

受信機の発振止め

迷信ア・ラ・カルト

迷信の第1話として、先月号〔『CQ ham radio』1966年11月号〕では五極管の発振の問題をとり上げました。そして、同じ五極管でも、スクリーン・グリッドのシールド効果を主目的として作られた高周波電圧増幅用の五極管（スクリーン・グリッド五極管）と、広範囲な電圧利用を目的として開発されスクリーン・グリッドの加速電極としての働きを大きくさせた低周波電力増幅用の五極管（加速グリッド五極管）との違いについて調べてきました。

前者については、 C_{gp} が $0.01 \sim 0.003\text{pF}$ と他のものに比べれば格段に小さいのですが、零にはできないので、いくら外部回路の配置や配線を完全にしても、プレート負荷抵抗をある程度以上高くすると発振を起してしまうということがわかりました。

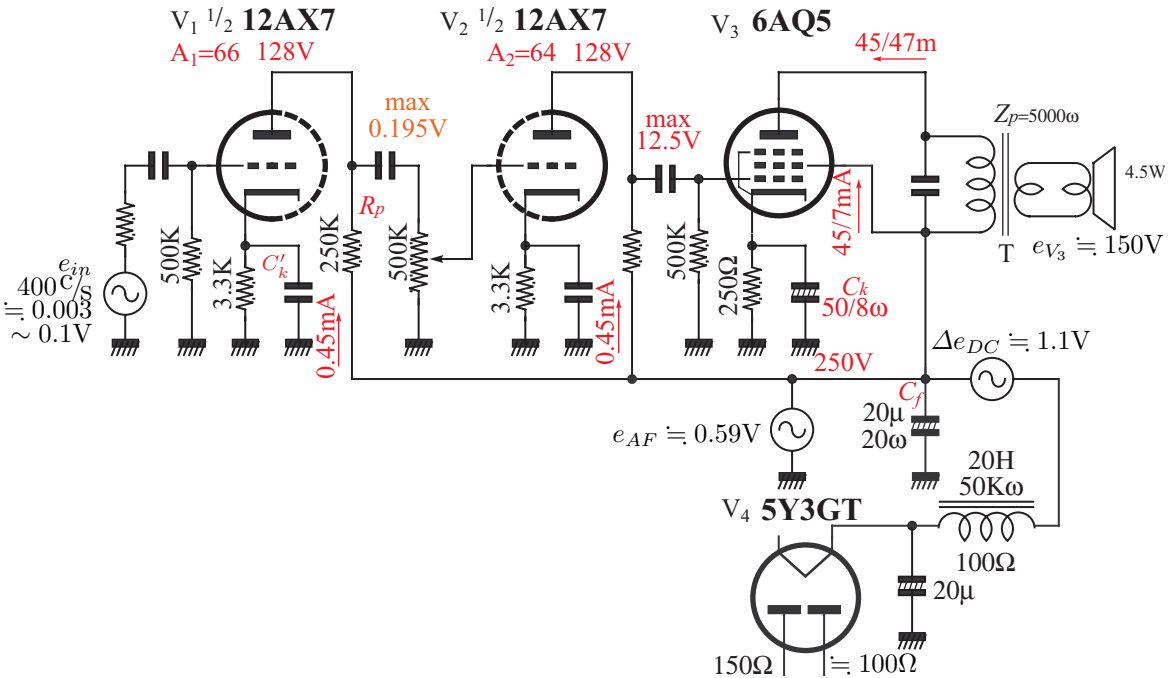
また、後者の加速グリッド五極管については、元来が低周波増幅用ビーム管の考えから発達したものであるため、その C_{gp} は前者に比べて1桁大きく $0.5 \sim 0.05\text{pF}$ 程度の値をもっています。そのために、短波帯以上でグリッドとプレートの両方に同一周波数のタンク回路がつくとき（ストレート・アンプ）には必ず中和回路を設けておかなければ発振してしまうことがわかったのです。

今月は、これらの問題をより具体的にとり上げ、どうしたら一番確実に解決できるかということ調べてみましょう。

経験を積まれた方々ならなんでもないことなのですが、低周波で起すモータ・ボートという発振現象、中間周波増幅部ならびに高周波増幅部における発振には泣かされる問題です。

〔1〕モータ・ボート

モータ・ボートというのは、特に受信機ではあまり問題にはなりません。低周波のゲインを上げていくと、ちょうどモータ・ボートが走っているときにポコポコ……という発振音がスピーカから聞える現象で、3段以上の低周波増幅器を使うときには発生する可能性があります。この発振の原因は、終段電力増幅管の電流変化によってB電圧がわずかな変動を起し、この変化分が初段管に伝えられることによって引き起されるのです。この現象はいま問題にしている五極管とは直接関係はありませんが、高級受信機で配置が悪いために起す局



第 2.1 図 3 段増幅管における電源電圧の変動

部発振器の回り込みを探究するときの考え方と似ていますので、先に調べてみます。第 2.1 図は 12AX7 と 6AQ5 の低周波増幅回路で、一般の受信機では V_1 は不要です。しかし、オートゲイン受信機¹⁾ では V_1 を検波管としていますし、スケルチ回路などに使う場合も考えられます。そして、このままの回路では、必ずといってよいくらいモータ・ボートングを起してしまうのです。この原因には大別して二つあります。その一つは、6AQ5 の出力電圧によって B 電圧が変調されることです。図において、出力電圧は V_3 のプレートとカソード間に発生するのです。そして、その電圧はごく一般的には、プレート負荷である出力トランスの両端に加わると考えて差支えありませんが、厳密に言えば、出力トランス T の一次側、電源フィルタ・コンデンサ C_f 、それに V_3 のカソード・バイパス・コンデンサ C_k の直列回路に与えられるのです。いま、信号の周波数を 400 c/s 、 $C_f = 20 \mu\text{F}$ 、 $C_k = 50 \mu\text{F}$ としますと、6AQ5 が最大出力 4.5W を出す瞬間の電圧は

$$W = I^2 R = \frac{I^2 R^2}{R} = \frac{E^2}{R} \quad (2.1)$$

$$\therefore E = \sqrt{WR} = \sqrt{4.5 \times 5 \times 10^3} \approx 150\text{V}$$

です。ただし、T のインピーダンスは規格表より 5000ω (本稿では特に交流抵抗と直流抵抗を区別する場合には前者の単位記号にオメガの小文字 ω を用い、後

¹⁾ スーパーヘテロダインのように、入力周波数を一定の IF (中間周波数) に変換せず、そのまま検波する方式

のそれはオメガの大文字 Ω を用います) としました。また, C_f, C_k のリアクタンスは $400\omega/s$ において 20ω および 8ω となります。したがって, C_f の両端に現われる出力電圧 e_{AF} は

$$e_{AF} = 150 \times \frac{20}{5000 + 20 + 8} \approx 0.59V$$

となるのです。

もう一つの原因は, 6AQ5 のプレート電流および加速グリッド電流が, それが A 級動作でありながら $45mA$ から $47mA$ および $4.5mA$ から $7mA$ とその出力に従って変動するために起るのです。いま, 電源関係のうち, チョーク・コイルの直流抵抗を 100Ω , 整流管 V_4 (5Y3GT) の順方向内部抵抗を 100Ω , 電源トランスの直流抵抗を 150Ω (一次側まで換算の要あり) と仮定してみますと, その合計は 350Ω になります。したがって, プレート電流および加速グリッドの変化分の合計 ($2 + 2.5 =$) $4.5mA$ の変動によって引き起される電源電圧の変化分の e_{DC} は

$$e_{DC} = 4.5 \times 10^{-3} \times 350 = 1.57V^{1)}$$

となります。 e_{AF} との e_{DC} の変化はちょうど逆位相におこりますから最終的な B 電圧の変動分 e_B は

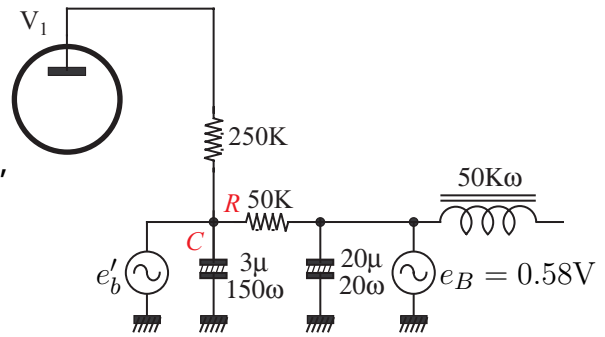
$$e_B = 1.57 - 0.59 = 0.98V$$

となるわけです。ここで, 再び第 2.1 図に注目してください。図の定数で V_3 が最大出力を出すための励振電圧は $12.5V$ です。そして, V_2 の増幅度 A_2 は 64 であることが規格表よりわかっていますから, V_2 のそれは $0.195V$ が最大の値になります。この電圧は V_1 のプレート・カソード間の電圧を $R_p(250k\Omega)$ と $C_f(20\mu F)$, それに V_1 のカソード・バイパス・コンデンサ C'_K で同じように分割して与えられます。ここで, V_1 のプレートに現われる交流電圧を吟味してみましょう。 V_1 の増幅度 A_1 は規格表より 66 であることが分っていますから, V_1 の入力を $0.003V$ 程度としますと出力電圧は $0.195V$ 程度になります。また, その電圧の位相と C_f の両端に現われる V_3 の出力電圧 ($0.58V$) との位相関係を調べてみますと全く同相であることがわかります。したがって, この例では, $500k\Omega$ の可変抵抗を $1/5$ 程度に絞った状態でも, 電源を通して正饋還きかんを行なう電圧が V_2 のグリッドに与えられることが理解できたでしょう。こうなると V_1 のプレート側 ~ V_3 は発振状態となり V_2 または V_3 のグリッド電流が流れて, カットオフになるまでその発振が持続し, カットオフになると V_1, V_2 間または V_2, V_3 間のグリッド結合コ

1) [編註] 原文は 1.17V

ンデンサとグリッド・リーク^{かんげつ}の値によって定まる間だけは増幅機能が失なわれてしまうのです。これを外部からみますとポコッポコッとモータ・ボートのような間歇的な音がでるのです。

これを防ぐためには、 C_f を $100\mu\text{F}$ くらいに増したところで、そのリアクタンスを 400c/s で 0ω にすることはできません。このようなときは、 V_1 と V_2 、 V_3 との電源回路に第 2.2 図のような直列抵抗 R ($50\text{k}\Omega$ 程度) を入れると同時に V_1 側にコンデンサ C ($3\mu\text{F}$ 程度) を入れますと、 e_B は R と C で分割されますから、 V_1 に加わる電圧 e'_b は



第 2.2 図 V_1 プレート側に取り付けたデカップリング・フィルタ (RC)

$$e'_b = e_B \times \frac{150}{50 \times 10^3 + 150} \approx 0.98 \times 0.003 \approx 0.0029\text{V}$$

です。 RC のことをデカップリング (減結合)・フィルタとよんでいます。このフィルタは、また、電源中に含まれる 100 (または 120) c/s のリップルの減少にも役立ちます。

ここで、前にちょっとふれました局部発振勢力の回り込みについて申しそえておきますと $+B$ 回路に迷い込んだ高周波は電解コンデンサではバイパスできないことに注意してください (『CQ ham radio』1966 年 6 月号 105 頁および 7 月号 98 頁 JA1KM「高周波の回り込みをおさえよう」参照)。特にオートダイナ受信機ではこの注意がたいせつです。この考え方は中間周波回路や高周波回路にもあてはまります。特にこの場合は、 LC が入りますので 1 段増幅でも発振することがあります。

〔2〕中間周波段の発振止め

「5 極管でも発振する¹⁾」でも詳しく述べたように、使用真空管の g_m と C_{gp} とプレート負荷抵抗 R_L の大きさの関係を無視するとどんなに配置・配線を完全にしても発振してしまいます。これを解決するためには、

- (1) 必要以上の高 g_m 管にあこがれないこと
- (2) 市販 IFT は必ず組み合せる真空管を指定していますから、それを無視しないこと

¹⁾ <http://fomalhautpsa.sakura.ne.jp/Radio/CQ/1966-11/meishin-1.pdf>

(3) 適当なデカップリング・フィルタを入れること

につけるといえます。特に、中間周波2段増幅のときは、コンバータ管を入れて3段増幅になることを忘れないでください。この対策は〔1〕の低周波の発振で調べた考え方がそのままあてはまります。

それでは、(1)の項目から検討してみましょう。「5極管でも発振する」(1.1)式で調べたように、五極管の増幅度 A は、その真空管の g_m と負荷抵抗 R_L の積として計算できます。一般には、高周波回路の負荷抵抗として並列共振回路が使われますが、たとえば、テレビジョンの映像信号を受信しようとするときには、その帯域幅が広いためにどうしても R_L を高くすることができなくなるのです。また、中間周波数も 4.5Mc、10.5Mc.....と高くなり VHF や UHF 帯になりますと 50Mc や 150Mc 帯も使われています。こうなりますと、真空管の入出力容量も無視できなくなり、ハイ L 回路が作れなくなってしまいます。高 g_m 管の本来の目的はこのようなときにも A をあげたいという要求から生まれたものなのです。したがって、特別の使い方をしないのに高 g_m 管にあこがれるのは“鶏を裂くに牛刀をもってする”以外の何者でもないのです。たとえば、455kc の IF2 段を $g_m = 2\text{m}\Omega$ の 6BD6 を使って行なうところを、 $g_m = 4\text{m}\Omega$ の 6BA6 や $g_m = 6.8\text{m}\Omega$ の 6BX6 を使い、発振するからといってカソード・バイアスを高くして g_m を殺しているなどは、まさにナンセンスといわなければなりません。次に具体的な数字で調べてみましょう。「5極管でも発振する」(1.6)式と第1.2表より計算しますと第2.1表のように 6dB 程度の差しか出てこないのです。しかも、この値は発振しない限界ですから、実際には、負荷抵抗を 0.6~0.8 程度に下げて1段当り 30~40dB 程度以下として設計しなければなりません。そのうえ、そう簡単に任意の IFT を自作するということはできませんので、むやみに高 g_m 管に飛び付くことは危険といわなければなりません。

第 2.1 表 各種増幅管による増幅限界 (1 段当り)

真空管名	g_m [mΩ]	C_{gp} [pF]	$\sqrt{\frac{g_m}{C_{gp}}}$	$K\sqrt{\frac{g_m}{C_{gp}}}$ 1)	A[dB]
6BD6	2.0	0.005	63×10^4	368	51.3
6BA6	4.4	0.0035	114×10^4	665	56.5
6BX6	6.8	0.007	98.5×10^4	574	55.2
6BZ6	6.1	0.02	55.3×10^4	322	50.2
6CB6	6.2	0.02	55.7×10^4	325	50.2

1) $f = 455\text{Kc}$, $\alpha_n = 0.97$ として $K = \sqrt{\frac{\alpha_n}{2\pi f}} = 5.84 \times 10^{-4}$ で計算

(2)の項は,(1)を逆に表現しただけのことということが分っていただければ,それ以上説明するまでもありませんが,ここで市販 IFT の見方について簡単に調べておきましょう。一般に,受信機の設計は受信機の受信周波数帯から中間周波数を決定することから始まります。そのだいたいの目安は,最高受信周波数の $\frac{1}{10}$ とすればよいのですが,逆にいって 455kc を採用するとすれば,5Mc 以上はダブル・スーパーヘテロダイン方式にするほうが良結果です。そのうえ,わたくしたちが対象とする受信周波数は,アマチュア・バンドだけですから,コリンズ社の製品のようにクリスタル・コンバータと親受信機の組み合わせと考えるとよいでしょう。そうすると,親受信機の受信周波数は 2.5~6Mc の間に選ばれますから,中間周波数は 250~600kc の間で選べばよいことになります。この詳細な説明は文献(たとえば本社刊 JAIAR 木賀忠雄著『受信機の設計と製作』)にゆずりますが,できるだけ 455kc や 4.5Mc などの既製品をそのままあるいは若干の改造をして使うことが望ましいわけです。

さて,中間周波数が決定したら,次は総合選択度を決定しなければなりません。これには通過帯域幅と帯域外遮断特性しゃだんを決める必要があります。前者については,われわれの場合は,電信(A1)と電話(A3, A3J, F3)だけですから,短波帯では帯域幅(6dB 幅)は 6kc としておき,必要によりさらに付加装置(クリスタル・フィルタ, Q マルチプライヤなど)で帯域幅を 0.5kc 程度まで狭くできれば最高です。F3 の場合は 15~20kc をみておきたいものです。また,後者については,メカニカル・フィルタが一般化しつつありますのでかなりシャープな特性をうることも容易になりましたが,一般には,中間周波数が低いほど,また,IFT の数が多いほど急峻きゅうしゅんな遮断特性しゃだんを期待することができます。

ここで,中間周波増幅にまつわる迷信をご紹介します。 “中間周波トランスと増幅管(またはトランジスタ)は交互に入れなければならない” というものです。そういわれれば,ほとんどの受信機ではそうなっています。しかし, “周波数に対する選択性をもっているのは IFT を構成している共振回路だけで,真空管やトランジスタにはない” ということを考え合せれば, “正しい考えではないのだが,簡単な受信機では結果的には交互に置くことになってしまうのだ” ということがわかっていただけると思います。余談になりましたが,中間周波部の総合選択度が設計できれば,そのような特性をどのようにして実現させるかということになります。

最近では,日本工業標準(JIS)の定めによって,IFT には,中心周波数,帯域幅,選択度,同調容量などの他に共振インピーダンスを規格表に明示してありますの

で、この点は非常に楽になりました。なぜならば、「5 極管でも発振する」(1.1), (1.2) 式および(1.4) 式を活用すれば、使用しようとしている IFT の他の定数を容易に求めることができるからなのです。いま、一例としてトリオ KK から発売されている T-20 という μ 同調普及形 IFT について調べてみましょう。カタログによれば、この IFT は A, B2 本 1 組になっており、中心周波数は 455kc, そのインピーダンスは A が $96k\Omega$, B が $45k\Omega$ で $g_m = 2m\Omega$ 程度の真空管と組合せて使用するよう指定されています。B が $45k\Omega$ というのは第 2 検波管に二極管検波を使うために実効 Q が低下するためで、同調容量は A, B 共 $100pF$ を用いています。以上のデータを「5 極管でも発振する」(1.4) 式に適用して最初に Q を求めるのですが、今度は共振回路が 2 個ありますので、共振インピーダンスが並列になっていると考え、計算時には R_L を 2 倍した式

$$2R_L = \frac{Q}{\omega C} \quad (2.2)$$

を用います¹⁾。ここでは、 $R_L = 96k\Omega$, $C = 100pF$, $f = 455kc$ ですから、A の実効 Q を Q_A としますと、

$$Q_A = \omega C R_L = 2 \times 3.14 \times 455 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-12} \times 2 \times 96 \times 10^3 = 55$$

という数字が得られます。 Q_A がわかれば、 $R_L = \omega L Q$ より

$$L = \frac{R_L}{\omega Q} = \frac{96 \times 10^3}{2 \times 3.14 \times 455 \times 10^3 \times 27.5} \doteq 1.22mH$$

¹⁾ 普通 IFT は一次、二次回路とも同一の L および C で構成される。いま L_1 と L_2 との結合係数を $k = \frac{M}{L}$ とし、中心周波数からの離調度を $\delta = \frac{\Delta f}{f}$ とすれば、中心周波数の近傍における利得の一般式は

$$A = \frac{g_m \omega L Q}{\sqrt{\left(\frac{1}{kQ} + kQ\right)^2 + 8\left(\frac{1}{k^2} - Q^2\right)\delta^2 + 16\frac{Q^2}{k^2}\delta^4}} \quad (1)$$

で示される。中心周波数においては $\delta = 0$ であるから

$$A = \frac{g_m \omega L Q}{\frac{1}{kQ} + kQ} \quad (2)$$

となる。通信形受信機用の IFT は、ほとんど臨界結合で設計されるから $kQ = 1$ であるから、その場合の増幅度は (2) 式より

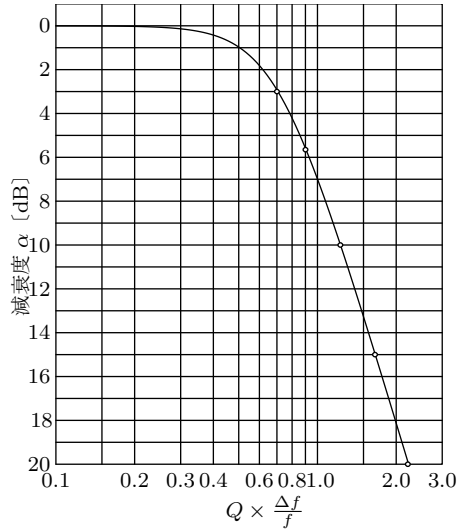
$$A = \frac{g_m \omega L Q}{2} \quad (3)$$

となり、右辺分子のいずれかの数値が $\frac{1}{2}$ になったと考えなければならない。本文中では、正しい Q を出すために R_L を 2 倍した (オーム社刊佐藤嘉一著『ラジオ受信機的设计と計算』98 頁 [http://fomalhautpsa.sakura.ne.jp/Radio/books/radiodesign.pdf, 60(64) 頁] 参照)。

が求められます。これは、また「五極管でも発振する」(1.2) 式より

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

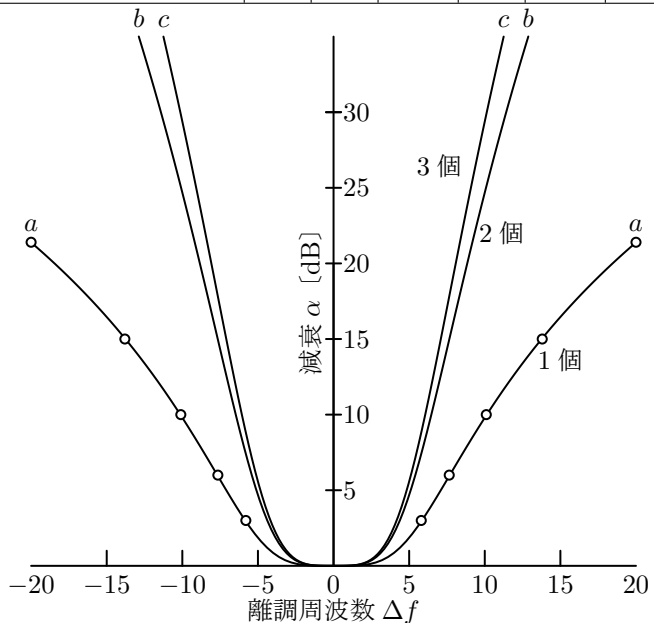
で計算しても同じ結果が得られます。また、 Q_A がわかれば、第 2.3 図の双同調万能選択度曲線を利用して、IFT-A だけの共振曲線を求めることができます。すなわち中心周波数における利得を 1 とし、それから減衰が始まる点および減衰が 3, 6, 10, 15, 20dB になる横軸の数値を求めますと、それぞれ 0.3, 0.7, 0.93, 1.2, 1.6 および 2.3 となりますから、これらと横軸の式から Δf を求めます。 $f = 455\text{kc}$, $Q_A = 55$ ですから、その結果は第 2.2 表のようになり、これをグラフにすれば第 2.4 図 a のようになります。これだけ見ますと、ずいぶん広いように感じますが、これは IFT 1 本の特徴であることに注意してください。曲線 b および c は、同じ特性の IFT を 2 個および 3 個縦続したときの特性で、中心周波数付近の帯域幅はほとんど変わりませんが、 $\pm 7.5\text{kc}$ 付近から外側の選択度が急激に改善されて



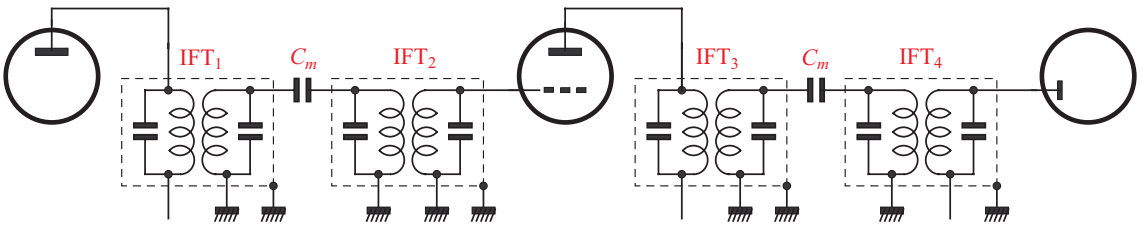
第 2.3 図 双同調回路の万能選択度曲線 (臨界結合)

第 2.2 表 減衰量と離調周波数の関係

減衰度 α [dB]	0	3	6	10	15	20
第 2.3 図横軸の数値	0.3	0.7	0.93	1.2	1.6	2.3
離調周波数	2.5	5.8	7.45	9.9	12.4	19



第 2.4 図 T-20-A の特性



第 2.5 図 IFT を 4 個用いた IF 1 段増幅回路

いることがわかりましょう。

これからわかることは、IFT を数多く使うことが可能ならば、シャーシのスペースは大きくなるが普及型の IFT でもかなり良い特性が出せるということです。したがって、同じ中間周波 1 段でも、たとえば第 2.5 図のように IFT を 2 個ずつ用いれば帯域外の選択度をかなり改善することができます。この例では、1IFT の 1 と 2 および 3 と 4 との間は高インピーダンスの C 結合で結びましたが、この結合コンデンサ C_m は

$$C_m = Ck \quad (2.3)$$

で求めます。ここに C は IFT の同調容量で、結合係数の k は臨界結合という点から $kQ = 1$ から求めます。この例では、 $C = 100\text{pF}$ 、 $Q = 55$ ですから

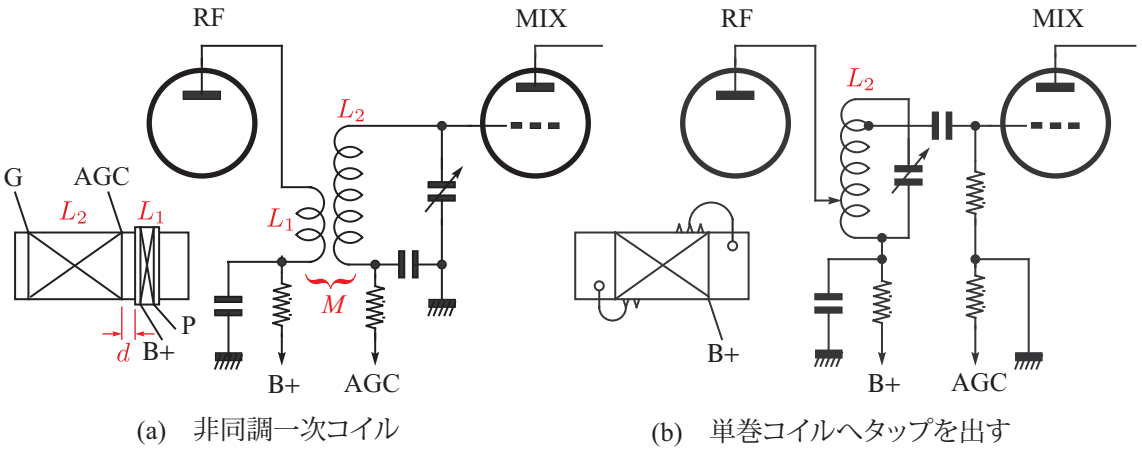
$$k = \frac{1}{55} = 0.0182$$

$$\therefore C_m = 100 \times 0.0182 = 1.82\text{pF}$$

となりますので、ビニール線を 1~2 回ねじり合せたものでよいわけです。また、このような方法を行なったための利得の減少はほとんどありません。そして、前の迷信のいい方でいえば、何の発振の心配もなしに中間周波増幅 3 段に相当する選択度特性が出せたのです。

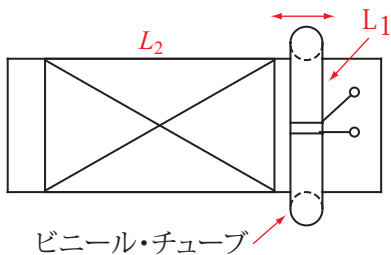
以上の考察は、中間周波部の選択度特性だけで、利得という点には触れていませんでした。次にこれについて考えてみましょう。一般のシャーシで 455kc 付近の中間周波増幅器が安定に増幅できる限界は 80~90dB であるとされています。したがって、ある中間周波段では 1 段当りの増幅度を 40dB にとれば 2 段まで、30dB 程度で 3 段が限度ということになりましょう。このような理由から、実際には、2 段増幅でも IFT の共振インピーダンスを 50k Ω 前後にとり、安定度を確保しているのです。そのため、最近の IFT では同調コンデンサは 150~300pF と大きくなっています。

〔3〕高周波増幅回路の発振止め

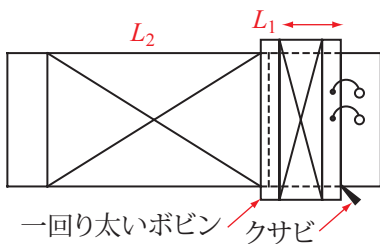


第 2.6 図 RF 段の段間結合方式

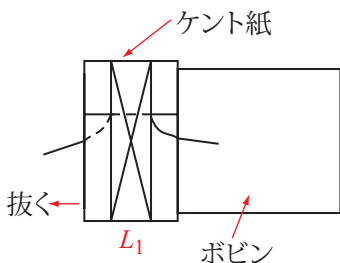
中間周波増幅回路では 1 段増幅の場合はまず発振しません，高周波増幅になりますと 1 段でも発振することがあります。しかし，高周波増幅の本来の目的である S/N の改善という点からすれば， g_m が $4m\Omega$ 以上の高 g_m 管を使いたいところです。高周波回路の発振を止める方法は，中間周波回路のところと全く同じです。ただし，高周波コイルはたいてい自作しますので，プレート・



・ビニール・チューブで
現物合わせで 1 回巻きのビニール・チューブを作る
ビニール・チューブの中に必要な回数だけ電線を巻き込む（これが一番根気がいる）
巻き込んだ電線を順に締めてリング状にする
 L_1 にボピンを挿入する。適当な位置を探したら接着剤で固定する。



・太いボピンを
 L_1 の巻線が細いときに有効
 L_1 のボピン内径は， L_2 のボピンの外径に使用電線の 2 倍の太さを加えた寸法
 L_1 ボピンの固定は，クサビ（竹または木）で行なう



・ボイス・コイル方式
太いボピンに厚手のケント紙を巻く
 L_1 をその上に巻いたらワニスなどの高周波塗料で固めた後，ボピンから抜く
 L_2 のボピンを L_1 に挿入する。適当な位置を探したら，接着剤で固定する

第 2.7 図 移動できる L_1 の作りかた

コイルまたはタップの位置によって発振を起すことが多いのです。第2.6図はこのようなときの調整方法を示す図で、(a)のように非同調一次コイルを使う場合は、一次・二次コイルの間隔 d を調整します。 L_1 の巻回数は設計の方針で決まりますが、 L_2 の共振インピーダンスの値が一次側に変換されますので、 d によって結合度を加減しないと高周波増幅管のプレート負荷が限度以上に高くなってしまふことがあるのです。(b) はあらかじめ、いくつかのタップを出しておき、最適な場所を探すわけです。(b) の方式は、コイルを作るのは簡単ですが、後でうまく場所にタップをつけることがなかなか難しく、特に巻回数が少ないときは $1/4$ 回を争いますので、このようなときは (a) の方式のほうが楽でしょう。

ただ、実際には、 L_1 を巻いた後で d を変えるために動かすという仕事は、空心コイルならとにかく、ボビンのあるときはかなりやっかいな仕事です。第2.7図にいくつかの方法を示しておきます。もし、一次コイルにかなり太い電線が使えるなら、リンク・コイルのようにして L_2 にかぶせれば簡単です。0.5mm 程度の線ならば、コイルを作った後からビニール・テープを巻くという方法もあります。

PDF 化にあたって

本 PDF は、
『CQ ham radio』1966 年 12 月号所収
を元に作成したものである。

ラジオ関係の古典的な書籍及び雑誌のいくつかを
ラジオ温故知新

<http://www.cam.hi-ho.ne.jp/munehiro/>

に、

ラジオの回路図を
ラジオ回路図博物館

<http://www.cam.hi-ho.ne.jp/munehiro/radio/radio-circuit.html>

に収録してあります。