

第12章 IFアンプ

IFアンプで選局特性、つまり受信信号の通過帯域幅を決定します。また、検波するのに十分なレベルまで受信信号を増幅します。その際、AGCは欠かせません。IFアンプといえば、IFTを用いたIFアンプが一般的ですが、OPアンプを用いたIFアンプも製作します。これはあくまで電子回路の勉強用です。OPアンプのフィルタは電子回路では重要なものですが、ラジオに実際に適用できれば、より理解を深めることができます。なにより、ラジオに実際に使うとなれば、俄然気合が入ってきます。

●IFTを用いたIFアンプ

・基本の一石IFアンプ

写真12-1に今回用いたIFTを示します。内部にコアがあり、専用のドライバーで回して455kHzの共振を調整できるようになっています。このコアは色分けされており、黄、白、黒の順序で使用できるようになっています。前章のミキサーでは、最初に使用する(黄)を使用しました。これらの仕様を図12-1に示します。ここに書いた各値は、私が実際に測定したものです。また、巻き数も私が分解して実際にカウントしたものです。ですから、1~2Tのカウントミスがあるかもしれません。



写真12-1 今回用いた各IFT

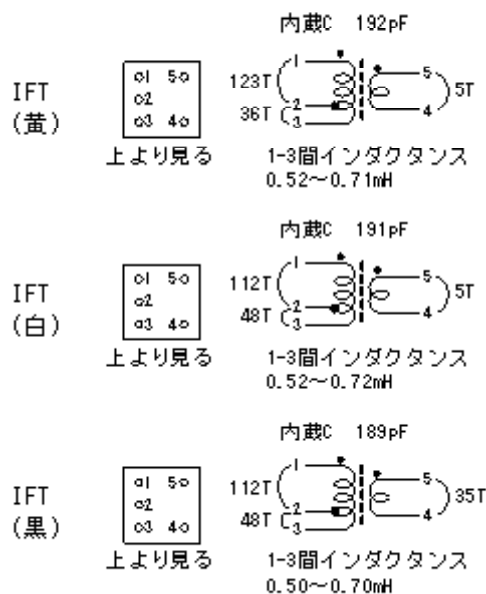


図12-1 各IFTの仕様

実は、**図11-12**のミキサーゲインを測定する回路で、一石のIFアンプを用いていました。**図12-2**にこの回路をもう一度示します。この回路が一石のIFアンプの基本です。何度も述べたように、 R_1 , R_2 , R_3 は電流帰還バイアスであり、この値で直流コレクタ電流が決定します。また、その値によりゲインが決定します。ゲインは、(コレクタ抵抗/内部エミッタ抵抗)でしたから、直流コレクタ電流を多く流す程、内部エミッタ抵抗が小さくなりゲインが大きくなります。一方、コレクタ抵抗はIFTの共振周波数で大きくなります。IFTの共振周波数は1-3間のインダクタンスと内蔵のコンデンサで455kHzになるようになっていまして、455kHzでゲインが大きくなり、455kHzのフィルタになるわけです。

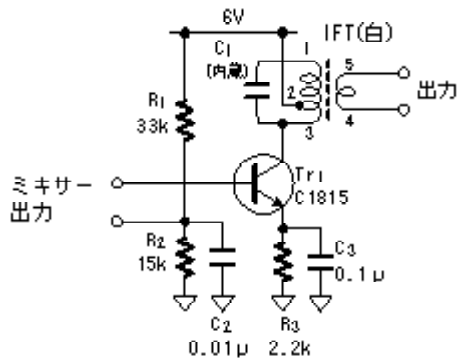


図12-2 一石IFアンプ

図11-12のミキサーゲインを測定する回路では、このIFアンプのゲインを30倍(もちろん共振周波数455kHzでの値です。)として計算に使用しました。ここではこれを確かめます。**図12-3**にその測定回路を示します。ゲインの測定のみでは、図の測定用回路は不要ですが、以降で発振の検討や信号の通過帯域幅の測定をするときに、IFT(黄)でドライブする必要があるため、このようにしています。ここで四角で囲んだ値が信号のピーク値(グラウンドからの値)です。なお、測定はオシロスコープで行いましたが、オシロスコープのプローブを付けると、その容量でIFTの共振周波数が多少変化します。ですから、オシロスコープのプローブを付けたたり外したりしたときは、IFTの再調整(コアの調整)をしました。以降でもいろいろな測定をしますが、この調整を必ず行っています。

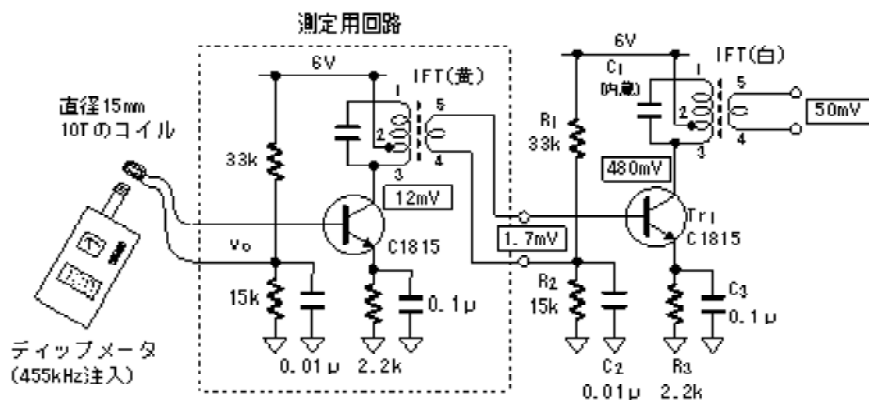


図12-3 一石IFアンプ各部の信号電圧

Tr1のベースの値は1.7mVと非常に小さい値です。これは実際に測定した値ではなく、IFT(黄)の1次の値12mVに巻き数比(5/36)を掛けて求めた値です。 $50/1.7=29.4$ ですので確かに30倍になっています。ただし、コレクタ電圧/ベース電圧では $480/1.7=282$ 倍とかなり大きくなっているのに注意してください。ちなみに、 $480/50=9.6$ はIFT(白)の巻き数比 $48/5=9.6$ に一致しています。

ここで、以上のゲインを計算で求めてみます。まずコレクタ直流電流を求めます。ベース直流電圧は6VをR1, R2で分圧した値です。厳密にはベース電流を考慮する必要がありますが、今まで行ったように簡易計算をします。 $6/(33+15) \times 15=1.87V$ がベース直流電圧となります。これから $V_{BE}=0.65V$ を引いた値1.22Vがエミッタ直流電圧です。この値をR3(2.2k)で割った0.55mAがエミッタ直流電流となります。コレクタ直流電流はこの電流とほぼ同じです。内部エミッタ抵抗 $r_e=26/I_c$ でしたから、47Ωとなります。

次に、コレクタ抵抗を求めます。これはやや厄介です。まずIFTの2-3間のインダクタンスが必要です。内蔵Cは実測で190pFでした。これには誤差があるでしょうが、そのまま使用します。このCと455kHzで共振するインダクタンスは0.64mHです。ですから、1-3間のインダクタンスは0.64mHということになります。2-3間のインダクタンスは巻き数比(48/160)の2乗を掛けて、0.058mHとなります。ところで、並列共振回路の並列抵抗Rは $R=2\pi fLQ$ でした。このRが求めるコレクタ抵抗です。ここで、 $Q=100$ として計算します。 $f=455kHz$ 、 $L=0.058mH$ を代入して、求めるコレクタ抵抗は16.6kΩとなります。求めるゲイン(コレクタ抵抗/内部エミッタ抵抗)は、 $16600/47=353$ 倍となります。実測では282倍でしたからまあまあ近い値です。逆に実測値からQを求めると、80となります。

以上求めたゲインは、出力に負荷をつないでいない値です。負荷をつなげばどうなるでしょうか。例えばコレクタ電流1mAのトランジスタを負荷とします。このトランジスタの入力インピーダンスを図5-10と同じように求めてみます。条件は以下のようにします。

- hfe虚数によるコンデンサC=30pF
- Cobを3pFとする。電源電圧が6Vなので、図5-10よりも少し小さくします。
- hfeo=170、内部エミッタ抵抗 $r_e=26\Omega$ 、 $hfeo \times r_e=4.4k\Omega$
- ゲインA=192とします。これは後で求めますが、それを使います。

計算結果は、 $ACob=576pF$ 、 $R_x=14k\Omega$ 、 $R_b=7.2k\Omega$ となります。ここで、記号は図5-10と同じものです。最終の値は、容量=606pF、抵抗=2.3kΩとなります。容量は共振回路に繰り込まれるので、問題は抵抗のみです。求めた抵抗2.3kΩに巻き数比(48/5)の2乗を掛け、2-3間の値に換算すると、210kΩです。これでは2-3間の抵抗16.6kΩに比べ無視できます。ですから出力の負荷はゲインに影響をほとんど与えないことがわかります。逆にいえば、Qを大きくするために、共振回路からほとんど電力をとり出していないこととなります。ですから、2次巻き線4-5は電力を最大に取り出すインピーダンスマッチングではなく、共振回路のQを下げないためのものだとわかります。

ところで、なぜIFTの中間タップを用いているのでしょうか。これを確かめるために、実際に中間タップを用いない回路でもゲインを測定してみます。図12-4にその回路を示します。四角で囲んだ値が実測値です。実にゲインは $3600/1.7=2120$ 倍に達します。上と同様に、計算でも求めてみます。コレクタ抵抗は $2\pi fLQ$ ですが、ここでのQは80とします。Lは0.64mHですから、コレクタ抵抗は146kΩとなります。内部エミッタ抵抗 $r_e=47\Omega$ で割って、ゲインは3100となります。実測より少々大きくなりました。これは、トランジスタ出力抵抗を無視しているからです。コレクタ抵抗

がこのように大きくなると、さすがにトランジスタ出力抵抗が無視できなくなります。ここではトランジスタ出力抵抗を $300k\Omega$ とします。そうすると、実際のコレクタ抵抗は $146k\Omega$ と $300k\Omega$ の並列になりますので、 $98k\Omega$ となります。このときのゲインは2080倍です。これで実測にかなり近くなりました。

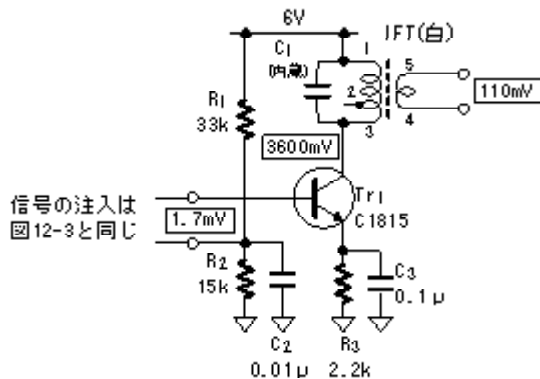


図12-4 中間タップを使わないときの各部信号電圧

以上のように、図12-4の回路では、トランジスタ出力抵抗が影響してきて実質のQ(負荷Qといいます。)が低下してしまいます。これはフィルタとしての鋭さがなくなることを意味しています。実は、これ以外にも図12-4の回路には問題があります。それは実測したようにゲインが大きくなりすぎるのです。ゲインが大きいことはよいことではないかと思われるかもしれませんが、安定した動作が困難になってきます。図12-4の実測では発振しませんでしたでしたが、おそらく発振ぎりぎりの状態ではないかと思われます。そこで以下では、この回路の発振のメカニズムを考えてみます。

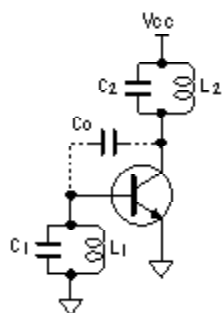


図12-5 図12-4の交流回路

図12-5に図12-4の交流回路のみを示します。この回路で、 C_o はコレクタ出力容量、 C_1, L_1 は図12-3の測定回路のIFT(黄)2次巻き線です。この回路は第7章フレックスラジオで詳しく取り上げたハートレー発振回路になります。ただし図7-13と違うのは、コレクタにつながっているのが共振回路であるということです。しかも、 C_1, L_1 と C_2, L_2 の並列共振回路は同じ455kHzに共振しています。この場合、455kHzでは発振条件を絶対に満たしませんので、455kHzで発振することはありません。この回路がハートレー発振回路になるには、周波数が455kHzより低く、 C_1, L_1 と C_2, L_2 の並列共振回路が誘導性になる必要があります。

図12-4の回路はこのようにハートレー発振回路になるのですが、発振はしませんでした。さら

に、Tr1のコレクタ-ベース間に、3~100pFのコンデンサを外付けしても発振はしませんでした。この理由を考えてみます。ここで、C1, L1の並列共振回路のインピーダンスをZ1とし、C2, L2の並列共振回路のインピーダンスをZ2とします。

1. Coが小さいとき

発振はZ1, Z2が誘導性のときに起こりますから、発振周波数は455kHzより低く、Z1+Z2の絶対値と、Coの絶対値が等しくなる周波数になります。Coが小さいときは、Z1+Z2の絶対値が非常に大きい必要がありますので、発振周波数は455kHzに近くなります。Z1が大きくなりますので帰還量が大きく発振がしやすいのですが、Z1には並列に損失抵抗がつながっていますので、この帰還量が大きくなるには限界があります。ですから、この効果よりもCoが小さいために帰還量が小さくなる効果のほうが大きく、発振が起こらなかったと考えられます。

2. Coが大きいとき

このときはCoによる帰還量が大きくなります。しかし、発振周波数が低くなりますので、Z1が急速に小さくなります。そうすると、Z1で帰還信号をショートすることになり、やはり発振が起こらなかったと考えられます。

図12-4では発振しなかったのですが、ここで少しIFTの調整を455kHzからずらすことにします。L2を小さくしてZ2の共振周波数を少し高くします。又は、L1を大きくしてZ1の共振周波数を少し低くします。こうすると、図7-15の回路に近くなり、発振しやすくなります。しかし、それでも発振が起こりません。そこで、さらにTr1のコレクタ-ベース間に、3pFのコンデンサを外付けしました。こうすると確実に発振しました。このコンデンサは33pまでなら同じく発振しました。この同じ実験を中間タップを用いた図12-2でも実験しましたが、3pF~33pFでは発振しませんでした。よって、図12-4の方が図12-2より発振しやすいと結論付けができます。

以上のように図12-4の回路は発振の可能性があり、安定な動作が望めません。直感的にも2000倍ものゲインは高すぎます。さらに、トランジスタの出力抵抗の影響で負荷Qが低下する問題もありました。では、図12-2の基本回路で内蔵Cを大きくして、2-3間につければよいのではと思ってしまいます。つまり、図12-4で1-3間のインダクタンスを0.058mH、Cを2100pFにすればよいのではないか、という問題です。この問題については第1章の図1-22で説明しましたが、Lを極端に小さく、Cを極端に大きくすると、同じQを維持するのがむずかしくなってきます。というわけで結局、図12-2の回路になるわけです。

ここで、まとめておきます。図12-2のIFTの設計には次の2点を考慮する必要があります。

1. 信号の通過帯域幅を最適にするため、負荷Qが決まる。このときに、トランジスタの出力抵抗やドライブする次段のトランジスタ入力抵抗を考慮する必要がある。
2. 安定な増幅のために、コレクタ抵抗が決まる。

これらの2点を考慮すると、必然的に中間タップを使用した図12-2の回路となります。ただ、この計算はトランジスタの各パラメータが正確にわかっている必要があるし、計算自体も相当厄介なものです。ここでは、図12-4で説明したように、確かに中間タップが必要であるということのみ理解して、入手したIFTをそのまま使用することにします。

・ニ石IFアンプ

ゲインをさらに大きくするために、もう1段IFアンプが必要です。その回路を図12-6に示します。ここではダイオード検波回路を付加しています。このダイオード検波をするためには、高い電圧が必要ですので、IFT(黒)の2次巻き線は他のIFTに比べ多くなっています。このダイオードにもゲルマニウムダイオードを使用します。電圧が高いのでシリコンダイオードも使用できますが、信号が小さくなると、シリコンダイオードではうまく動作できなくなります。さらにショットキーダイオードでも、信号が小さくなると歪みが大きくなります。やはりゲルマニウムダイオードが優れています。なお、C7, R7は、よりリップルを少なくするためのものです。

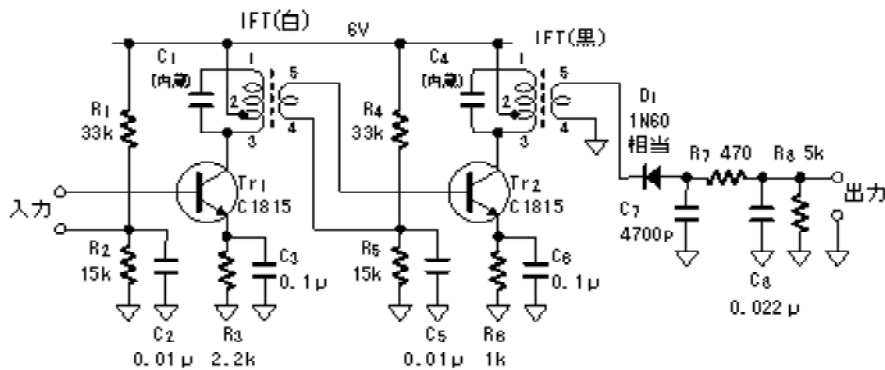


図12-6 ニ石IFアンプ

この回路のTr2コレクタの信号電圧は、かなり大きくなります。ですから、コレクタ直流電流が小さいと、内部エミッタ抵抗 r_e などが、大きく変化して歪みが大きくなってしまいます。ですから、Tr2のコレクタ直流電流は多めに流しておく必要があります。第3章増幅回路の図3-26では大振幅でも歪みがありませんでしたが、このようにする必要のあるわけです。後述しますが、Tr2のコレクタ抵抗は約 $5k\Omega$ になります。ですから $2.5V$ (ピーク値)の振幅では $0.5mA$ 流れることとなります。ですから、コレクタの直流電流はこの値より十分多く流しておく必要があります。ですが、消費電流も抑えたいので今回は $1mA$ にしました。そのために、R6を $1k\Omega$ と小さくして約 $1mA$ のコレクタ直流電流を流しています。なお、R6両端の電圧が大きいと、コレクタの動作できる電圧範囲が小さくなるので、R6両端の電圧を必要以上に大きくできないことに注意が必要です。

ここで図12-6の問題点を考えます。C局を受信したときのTr2のベース電圧は $50\sim 100mV$ です。Tr2のゲインは後で求めますが、だいたい200ぐらいです。とすると、C局を受信したときのTr2のコレクタ電圧は $10\sim 20V$ となりますので、Tr2は完全に飽和してしまいます。ですから、Tr1のゲインをもっと下げる必要があります。しかし、電界強度の小さい局、例えばK局を考えると、Tr1のゲインを下げるわけにはいきません。この問題を解決するのがAGCです。ですから、図12-6にAGCは必ず必要になります。

ただしAGCをかけると、通過帯域幅が測定できなくなります。また、このIFアンプを用いてミキサのトラッキング調整をしますので、まずこの回路でTr1のゲインを下げることにします。その回路を図12-7に示します。ここではR2の値を小さくしています。この回路で四角で囲んだ値は、C局を受信したときの値(ピーク値)です。

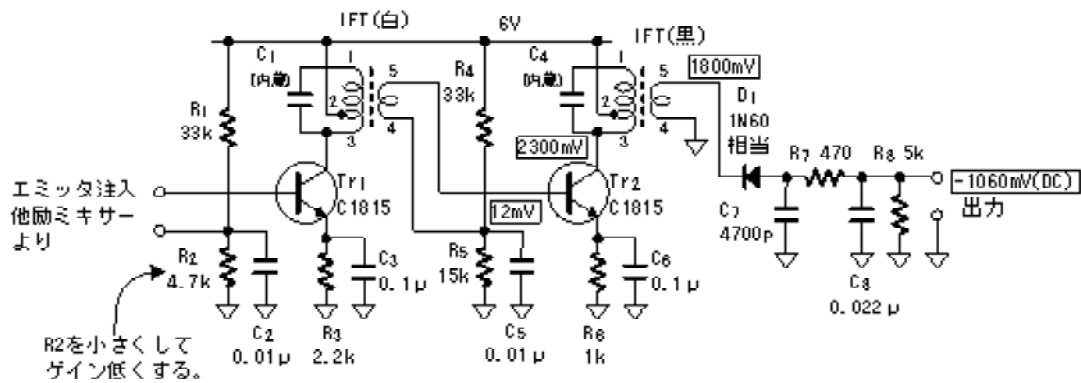


図12-7 Tr1のゲイン低くしてC局を受信

Tr2のゲイン(コレクタ電圧/ベース電圧)は $2300/12=192$ 倍となりました。2次巻き線(4-5間)の電圧は1800mVで、 $2300/1800=1.28$ ですが、これは巻き数比 $48/35=1.37$ です。少々値が違いますが、これは測定誤差でしょう。なにせ、実際の放送信号の値を測定していますので、ちょうど変調が0のときを測定する必要があります。ですから、どうしても誤差が大きくなります。ここで注意していただきたいことがあります。それは、4-5間の信号が上下で対称になるということです。ダイオードが、信号が負になるときにONしますので、つい信号の下のみが小さくなってしまおうのではと考えてしまいますが、これは間違いです。必ず上下対称になります。これについては図1-21で詳しく説明しました。

ここで以上の値を計算でも出してみます。そのためには、まずダイオード検波回路の等価抵抗を知る必要があります。この等価回路が共振回路に入ってきて、最終のゲインが決定します。第2章AM検波で述べた通り、求める等価抵抗はだいたいR8ぐらいと思われそうですが、ここでは実際にD1を取り、替わりに純抵抗を付けて、同じ信号電圧になる抵抗を求めてみました。結果は4.2kΩでした。

等価抵抗が求まりましたので、Tr2のコレクタ抵抗が計算できます。まず、共振回路の並列抵抗 $R=2\pi fLQ$ は、図12-3と同じ計算をして、13.3kΩです。ただし $Q=80$ で計算しています。また、上で求めた等価抵抗4.2kΩを2-3間に換算すると、7.9kΩとなります。これらの並列抵抗の値は5.0kΩとなります。一方、内部エミッタ抵抗 r_e は24です。ただし、コレクタ直流電流を実測の1.1mAとしています。求めるゲイン(コレクタ電圧/ベース電圧)は $5000/24=208$ 倍となります。実測では192倍でしたので、よく一致しています。

・通過帯域幅の測定

図12-7の回路で通過帯域幅を測定しておきます。測定回路を図12-8に示します。図12-3と同じ測定回路を用います。これはIFT3段での値を測るためです。出力はダイオード検波回路を付けたままで、IFT(黒)の4-5間をオシロスコープで測定します。検波出力では信号の強弱で検波効率が変化しますので、正しい値になりません。

図12-7のIFアンプ

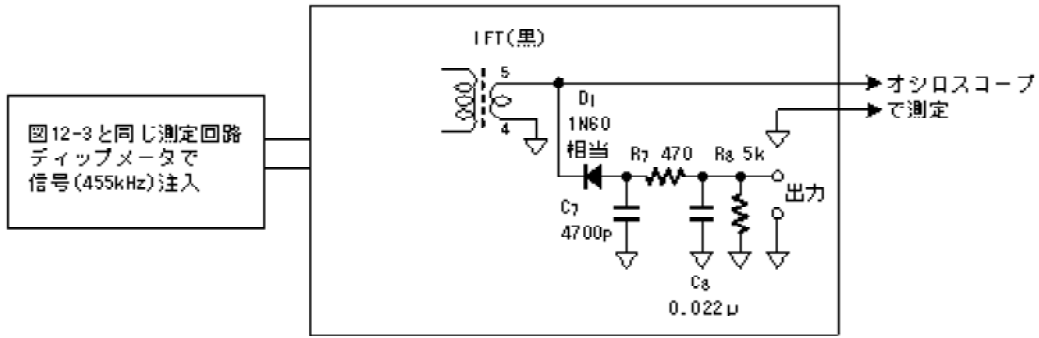


図12-8 通過帯域幅の測定

455kHzでオシロスコープの出力を1000mVにして、この出力が半分の500mVになる周波数を求めました。結果は、上の周波数が458.1kHz、下の周波数が452.9kHzとなりました。ですから、上は+3.1kHz、下は-2.1kHzという結果となりました。ディップメータでは周波数を変化すると、出力レベルが多少変化してしまいますので、正確な値ではありませんが、結構鋭い特性のフィルタになるのがわかります。

・ミキサのトラッキング調整

ここで図12-7の回路を使用して、ミキサのトラッキング調整を行います。どのミキサでも同じ調整です。この調整は実際の放送を受信して行います。また、検波出力の直流値を用います。ですから、マルチメータがあれば行うことができます。なお、IFアンプの検波出力にクリスタルイヤホンを接続しておくと、どの局を受信しているかがわかりますし、音の強弱で判断すれば、マルチメータがなくても、だいたいの調整ができます。

トラッキング調整は、バーアンテナのコア位置、OSCコイルのコア位置、バリコンの二つのトリマコンデンサ(RFとOSC)を調整します。ここで、三つのIFTが455kHzに合っていることが前提です。もし、ディップメータなどの信号源がないと、正確に455kHzに調整するのは困難です。そのときは、どこかの局を受信して、IFアンプの出力が最大になるように、三つのIFTを調整するしかありません。

以下に共振周波数の式を示します。

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+\Delta C)}}$$

受信信号では、Lはバーアンテナのインダクタンス、CはバリコンRF側の容量、ΔCはバリコンRF側のトリマコンデンサの容量です。局部発振信号では、LはOSCコイルのインダクタンス、CはバリコンOSC側の容量、ΔCはバリコンOSC側のトリマコンデンサの容量です。これらの周波数の差をすべての局で455kHzになるように調整します。ただし、完全に調整するのは困難ですので、大体のところと妥協する必要があります。

共振周波数の式をみればわかりますが、ΔCはCが小さいとき、すなわち周波数が高いときに大きく影響します。一方Lの変化は、どの周波数でも同じように効いてきます。このことをトラッキング調整に利用します。つまり、周波数の低い局を受信して、Lを調整します。そして、周波数の高い局ではΔCを調整します。これを繰り返して、あるところで妥協してトラッキング調整を完了します。

実際のトラッキング調整は以下になります。

1. 両方のトリマコンデンサの容量をほぼ中間値に調整しておきます。
2. 最も周波数の低い局にバリコンのダイヤルを合わせます。私の所では、F局です。バリコンのダイヤルはそんなに正確に合わせられませんので、だいたいになります。そして、OSCコイルのコア位置、バーアンテナのコア位置を調整して出力を最大にします。
3. 最も周波数の高い局にバリコンのダイヤルを合わせます。私の所では、A局です。このときもダイヤル位置はだいたいになります。そして、OSC側のトリマコンデンサとRF側のトリマコンデンサを調整して出力を最大にします。
4. 上の2. と3. を数回繰り返します。

●AGC

まず、**図12-6**のニ石IFアンプにおいて、Tr1のバイアス電流の変化でどのようにゲインが変化するかの実験をします。その実験回路を**図12-9**に示します。この回路は**図3-43**のゲイン可変増幅回路そのものです。ここで、ゲイン制御端子に加える電圧をVcとします。この電圧の極性に注意してください。ベース電圧が低くなるように加えます。出力は検波出力ですが、この値をVoとします。これは直流なのでマルチメータの直流電圧レンジで測定します。入力の455kHzはディップメータで加えますが、それをviとします。

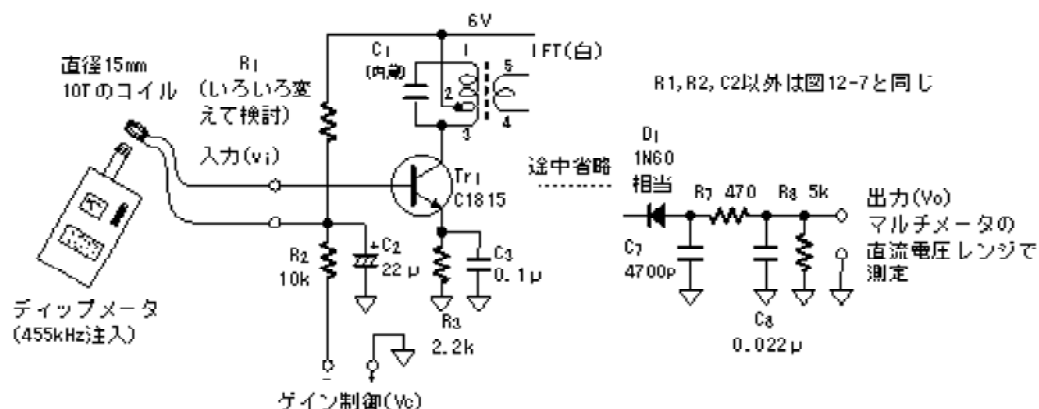


図12-9 可変ゲイン測定回路

R1=33kΩでVc=0Vのときの出力Voを2Vになるように、入力viを調節します。以降この入力はそのまま一定にしておきます。こうして得られた結果を**図12-10**に示します。抵抗R1は33kΩ、47kΩ、56kΩと変化させました。出力Voが0Vに近づくと、直線ではなくなりますが、全体的にはほぼ直線になります。

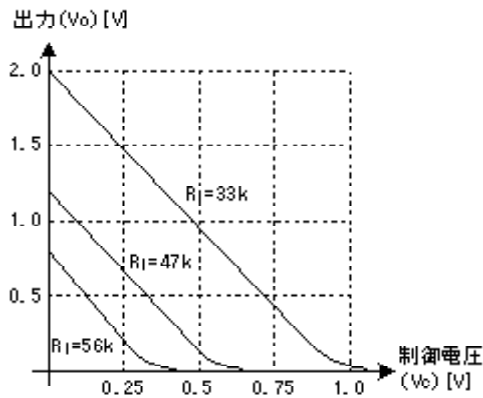


図12-10 図11-9の測定結果

ここで、出力 V_o がほぼ0Vになる制御電圧 V_c の意味を考えてみます。 $R_1=47k\Omega$ の場合で考えますと、 $V_c \approx 0.6V$ で V_o がほぼ0Vになっています。この $V_c \approx 0.6V$ のときの Tr_1 のベース電圧を求めてみます。 R_2 に流れる電流は $(6V+V_c)/(R_1+R_2)=6.6V/57k\Omega=0.12mA$ です。これに R_2 を掛けた $1.2V$ が R_2 両端の電圧です。ですから、 $1.2V-V_c=0.6V$ が Tr_1 のベース電圧となります。これはちょうどトランジスタがぎりぎり動作できるベース電圧です。つまりトランジスタが動作できなくなったときに出力 V_o が0Vになるのがわかります。考えてみれば、ごくあたりまえの結果です。以降、このトランジスタが動作できなくなる制御電圧 V_c を V_x とすることにします。**AGC**を考える上でこの V_x は重要な意味を持ちます。

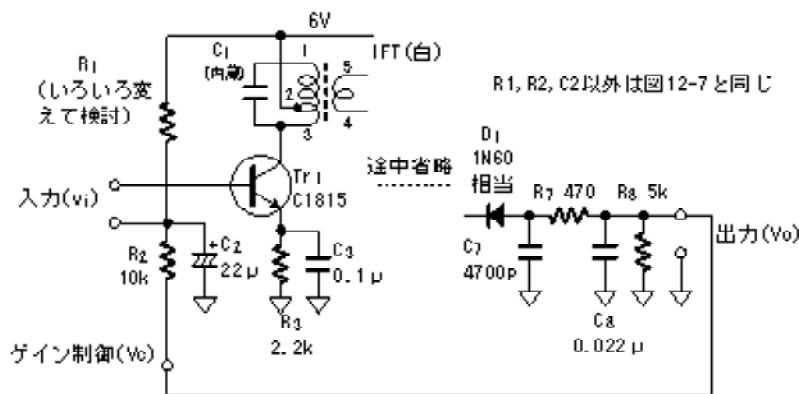


図12-11 出力をゲイン制御端子につなぐ

次に図12-11のように、出力 V_o を制御電圧端子 V_c につないだときを考えます。こうすることにより、出力が大きくなると(負の方向)、 Tr_1 のゲインが抑えられます。つまり、強い電界強度の局の出力が抑えられ、**AGC**がかかることとなります。ただし、このときの出力 V_o は音声信号ですから変動します。この変動を C_2 が抑えます。この値を小さくすると、変動が抑えられず正常な音声になりません。一方大きすぎると、局を変更したときなどに安定するのに時間がかかってしまいます。ここでは時定数で $0.2msec$ ぐらいですが、これでいい感じの**AGC**になります。

このときの出力がどうなるかを求めてみます。ただし、簡単になるように図12-10は完全な直線として取り扱います。

$$V_o = A_0 \left(1 - \frac{V_o}{V_x} \right) v_i$$

ここで

A_0 : $V_o=0$ のときのゲインで、 $V_o=A_0 v_i$

V_x : $V_o=V_x$ で $V_o=0$ となる制御電圧

出力 V_o を V_o とつなぐと

$$V_o = A_0 \left(1 - \frac{V_o}{V_x} \right) v_i$$

よって

$$V_o = \frac{A_0 v_i}{1 + \frac{A_0}{V_x} v_i}$$

v_i が小さいときは $V_o = A_0 v_i$

v_i が大きいたまは $V_o = V_x$ となります。

以上の結果をグラフであらわすと、**図12-12**となります。当然のことですが、出力 V_o は V_x を超えることができず、 V_x に漸近することになります。

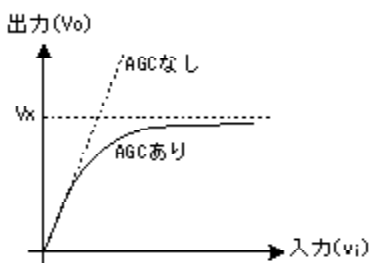


図12-12 AGCをかけたときの出力

では、 V_x はいくらに設定すればよいでしょうか。いろいろな局で出力が一定になる効果を大きくしようと思えば、 V_x は小さくした方が有利です。しかし、小さくしすぎると、出力が小さくなってしまいます。今回は0.6Vとなる $R_1=47k\Omega$ を採用しました。

以上のAGCをかけた最終のIFアンプを**図12-13**に、製作したものを**写真12-2**に示します。VR1は音量調整です。このIFアンプの後にオーディオアンプをつなぐのですが、その音量調整はこのVR1で行います。ところで、AGCをTr1にかけたのですが、Tr2では、なぜいけないのでしょうか。それには二つの理由があります。ひとつめの理由ですが、AGCはなるべく前段にかけた方がよいからです。例えばTr2にAGCをかけたとします。しかし、非常に強力な電界強度の局があった場合、Tr1が飽和してしまうかも知れません。そうなると、Tr2にいくらAGCをかけても意味がなくなってしまいます。ふたつめの理由は、Tr2のコレクタ直流電流を小さくできないからです。前述したように、Tr2の出力は大振幅であり、それに由来する歪みを少なくするために、大きめのコレクタ直流電流を流しました。もし、Tr2にAGCをかけると、コレクタ直流電流が小さくなってしまい、大きめのコレクタ直流電流を流した意味がなくなってしまいます。

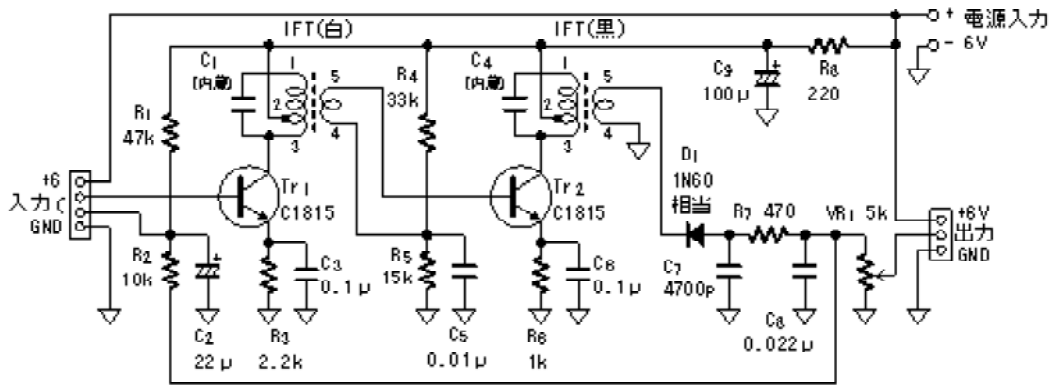


図12-13 AGCをかけた最終IFアンプ

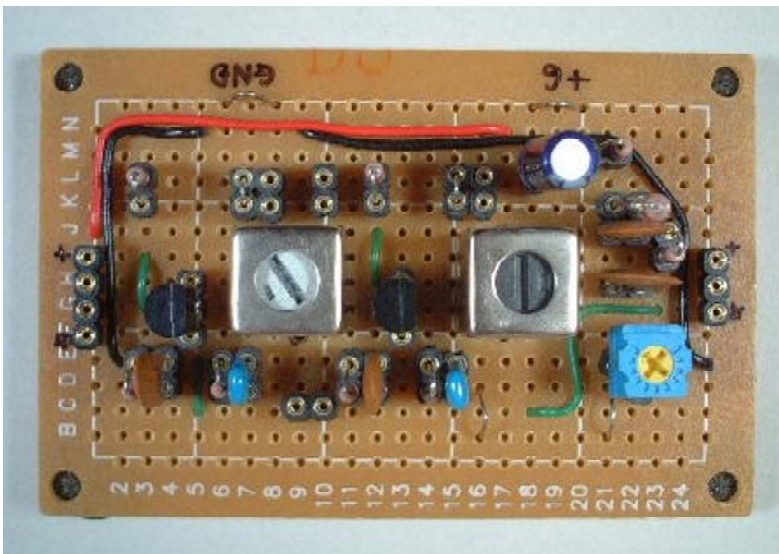


写真12-2 製作した最終IFアンプ

図12-13の回路で各局を受信した結果を表12-1に示しておきます。放送局がないところでは出力はプラス(+V1)、放送局があると出力はマイナス(-V2)になりますが、この表はV1+V2の値です。もちろんVR1は最大であり、無変調時の値です。電界強度ではD局はC局の10倍ぐらいありますが、AGCをかけると、あまり差がなくなっているのがわかります。また、電界強度の非常に小さいK局も、C局とはそんなに変わらない出力になっています。

放送局	出力[mV]
A	610
B	540
C	580
D	730
E	700
F	540
K	300

表12-1各局の受信出力

図12-13のAGCでは図12-12の特性になりますが、理想のAGCは図12-14です。つまり、ある電界強

度以上ではすべて同じ出力になる特性です。今回OPアンプを使用して、この特性にしてみました。**図12-15**にその回路を示します。C2両端の電圧は0.64Vです。IFアンプの出力が0.64Vのときは、IC1(1/2)出力は0.64Vとなります。IFアンプの出力が0.64V以上になると、IC1(1/2)の出力が0.64V以下となり、トランジスタが動作できなくなります。逆に、IFアンプの出力が0.64V以下では、IC1(1/2)出力は0.64V以上となりますので、ここからトランジスタのベースバイアスを供給します。なお、このように動作するように、検波ダイオードの極性が逆になっていることに注意してください。以上の動作は**図12-13**と同じであり、IFアンプの出力でIFアンプの初段のトランジスタのゲインを制御していますのでAGCがかかります。ただ、**図12-13**と違っているのは、IC1(1/2)には33倍のゲインがあることです。このゲインのために、IFアンプの出力の変動が非常に小さく抑えられます。なお、このように出力を増幅していますので、R7、C3の時定数は1secと大きい設定にしています。

この回路での受信結果ですが、ほとんどすべての局の出力が0.6V付近になりました。K局も0.55Vで他の局とほぼ同じになりました。

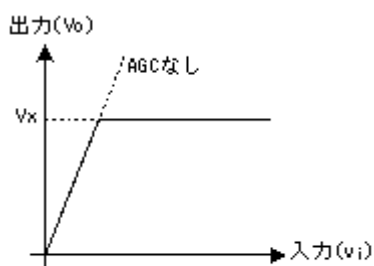


図12-14 理想のAGC特性

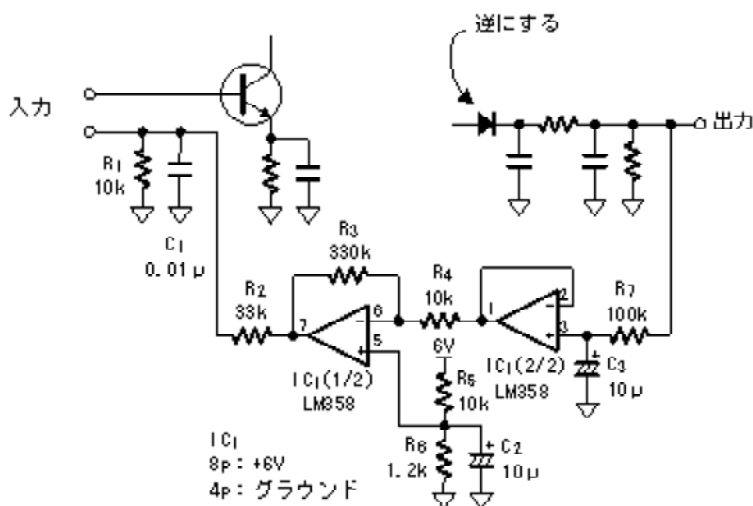


図12-15 OPアンプを用いたAGC回路

●OPアンプによるIFアンプ

OPアンプを使ったいろいろなフィルタがあります。フィルタはいろいろな電子回路に使われ非常に重要なものですので、しっかり理解しておきたいものです。ですが、しっかり理解しようと思えば、実際に製作する必要があります。そのときに何か目的とするものがあれば、その製作への意気込みが違ってきます。その目的とするものにIFアンプは最適です。ということで、OPアン

プのフィルタを用いたIFアンプを製作してみたいと思います。

まず、どのフィルタにするかですが、今回は図12-16の状態変数型(ステートバリエブル型)とよばれるフィルタにしました。このフィルタはOPアンプを多く必要とするのですが、ゲイン、中心周波数、Qが独立に設計でき、非常に製作し易いフィルターです。ところで、製作するフィルタは455 kHzを中心周波数とするバンドパスフィルタですが、使用するOPアンプのUnity GB積は、455 kHzの100倍の50MHzぐらいが必要です。使用したOPアンプはLM6171であり、このOPアンプのUnity GB積は100MHz zですので十分です。なお、このOPアンプは図1-29の電界強度の測定回路でも使用しました。

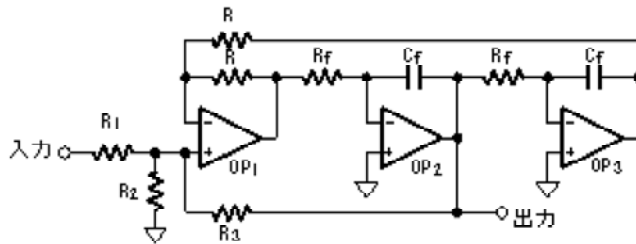


図12-16 状態変数型バンドパスフィルタ

図12-16のゲインA、中心周波数 f_c 、Qは以下の式で求まります。ここでバンドパスフィルタのQとは、出力がピーク値の $1/\sqrt{2}$ になる周波数幅Bが、 $B=f_c/Q$ となる値として定義されます。なお、図で同じ記号の抵抗、コンデンサは同じ値を使用することを意味しています。

$$\text{ゲイン} A = R_3 / R_1$$

$$\text{中心周波数} f_c = 1 / (2 \pi R_f C_f)$$

$$Q = (1 + A + R_3 / R_2) / 2$$

OPアンプの動作は完全に数学的であり、さらに図12-16の回路は単に線形の回路ですから、根気よく連立方程式を解いていくと、2次フィルタの式が求まります。そして、そこから上記の式が求まります。しかし、このような計算では、確かに2次フィルタになることがわかるだけで、回路の本質が全くわかりません。そこで、ここでは特殊なケースに限って、直感的にこの回路を考えてみます。

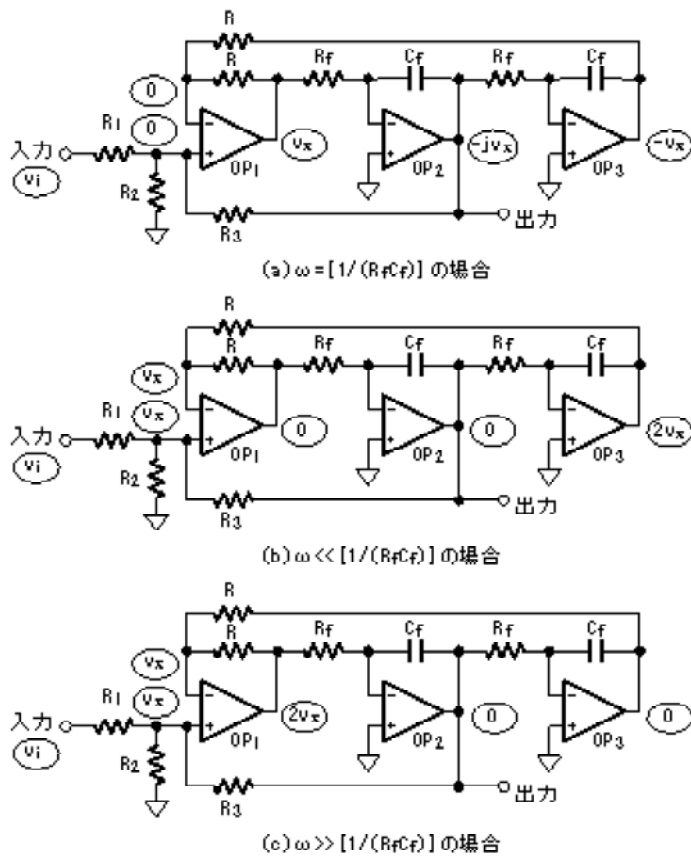


図12-17 状態変数型バンドパスフィルタの動作

図12-17に特殊なケースである、(a) 中心周波数のとき、(b) 中心周波数より十分低いとき、(c) 中心周波数より十分高いとき、を示します。まず、(a) 中心周波数のときを考えます。中心周波数のときは R_f と C_f のインピーダンスの絶対値が等しくなります。ですから、OP1の出力を V_x とすれば、OP2の出力は $-jV_x$ となります。 j は虚数で、 $-j$ は位相が 90° 遅れることを意味します。OP3の出力はさらに $-j$ がかかって $-V_x$ となります。ですから、OP1の-入力は V_x と $-V_x$ の中点となりますので、 V_x がどんな値でも必ず0となるのがわかります。そうすると、OP1は+入力も0になるように働きますので、 $R_3 V_i = -R_1 V_2$ 、すなわち $V_2 = -(R_3/R_1) V_i$ となるのがわかります。ここで V_2 はOP2の出力とします。これで、中心周波数ではゲインが、 R_3/R_1 になるのがわかりました。また、 R_2 はゲインに関係しないことがわかります。

次に(b) 中心周波数より十分低いときを考えます。このときの C_f のインピーダンスは非常に大きくなります。ここでは無限大とします。そうすると、OP1の出力は0以外になくなります。そうでないと、OP2の出力が無限大になってしまうからです。同様にOP2もOP3をドライブしていますので、OP2の出力も0となります。OP2の出力が0と決まると、OP1の+入力は、 R_1, R_2, R_3, V_i の関数として決まってしまう。今この値を V_x とします。そうすると、-入力も V_x となるようにOP3の電圧が $2V_x$ となります。結局(b) 中心周波数より十分低いときのOPアンプ出力は図のようになります。

(c) 中心周波数より十分高いときは、 C_f のインピーダンスが0に近くなりますので、OP2, OP1の出力が0になります。ですから今度はOP1の出力が $2V_x$ となります。

以上で特殊な三つのケースのみを考えましたが、確かにOP2の出力がバンドパスフィルタになるのがわかります。また、OP1の出力はハイパスフィルタ、OP3の出力はローパスフィルタになっているのがわかります。

今回用いた具体的な定数を図12-18に示します。 $1/(2\pi C_f R_f)=455\text{kHz}$ となるように決定します。
 1.59kΩは最終的にはトリマを用いて実現します。ゲインは $R_3/R_1=4.7$ です。455kHzはOPアンプにとっては非常に高い周波数ですので、あまりゲインを大きくしないようにしました。Qは $(1+4.7+2/1.5)/2=10.2$ です。ですから $1/\sqrt{2}$ となる周波数幅Bは $455/10.2=44.6\text{kHz}$ となります。

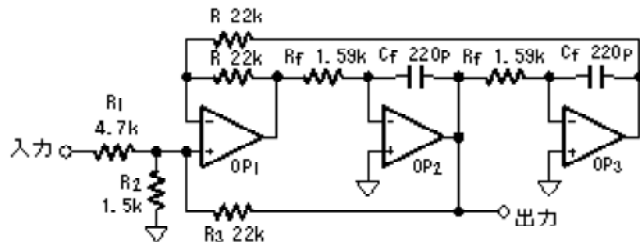


図12-18 今回使用した定数

この図の定数で、実際にPSPICEでシミュレーションした結果を図12-19に示します。入力には1V ACを入れています。ですから、縦軸の値がそのままゲインになります。確かに4.7ぐらいになっています。また、ピーク値の $1/\sqrt{2}=3.3\text{V}$ の周波数幅は、45kHzぐらいであり、これも計算と同じです。

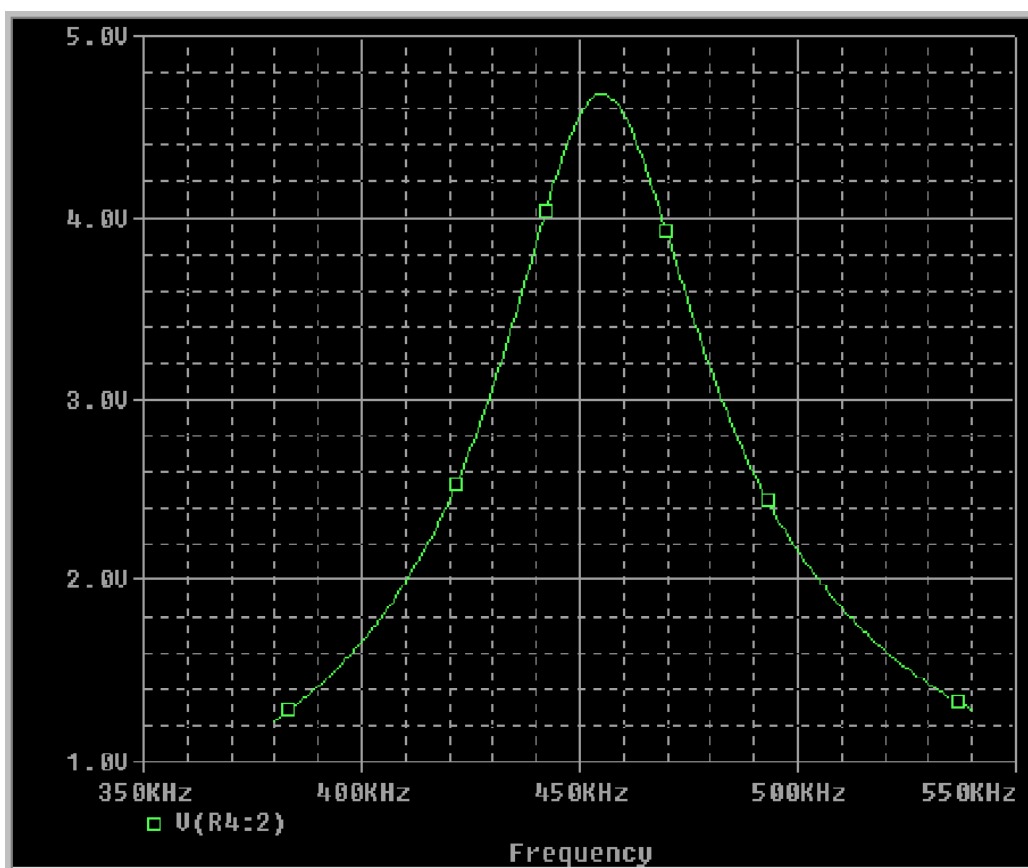


図12-19 図12-18のPSPICEシミュレーション結果

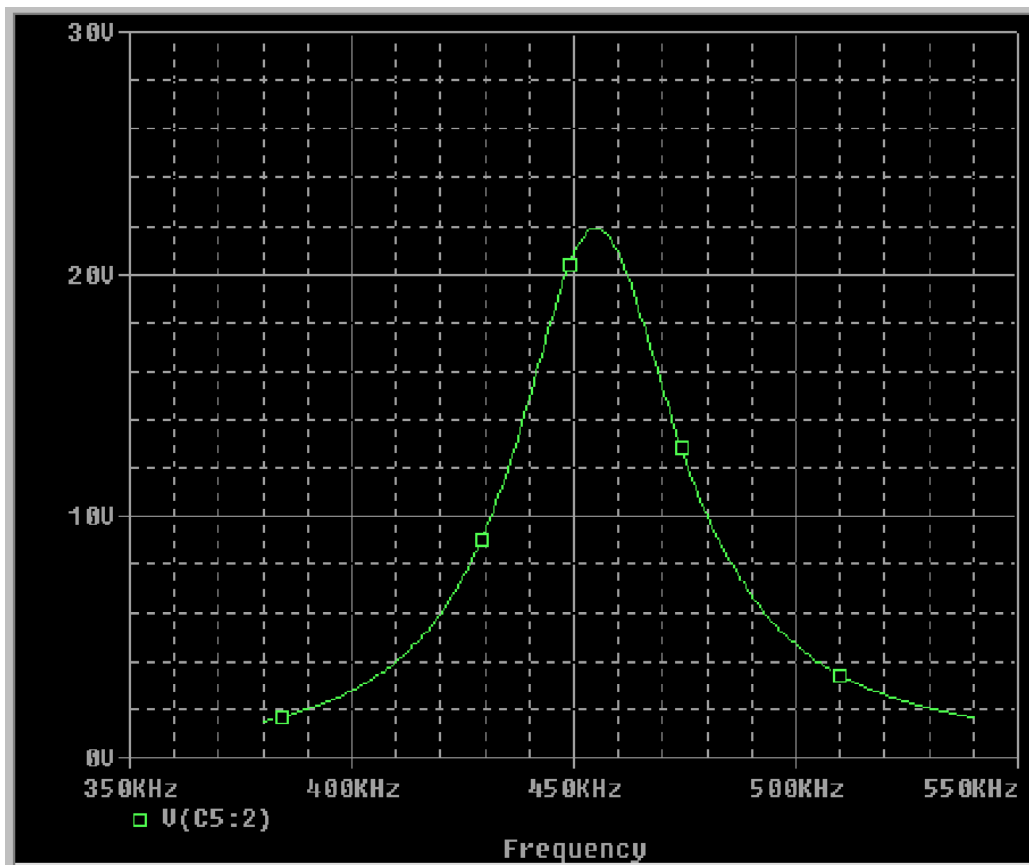


図12-20 図12-18×2段のシミュレーション結果

今回はこのフィルタ1段では特性が不十分ですので、同じものを2段縦列に使用します。この2段のフィルタもシミュレーションしてみました。その結果を図12-20に示します。ゲインは $4.7 \times 4.7 = 22$ であり、 $1/\sqrt{2}$ になる周波数幅は30kHzに狭くなっているのがわかります。

最終回路を図12-21に、製作したものを写真12-3に示します。C8, C9, C10, C11には温度補償型のセラミックコンデンサを、R7, R8, R14, R15には±1%の金属皮膜抵抗を使用しました。VR1、VR2、VR3、VR4は中心周波数が455kHzになるように調整します。この回路では単電源でOPアンプを使用していますので、図12-18のグラウンドに相当する電圧は、R19, R20で簡単に作っています。この電圧は安定である必要があるため、C15は必ず必要です。また要所にC6, C7を付けています。Tr1は、OPアンプのみではゲインが不足ですので、それを補うためと、AGCをかけるために使用しました。Tr1のコレクタ抵抗R3に並列に付いているコンデンサC1はR3, C1で1次ローパスフィルタを構成しています。OPアンプの動作できる周波数が限られているので、ここで余計な高周波分をフィルタしておきます。この1次フィルタの、シャ断周波数は720kHzです。またこのR3プラスR5(4.3kΩ)が図12-18のR1に相当します。ですから図12-18の定数よりも若干ゲインは大きくなります。電源フィルタのR21は22Ωと小さい値を用いています。これは全電流が15mAと大きく流れるので、今まで用いていた220Ωでは電圧降下が大きすぎるためです。R21をこのように小さくしましたので、もしC16がショートで故障すると、R21に大きな電流が流れ、焼損する可能性があります。ですから、C16には10V以上の耐圧のコンデンサを必ず使用してください。

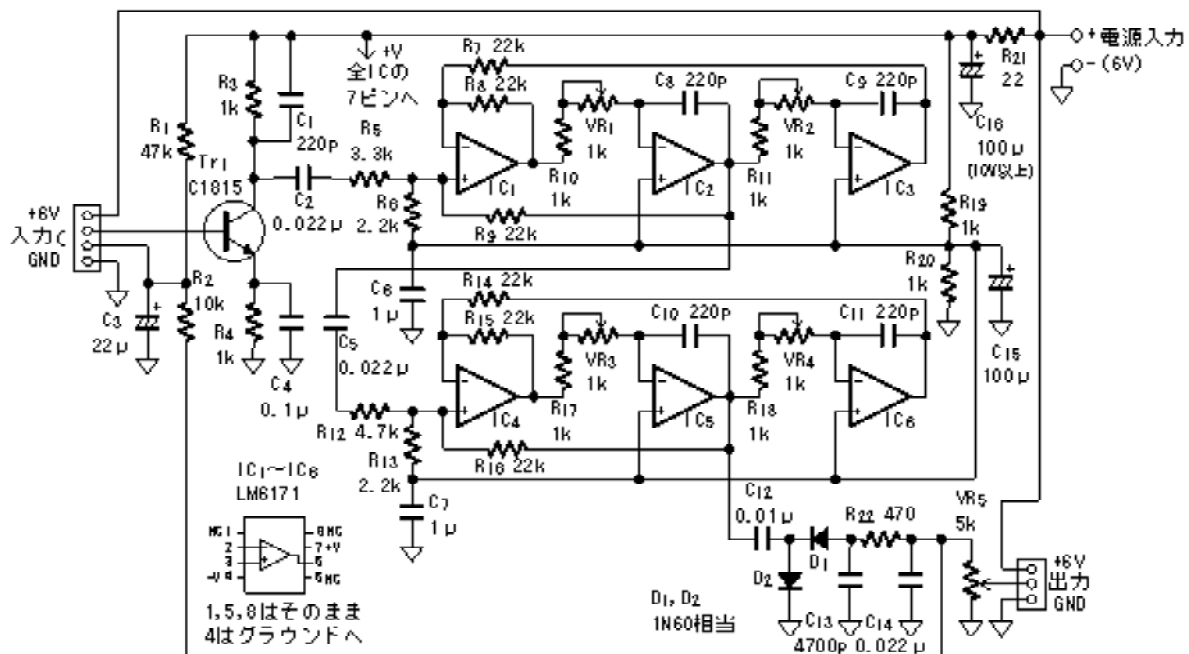


図12-21 製作したOPアンプによるIFアンプ

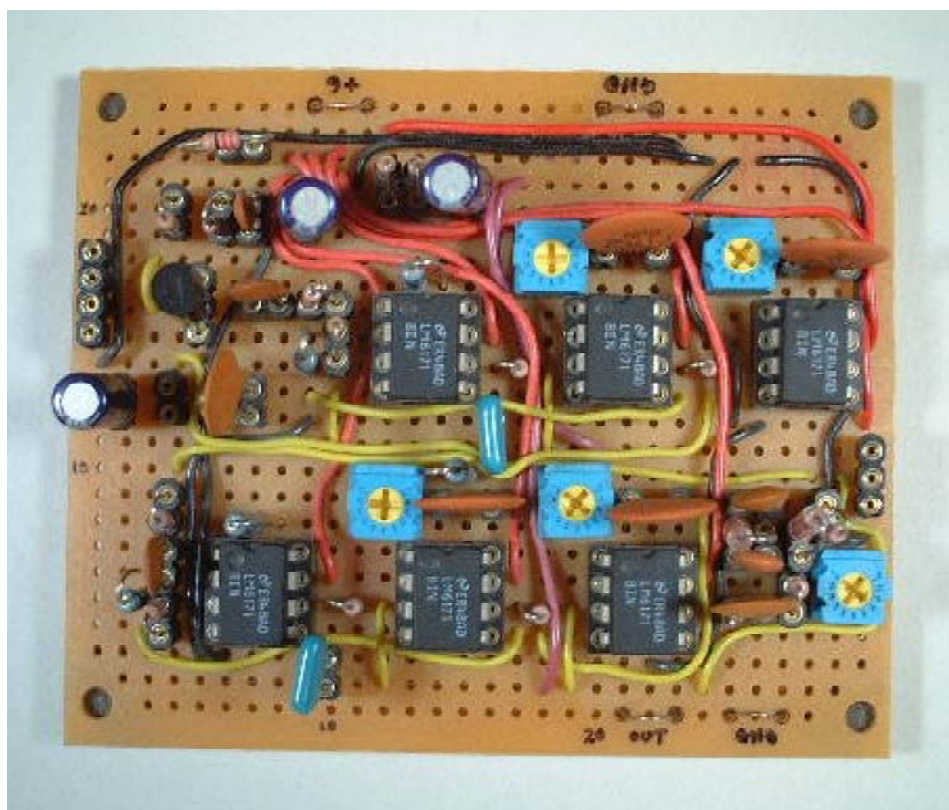


写真12-3 製作したOPアンプによるIFアンプ

この回路ではR6, R13に2.2kΩを使用していますが、これについて説明します。実は最初これらに1.5kΩを使用していました。そしてゲインを測定すると、10倍になり、実に計算の2倍になってしまいました。なぜか大変悩みました。試しに、これらの抵抗を10kΩにすると計算通り5倍くらいになり、470Ωでは発振してしまいました。つまり、Qを大きくすると発振ぎみになり、ゲインが計算より大きくなることがわかりました。ではなぜ発振ぎみになるかですが、おそらくQが大き

いとき、OPアンプの僅かな位相変化が効いてくるものと思われますが、完全な理解は困難です。1.5kΩで十分長い間使用してみましたが、全く安定に動作しました。ですから、1.5kΩでもまず問題がないと思われますが、念のため2.2kΩにしてQを少し落としています。このときのゲインは約8になります。

全体のゲインはTr1が約20ですので、 $20 \times 8 \times 8 = 1280$ です。また、D1, D2の検波はOPアンプでドライブしていますので、ほぼ倍電圧検波となり、IFTのIFアンプよりは2倍近くの検波出力があります。ですから、この回路のゲインで十分なAGC特性になります。

最後に信号(455kHz)の通過帯域幅を測定しました。このとき、IFTを用いたIFアンプと同じように、AGCは切っておきます。具体的には、R2(10kΩ)の検波出力につないでいる方を、グラウンドにつなぎかえます。まず、ミキサのIFT(黄)を通さない特性です。これは図12-21の入力にディップメータから455kHzの信号を入れ、IC5の出力をオシロスコープで測定します。このオシロスコープの出力が1000mVになるように入力を調整し、この出力が半分の500mVになる周波数を測定します。フィルタのQでは、ピーク値の $1/\sqrt{2}$ になる値を使いますが、ここでは1/2にしましたので注意してください。結果は、上の周波数が474.0kHz、下の周波数が439.0kHzでした。ですから、上は+19.0kHz、下は-16.0kHzで、幅としては、35kHzとなりました。図12-20でピーク値の半分になる周波数幅を読むと、43kHzぐらいです。ですから実際の回路は少し周波数幅が狭くなりました。この理由はおそらく、上述したように実際よりゲインが増える現象のためと思われます。

次に、ミキサのIFT(黄)を通す特性です。実際はミキサの出力をこのIFアンプにつなぐので、この特性が実際の特性になります。測定方法は図12-8と同じです。まず、入力に455kHzを注入して、IC5の出力をオシロスコープで測定して1000mVにします。そして、この出力が半分の500mVになる周波数を求めます。結果は、上の周波数が461.0kHz、下の周波数が450.0kHzでした。ですから、上は+6.0kHz、下は-5.0kHzで、IFTを用いたものよりは約2倍、帯域が広くなりました。実際の音を聞いた感じは、IFTを用いたIFアンプよりは音域が広く、音質がよくなりました。そのかわり、混信特性がよくないはずですが、私の所では放送局が全く混んでいませんので、実際に受信しても、混信特性がIFTを用いたIFアンプと変わるところは何もありませんでした。

■ちょっと道草8 同期検波回路

IFアンプができましたので、同期検波の実験をしてみたいと思います。第11章でDBMのICである1496を使用しました。この1496のキャリア入力に搬送波を、シグナル入力にAM波を入れると、それらが掛け算されますのでAM検波ができます。この検波は同期検波とよべれます。その原理を次に示します。

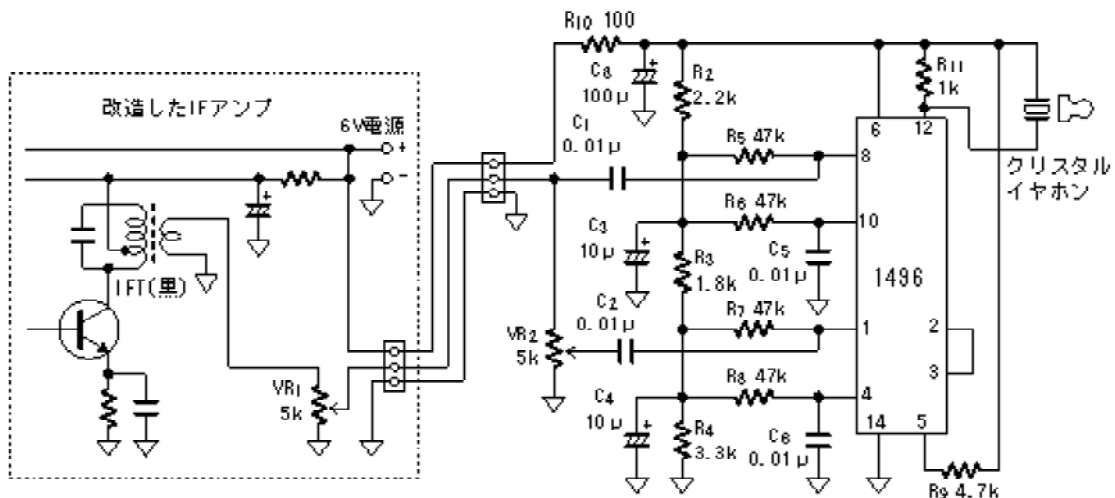
AM波×搬送波

$$= \{(1 + m \sin \omega_s) \times \sin \omega_c t\} \times \sin \omega_c t$$

$$= (1 + m \sin \omega_s) \times \sin^2 \omega_c t$$

$\sin^2 \omega_c t$ には直流分があるので

$\sin \omega_c t$ 、つまり信号成分ができます。



図M8-1 1496による同期検波回路

今回これを実験します。回路を図M8-1に示します。まず、IFアンプの改造からです。最終IFアンプ図12-13において、ダイオード検波回路を取り除きます。そうすると、AGCがかからなくなりますので、Tr1のバイアス回路を図12-7のように固定にします。次に、図11-35の1496のミキサの改造です。R1を取り、改造したIFアンプから8番ピンにIF信号を入れます。さらにその信号をトリマVR2で分圧して1番ピンに入れます。1496の出力には音声信号が発生しますので、抵抗R11に置き換え、その両端にクリスタルイヤホンを接続します。以上で改造が完了です。

例えばC局にチューニングします。そしてVR1を調整して1496の8番ピンのIF信号のピーク値を500mVくらいにします。このように、大きいIF信号を1496の8番ピンに入力するのは、IF信号は変調されていますので、小さくても十分スイッチングできるようにするためです。次にVR2を最小から徐々に上げていくと、クリスタルイヤホンから音声が出てきます。その音声が適正な音量、音質になるところで固定します。

以上図M8-1の回路で確実にAM波の同期検波ができることがわかりました。今回はAM波の同期検波の実験のみでしたが、キャリア入力にFM波を、シグナル入力に中心周波数で90度位相が違うFM波を入力すると、クォドラチャール検波というFM検波ができます。



RFワールド・ウェブ・ブックス「ラジオで学ぶ電子回路」第9章 再生・超再生ラジオ

(C)Yuji Fujihira 2009

<http://www.rf-world.jp/>