

## X-band ( 8.4 GHz ) Down Converter Yoshiyuki Takeyasu / JA6XKQ

### X バンド ダウン・コンバータ 武安義幸 / JA6XKQ

深宇宙 ( Deep Space ) 惑星探査機からのダウンリンク信号を受信するためにダウン・コンバータを製作したので、備忘録として残す。

#### はじめに

深宇宙惑星探査機からのダウンリンク信号を受信することは、2001 年 11 月に AMSAT-DL が開催したシンポジウムで火星へ向かう P5A プロジェクトの発表を聴き、G3RUH と ON6UG による小径アンテナでの受信デモンストレーションを目の当たりにして以来、自分でも試してみたい事として永らく待ち行列に並んでいた。必要な技術情報や機材、部品などを収集してきたが、実際の受信までには至らずに 20 年あまりの歳月だけが過ぎて

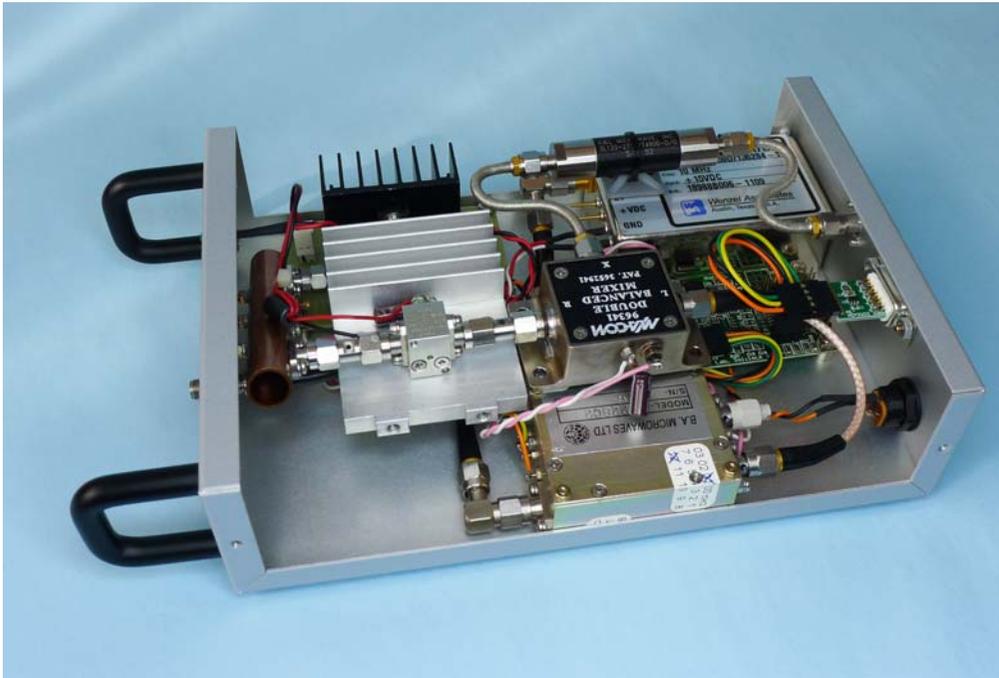


図-1 : 内部構造

いた。

2020 年 12 月に地球にカプセルが帰還する Hayabusa-2 を、目標を達成する短期決戦の機会と捉え、同年 6 月に大学関係者に同志を募り、ダウンリンク受信に成功した [1]。その際に製作したダウン・コンバータについて本稿にて記録を残す。2020 年当時は製作が優先事項であり、並行して記録を残すことができなかった。

これまでに収集した部品を使い、既存の確立した設計を導入することで、約一ヶ月の短期間で確実に動作し、かつ、必要な性能を満足するダウン・コンバータを目指した。この為、機器の構成は同軸コネクタを入出力とするディスクリット部品を接続したものとなり、最新の部品や小型化実装法を採用したものではなく、技術的な新規性は皆無である。使用した部品の世代は古く、いわゆるジャンク品を収集したものなので、構成をそのまま真似ることは不可能であり、意味もない。しかし、必要な性能とそれを実現する設計の考え方は普遍であると考える。

最新技術や部品を用いたダウン・コンバータの例としては、AMSAT-DL が頒布していたもの [2] や、Kuhne electronic GmbH 社が販売している製品 [3] が参考となるだろう。

製作したダウン・コンバータの内部構造を 図-1 に示す。

#### 機器構成

ダウン・コンバータを構成する基本要素は、周波数変換を行うミキサ ( MIX ) とローカル・オシレータ ( LO ) を中心として、帯域を制限するバンド・パス・フィルタ ( BPF ) とロー・パス・フィルタ ( LPF )、そして、ミキサの変換損失やフィルタの挿入損失を補う増幅器 ( AMP ) から構成される。最終的に決定したブロック・ダイアグラムを、 図-2 に示す。

#### 周波数構成

ダウン・コンバータの仕様を決定するにあたり、まずは、RF 入力、LO ( Local Oscillator )、および IF ( Intermediate Frequency ) 出力の周波数関係を明らかにする。

深宇宙惑星探査機の通信 ( ダウンリンク ) は、通称 X バンドと呼ばれる 8.4 GHz 帯と Ka バンドの 32 GHz 帯が使用されている [4]。ここでは、X バンドをターゲットとするので、ダウン・コンバータの RF 入力信号帯域は、8.4 ~ 8.5 GHz とする。

次に LO と IF のいずれかの周波数を決定すれば他方は一義的に決定される。なお、こ

ここではスペクトラムに反転が無い  $IF = RF - LO$  とする。IF 周波数は市販品の 2 GHz までの広帯域受信機を使用することを考慮すると、周波数帯域の選択肢は広い。一方、LO をスクラッチ・ビルドで一から製作するのは時間的にも技術的にも困難であり、収集した既製品からの選択となる。選択肢としては、YIG オシレータを用いたシンセサイザか、VCO を用いたシンセサイザの二種類がある。大きさと電源の観点、および、外部リファレンス（GPS-DO の 10 MHz）入力の観点から後者を第一候補とする。外部リファレンス入力に関して、前者の YIG シンセサイザはリファレンスの水晶・オシレータを内蔵しているので改造が必要である一方、後者の VCO シンセサイザは内蔵リファレンス・オシレータ無しで、そもそも SMA コネクタ経由での外部リファレンスを必要とする構成なので改造が不要である。ドップラ・シフトを伴う微弱信号の受信においては GPS-DO を用いた周波数安定化は必須であり、LO 選定での重要な要求仕様である。IF 受信機のカバレッジだけで単純な計算をすると、LO 周波数は 6.5 GHz (= 8.5 GHz - 2 GHz) 以上の周波数となる。

LO と IF 周波数を決定する重要な要素として、Mixer の前段に挿入するイメージ除去用 BPF (Band Pass Filter) の帯域外リジクション特性がある。イメージ周波数である LO - IF でのリジクションとして -60 dB を目標値としておく。使用する BPF は、この種のコンバータで実績がある CT1DMK 設計のフィルタ [5] とする。CT1DMK のホームページに、DH2VA が製作/測定した特性のプロットが掲載されている [6]。それによると、帯域外リジクションとして -60 dB 以上が得られるのは、約 7.8 GHz 以下の周波数領域となっている。目的の周波数とイメージ周波数について LO と IF の関係を式で表すと次式となる。

$$LO + IF = 8.4 \text{ GHz}$$

$$LO - IF = 7.8 \text{ GHz}$$

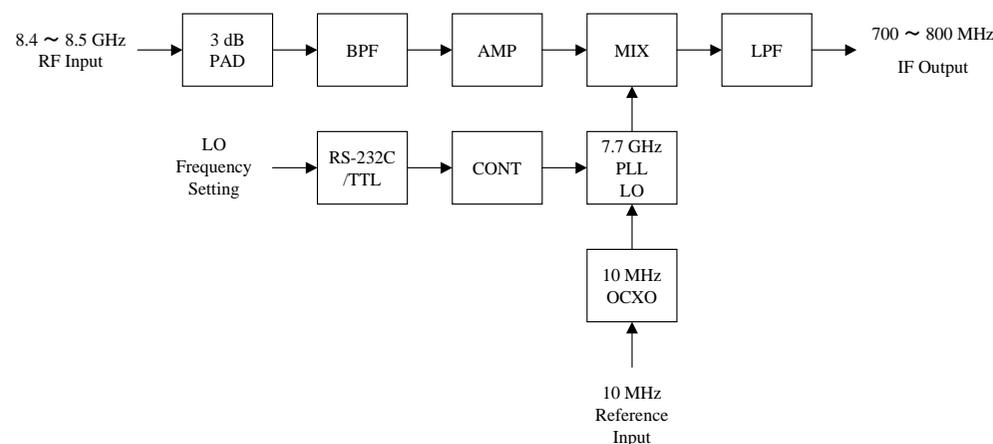


図-2 : ブロック・ダイアグラム

この式を LO と IF についてそれぞれ解くと、

$$LO = 8.1 \text{ GHz}$$

$$IF = 300 \text{ MHz}$$

なる解が得られる。つまり、LO の周波数は 6.5 GHz ~ 8.1 GHz の範囲から決定することになり、その結果として IF の周波数は 2 GHz ~ 300 MHz となる。

LO の周波数を決定するにあたり、BPF の特性との関係で考慮すべき点には、MIX の RF ポートへの LO の漏込みもある。ダウン・コンバータをアンテナへ直接接続する場合は、RF ポートへ漏れ込んだ LO 信号がアンテナから輻射され、妨害電波となる可能性がある。しかし、今回は MIX と BPF の前段には、アンテナ・フィード直下の LNA (Low Noise Amplifier) とダウン・コンバータ直前のケーブル損失補償アンプ、そして、ダウン・コンバータ内部には BPF の通過帯域挿入損失と MIX の変換損失を補償するアンプの、合計 3 段のアンプを設けている。このため、アンテナからの LO 信号の輻射は、アンプ合計での S12 リバース・アイソレーション (Reverse Isolation) による減衰を期待できるので、BPF での減衰への期待は小さいと考えられる。ちなみに、前述の 8.1 GHz 以下の BPF の減衰特性は約 -45 dB 以上であり、アンプ合計でのリバース・アイソレーションに BPF 特性が加算される。

なお、前述の論点は LO 信号漏洩にあるが、MIX より前段に配置されたアンプの歪み特性への影響が、本稿を書き進める過程で気になってきた。受信信号に比較して LO 信号のレベルがひじょうに高いことが理由である。アンプの出力側から漏込む LO 信号について、S12 分を減じた信号レベルを、入力側で目的信号と共に歪み発生源 (ゲイン・コンプレッションや相互変調歪 IMD) として考慮すれば良いのだろうか？ 本稿執筆時点では調査/検討ができていない。今後の課題とする。

製作時点に LO 周波数選定として考慮したポイントとして、既存の一般的な IF 周波数帯域がある。例えば、衛星放送などの 11 GHz ~ 12 GHz の LNC (Low Noise Converter) では、950 MHz ~ 1450 MHz や 950 MHz ~ 1950 MHz 等が使われている。このような周波数帯域に合わせると、分配器やライン・アンプ等の市販周辺機器の恩恵にあずかれるかもしれないと考えた。

では、前述の論点に対して LO 候補とした VCO シンセサイザの発振周波数を確認すると、上記の IF = 950 MHz に対応する LO = 7.5 GHz では PLL がロックしない。IF = 850 MHz に対応する LO = 7.6 GHz では 10 MHz リファレンスのリークが大きく、結果として、LO = 7.7 GHz が実用上の下限だと判明した。この場合、IF = 700 MHz ~ 800 MHz となる。前述のイメージ周波数の観点から、LO 周波数は 8.1 GHz 以下であり、この条件を満足するので、LO 周波数を 7.7 GHz と決定する。

## BPF – Band Pass Filter

前項で述べたように、BPFにはCT1DMK設計のフィルタを用いる。このBPFは、本ダウン・コンバータの中で唯一の自作コンポーネントである。CT1DMK本人以外の製作例もあるので、設計と特性は確立したものと判断される。時間的な制約から、「手段が目的化」しかねない設計を含めた自作は避けた。製作で配慮したポイントと調整方法、および、その結果については別稿にまとめたので本稿では割愛する[7]。外観を 図-3 に、周波数特性を 図-4 に示す。

BPF の周波数特性は入出力のインピーダンス・マッチングに大きく依存するので、コンバータの入カインターフェースとなるBPF入力側には3 dB Padを装着して、特性調整時の50 Ωインピーダンス(測定器ポートのインピーダンス)を担保する。BPFの出力側にはインピーダンス・マッチングが比較的良い後述のAMPを接続するので、レベル・ダイヤグラムの観点からPadは省略する。



図-3 : BPFの外観

## LO – Local Oscillator

周波数構成“の項で述べたように、YIGオシレータを用いたシンセサイザとVCOを用いたシンセサイザの二種類を候補とした。前者はStellexのYIG Synthesizerで、KE5FXによる使用例[8]やCT1DMKによる使用例[9]が参考になる。本ダウン・コンバータで使用するのは後者のB.A. MICROWAVES LTDのModel 1228C2であるが、データシートや使用例をインターネット検索で見つけることはできなかった。このシンセサイザは、Solilockシリーズのシンセサイザ[10]を開発されているJF1WKX勝間OMより制御用基板(マイクロプロセッサMSP430使用)と共に譲り受けた。

Model 1228C2はPLL周波数シンセサイザのチップにANALOG DEVICESのADF4106[11]を使用しており、そのパラメータ設定を3線式シリアル・インターフェース(Clock/Data/Load Enable)で行う。JF1WKX勝間OMのSolilockシリーズにはADF4106を用いたモデルがあり、その制御用基板とパラメータ設定ツールSolilock Configurator[12]でADF4106を制御する。Solilock Configuratorで設定するパラメータを 図-5 に示す。

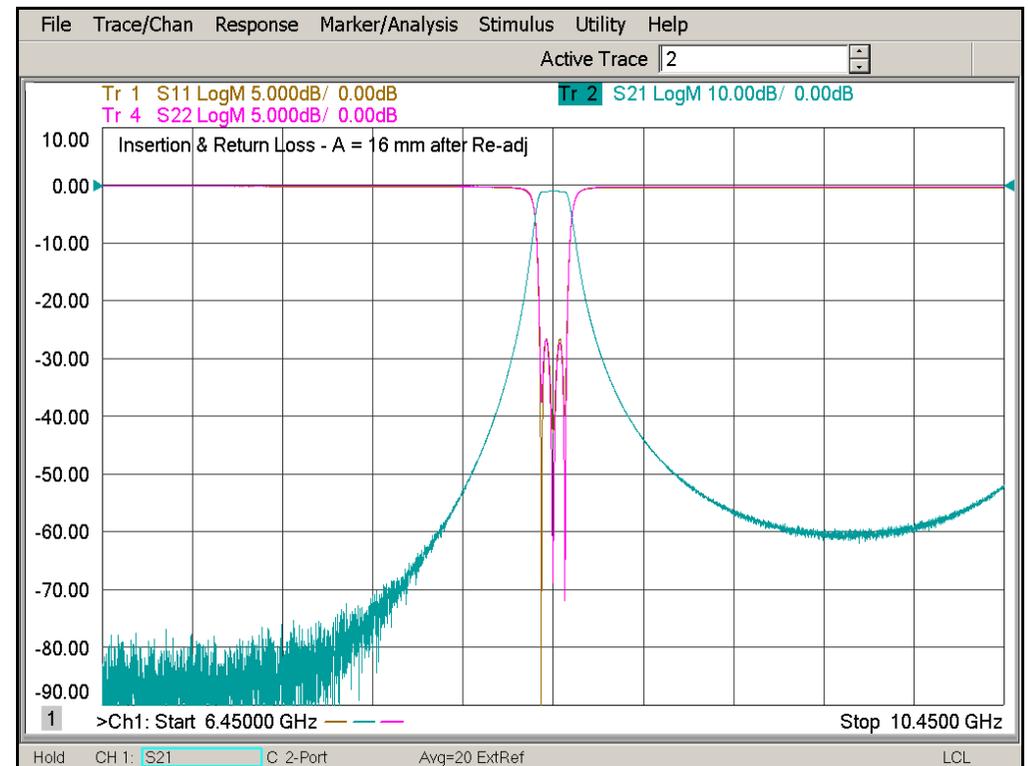


図-4 : BPFの特性

Model 1228C2 の VCO は 3 ~ 4 GHz 帯の発振周波数で PLL を構成しており、LO としては 2 倍波を出力している。したがって、図-5 の Multiplier ( Order ) の項は “2” としている。また、プリスケアラの出力周波数は 325 MHz 以下としなくてはならないので、分周比 ( PSC ) は 16/17 とする。

## MIX - Mixer

Mixer には M/A-COM DMB18E11BC Double Balanced Mixer を用いる。M/A-COM に買収される前の RHG ブランドのオリジナル品を、オークションで一時期よく見かけた。この Mixer は、LO ドライブ・パワーを低減するために、DC バイアスを印加することを特徴としている。DMB18E11BC のデータシートをインターネット検索で見発しているが、形状とラベルに記載されている特許番号 ( 発明者は RHG ) から RHG DM1-18A と同等品で

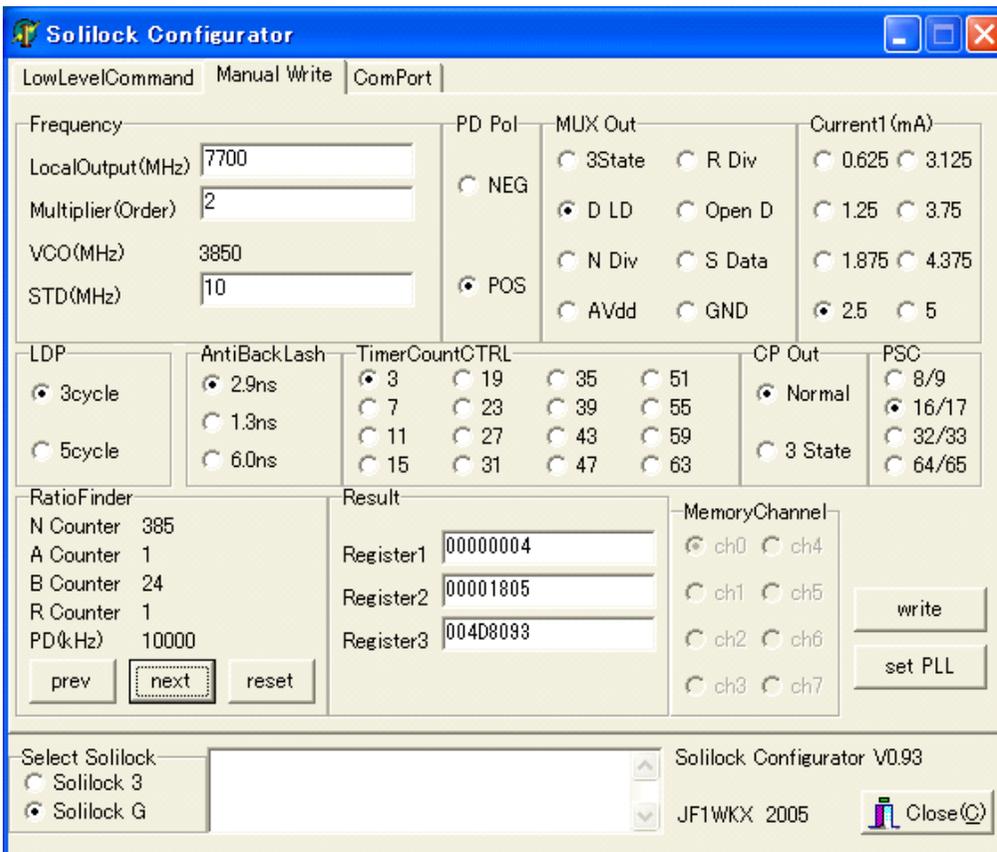


図-5 : Solilock Configurator V0.93

はないかと推定している。設計・製作時にデータシートで仕様を確認しないままであったが、DM1-18A と同等品であろうと推定している現時点では、IF ポートの周波数帯域が仕様範囲外 ( DM1-18A は DC ~ 500 MHz ) ではないかと不安が残る。しかし、DC バイアス電圧をコンバージョン・ロスが最小となるように調整した結果において、後述のような実用上問題のない総合特性が得られている。

一般的に Mixer ポートの 50 Ω インピーダンス・マッチングは悪く、広帯域でのマッチング特性を確保するために、RF/LO/IF 各ポートに 3 ~ 6 dB 程度の Pad を装着することが常套手段である。しかし、使用する LO オシレータの出力レベルの制約から、LO ポートには PAD を装着せず、Mixer の LO ドライブ・レベルを確保することを優先する。また、RF と IF ポートについては、後述の AMP ゲインの制約から、Pad 未装着とする。これらの Pad 未装着によるコンバータ総合特性への影響は未評価である。

コンバータのフィルタ構成を検討するうえで、Mixer の LO/RF および LO/IF ポート間アイソレーションを考慮しなくてはならない。LO/RF ポート間アイソレーションについては、前述の周波数構成の検討で言及した。LO/IF ポート間アイソレーションによる 7.7 GHz LO 信号の IF への漏れは、実測で -18 dBm である。受信帯域が 2 GHz max. の IF レシーバには帯域制限のフィルタが内蔵されているはずであり、干渉歪みの観点からは LO 漏れ信号の影響は小さいと期待される。しかし、微小信号を取り扱うレシーバでの絶対定格レベルとしては、-18 dBm が無視できるとは言いがたい。このため、後述の LPF で LO/IF ポート間アイソレーションを補うこととする。

## AMP - Amplifier

PAD, BPF, Mixer および接続ケーブルのロスを補い、総合でのゲインを確保するためにアンプを挿入する。アンプには、MITEQ AFSM2-02001300-40-8P-C を用いる。

周波数帯域	2 ~ 13 GHz
ゲイン	20 dB min.
NF	4 dB max.
P1dB	+8 dBm min.
In/Out VSWR	2 : 1 max.

挿入箇所について BPF 前後のいずれにするか迷ったが、広帯域アンプであることを考慮して、目的帯域外の不要信号による干渉を低減するために、帯域が制限される BPF の後段に挿入する。

アンプの消費電流は 125 mA @ +15 V で、消費電力は 1.9 W となり、そのサイズ ( 11.43

× 12.95 × 16.00 mm) では放熱器の装着が必須である。

レベル・ダイアグラムを 図-6 に示す。本コンバータの前段にはフィード直下の LNA (Kuhne KU LNA 8000B WG, ゲイン 30 dB, NF 0.7 dB) および、ポスト・アンプ (Kuhne KU LNA 8000 B, ゲイン 30 dB, NF 0.9 dB) の 2 台のゲイン・ブロックを設けている。したがって、RF 系総合でのゲインは 60 dB を確保できているため、本コンバータのアンプとしては凡そ損失分を補うだけとする。この結果、コンバータ単体のゲインは 3 dB である。

### LPF - Low Pass Filter

Mixer からの 7.7 GHz LO 信号の漏れを抑圧するために LPF (K&L MICROWAVE, 3L120-2750/T4900-O/O) を Mixer IF ポートに挿入する。フィルタのカットオフ周波数は 2.75 GHz で、帯域外減水量は -50 dB 以上が期待できる。

### LO Reference OSC - 10 MHz OCXO

ドップラ・シフトを伴う微弱信号の受信においては GPS-DO を用いた LO 周波数安定化と絶対値精度は必須である [13]。この観点からは、コンバータに GPS-DO 信号入力のみを設ければ良いが、コンバータ単体での評価や試験を考慮すると、10 MHz クリスタル・オシレータを内蔵しておきたい。とは、言うものの、リファレンス・オシレータを GPS-DO と内蔵クリスタル・オシレータで切替える仕掛けを独自に組込むことも大変なので、クリスタル・オシレータ自身に外部入力コネクタと自動切替回路を内蔵した OCXO (Wenzel Associates, 500-18459D QUARTZ OSCILLATOR, 10 MHz) を採用する。

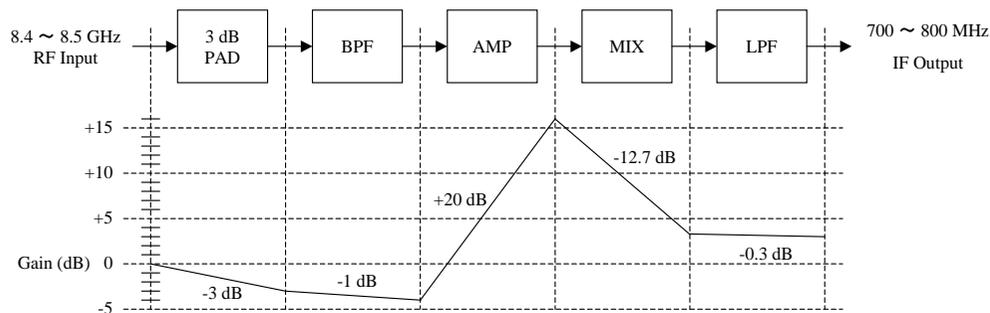


図-6 : レベル・ダイアグラム

この OCXO は SC カット・クリスタルを採用した低位相雑音オシレータで、周波数安定度は  $5E-10$  / day (typical) である。

### 実測性能

前述の設計/構成によるコンバータの仕様と実測性能は以下のとおり。

入力 RF 周波数帯域	: 8.4 ~ 8.5 GHz
出力 IF 周波数帯域	: 700 ~ 800 MHz
LO 周波数	: 7.7 GHz
周波数変換	: シングル・コンバージョン, スペクトラム非反転
コンバージョン・ゲイン	: +3 dB max
IF 帯域内振幅偏差	: -0.3 dB @ 700 MHz, 0 dB @ 750 MHz, -0.3 dB @ 800 MHz
ノイズ・フィギュア	: 8.2 dB @ 8.4 GHz, 8.0 dB @ 8.45 GHz, 9.4 dB @ 8.5 GHz
イメージ・リジエクシオン	: -90 dB @ RF = 6.95 GHz / IF = 750 MHz
消費電流	: 0.56A @ +15 V DC

### まとめ

これまでに収集した部品を使い、既存の確立した設計を導入することで、約一ヶ月の短期間で確実に動作し、かつ、必要な性能を満足するダウン・コンバータを完成することができた。探査機ダウンリンクの受信により、コンバータの性能を実証できた。

コンバータのキーデバイスである LO とその制御基板を提供して頂いた JF1WKX 勝間 OM に深謝申し上げる。



## 参考文献

[1] 帝京大学, トピックス, “宇宙科学研究ユニットがはやぶさ2地球最接近後のX-band信号の観測実験に成功しました.”

<https://www.teikyo-u.ac.jp/topics/2020/1211-1>

[2] AMSAT-DL, “The new AMSAT-DL QO-100 DownConverter V3d.”

<https://amsat-dl.org/der-neue-amsat-dl-qo-100-downconverter-v3d/>

[3] KUHNE electronic, “KU LNC 8085 C PRO2, Low Noise Converter.”

<https://shop.kuhne-electronic.com/kuhne/en/shop/converter-transverte/low-noise-converter/>

[4] Jet Propulsion Laboratory, “201 Frequency and Channel Assignments.”

<https://deepspace.jpl.nasa.gov/dsndocs/810-005/201/201D.pdf>

[5] Louis Cupido, CT1DMK, “DSN 8.4 GHz Bandpass Filter.”

[https://www.qsl.net/ct1dmk/dsnxbandfilter\\_01.pdf](https://www.qsl.net/ct1dmk/dsnxbandfilter_01.pdf)

[6] Louis Cupido, CT1DMK, “8.4 GHz Filter for DSN rx.”

[https://www.qsl.net/ct1dmk/mw\\_low.html](https://www.qsl.net/ct1dmk/mw_low.html)

[7] Yoshiyuki Takeyasu, JA6XKQ, “DSN X-band (8.4 GHz) BPF.”

[http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/Xband\\_BPF\\_1.pdf](http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/Xband_BPF_1.pdf)

[8] John Miles, KE5FX, “An Experimental X-Band Synthesizer for Amateur DSN Applications..”

<http://www.ke5fx.com/hpll.htm>

[9] Louis Cupido, CT1DMK, “The Ultimate plug and play Stellex Mini-YIG Synthesizer controller.”

<https://www.qsl.net/ct1dmk/stellex.html>

[10] 勝間伸雄, JF1WKX, “Solilock-G.”

[https://www.katsumaworks.com/solilock3/solilock\\_g/solilockg.html](https://www.katsumaworks.com/solilock3/solilock_g/solilockg.html)

[11] ANALOG DEVICES, “ADF4106.”

<https://www.analog.com/jp/products/adf4106.html>

[12] 勝間伸雄, JF1WKX, “Solilock Configurator.”

<https://www.katsumaworks.com/solilock3/slconfig.html>

[13] Yoshiyuki Takeyasu, JA6XKQ, “Detecting Voyager 1 signal in CT1DMK’s wave file – Consideration on frequency stability.”

[http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/Voyager1\\_FreqStb\\_2.pdf](http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/Voyager1_FreqStb_2.pdf)