価格でネット通販にて購入可能です。

#### 8. DATV 送信機の構成

4k エンコーダから DATV 送信機へ符号化圧縮した TS を入力方法が決定できたので、DATV 送信機の構成は図 10

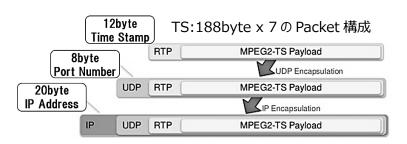


図 7: Internet Protocol の Packet 構成

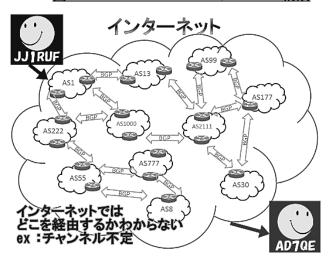


図 8:IP で送受信双方のアドレスが必要な理由

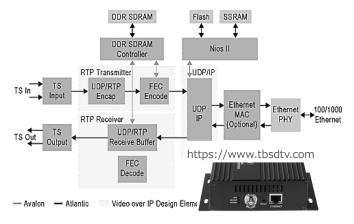


図 9:MPEG2-TS →IPTV 変換回路例と変換器

のようになります。 すでに DATV HD 用の送信機として免許を取得している DVB-S2 方式の DATV 変調器に 4k 用のエンコーダと IP DVB-ASI 変換機を接続して 4k の映像、音声、付属データなどの MPEG2-TS を入力します。

HD 用 DATV 送信機との相違点は、エンコーダだけが違い送信機となる変調器の周波数、電波形式、電力には変更がありません。この事は WJST に代表されるアマチュアのデジタル通信の符号化方式の変更と同じになることから、変更申請ではなく変更届で 4k 用 DATV の免許を取得できると考えました。関東総合通信局との事前の電話相談では、まず変更届を出してくださいとの回答でしたので、図 10 送信機系統図と表 6 デジタルテレビジョンの緒言を添付資料として変更届を提出しました。

HD 用の DVB-S2 方式の変調器は、SR-Systems 社の MiniMod2 を使用しています。しかし SR-Systems 社は DATV のビジネスをやめてしまいましたので在庫以外は入手できなくなりました。 さらに BATC の DATV-Express がありましたが、LimeSDR に代表される FPGA を搭載した SDR の普及によりすでに領布を中止しました。 したがって現在の代替品は市販の SDR だけになりました。 しかし SDR にはエンコーダ機能がないため、カメラ画像を入力する場合 PC 接続が必須でしたが、Raspberry-Pi 上で ffmpeg を起動するとカメラ付きエンコーダになり、SDR 接続で PC レス化にも対応できそうです。

OZ9AEC: https://www.geeky-gadgets.com/raspberry-pi-hdtv-transmitter-16-06-2014/

# 電波形式/周波数帯域/電力に変更なし DATV変調器

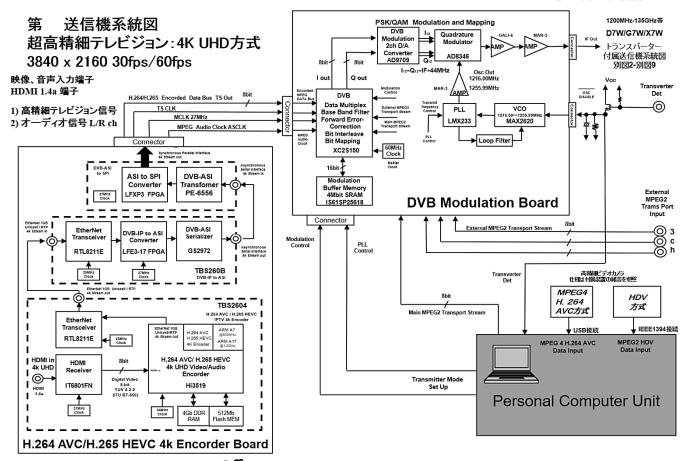


図 10: 4k DATV 送信機の系統図(変更届用)

#### 9. まとめ

DATV の 4k 化について、エンコーダと DATV 方式を検討した結果、

- 1) IPTV 用の 4k エンコーダを DATV に使用できる
- 2) DATV の変調方式は、35Mbps の 4k データ量に対応できる DVB-S2 方式で対応できる
- 3) この方式は、現在試験放送をしているスカパの Chanel 4k と同じ構成となった
- 4) 以上の方式で DATV 送信機の変更届を提出して 2018 年 10 月 26 日付で 4k 免許が取得できた

#### 10. 最後に

私自身は、マイクロ波の運用には不慣れなことから DATV の送信機の構成と免許取得方法について検討してきました。これまでの活動で DATV の HD 化を推進した JAORUZ 関崎 OM JA3CVF 森本 OM また、この投稿を勧めていただいた JF1WKX 勝間 OM に感謝します。 DATV の拡大と更なる見通し外通信の世界記録樹立に貢献出来たら幸いです。 付属資料として表 6 に 4k DATV の緒言を掲載します。

仕様	4k UHD Ultra High Difinition	HD High Definition		SD Standard Definition
テレビジョン方式名称	4k UHD	フルHD 1080p	フルHD 1080i	SD 480i
走査線数/有効走査線数	2250/2160	1125 / 1080	1125 / 1080	525 / 480
有効画素数 (縦/横)	3480 x 2160	1920 x 1080	1920 x 1080	720 x 480
アスペクト比	16:9	16:9	16:9	16:9 or 4:3
走査方式	プログレッシブ	プログレッシブ	インターレース	インターレース
フレーム周波数	30/1.001 or 60/1.001 Hz	60 / 1.001 Hz	30 / 1.001 Hz	30 / 1.001 Hz
フィールド周波数	_	1	60 / 1.001 Hz	60 / 1.001 Hz

表 6: 4k DATV の緒言(変更届用)

	映像圧縮名称	4k / UHD	2k HD	SD	
	映像圧縮方式	MPEG4 H.264 AVC MP/Hi/UHD H.265 HEVC M/M-10	MPEG2 MP@HL MPEG4 H.264 @MP/HP	MPEG2	
	画素数	3840 x 2160	1920 x 1080	720 x 480	
映像	74.25MHz 央像サンプリング周波数 148.50MHz 297.00MHz		74.25MHz	13.5MHz	
	映像サンプリング方式 映像・色差比率 Y:Cb:Cr 4:2:0		4:2:2 4:2:0	4:1:1	
	映像量子化数	8bit/10bit (Y /Cb / Cr)	8bit (Y/Cb/Cr)		
	音声圧縮方式	MPEG-2 AAC, MPEG-4 AAC/ALS ドルビーデジタル AC-3	MPEG-1 AL-2 MPEG-2 AAC MPEG-4 AAC	リニアPCM	
音声	音声チャネル数	2~5.1ch	1∼5.1ch	2ch	
	音声データレート	64-640 kbps	64~640kbps	1.5Mbps	
	<b>音声サンプリング周波数</b>				
	音声量子化数 16bit/24bit		16bit		
7	ータ多重化方式		MPEG2-TS		
システムビットレート		最大100Mbps Varable Bit Rate 平均30~ 40Mbps	最大50Mbps Variable Bit Rate 平均15~30bps	15Mbps Variable Bit Rate 平均 3~9Mbps	
準拠している 国際規格名称		H.264 AVC:ISO/IEC 14496-10 H.265 HEVC:ISO/IEC 23008-2 High efficiency coding and media delivery in heterogeneous environments	MPEG 2:ISO/IEC 13818-2 H.264 AVC:ISO/IEC 14496-10 Generic coding of moving pictures and associated audio	MPEG 2:ISO/IEC 13818-1 Generic coding of moving pictures and associated audio	

仕様		デジタルテレビジョン方式(DVB方式) Digital Video Broadcating 方式に準拠 (DVB方式は、ITU-R国際標準規格 別表1最下欄に規格名称を記載)		
テレビジョン伝送方式		DVB-S (衛星放送用)	DVB-S.2 (第2世代衛星放送用)	
デジタル映像符号化・圧縮方式		MPEG2 MP@ML	MPEG2 MP@ML MPEG2 MP@HL MPEG4 H.264 AVC (MP/Hi/UHD) H.265 HEVC Main Profile	
デジタル音声符号化・原	E縮方式	MPEG2-BC MPEG2-AAC	MPEG2-BC MPEG2-AAC MPEG-4 AAC/ALS ドルビーデジタルAC-3	
デジタルデータ多重化	比方式	MPEG2-TS	MPEG2-TS	
最大映像多重化チャ	最大映像多重化チャネル数		4	
外符号誤り訂正	方式	リードソロモン符号(204/188byte)	BCH符号(204/188byte)	
	方式	QPSK Veterbi (K=7,G1=171,G2=133 Oct) 8PSK Pragmatic Trellis-Code Modulation 16QAM Pragmatic Trellis-Code Modulation	Low Density Parity Check	
内符号誤り訂正	符号化率 符号長	QPSK 1/2,2/3,3/4,5/6,7/8 8PSK 2/3,5/6,8/9 16QAM 3/4,7/8	QPSK 1/4, 1/3, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4 4/5, 5/6, 8/9, 9/10 8PSK 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10 16PSK 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10 32PSK 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10	
変調方式	変調方式		QPSK 8PSK 16PSK 32PSK	
最大シンボルレー	最大シンボルレート		50Mbps	
電波形式		D7W G7W	G7W	
周波数帯域幅		最大17MHz 最大17MHz		
限定受信方式		機能を搭載していない (DVB Free to EN 300 468 6:Disctription 6.2.18 FTA cont	•	
準拠している 国際規格名称		ITU-R BO.1784 / EN 302 307 Digital satellite broadcasting system with flexible configuration (television, sound and data		

# 2018 EME カンファレンスと マイクロウェーブ EME

#### JH1KRC 渡辺美千明

各国持ち回り 2年に一度の EME カンファレンスが、 今年は 8月 16~19日にオランダ北海沿岸のリゾート Egmond aan Zee で、約 150名の参加者を迎えて開催 されました。前日のオプショナルツアーや、EME の 友達宅を訪問・見学してきました。カンファレンスか ら主にマイクロウェーブ関連をレポートしてみます。

#### (Dwingeloo ディッシュと PI9CAM)

今回のカンファレンスを主催したのは PA3FXB Janです。'50 年代の建設当初は世界最大級の電波望遠鏡だった Dwingeloo 25m ディッシュを、アマチュア有志たちといっしょに地元コミュニティを巻き込んで資金を集めて、大型クレーンを投入し大規模な分解修理を実施。朽ち果てた鏡面メッシュの張り替えや駆動装置と制御機構を一新して再建、再稼働させました。

行く Dwingeloo ディッシュ見学ツアーがありました。 銀色に輝く鏡面。焦点のフィード部分にはひと一人 入れるくらいのボックスがあり、この中に 1.2GHz 出 力 200W の HPA や LNA、トランスバータが収納され ています。ボックスをアクチュエータで前後に動かし て、焦点位置の微調整がシャック内から可能です。

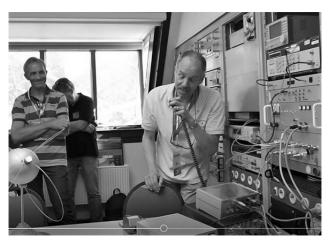
カンファレンス前日に (今回の目玉ですが) バスで





反射鏡直下にあるシャックが、重量 120 トンのアン テナとともに月の方角に向かって回転します。

ここから PI9CAM のコールで EME が運用され、いつも強力な月面エコーを響かせています。オペレータはスムーズに QSO するベテランもいるし、たどたどしいビギナーOP もいる状態なので、月面からの信号を聞いているとそんな現場のようすが想像されます。

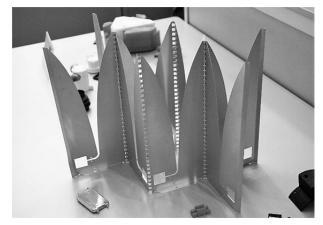


現地見学会では、午後の月の出から、現地の国内規定で送信してもよい最低仰角 10°になるのを待ってテスト送信を開始。ドプラー周波数の調整をしながら、ただの「ハローテスト」だけでは足らずに、PA3FXBが上手に歌を歌って、およそ 2.4 秒後れで戻ってくる月面エコーに合わせて二部輪唱をやって聞かせてくれたので、見学者から大喝采が起こりました。

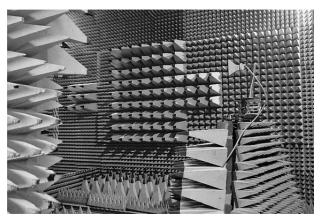
このサイトはオランダ内陸部の森林地帯にあり、国立公園に隣接した場所です。サイクリングが盛んなオランダでは、多数の自転車ツーリストが短い夏をサイ

クリングで楽しんでいます。しかしこの一帯にはスマートフォンも含めて電波の発射には制限があります。 ある時期、世界最大だったこの電波天文アンテナは、 オランダの歴史モニュメントに指定されました。

Dwingeloo アンテナを所有する ASTRON の研究施設が同じ敷地内にあり、電波天文学に関するアンテナや受信装置、半導体やコンピュータープログラムなどの研究・開発をおこなっています。



広帯域マイクロ波フィードホーンなど電波天文に 関する施設見学者向けのディプレーがあるほか、電 波吸収体が部屋の全面に林立する「電波暗室」や半 導体製作の現場など、特別に立ち入り制限区域内の 研究施設も見せていただけました。



途中、別の電波望遠鏡も見学しました。Westerbork の合成アンテナアレーは、東西 2.7km に 25m ディッシュが 14 基も並んでいて、VLBI などの天体観測で現用されています。



アンテナ施設見学では、駆動装置やケーブル類の引き回し方がいつも気になります。このアンテナは AZの回転軸(1 本柱の脚柱)を北極星のほうに向けるポーラマウントでこれが地球の自転とともに回転します。これに載っているアンテナの EL に相当する軸(上向きの U の部分)を天体のその日の赤緯に合わせて動かす赤道儀方式でした。写真のアンテナは休憩ポジションに向いていますが、これが一斉に天体を追尾するのかと想像すると、何ともドキドキします。

ツアーの一行には、アンテナ解析と Online Antenna Book で有名な W1GHZ Paul もいて、大型アンテナ見 学をいっしょに満喫しました。



以前、気さくな Paul にアンテナ回転機構の「ガタッキ」を英語で何というのかと質問したことがあります。彼いわく、アンテナ・メカニズムの専門家じゃないのだけれど、free movement かなー、ギアの問題なら back rush かもしれない、との回答で、なるほど・・・

#### 〔EME カンファレンス〕

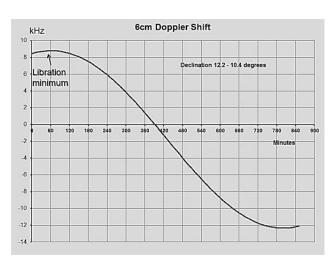
EME カンファレンスは学会の発表形式でおこなわれます。最初の講演は、オランダ EME の先駆者 PAΦSSB が、ソ連の衛星スプートニクの信号受信したことに始まるオランダ・VHF マイクロウェーブの歴史(=ご本人の歴史)について。この写真一枚を見ても何か感動的であり、つい期待させるものを感じます。



1972年にはパラメトリック・プリアンプ付き自作無線機と自宅裏に友達と建てた 6m パラボラで、アポロ宇宙船と地球局間で月面着陸時に交わされた 2GHz無線通信を直接受信に成功しました。当時の懐かしい「スタンバイ・ピー」の録音や実際に使用した受信装置の実物を披露。肝心のその各リンク周波数については、NASA に質問したらすぐに教えてくれた、とのことで驚きます。宇宙も東西冷戦だったあの時代に!

英国の大御所 G2LTF Peter は、電気技術者として多数の技術開発にたずさわり、電気通信の発展に寄与したほか地元青少年の育成活動などの功績をたたえられ、RSGB 名誉副会長の称号を賜った OT です。

80 歳を過ぎた現在でも、自作アンテナと自作リグを使って、 $1.2\sim5.7 \mathrm{GHz}$  のマイクロウェーブ EME にたいへんアクティブです。講演では近年小さいアンテナの EME-DX ペディが注目される 6cm バンド (5760MHz) の歴史と現状、各局のアンテナ製作の工夫や問題点に注目して、実例の写真を多数提示しました。



EME では日によっては±10kHz 近くに及ぶドプラシフトと、月の動きと月面の凹凸によりエコーのスペクトラムが拡散することで生じるスミアの問題など、マイクロウェーブ特有の豊富な話題を提供しました。

## Effect of Mesh size on Tsys and Gain

In a mesh dish the feed-horn "sees" the ground, 290K, through the mesh aperture

Mesh aperture	Wire thickness	Added Temp.	Gain loss dB
6 x 6 mm	1 mm	18K	0.3
6 x 6 mm	2 mm	4K	<0.1
6 x 8 mm	1 mm	33K	0.6
6 x 8 mm	2 mm	9K	0.15
8 x 8 mm	1 mm	51K	1.0
8 x 8 mm	2 mm	15K	0.3
10 x 10 mm	1mm	108K	3.0

A typical 6cm Tsys with a SOLID dish would be 85-95K

# メッシュのサイズによるシステム雑音の変化と ゲインロス

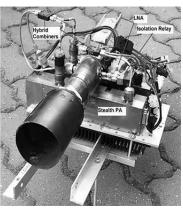
この計算は下記のチャートで可能です。

# http://www.w1ghz.org/antbook/conf/Mesh Reflector Loss Calculator.xlsx

さらに筆者の目からウロコだったのは、「メッシュの太さを変更すると元の設計の鏡面サイズと F/D が変化する」、というひとことでした。なるほど!

これらの問題を明らかにして克服することでアクティビティは上昇して、2018 年 DUBUS/EME コンテストでは 6cm バンドの参加局数が 40 局に達したようです。





紹介例)VE6TA Grant の 5.7GHz システム

5m ディッシュ 0.45 f/D, メッシュ  $3 \times 3 \times 0.7$ mm. フィード・トレーに搭載されているのは Kuhne 432/5.7 GHz トランスバータ、Kuhne 0.7 dB NF プリアンプ、自作パイプ・キャップフィルタ、Stealth Microwave SSPA 2 台合成出力、 W2IMU デュアルモードフィードホーン。このトレーは最適焦点位置に動かせる。

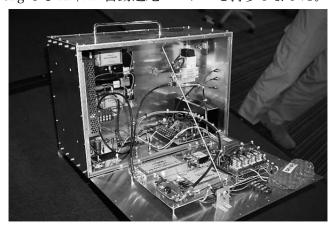
PAOPLY Jan は、「432MHz:偏波の実験」の講演をおこないました。直線偏波の電波が、電離層通過で生じるファラデー回転と地球上の位置関係と月の位置(=双方のアンテナの向き)により生じるジオメトリック回転のために変化する、EME 電波の偏波面とその対処法について、アンテナ実例多数を例にして解説。

432MHz では電離層の影響があるうえ、ほぼすべての局が直線偏波で運用しているために生じる深刻な問題でもありますが、1.2GHz 以上の EME では電離層の影響はほとんど問題にならないうえ、円偏波が普及したため、EME 局の双方が円にするか、直線にするか(だとすれば水平か垂直のどちらか)さえ事前にわかっていれば、致命的にはならないで済みます。

元々マイクロウェーバーの Jan が製作した  $10 \mathrm{GHz}$  導波管 LNA や  $24 \mathrm{Gz}$  HPA を事前予約制で販売しましたので、筆者も LNA をひとつ用意してもらって、  $297 \mathrm{Euro}$  で購入しました。

毎年どこかへ単身クルマで出かけていって EME ペディをしている OK1DFC Zdenek が何が何でもアフリカから 3cm(10GHz)の EME 運用するぞ、と息巻いて出かけていって、たいへんな苦労の末に何とかたどり着いたスペイン領アフリカのセウタから電波を出した奮闘記を語りました。

会場には新作の 24GHz 岡持ちユニットと重量 30kg ある AZ/EL 自動追尾システムを持参しました。



大男の Zdenek は、やることもホラの吹き方も 超大型なスゴイ OM です。24GHz EME 岡持ち

ほかにもマイクロ波関連の演題は多数ありました。

- ・PA3CMC ら: 3DA0MB で8バンドEME
- ・PAOHRK: EME ビギナーの果てしない旅
- ・G4BAO:裏庭の 5 バンド GHz EME
- ・K2UYH:432/1.2G/2.3GHz SSB-Funtest 20 年めの展望
- ・GB6GHY: Goonhilly Down 32m 5.7GHz 運用
- ・ZS6EME: DC-SDR 専用のゼロ IF 受信機
- ・IONAA・I1NDP:パルサー・ハンティング
- ・IK1UWL・IK3XTV:直線偏波の限界Ⅲ

など、まとめて2年分の楽しい宿題をいただいて来たような気がします。

最後に次回 2020 年カンファレンスの開催国の選考 があり、多数決の結果チェコ・プラハで決定しました。

#### マイロウェーブ EME の参考文献 (TNX: G3LTF)

- Understanding Doppler Shift: Critical
   Knowledge for Successful EME on the Higher
   Bands. Al Katz K2UYH, Proceedings of 2014 EME
   Conference pp17-21.
- Predicting Libration Fading on the EME Path.
   Charlie Suckling G3WDG,
   <a href="http://www.vk3um.com/G3WDG\_libration%20pap">http://www.vk3um.com/G3WDG\_libration%20pap</a>

er%20revised.pdf

<u>df</u>

- 3. The Rise and Rise of 6cm EME. Peter Blair G3LTF, 2016 RSGB Convention. http://moonbouncers.org/onewebmedia/The%20Rise%20and%20Rise%20of%206cm%20EME 2.p
- 4. Practical Optimisation of 432MHz and Up EME Systems using VK3UM's EMECalc Programme. Peter Blair G3LTF, Proceedings of 2010 EME Conference, pp 163-174.

http://www.ntms.org/eme/presentations/VE4MA/G 3LTF%20eme2010presentation\_v5.pdf

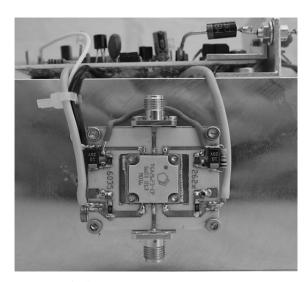
5. W1GHZ (on-line antenna book), OK1DFC, SM6FHZ ほか、 www.moonbouncers.org



GB6GHY: Goonhilly Down 32m から 5.7GHz 運用



PAΦHRK マイクロウェーブ EME の旅の入り口



PAΦHRK 製作 GaN FET Power Amplifier デバイス TGA 2623(合法的に個人輸入した) 出力: 22 W RF (+43.5 dBm) Vd = 28 V, Id = 2.2 A、Gain: 30 dB

筆者撮影の写真のほか、多くの写真とグラフは 18<sup>th</sup> EME conference (16-17)-18-19 August 2018 Egmond aan Zee The Netherland カンファレンス予稿集から転載させていただいて います。

(2018 マイクロウェーブミーティング、湯島)