

※2014.04.30 に書いたものに少しだけ修正を加えてpart1としました。 Part2, Part3 もあります。

Qは何だか良く分からない割には回路の設計には多く出てくるパラメータです。わからないと言ってばかりでは先に進みませんので、何とか少しでも勉強したいと思いました。世の中にはQを測定するQメータという測定器があります。その回路などをみると比較的簡単です。それを自作してみれば少しは理解する手掛かりになるかもしれないと思いました。この文章はQメータを自作した顛末記です。最初は一般的な方法を試しましたが、技術不足であまりうまく行かないので途中で方法を変更しました。そんなことで文章のなかで時間が前後して読みにくいところがあるかもしれません。また、実験したことなどいっぱい書き込んだので、ちょっとまとまりが無くしつこかったりします。なお、ブロックの説明やデータなどで少し詳しい部分は(付x)として後にまとめるようにしました。

1. Q 概略

Qはコンデンサやコイルなどのパラメータの一つで、各々のQを Q_c , Q_l としますと、

$$Q_c = (1/\omega C)/R \quad Q_l = (\omega L)/R \quad \text{です。}$$

これはすなわち、ある周波数におけるリアクタンス分(インダクタンスやキャパシタンス)と抵抗分Rとの比を表します。Rというのは、リード線やコイルの巻き線の抵抗、表皮効果その他による抵抗です。リアクタンスだけでは電力を消費しませんが、抵抗分があるために電力を消費します。すなわちロスです。コイルやコンデンサにどの位ロスがあるかの指標にもなります。

例



現実としてはコンデンサのQはとても高いので一般には問題になることは少なく、設計時に性能を左右するのはコイルのQです。フィルタなどではQの低いコイルを使うと、肩の切れが悪くなったり、選択度が悪くなったりします。従って今回はコイルの無負荷Qを測定する“Qメータ”をつくります。

2. 測定方法

Qを測定する方法はいくつもありますが、よく用いられるのは次のような方法です。

1) 直列共振時のコンデンサ(C)の電圧測定

測定周波数にL,Cを共振させてその時のCの電圧と注入電圧との比をとります。

少し昔のQメータはこの形式が多く、自作例も見かけます。

便宜上この方法を本稿では私が勝手に“共振法”と呼ぶことにします。

2) -3dBの周波数幅から求める

測定周波数にL,Cを共振させて、その時のCの電圧を測定し、そのまま周波数だけを変化させて

-3dBになる電圧のときの周波数幅と、共振周波数からQを算出します。

この方法を(これも共振させますが)1)と区別するために、私が勝手に“3dB法”と呼ぶことにします。

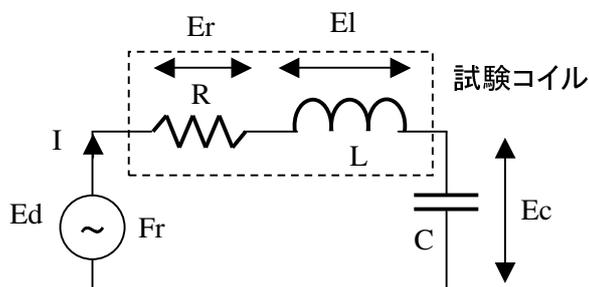
これらの呼び方は世の中一般の呼び方ではありません。本原稿内のみで有効とします。

前記の式にもあるようにQは周波数に関係しますので、Qを測定する場合は必要な周波数で測定しないと意味がありません。

3. 測定原理

3.1 共振法

共振法の測定原理は重要なので掲載します。



試験コイルとコンデンサを測定すべき周波数 F_r に共振させます。その時のコンデンサの電圧 E_c と回路の注入電圧 E_d との比が求める Q の値となります。

この図で L と C は共振しているので

$$E_c + E_l = 0 \quad \dots\dots E_c \text{ と } E_l \text{ は絶対値が等しく位相180度ずれているので打ち消しあって0}$$

$$I = E_d / R \quad \dots\dots I \text{ は回路の電流}$$

$$E_c = I * 1 / \omega C = E_l = I * \omega L \quad \dots\dots \text{オームの法則}$$

$$E_c = E_d / R * (1 / \omega C) = E_d / (\omega C * R) = E_d * \omega L / R \quad \dots\dots E_d, R \text{ で書き換え}$$

$$Q = \omega L / R \quad \text{なので}$$

$$E_c = E_d * Q \quad Q = E_c / E_d \quad \dots\dots \text{完了}$$

ということで E_c と E_d の比 (E_c / E_d) が Q の値となります。

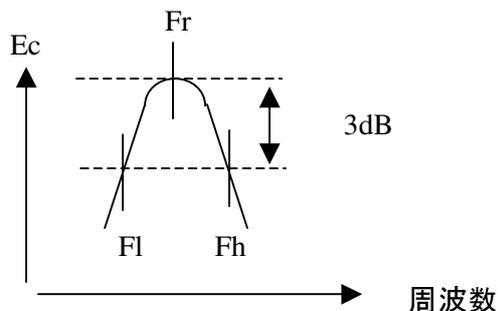
E_d が一定になるように調整しておき、 E_c を測定し、電圧値を Q に換算して(メータなどに)目盛ればメータから直接 Q の値を知ることができます。

3.2 3dB法

原理図及びCによってコイルを共振させる点は前項と同じですが、この方法では注入周波数を変化させて、共振点の周波数(F_r)とその上下の-3dBのレベルの周波数(F_l, F_h)を求めて

$$Q = F_r / (F_h - F_l)$$

この計算によって Q を求めます。



4. 実際に作るにあたっての留意点

4.1 性能について(目標性能)

1) Qの測定範囲をどのくらい

Qは理論的には何千にもなる可能性はありますが、現実的にはそこらにあるコイルのQはどの位であるか探してみると、例外や作り方によつての違いははあるとしてもおおよその値として

- ・空芯コイル: < 400~600
- ・トロイダルコアに巻いたコイル: < 400
- ・バーアンテナ(BC帯): 100~300
- ・7Kのポビンに巻いたコイル: < 120

測定範囲はさしあたって 50~300 としてみました。

2)精度はどのくらい

細かい条件や規格はありますが、ひとことで

- ・横河 (QM-12C) 表示値の±7%~±10%
- ・HP (4342A) 表示値の±7%~±10%

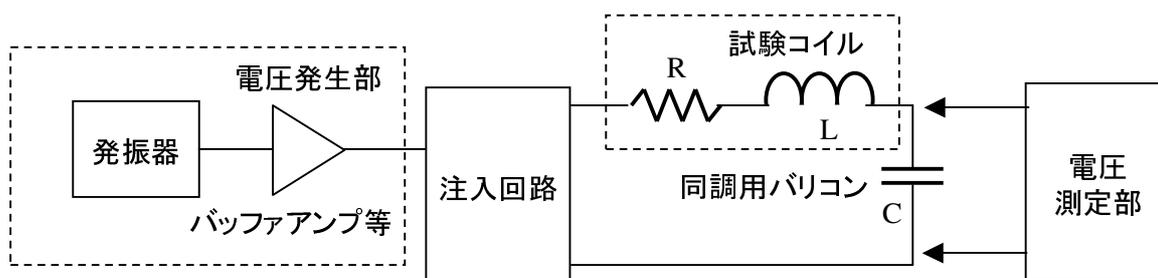
±10%の誤差というと、Q200のコイルが測定値として180から220になるので、ちょっと啞然とします。私の場合は精度の目標値として20%程度とします。メーカーが一生懸命作つて±10%ならば、私が作つたら±20%も行けばいいところではないかと思っただけです。根拠はあまりありません。

4.2 構成のコンポーネントが測定に及ぼす影響

共振法でQメータを作ると仮定してQメータを構成するコンポーネントの、測定値に及ぼす影響を考えてみます。

- ・電圧測定部
- ・電圧発生部
- ・注入回路

図示しますと次のようになります。



1)電圧測定部

電圧測定部の入力インピーダンスは当然高いほどよいのですが無限大にはなりませんので、現実的な値について測定への影響の程度を確認しておきます。

- ・Qとリアクタンスを与える。
- ・それらの値から等価的な並列抵抗を求める。
- ・等価的な並列抵抗に、並列に電圧測定部の入力抵抗を接続して合成抵抗を求める。
- ・合成抵抗から新たにQを求める。

このようにすると入力抵抗の影響が計算できます。

実際に計算してみると、次のようになりました。

当然 リアクタンス、 Q が大きくて並列抵抗が小さい場合に誤差が大きくなります。

たとえば 7MHzに100pFで同調するコイルは リアクタンス 227 Ω になります。

これをトロイダルコアに巻くと、200 位の Q が得られます。

そのコイルに1M Ω の抵抗(測定部の入力インピーダンスの抵抗分でもよい)が並列に接続されると Q は192となり、およそ4%程度下がります。4.7M Ω では Q は198となり2%の低下となります。

従って、電圧測定部の入力インピーダンスは少なくとも5M Ω 以上欲しいところです。

リアクタンス (Ω)	Q	並列抵抗 (M Ω)	抵抗並列時 Q	リアクタンス (Ω)	Q	並列抵抗 (M Ω)	抵抗並列時 Q
100	100	1	99	100	100	4.7	100
	200		196		200		199
200	100		98	200	100		100
	200		192		200		198
300	100		97	300	100		99
	200		189		200		197
400	100		96	400	100		99
	200		185		200		197

2)電圧発生部(発振器)

測定は回路に注入される電圧(注入電圧)とコンデンサの両端の電圧の比が分かれば良いのです。

一般的には注入電圧を一定にするようにして等価的に比の計算を行ったのと同じ効果を得ます。

この注入電圧の誤差は直接測定誤差になりますので精度が高い必要があります。

電圧発生部の出力に注入回路が付きます。従って電圧発生部の電圧に誤差があると注入電圧にも誤差が出ますので両方の回路の精度が必要になります。

通常発生周波数の精度はあまり問題になりませんが、発生周波数が変化した時に発生電圧が変化するといけません。そのために

- ①電圧発生部にSGなどを使って発生電圧の安定な信号を使う。(自作機)
- ②電圧発生部内部でAGCをかけて発生電圧を一定にする。(目黒電波、HPの Q メータ)
- ③必要に応じて手動でキャリブレーションを行う。(ヒースキット、横河、自作機)

などの方法で電圧発生部の電圧を一定に保ちます。

①は発振器自体が安定なのでそのまま使用できます。また、②や③ではダイオードの検波器を使って直流にして自動または手動でフィードバックをかけますので、この検波器の特性が問題になります。

必要とされる周波数範囲内で誤差の少ない検波器、あるいはよく補正された検波器が必要です。電圧方向のリニアリティはFS~FSの1/2程度の範囲で直線性が取れば良いでしょう。

マイコンとA/D変換器が使える場合は、電圧発生部の電圧とバリコンの電圧の2つの電圧測定値をマイコンに読み込んで計算で求めれば良いでしょう。電圧発生部の電圧は検波器で直流電圧に変換されますが周波数特性の問題は存在します。

さらに発振器にDDSを使う場合は、DDSにはD/A変換器が使用されているので、クロック周波数と発生周波数が近くなるとレベルが下がります。

計算でも求めますがそんなにうまく行くとお思えないので、DDSの出力をダイオードで検波しA/D変換器でその電圧を読んで、電圧比の計算を補正するのが良いでしょう。

3) 注入回路

必要な性能として

- ①内部インピーダンスが可能な限り低い電圧源が必要です。
- ②使用周波数全域に渡って一定の分割比を持っている必要があります。

①については、この抵抗分はコイルの抵抗に加算されますので、測定されたQの値が実際よりも低い値となります。測定器ではこれを考慮してメータの目盛りが値付けされているはずですが。

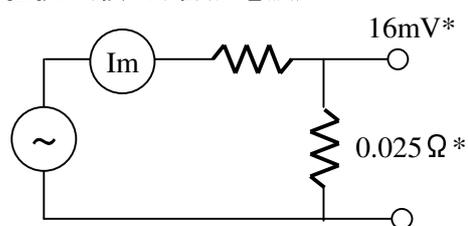
たとえば7MHzに100pFで同調するコイルはリアクタンス 227Ωになります。Qが200としますとコイル内の直列抵抗は $227/200 = 1.135\Omega$ です。注入回路の出力抵抗が0.1Ωだったとするとこのコイルを測定したときには、 $227/(1.135+0.1) = 184$ となって、およそ8%程度低く測定されます。

②は、一般に注入回路の入力(発振器の出力)が一定になる動作が多いようですので、その場合はこの回路の分割比が周波数によって変わると出力電圧が変化してしまいます。

注入回路の例です。

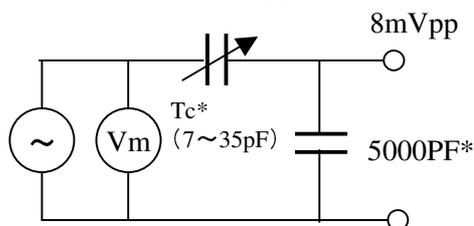
数字は推定です。ただし*は説明書などに明記されていた値です。

①抵抗 (横河、目黒電波)



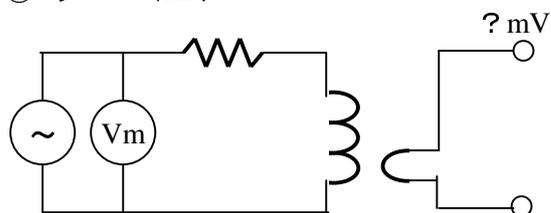
- ・並列の抵抗値がとても小さい。
- ・この抵抗に16mVを発生させるためには640mAの電流を流す必要があります。
- ・Imは熱電対の電流計。これでキャリブレーションを行う。
- ・25mΩは横河の値。目黒電波では20mΩを使用。

②コンデンサ (ヒースキット)



- ・コンデンサに直列に入るインダクタンス、抵抗を最小にするよう工夫します。ゆえに5000pFのコンデンサはヒースキットでは専用の特殊仕様だそうです。
- ・自作のQメータで470pFの小型コンデンサを10個並列に接続して使用している例があります。
- ・Vmは電圧計。これとTcでキャリブレーションを行う。ヒースキットでは2Vpp程度の電圧を1/250にして出力。

③トランス (HP)



- ・内容不明
- ・自作記事に巻線比 10:1 や 50:1 の例があります。
- ・トランスの周波数特性は直接測定値に影響しますので特殊な形状のトランス(とHPは書いています)を用います。

どの方法もそれぞれ長短があって、メーカーでは問題があれば解決して使用していると考えます。

②や③あたりが作りやすそうですが、実際に作って見ないとどうであるかわかりません。

③はトランスなので発生系と測定系がある程度アイソレートできるのが良さそうです。

また、①は注入用の抵抗自体の電力は小さいのですが、電流が大きいのでドライブには各メーカーはそれぞれ工夫をしています。

4)その他の影響

①Cにバリコンを使うと、被測定コイルに対して

- ・ローターをGNDに落とすための接触片の接触抵抗が直列に入る。
- ・ステーターの絶縁物の絶縁抵抗が並列に入る。

②コイルを取り付けるターミナルの接触抵抗がコイルに直列に入る。

これらの抵抗はQを小さくする方向に測定されます。

メーカーでは十分検討されて、必要な規格を満足するために部品を特注しますが、我々はあるものを使わざるを得ません。

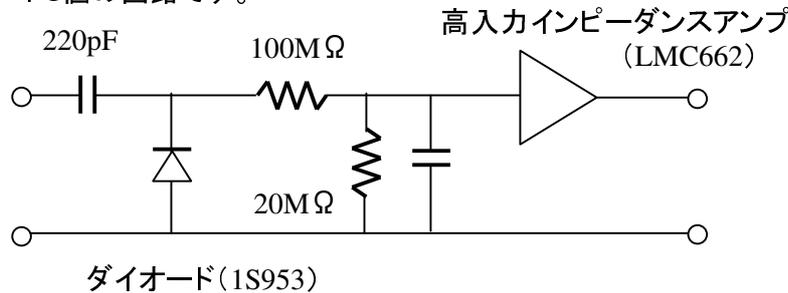
今回それぞれがどの程度であるかわからないので出来高払いとなります。

5. さらに実際の回路の検討

4. 項を考慮してもう少し実際の回路を考えて見ます。

1) 高入力インピーダンス電圧計

ダイオード1個の回路です。



実際にテストしました。(付1.)

この回路はアメリカのGeneral radioという測定器メーカーの真空管電圧計(type-1800A)のRFプローブに使われていました。また、横河のQメータの電圧測定部にも使用されています(何れの場合も真空管が使用されていました)。

高インピーダンスのDCアンプが必要ですが、最近はC-MOSのop-ampで簡単に実現できます。ダイオードを使う場合、入力電圧が小さい場合の非直線(VFの影響)を考慮しておく必要があります。後段にダイオードのリニアライザを付けますと、非直線の補正がある程度可能です。

2) 発振器(付2.)

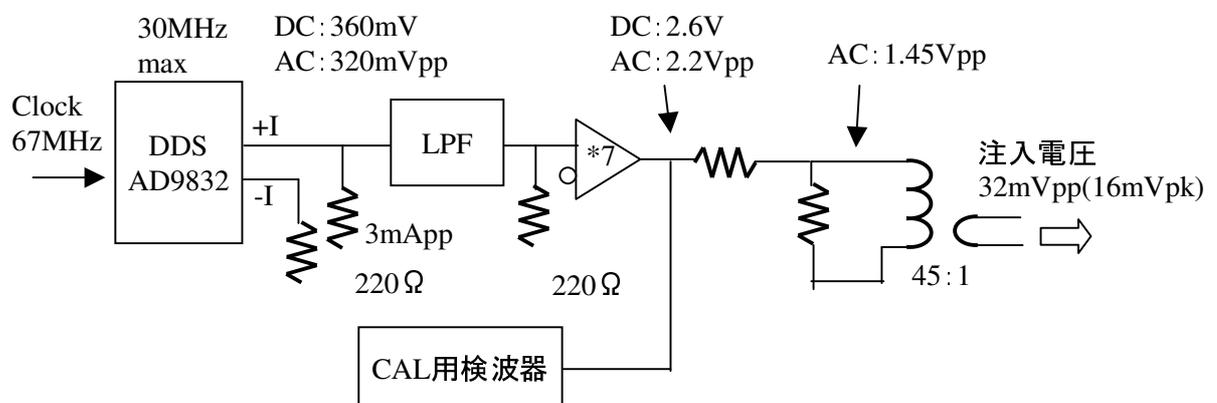
DDSとバッファアンプです。

注入回路で電圧が1/45になり、また注入回路出力電圧が20mVpk程なので、注入回路の入力では1.8Vppが必要です。マッチングなどを考慮してアンプの出力電圧は2Vpp程度を期待します。DDSの出力は320mVppなので、アンプのゲインは約7倍とします。

最終的には少し値を修正して次のようになりました。(オシロの画面からの読み取りです)

下図は1MHzのときのレベルです。30MHzまで動作させますがその時のレベル配分は良い測定器がないのでわかりません。

アンプの出力は管理されていますが注入回路のトランスが周波数特性が平坦でないと注入電圧が変化してしまいます。



DDS はクロックの1/2の周波数近くまで使用するので、振幅誤差が発生します。

① アパチャー効果の補正。($\sin X / X$ の補正)

② エイリアスによるスプリアス

これらについて考慮しなくてははいけません。(付4)に述べます。

本当はもっと高い周波数まで動作するDDSを使用したかったのですが、手持の関係でこのICになりました。

DDS のクロックは 2^{26} である67.108864MHzの水晶発振器(秋月電子製)を使用します。この発振器はジッタ特性が余り良くないらしくカタログにも明記してあります。(エプソン製のプラスチックのもの。昔の金属ケースのものはどうであるか知りません)

今回のアプリケーションではこれでも問題ありません。

3)注入回路(付3.)

恐らく最も重要な回路ですが、私にとっては海のものとも山のものともつかない部分です。

コンデンサ、抵抗、トランス

などの方法があります(前述)。今回HPで使用しているトランスを使用します。

単なるトランスですが、3個ばかり作ってみました。様子を付3に述べました。

うまくゆかない場合は変更できるようにしておきます。

4)CAL回路

トランスの1次側の電圧を測定します。2次側の電圧はトランス次第です。電圧範囲は基本的に一定電圧のばらつきを見ればよいので大きなダイナミックレンジは必要ありません。

もしリニアリティが不安であれば、アッテネータをうまく分割して最大電圧が2V付近になるようにすればよいと思います。

RF=>DCのダイオードとop-ampのリニアライザを使用しました。

しかし、CAL回路では検波電圧レベルが大きいので、不要かもしれません。

5)コントロール

A/D変換器付きの1chipマイコンを使用して、次の動作をさせます。

- ・DDSの周波数設定。
- ・周波数や測定結果の表示。
- ・Cの電圧やCAL電圧をA/D変換して、適切な計算を行います。

プログラムは、そんなに複雑な動作にはならないのでAVR+BASCOM(ベーシックコンパイラ)を使用します。

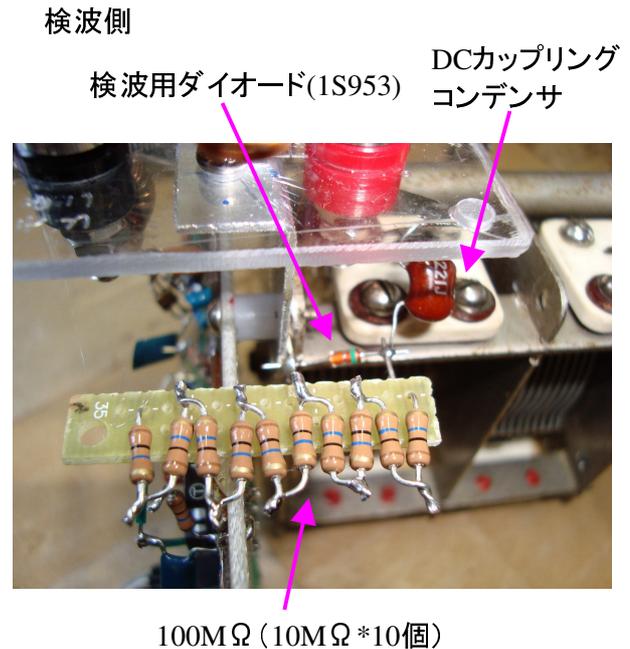
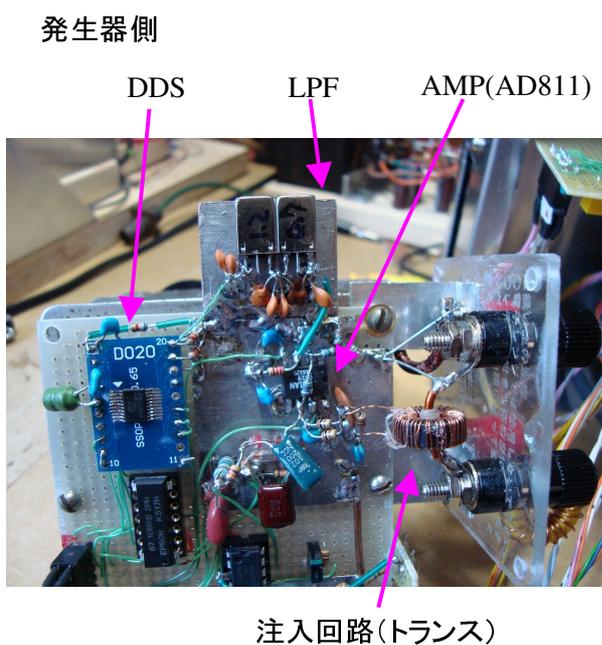
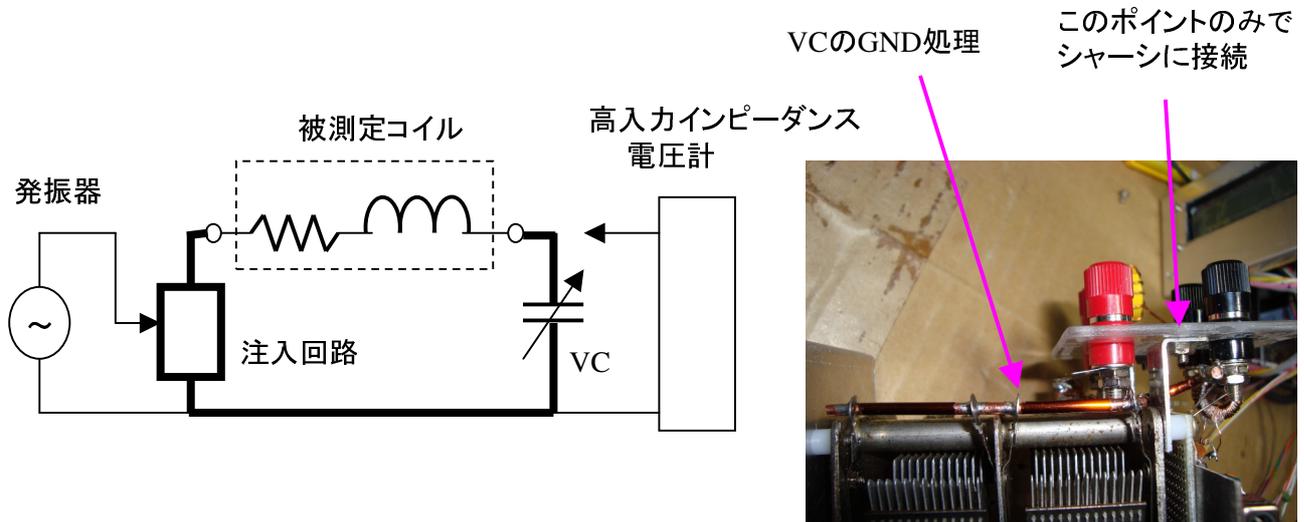
ブロックごとにデータを取って、動作を確認しながら作ります。この辺りが大変ですが面白いところです。データ取り等も、信頼できる測定器があれば比較的楽に行えますが、貧乏アマでは望むべくもないので手持ちのジャン測をフルに活用して行います。

6. 構造

実際に作るにあたって、どのような構造にするかを考えます。(ダイオード検波の場合)
図において太線の部分は最短にし、且つインダクタンスや抵抗が極力少なくなるようにします。
理由は測定原理から自明です。

そして、写真のような構造にしました。

- ・測定ターミナルと注入回路(トランス)は一体にしました。
- ・回路をバリコンに取り付けました。バリコンのローターの接触片は全部GNDとして使用します。
- ・太線部分は3.5mmφ位のエナメル線があったので使いました。シールド線の外被も良いと思います。
- ・100MΩは無かったので、10MΩを10個直列にしてかつ空中配線に近い状態にしました。
- ・高インピーダンス電圧計のop-ampの入力はICソケットを通さずに直接空中配線しました。
- ・このユニットをシャーシに取り付けたときに、単独でテストしたときよりもQが小さく測定されました。
試行錯誤を行い最終的にはVCの取り付けのねじを絶縁して、VCを1点のみでシャーシに接続しました。
いろいろと条件を変えて、同調を取り直しつつQの値が大きくなるように調整します。
本来は測定結果が変わってはいけないのですが...



7. 計画変更

ここまで共振法で実現すべく進行してきましたが、3dB法に変更しました。

変更はプログラムのみで可能でした。

7.1 共振法での測定結果

共振法で測定してみました。そのときの結果は次のようでした。

1) 検波器のリニアリティが不足。

メーカーのメータの目盛りを見ますと、値の小さいほうの目盛りが若干詰まっています。

Diode検波器を使用する場合高インピーダンスの状態でのF特は良いが、どうしてもダイオードのVFの影響が出てきます。メーター表示ではそれを考慮して目盛りをつければよいが、マイコン表示では補正カーブを折れ線で近似する方法などを行います。プログラムの容量があれば簡単にできます。アンプでVFの補正を試みましたが、どういう訳かあまりうまくゆきませんでした。

2) 本機の場合、注入電圧は周波数によって若干変化する、また電圧値も正確さが少し欠けます。

(RFの電圧を1%の精度で測定するのは私にとっては至難の業)

Cの電圧測定もF特があります。個々の不正確さはあまり大きいものではないにしろ全体として若干測定値に信頼性が無いようです。

3) Qの基準値をどこにしたら一番良いのか不明です。2)の状態でも再現性はかなり高いので適当な

周波数とQの判っているコイル(標準コイル)でキャリブレーションを行うのですが、現時点でQの分かっているコイルなどありません。もし3dB法で標準コイルのQの値を決めるのであれば、最初から3dB法を採用したほうが良いのではないかと考えました。

7.2 3dB法の特徴

3dB法を採用した場合はどうなるかという

1) E_c を測定するための検波器の周波数特性の影響が少ない。

すなわち、 F_l , F_h の周波数範囲が狭いので、たとえば30MHzで $Q=50$ としても $F_h - F_l$ は600kHzなので、検波器の周波数特性がこの間のみ平坦であれば十分です。これは容易に実現可能。

2) 注入電圧の周波数特性も同様です。

3) -3dBのときの発振周波数を探すという作業が必要になります。処理時間が多くかかります。

4) 発振器の発振周波数の分解能が低ければ測定精度が悪くなります。DDS自体の分解能は十分高いですが3)の-3dBのポイントを探すときの分解能が問題になります。プログラムのアルゴリズムが難しい。

5) 数値計算が必要。

6) 共振法と同一の回路で実現できる。

7) CAL系はQ測定には使用しなくて済む。モニタとしては動作。

このなかで3)~5)は考慮する必要があります。

これらの項目は検波電圧をマイコン内のA/D変換器を使用し、マイコンでコントロール、数値計算を行えば、簡単なハードウェアとプログラムで実現できます。

3)はプログラムのアルゴリズムによっては比較的短い時間にはできますが、1ポイント測定する場合に現時点では100ms以上かかるので1つの測定結果が出るまでは20秒~30秒かかっています。

また回路を共振させる点では共振法と同じなので、回路、構造に起因するQの低下は同様です。

8. プログラム

8.1 プログラムの様子(3dB法)

マイコンを使用するのでプログラムは必須です。測定のための方法、アルゴリズムはたくさん考えられます。Atmel社の1chipマイコンである ATmega328P を使用します。

目標条件としては

- 1)可能な限り精度が向上すること。
- 2)使いやすいこと。
- 3)測定時間が短いこと。
- 4)プログラムは4k-bytelに収まること。 RAMも2k-bytelに収まること。

(お試し版 BASCOM-AVRというBASICコンパイラを使用したときの条件)

実際は4)の影響が大きく、測定はできてQの値を表示できるというところで終了しました。

2)、3)についてももう少しプログラム領域があれば(つまりお試し版ではなくて製品版)測定方法を変更し、3倍くらいの速度(現在20秒程度=>7秒位)、測定の範囲のエラーや周波数の設定など、改善の可能性があります(後出)。

プログラムは BASCOM-AVRお試し版 です。

計算はすべて固定少数点演算のみで行いました。固定小数点で小数を扱うにはこのようにします。

たとえば 300×0.707 を行う場合は $X=300 \times 707$ $X=X/1000$ とすればよい。

このような面倒なことをして、メモリ消費は浮動小数点を使うよりも少なく、4k-byte以下で実現できました。

浮動小数点演算はメモリをたくさん使用するので4kbyteの制限にすぐ到達します。

製品版を使用した場合は、プログラムメモリ32kbyteあるので浮動小数点演算が使用できますし、使用したほうがいろいろと楽になります。

8.2 動かし方

おおよその動作です。

- 1)測定周波数を設定する。桁のup/dwnの押しボタンSWをおして桁を決めて、その後エンコーダで目的の周波数にします。
- 2)表示には測定周波数(発振周波数)、測定電圧(コンデンサの電圧)、などが表示されているので、バリコンをまわして測定電圧を最大にします。(表示内容はプログラムによって変えることができます)
- 3)測定スタートSWを押して、測定をスタートします。
20秒程度経過後にQとピークの周波数を表示して終了。

プログラムとしては次のように動作します。

- 1)測定周波数より1%下側の周波数(Q=50のときの下側の周波数)から、高いほうに向かって周波数を上げながら電圧を測定する。測定値を順にリストにセーブしてゆきます。
- 2)どこかに測定電圧のピークがあるので、その電圧と周波数をセーブしておきます。
- 3)ピークを過ぎると測定電圧は下がってくるが、ピークの電圧より3dB下がった値になったときに周波数をセーブします。これは上側の-3dBの周波数です。
- 4)その後下側の-3dBの測定値をリストからさがし、それに該当する周波数を算出します。
- 5)Qを求める計算を行って、結果を表示します。

フローチャートを(付5)に示しました。

9. 調整

調整というのも正しい言い方ではないような気もしますが、完成度を高めるための作業です。コイルは部品のままの状態が一番Qが高いのですが、それではQが解らないので測定回路を付けます。そうすると測定回路によってQが低く測定されます。

従って、より誤差が少なくなるようにするためには、4. 項、7. 項を考慮して

1) 注入電圧を一定にしてQの測定値が高くなる方向に調整します。

① 7. 項の太線の部分を抵抗が小さくなるように補強してみる。

② GNDの方法を変える／配線の変更場所を変える／補強する。

2) 今回目黒電波のQメータ(MQ-161)で測定したQと、本機の測定値と未だ合っていません。

10. 測定結果

いくつかの適当なコイルを測定し、目黒電波のQメータと比較しました。(次ページ)

目黒電波のMQ-161が比較対象として良いのかどうかわかりませんが、実物を近くのOMがお持ちなので、基準とさせていただきます。

測定の様子

表示です。プログラムによっていかようにもなりますが、現在は最小限です。



アイドル状態

測定周波数はこの例では29MHzに設定。

右上：7は7桁目の数字をエンコーダで設定可の意。

左下：コイルを共振させた時の、A/D後のカウント数。

右下：共振法によるQの測定結果。（モニタ動作）

- ①測定周波数を桁指定とエンコーダによるUP/DWNによって設定する。
- ②バリコンをまわして左下の数値を最大にする。（共振操作）
右下に共振法で測定したQを表示。（モニタ動作）



- ③3dB法で測定のときはstartSWを押す。
- ④周波数スキャンを行って、Qと共振周波数を表示
- ⑤F表示の桁数が、一桁多い(プログラムミス)。修正自体は容易ですが、もうメモリ容量がありません。

表示は好みがあるので凝りだすと収束しません。現在はプログラムの容量の関係で必要最小限にしています。周波数の表示は見やすいとはいえないです。周波数表示にスペースやカンマを適宜入れるようにするとよいのですが、前述の理由で実施していません。

11. 結論

1)いちおうそれらしい値で測定ができますが、少し誤差が大きい。

特にQが大きくなると誤差が大きい。現時点でおおよその性能は

周波数範囲 100kHz~30MHz

Q測定範囲 50~300

誤差 MQ161の測定値と比較して 最大±25%程度

2)コイルは周波数によってQが変わります。使用周波数におけるおおよそのQが分かるので、コイルの特性が確認できます。

3)共振のピークを求めますが、とてもダイヤルの動きがクリチカルです。しかし少しピーク調整がずれていても周波数の変化によるQの値の変化は少ないので、息を詰めてピークを求めたQの値とほとんど変わらない値が得られます。

4)使用頻度が少ないので、当分はこのままにします。改善方法はの案はあります。（13.項）

12. 感想、その他

1) RFにおいて誤差を数%に収めるということはけっこう大変です。

高級な測定器を持ってきても、規格を調べると驚きます。

ちょっと古いですが、HP-8656Bの規格では(ある条件下で)、レベル絶対精度±1.5dB以内、フラットネスは±1.0dB以内としてあります。HF帯で0dB付近と限定したとして、校正された状態でマージンなどはあるのでしょうかし、使用帯域幅が狭い事レベルも狭い範囲を使用する事また温度変化や経時変化などを考慮すれば、実際はもっと誤差が少ないと思われそうですが、規格にそう書いてある限り、精度としてはこの値を使用するよりほかありません。

1dBは約12%、1.5dBは約19%とすると、全体のレベル精度としては、自乗平均を採用して $\sqrt{(0.12^2+0.19^2)}=0.22$ となって±22%、約1.8dBの誤差になります。

そんなことを考えますと、“まして自作に於いてをや”ということになります。

もっともQが少々違っていることが全体に影響するようでは設計がお粗末といわれそうな気がします。

2) 自作のQメータで注入回路に1Ωとか0.5Ωの抵抗を使っている場合は、本当に誤差が少なく測定できているかどうか疑問になります。

たとえばコイルのリアクタンスが400Ωとして、Qが200とすると、等価的な直列抵抗は2Ωです。

ここで注入回路の抵抗が1Ω、0.5Ωとすると、200と測定されるべき値がそれぞれ133、160となります。これではちょっといやですね。横河のQメータではこの部分の抵抗は25mΩを使用しています。

3) 私の能力不足ですが、共振型のQメータはコンポーネントの周波数特性の変動が大きく、とても広い周波数範囲に精度良く、再現性もあるというわけにはゆきませんでした。

特に注入回路は難物です。また検波回路も、高インピーダンス入力というFETのソースフォロワを良く用いますが、私の実験した範囲ではこのアプリケーションでは不十分でした。

Qメータとして動作させてFETのソースフォロワをVCのところへ接続するとQが低下します。

(当然同調は取り直さなければいけません。付5.)

2)も含めてQメータに限っていえばアマチュアの自作品では本当に正しい測定できているのか？

あるいは限定的にしか使用できないのではないかという感じが拭えません。

自作の結果があまり良くなかったからという事だけではありません。今回のいろいろな経験からです。

4) 共振法ではCの電圧測定値は温度や経時変化によって大きく変わってはいけません。

今回の回路ではダイオードをドライヤなどで軽く加熱してやると測定値が10カウント程度は簡単に変化しました。ダイオードのVFの温度変化と逆方向のリークの変化と考えます。

5) この点でも3dB法では測定時間の数10秒の間状態が変化しなければ十分正しい測定ができるはずですが、どういう訳か温度によって測定値が変わります。箱に入れて温まってくると電源on直後より5%程度Qが小さく測定されます。ダイオードの温度特性が影響しているのでしょうか。

6) 受信用のバリコンを使用した機器を作るのはもう何十年ぶりです。

7) こういってしまっただけですが、アマチュア無線で使う場合は測定誤差が20%くらいずれても、全体に大きな影響は与えないようです。そう考えると共振法でも使い物にはなるような気がします。

8) メーカーのQメータにはQ以外にLやCの値を測定するなどの機能があります。

L, Cの測定は他に測定方法がありますので、今回はそれらの機能は無しで、Qのみが測定できます。

9) 注入回路は今回の実験結果からトロイダルトランスを使用しましたが、それ以外のトランスももう一度チャレンジしてみたいと思います。他のトランスなぜ悪いんだろう？。じつは何かミスしたか？。

13. 改善案

今回はこの性能でとめます。改善は行いません。

我々のアプリケーションレベルでは、今のところかろうじて使い物になると考えます。

もっと性能を上げようとする場合は次のような方法が考えられます。

1) 共振法では、プログラムによる検波特性の補正(リニアライズ)

ダイオードの特性を数値化して補正係数表をつくり、検波出力電圧に対する実際の電圧の補正を行います。10ポイントくらいの折れ線で十分のような感じを受けました。

2) 3dB法における周波数の分解能の向上。

現在設定周波数の最大/最小の間を200ポイントでスキャンしています。この点数ではQが大きくなったときに分解能が不足の感があります。現在Q200あたりで測定値でQが最大5くらいばらつくことがありました(@20MHz)。

また、Qが低い場合には電圧の変化がゆっくりになりますので、ノイズの影響を受けやすくなります。従ってこの場合はノイズ低減のフィルタの周波数を低く設定するようにすべきです。

フィルタの周波数の切り替えを付けて、切り替えて測定をしたほうが良いと考えます。

3) スキャンの開始をDDSの設定周波数の-1%から行っていますが、Qが低いときに実際に同調した周波数がDDSの設定周波数からずれていると-3dBのポイントが見つからないことがあります。

もう少しスタート周波数を下げたほうが良いと考えます。

4) 現在はスタート周波数から上の-3dBのポイントまで、のべっとスキャンしていますが、区間を切っておおよその見当をつけ目的のあたりを細かくスキャンする方法にすれば、測定時間の減少が見込めます。あるいはバイナリサーチなども良いかもしれません。

このあたりのアルゴリズムは考えると面白いです。

5) 周波数の読み取りがHz単位で読みづらく、また、変更桁指定も分かりづらいので、改善の余地があります。表示に関しては個人の好みもありますのでまあ思ったようにすればいいでしょう。

現在はちょっと使いづらいです。

6) せっかくDDSを使ってあるので、アンプをつけて出力を取り出せば、比較的周波数精度の良い簡単な発振器となります。ちょっと使うのに便利になると思います。

7) エラー処理が全く無いので、考えられるエラーについて表示するようにする。

8) 表示を消せば少し速度が上がります。

9) 検波+アンプにゲイン切り替えを付けてやれば、現在300程度の測定最大Q値をもっと上げることができます。

1)~9)まではプログラム領域があれば簡単に実現可能です。

現在は前に述べたとおりBASCOMのお試し版メモリ制限の4kbyteぎりぎりですので、この改善は残念ですがすべて不可です。

付1. 高入力インピーダンス電圧計

1. 1 FETバッファとダイオード検波および単にダイオード検波で、違いを試験しました。

検波器の違いによる検出電圧

試供コイル T-82-6 0.8φ 16回 をQメータの動作で測定した場合のカウント値

Count(O): 発振器バッファの出力電圧測定のカウント値

Count(M): Cの電圧測定のカウント値

回路	項目	周波数(MHz)		
		10	20	25
①	count(O)	191	180	158
	count(M)	338	112	23
②	count(O)	191	180	158
	count(M)	328	101	19
③	count(O)	191	180	158
	count(M)	341	183	51

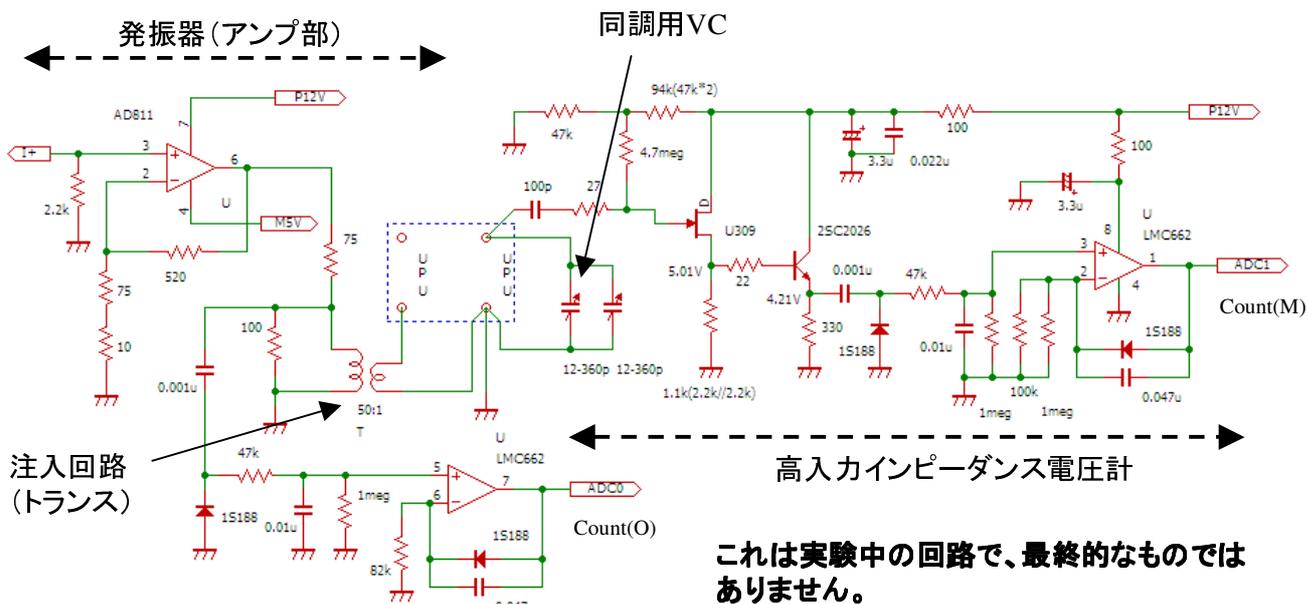
OSC めがねコア40:1

- ①: FETbufferのみ
 - ②: FETbuffer+Tr
 - ③: ダイオード検波+amp(5.54倍)
Diode: 1S953
- ③が最良.

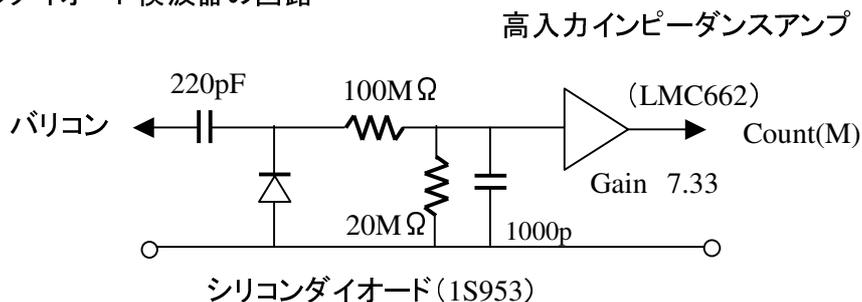
この時は注入回路にあまり効率の良くないものを使っていますので、20MHz=>25MHzでレベルが急激に落ちていますが、検波器の効率だけを見ればダイオード検波+Ampが一番良かった。

下図のCount(O)とCount(M)を測定。この回路は②の測定。

①はU309のソースから2SC2026を飛ばしてカップリングコンデンサを経て1S188に接続。



③のダイオード検波器の回路

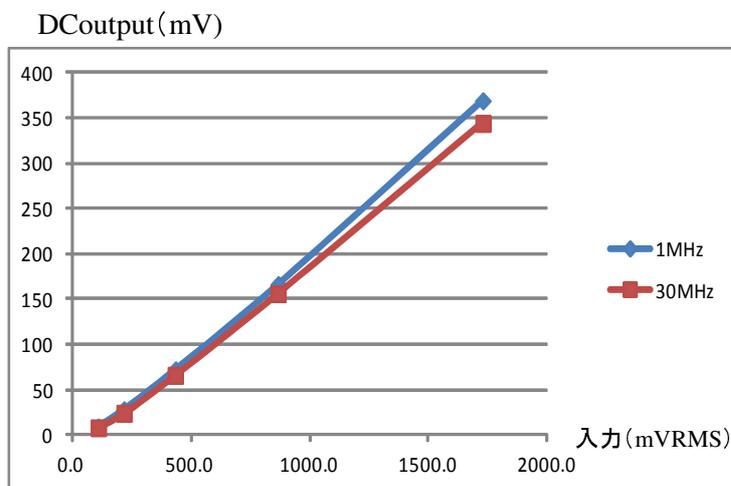


1.2 ダイオード検波の回路の特性

何の変哲もない整流回路です。

ただし、回路の抵抗が非常に高いところが特徴です。

リニアリティが若干良くなって、いわゆるダイオードのVFの影響を受けています。



周波数特性

SGIに50Ωの抵抗を接続して、その両端の電圧を前記回路で測定。

実機は 1S97に変更。
検波効率が 1S953に比べて高かった。
1S953でも定数を選べば問題ないと思える。

1.3 FETバッファ(ソースフォロワ)の効果

Qメータとして動作させているときにFETバッファを付け、Qの値が変わるかどうかを見ました。

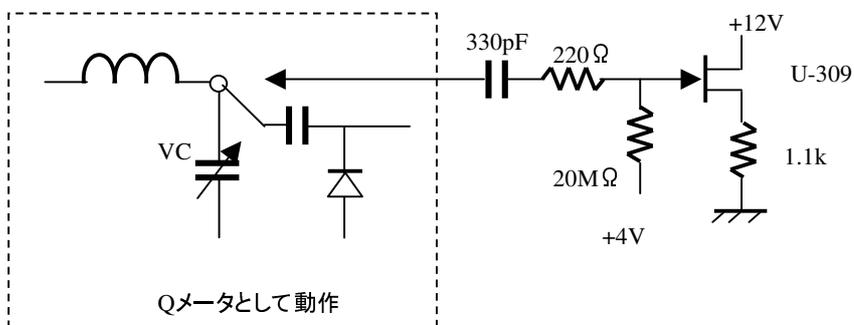
FETの入カインピーダンスが十分高ければQの値は変化しないか、変化してもわずかなはずです。

周波数 (MHz)	Qの値 (3dB法)		比 B/A
	Diのみ(A)	バッファ付き(B)	
10	83	78	0.94
20	102	68	0.67
29	108	48	0.44

結果は表のとおりです。
周波数が高いほどQの低下が顕著です。

ソースフォロワを接続すると同調がずれるので、同調は取り直す。

シングルダイオード検波器でQを測定。(通常の動作)
FETバッファ(ソースフォロワ)を付けたときのQの値の変化。
コイルは1uH程度の固定インダクタ(マイクロ・インダクタ)。



FETの入カインピーダンスが高いといっても、Qメータに使えるほど高いとはいえないようです。

FETを選択すると良いものがあるかもしれません。

330pFを数pFにしたら、また違った結果になるかもしれません。

付2. 出力アンプ

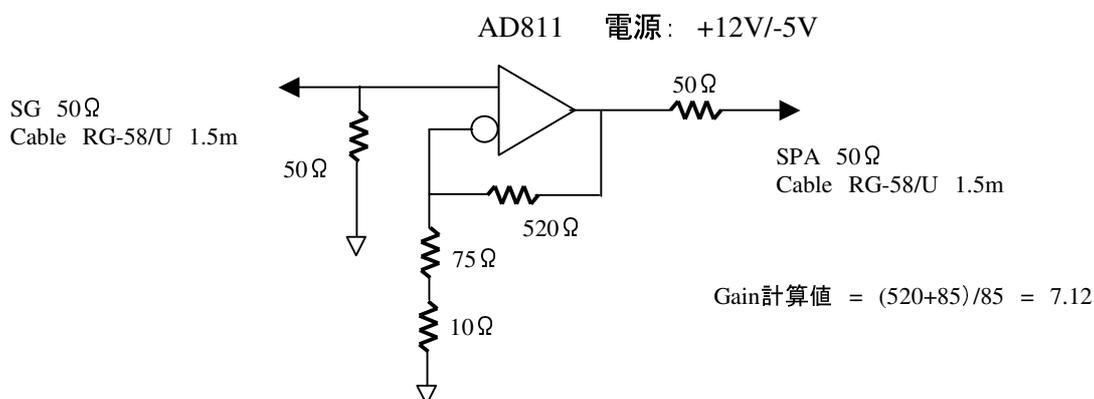
AD811を使用したアンプです。

AD811を使用した理由は、たまたま複数個手持ちがあって規格によると見えそうだったからです。

DDSの出力が 320mVpp であり、出力を4Vppとするとゲインは6.1倍です。

少し余裕をもって約7倍としています。計算値では7.12倍です。

この回路で特性を測定します。



入力 0dBm (634mVpp)

周波数 MHz	CAL dB	AMP dB	Flatness dB
2	0.5	0.4	-0.1
5	0.3	0.3	0
10	0	0	0
15	0	0	0
20	-0.1	-0.1	0
25	-0.2	-0.2	0
30	-0.3	-0.4	-0.1
35	-0.5	-0.7	-0.2
40	-0.7	-1.1	-0.4
45	-1	-1.7	-0.7
50	-1.2	-2.3	-1.1

・NFBのたっぷりかかったAMPなのでレベルの直線性は測定していません

- ① SGを0dBmにセット
- ② SPAのレンジを1dBdivにセット
- ③ SPAの入力とSGの出力をAMPを接続しない状態でショート(CAL)
- ④ 10MHzでスペクトラムのピークが適当なレベルになるように、SPAの入力のATTを調整
- ⑤ SGの周波数を変化し、SPAのレベルを読む
- ⑥ AMPを接続して同様に測定
- ⑦ 数回くりかえして、値が変わらないことを確認

30MHz迄は誤差±0.1dB(±1.01%)程度

2次高調波はAMPを接続した状態で-35dB以下なので、AMPが飽和している事は無い

ゲイン(10MHz) 11dB 3.55倍 => 50Ωが出力に直列に入っている。ゲイン1/2。
従ってAMP自体の電圧ゲインは2倍の7.11倍

付3. トランスの製作

トランスがトランスとして動作させるためには、1次巻線と2次巻線の結合を密にしないといけません。そのためには1次側から発生した磁力線ができるだけもなく2次側の巻線に結合させます。そのようなトランスとしては、リニアンプの入出力に使用されるタイプのものがあります。(トランスA,B) この測定器の最も重要な部品の一つです。

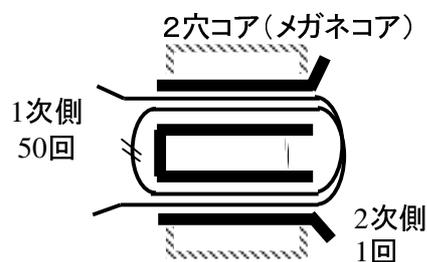
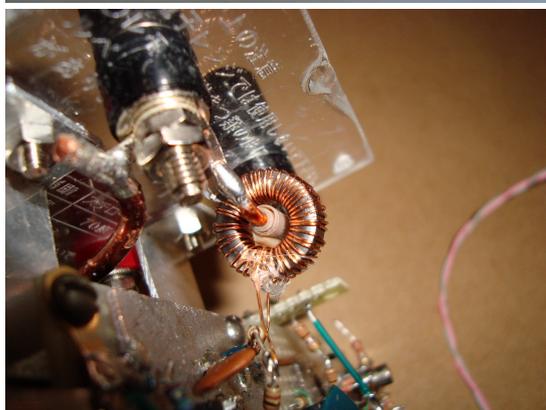
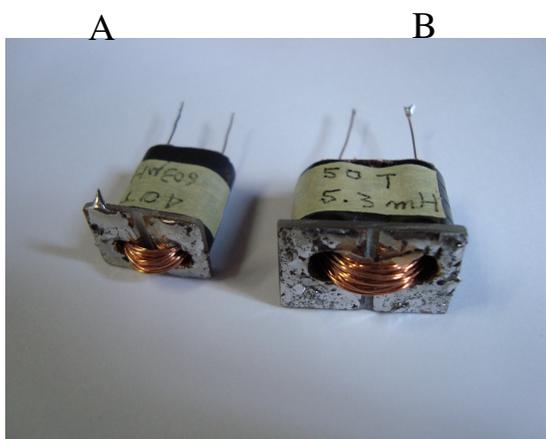
トランスは3個作りました。2次側はすべて1回巻き。

A: 不明のめがねコアに1次側40回。13*7*7mm 2個 603uH。

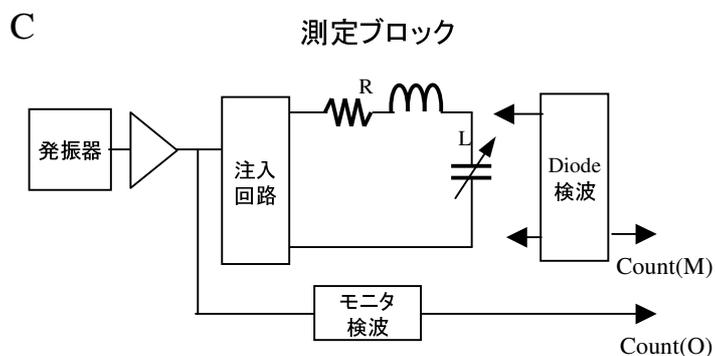
B: FT37-#43 を4個*2 合計8個使用してめがね型につなげて1次側50回。5.3mH

C: FT50-#43 通常のトロイダルコアに1次側45回。758uH

実際にQメータにセットして動作させた時に性能は C > B > A となって 意に反してCが最良でした。Cを採用することにしますが、この結果はもう少し試行してみるほうが良いとも考えます。



2次側は銅テープを穴に入る大きさに筒状にして半田付けし、一方はショートし、他方はプリント版を加工して写真のように工作しました。



注入回路(トランス)の試験

試験コイル T-82-6 0.8φ 17回

トランス	発振器	周波数(MHz)		
	測定	10	20	25
A	count(O)	191	180	158
	count(M)	341	183	51
B	count(O)	192	181	159
	count(M)	334	253	159
C	count(O)	191	179	157
	count(M)	361	310	230

発振器のモニタとCの電圧測定 各々のカウント値

検波器はDiode (1S953)で注入回路を変更したとき。

A: OSC めがねコア40:1。項目1と同じ

B: OSC めがねコア FT37-#43
8個をめがね型に組んだ。50:1

C: 45:1 トロイダルコア(FT50-#43)

Cは断然良い

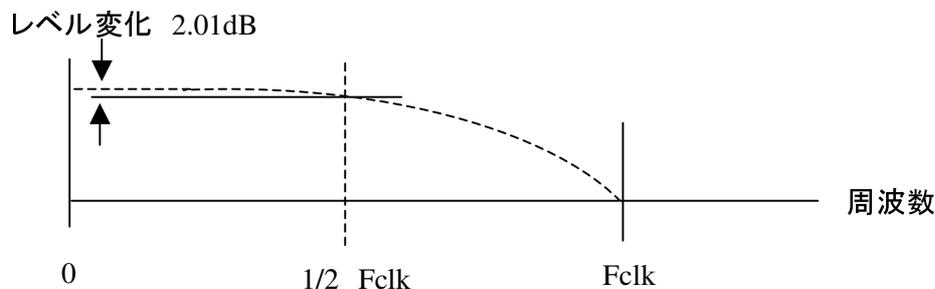
付4. DDSについて

DDSは出力にD/A変換器を使用しています。その場合動作クロックの1/2の周波数では出力振幅が2.01dB減少します。原理的に発生しますので避けようがありません。

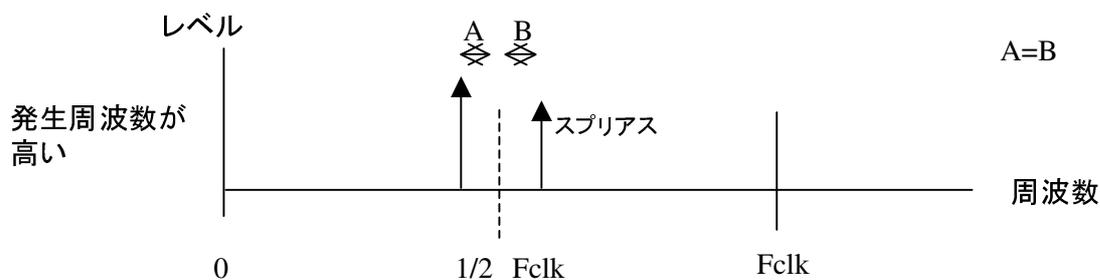
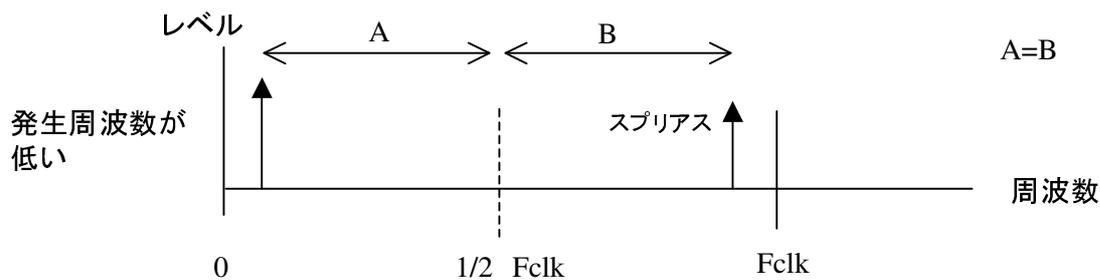
また、1/2の周波数に対して対照的にスプリアスが発生します。

今回のDDSはクロックが約67MHzなので1/2周波数は約33.5MHzになります。

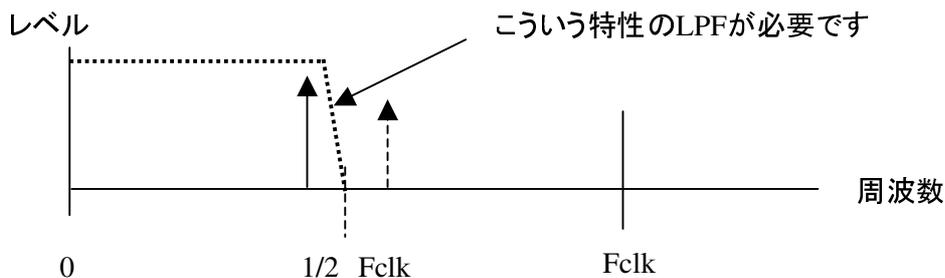
付4.1 出力レベルの変化



付4.2 出力周波数に対するスプリアス



付4.3 LPFの必要性



付4. 4 LPFの製作

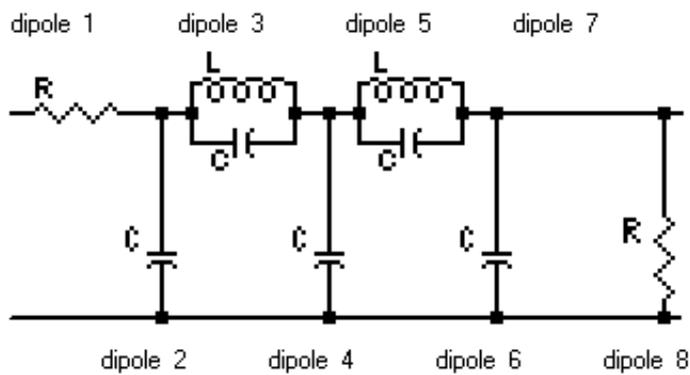
LPFとしてはスプリアスが-40dB程度(発生信号の1%程度の振幅)を目標とします。
 特性がシャープなので Elliptic 型のLPFを作ります。

カットオフ周波数1 30MHz
 カットオフ周波数2 37MHz
 減衰量 40dB ※
 終端インピーダンス 200Ω
 リップル 0.05dB
 次数 5次

※ 設計時はこの値を入力したが5次のフィルタでは希望の特性にならないようで、設計後は下図のようになりました。

これでフィルタ作成プログラムで設計させますと次のような値が示されました。

コイルは7k のボビンに巻きました。インダクタンスは既知のコンデンサで共振させました。



DIPOLE 1
 R 1=200.

DIPOLE 2
 C 2=20.96742pF

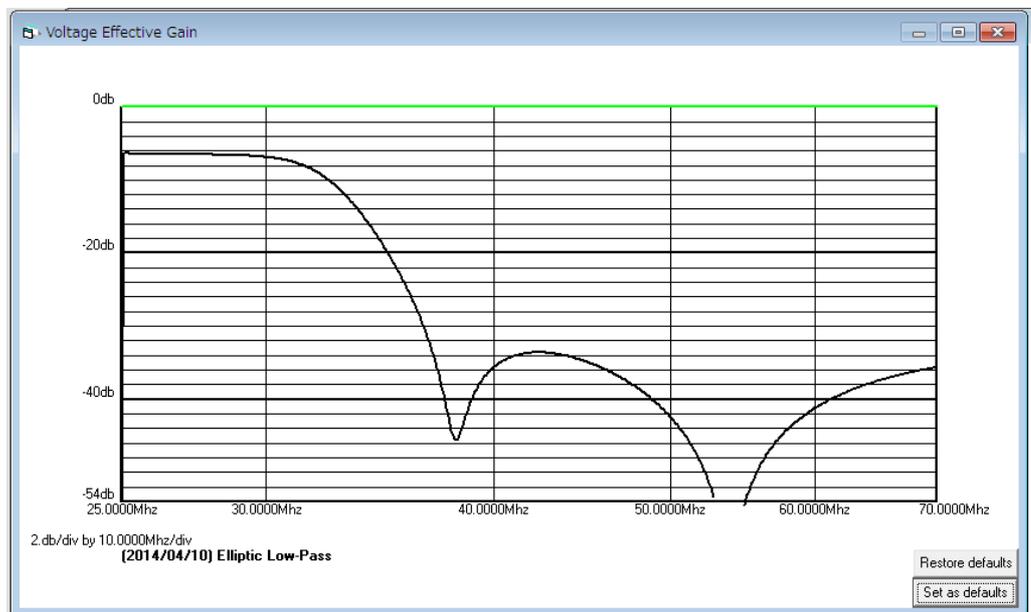
DIPOLE 3
 C 3=7.57985pF
 L 3=1.151uHy
 Qu^50.

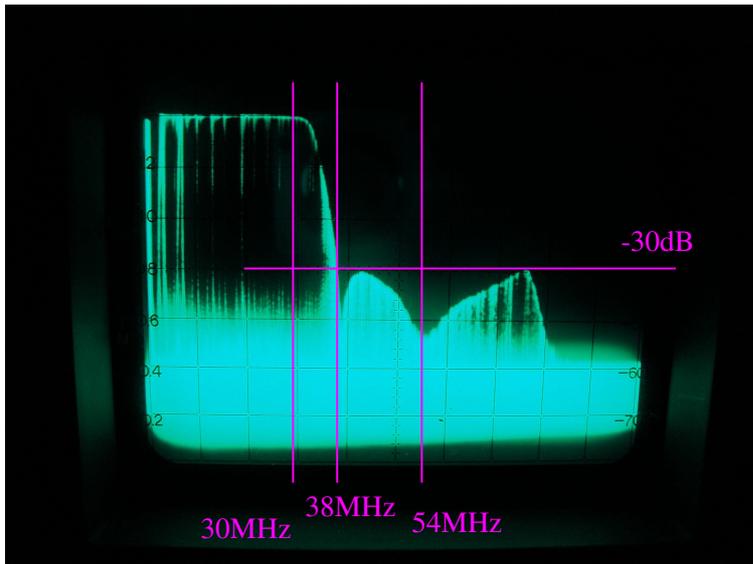
DIPOLE 4
 C 4=35.06549pF

DIPOLE 5
 C 5=26.74415pF
 L 5=.652778uHy
 Qu^50.

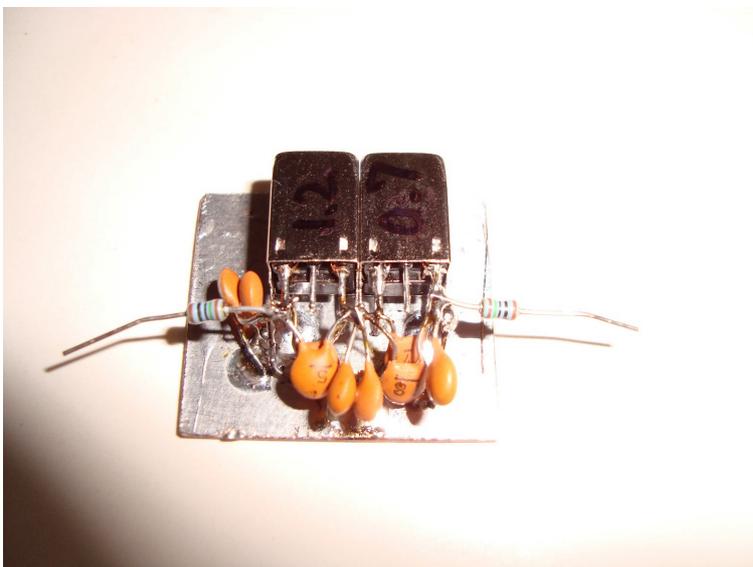
DIPOLE 6
 C 6=11.26893pF

DIPOLE 8
 R 8=200.





- ・TGが無いのでSGを手でスイープ。
- ・数値はあまり正確ではない。



- ・コンデンサは2個の組み合わせで設計値に近くなるようにした。
- ・コイルは適当なコンデンサと組み合わせて、計算した共振周波数になるようにインダクタンスを調整する。(コアを回す)
- ・ディップメータなどでは精度が不足でNG
SGとSPAなどで精度よくあわせること。
今回はFRMSを使ってコイルを調整。

コイルのQ が低いので30MHzのカットオフの特性がダレている。
それ以外はOKとします。

注！ 7k のボビンに巻いたコイルの素子感度がどのくらいか調べていませんが、調整が済んだらコイルのコアは回さないこと。 コアを1回転もすると特性がひどくずれます。(コイルによります) 2個のコイルを同時に回すと、元に戻すことはたいへんです。
今回トータルの特性を良くしようなどと考えて回して、最初から調整しなおすはめになりました。

付5・プログラムのフローチャート概略

