

まえがき

5.7~10GHz のトランスバータの IF 周波数として、1200MHz 帯が使われることが多いようです。したがってローカル・オシレータの周波数としては、5.7GHz 用として 4480MHz 近辺に、10GHz ではこれをさらに 2 通倍して 8960MHz が使われています。今回はこの 4480MHz のローカル・オシレータ（以下 Lo と略記します）を製作してみました。

Lo といってもこの周波数ともなると、一発で目的周波数が発振できるのは DR0 かガン発振器くらいですが、おのおの周波数安定度に問題があるため FM-TV 用以外にはそのままでは使えません。したがって安定度を要求するならクリスタルを通倍して目的の周波数を得るか、または PLL 方式でつくることがえられます。

ところがクリスタル方式では「通倍にともなうスプリアスが多くなる」、PLL 方式では「ノイズに悩まされる」などの問題点があり、いずれを選ぶかはむずかしいのですが、今回はクリスタルを使ってみました。

前述のような通倍にともなうスプリアスを減らすためには、通倍数を少なくするのがいちばんですこれにはクリスタルの原発振周波数をできるだけ高く選ぶ必要があります。しかし現在日本で手に入る基本波周波数は 20MHz 程度なので、5 次オーバートーンとしても 100MHz、7 次オーバートーンでも 140MHz 近辺が目安となります。目標の 4480MHz をつくるには 93.333MHz か 140MHz が必要となりますが、今回は 93.333MHz を 48 通倍することとしました。

回路設計について

通倍次数が 48 次ともなると、発振回路の選びかたで周波数安定度に大きな違いが出てきます。第 1 図によく知られるオーバートーン発振回路の例を示します(1)。

これらの回路全部について実験をして確かめればよかったです。今回はこのなかで安定度のよそうな (b) のバトラ・エミッタ・フォロワ (Butler Emitter Follower) 回路でやってみることにしました。この回路はベース-エミッタ間に入っているクリスタルの直列共振周波数がその近辺で発振しますので、ほかの回路のようにクリスタルの表示周波数になかなか追いつけないというようなことがなく、簡単に目的周波数を取り出せる利点があります。

第 2 図に 4480MHz ローカル・オシレータの全回路図を示します。この回路で発振周波数を決めるのはクリスタルの直列共振周波数で、L1 と C1、C2 および VC1 による同調回路が該当周波数になったとき、ベースからエミッタへフィードバックがかかって発振します。また、VC1 の調整によって $\pm 1\text{kHz}$ ほど変化させることができますが、発振強度も変化します。

クリスタルと並列に入っている L2 は、クリスタルが持つストレ・キャパシティ (約 5pF くらい) をキャンセルするためのもので、不要な発振を抑えることができます。なお、VC1 を回して周波数が大幅に変わるような場合は、L2 値の不適當です。

発振用トランジスタとしては f_t の高いマイクロウェーブ用のものより、ロー・ノイズのトランジスタの方が位相ノイズの点で有利とされています。その場合、トランジスタの f_t は発振周波数の 4 倍程度もあれば十分です。そういった条件で規格表を探してみたのですが適当なものが見つからなかったため、手持ちの 2SC1906 を 3 段目まで使ってみました。いずれロー・ノイズ・トランジスタが入手できれば比較してみたいと思っています。

発振強度は周波数安定度に関係するので、コレクタ電圧は次段のドライブに必要な範囲でできるだけ低く選びます。目安として 5V くらいが適当でしょう。出力はエミッタ・フォロワで取り出し、次段ベースを直接ドライブしています。

次段はバッファ兼 3 通倍段で、コレクタから 280MHz を取り出しています。これに続く 2SC1906 で 280MHz を 10mW に増幅しています。そして Q4 の 2SC3358 で 2 通倍して 560MHz とし、さらに Q5 でこれを 4 通倍して 2280MHz を 5~8mW で取り出しています。

ここで、Q4 はベースに入っている 1K による深い C クラス、Q5 はゼロ・バイアスの C クラスで動作しています。このため前段からのドライブが不足のときはコレクタ電流はまったく流れませんが、この回路構成ならば問題なく動作し、Q4、Q5 とともに 30mA くらい流れれば OK です。なお、Vcc は 12V を 78M09 で安定化した 9V を与えています。

2240MHz のフィルタを通ったのち、ガリウムヒ素 FET 2SK571 でさらに 2 通倍して目的の 4480MHz を取り出します。FET は 2SK571 に限らず FSC11 でも NE76184 でも同様に動作します。OST1 と L7、TRL1 と OST3 はそれぞれゲート側とドレイン側のマッチング回路で、ドレインにある OST2 は 2240MHz のリジエクショ

ン用トラップです。この定数はシミュレーションとカット&トライで決定しました(2)。

ドレイン電圧は78L05で5Vを、ゲート・バイアスは7660で-5Vをつくっています。この段の出力は4480MHzで8~10mWくらいは出るので、たいていのトランスパータは十分ドライブできるはずです。第3図に部品配置図を、第4図にパターン図を示しておきます。

プリント基板の製作について

使用したプリント基板はナショナルのガラス熱硬化 PPO 銅張基板で、厚さ 0.8mm のものを使用しました。この基板はガラス・エポキシ基板よりも高周波性能がよく、テフロン基板よりも安価で硬さもあるので、これくらいの周波数には最適な材料で、最近ではもっぱら愛用しています。誘電率も 3.35 とちょうどテフロンとガラス・エポキシの中間値になっています(3)。

パターンは前号でも紹介しましたが、CAD とプロッタを使ってカッティング・シートをカットしてフィルムをつくりました(4・5)。その後の感光、現像、エッチングなどの各工程についてはいままでに多くの方が書かれていますので、ここでは省略します。

組み立てについて

回路図および部品配置図を見て間違いなく配線すれば、確実に動作するものができるはずですが、組み立てに関する注意点を二・三述べておきます。

基板の上下を接続するために 1mm のハトメを打ちますが(第3図黒丸部分)、この部分は忘れずに上下でハンダ付けしてください。ただし、何カ所かはハトメの穴のなかを部品のリード線が通るようになっていところもあるので、その部分は穴を埋めないように注意してください。もし間違ってハンダで埋めてしまったときは 0.8mm くらいのドリルで穴を開け直します。Q3 のエミッタ、7660 のピン、半固定ポリウム 10k のアース片、C19 の (+) リード、C21 の (-) リードなどがそうです。

前述しましたが回路図中の発振用トランジスタ 2SC1906 のコレクタ電圧は、発振の強さと周波数安定度に関係があります。後段のドライブに必要な程度で低い方がよいので、目安として 5V くらいになるよう R10 の値を決めてください(私の場合は 820 でした)。なお、R10 を付けずに 7805 の出力から 5V を供給しても OK です。

クリスタルと並列に入っている L2 は、クリスタルのストレ・キャパシタをキャンセルするためのものですが、インダクタの値はそれほどクリチカルではなく、0.2~0.5 μ H 程度で OK です(3)。

トリマ・コンデンサにはセラミック型の 6mm 直径のものを使い、アース側の足は基板の上下でハンダ付けしてください。これ以外のコイルの足やコンデンサの足など、アースに落ちるところはできるだけ下面でハンダ付けします。

図には書いてありませんが、必ずケースに入れてください。厚さ 0.5~1mm くらいの真ちゅう板を 25 \times 35mm、25 \times 130mm に切り、各 2 枚ずつ用意します。小さい方の 1 枚に SMA コネクタ用の穴と電源用の貫通コンの穴を開けておきます。コネクタの穴は下から 10mm 上がったところが適当です。ハンダ付けの順序は、まずコネクタを取り付けた板に基板をハンダ付けします。つぎに反対側の板を取り付けます。

ここで基板と真ちゅう板との角度や平行に狂いがないように注意してください。この作業は平らな板の上で行いしっかり確認しておきます。これが狂っているとあとで修正ができませんので...

つぎに細長い方の板をハンダ付けして完成です。基板のアース面とケースの接触するところは上下ともハンダ付けしてください。

調整について

調整に必要なものは、

テスタ

12~15V、0.5A くらいの直流電源

5GHz、20mW を測れるパワー・メータ

300MHz くらいまで測れるディップ・メータ、または吸収型波長計

5GHz 程度が測れるカウンタ(発振周波数の確認だけならば 100MHz 程度が測ればよい)

スペクトラム・アナライザ

などですが、このうち のスペアナは必ずしも必要ではありません。もちろん、あれば確実な調整ができますから、持っている方をお願いするのも方法かと思えます。パワー・メータは絶対値が測れなくてよければ、50 のチップ抵抗とショットキ・ダイオードがあると検出できるので、この際つくっておいてはどうでしょう。以下、テスタのみで本 Lo を調整する手順を書いておきます。

電源に 11~13.5V を加えるまえに、最終段の 2SK571 を壊さないようジャンパ線ははずしておきます。電源と直列にテストを 250mA レンジにして Lo に接続します。このときの電流は 10mA くらいです。配線に間違いがなければ L1, C1 を 93.333MHz に同調させれば確実に発振するはずで。

クリスタルの第 3 高調波をバッファの 2SC1906 のコレクタに取り出し、次段の 2SC1906 で増幅しています。したがって L3~L6 までが 280MHz に、ストリップ・ラインの L7, L8, L9 が 560MHz に同調するようトリマを回してください。トリマの同調範囲から見て、ほかの周波数になることはないはずで。2SC3358 のコレクタ側に入っている 50 の両端の電圧が 1V 以上になるよう、前段のチューンを取り直します。

つぎに 2SC3019 の段も同じように VC6~VC8 を調整します。各段とも C クラスかゼロ・バイアスで動作するので、この調整がうまくいかないとこの Lo は動作しません。ここまでの調整が完全なときには電源の総電流は 120mA くらい流れるはずで、トリマの回転で電流が大きく変化すれば OK です。

L5 と L6 の結合は L 結合になっていますが、あまり密結合にするより 5mm くらい間隔を空けた方が Q が高くなり、スプリアスが少なくなります。カウンタがあれば各段の周波数を確認しておきます。

ここまでできたら、さきにはずした 2SK571 のジャンパ線をつないで最終段の調整をしますが、そのまえにドレイン電源の +5V とゲート用の -5V が出ていることを確かめてください。この段の調整は VR1 と VC9 だけですが、前段までの調整がとれていれば問題なく 4480MHz が 8~10mW は出てくるはずで。この段の調整はパワー・メータがないと完全にはできませんが、目安として 2SK571 のドレイン電流が 30mA になるように VR1 を回してください。

2SK571 のドレインにあるオープン・スタブは 2240MHz のリジェクション用です。パターン図のままでも -30dBc くらいになっていますが、スペアナを見ながら細かく長さを調整すれば、40dBc 以上は落ちるはずで。最終的な総電流は 150~200mA くらいとなります。

各段の電圧電流の目安はつぎのとおりです。

Q1 : 5V, 5mA	Q4 : 7V, 40~50mA
Q2 : 8.5V, 5mA	Q5 : 6V, 50~60mA
Q3 : 8.5V, 5mA	Q6 : 3V, 30mA

以上、テストだけでできる調整の要領を簡単に書いてみました。はじめはなかなか Q4, Q5 の電流が流れないと思いますが、周波数さえ合えば確実に流れるはずで、どうしても流れないときはトリマの容量不足も考えられますので、コイルを増やすかトリマに平行に 5pF くらいのコンデンサをハンダ付してみてください。

もちろん、スペアナがあれば各段の出力が最大になるように調整するのは簡単ですし、またスペアナをお持ちの方なら調整の要領はおわかりだと思いますので省略します。第 5 図に JARL 技研で測定していただいた本機のスペクトラムを示しておきました。4480MHz 前後の近接スプリアスは -60dBc 以下ですし、±1120MHz に -30dBc のものがありますが、これはトランスバータのフィルタで十分カットできます。

周波数の安定度は、室温 28 度で SW ON 後 30 分で 10kHz ほど下がりましたが、その後の変動は ±1kHz 以内に収まっていました。さらに温度特性を改善するならば C2 の 47pF を温度係数の違うものに交換してみることも考えられます (3)

参考文献・資料

- (1) R.J.Matthys, "Crystal Oscillator Circuits for VHF", RF Design, p.62~75, May/June 1983 年
- (2) JA1EPK 大日方悟朗, "5.7GHz トランスバータ製作の概要", CQ ham radio, 1994 年 7 月号, p.239~243
- (3) KH6CP, Zack Lau, "Mode - S Receive Converter", QEX, p.25~30, July 1994 年
- (4) 「スケッチメイト取扱説明書」, ローランド デイジー社
- (5) 「CANDY 4 取扱説明書」, アスキー