

# スーパー百問百答集

理論設計及製作調整修理 ラジオ技術者必携

大井脩三

# 目次

理論設計篇	1
問-1 スーパーヘテロダイン受信機の原理を説明して下さい。	1
問-2 ストレート受信機とスーパーヘテロダイン受信機とが回路方式上異なる ところを説明して下さい。	2
問-3 スーパーの特徴について説明して下さい。	3
問-4 自励ヘテロダインと他励ヘテロダインの区別を説明して下さい。	5
問-5 空中線回路を設計する場合の諸注意について説明して下さい。	6
問-6 空中線回路と結合する二次同調回路の設計法を教えてください。	12
問-7 UZ-6D6を使用した高周波増幅回路の実際について教えてください。	14
問-8 スーパーヘテロダイン受信機では、一般に局部発振の周波数を到来電 波の周波数よりも中間周波数だけ高く選ぶのは如何なるわけですか。	21
問-9 真空管発振器の代表的回路と動作につき説明して下さい。	21
問-10 真空管発振器が発振を起すための条件を教えてください。	23
問-11 局部発振回路の $LC$ の値を図式的に決定する方法を教えてください。	23
問-12 変換管 6A7 の動作と使用上の注意につき述べて下さい。	25
問-13 6W-C5(12W-C5) の性能と使用上の注意について教えてください。	30

- 問-14 6F7を使用した周波数変換回路を教えてください。 35
- 問-15 UZ-6C6を用いた高能率な周波数変換回路につき説明して下さい。 36
- 問-16 映像周波数よる混信とその対策について教えてください。 37
- 問-17 笛音妨害とその対策について説明して下さい。 39
- 問-18 中間周波数を選定する場合はどんな点に注意すればよいのですか。 41
- 問-19 吾が国では463kcを標準中間周波数とする理由を教えてください。 41
- 問-20 中間周波数変成器の共振曲線について説明して下さい。 42
- 問-21 臨界結合に於けるときの中間周波変成器の $L_1$ ,  $L_2$ の距離の決定方法を教えてください。 44
- 問-22 中間周波変成器のコンデンサーとコイルの数値の決め方について御教示願います。 45
- 問-23 国民型五球式スーパー(6A7-6D6-6Z-DH3-6Z-P1-12F)に於て中間周波数を463kcとした場合の中間周波変成器の構造とコイル及びコンデンサーの数値を教えてください。 47
- 問-24 中間周波変成器のコイルの接続方法が悪いと感度が非常に低下することがありますが、その理由を教えてください。 47
- 問-25 鉄心入中間周波トランスについて説明して下さい。 48
- 問-26 市販の中間周波変成器には第一段目用と第二段目用の区別をしたのがありますが、その理由を教えてください。 49
- 問-27 遮蔽罐の $Q$ に及ぼす影響につき説明して下さい。 50
- 問-28 直線検波とはどんなことですか。 52

- 問-29 第二検波器に於ける歪の原因とその対策について説明して下さい。 53
- 問-30 AVC回路の動作につき説明して下さい。 53
- 問-31 増幅型 AVCにつき説明して下さい。 56
- 問-32 QAVCとはどんな回路ですか。 57
- 問-33 AVC回路に於ける時定数回路の動作について説明して下さい。 59
- 問-34 同調指示管(マジックアイ)の動作を説明して下さい。 60
- 問-35 全波受信機の全利得はどの程度としなければなりませんか。 61
- 問-36 全波受信機のコイルを設計する場合の要点を教えてください。 62
- 問-37 全波受信機の周波数切換方法について説明して下さい。 63
- 問-38 バンドスプレッド方式とは何ですか。 64
- 問-39 自動選択度制御(ASC)について説明して下さい。 65
- 問-40 UZ-6Z6を低周波増幅に使用する場合の諸注意を教えてください。 66
- 問-41 トランスレス・スーパー用真空管として最近市場で発売されている  
下記の真空管の用途と規格を教えてください。  
12W-C5, 12Y-V1A, 12Z-DH3A, 12Z-P1A, 36Z-K12 71
- 問-42 トランスレス受信機のパイロットランプの接続方法が第42-1図のよ  
うになっている回路がありますが、これはどんな利点がありますか。  
74
- 問-43 アメリカの五球スーパー受信機の出力回路では第43-1図のように、  
出力トランスの一次側の中央へB電圧を供給しているのがありま  
すが、これはどんな利点がありますか。 75

問-44	単層ソレノイドコイルのインダクタンスまたは巻回数を図表より求める方法を教えてください。	75
問-45	多層コイルのインダクタンスの求め方を教えてください。	77
問-46	ループアンテナの設計図表の使用法を教えてください。	78
問-47	中波及び短波帯の同調周波数を求める図表をお知らせ下さい。	79
問-48	デシベルの意味とその求め方について教えてください。	79
問-49	国民型スーパーヘテロダイン受信機の規格を教えてください。	84
問-50	国民型五球式 (6A7-6D6-6Z-DH3-6Z-P1-12F) スーパーの解説をして下さい。	87
製作調整修理篇		96
問-51	6A7 を周波数変換管とした五球スーパー製作上の諸注意について説明して下さい。	96
問-52	6W-C5 を使用した一般家庭向スーパー受信機の回路の解説と製作上の諸注意について説明して下さい。	103
問-53	高周波増幅回路を附加した 6 球式程度のスーパーヘテロダイン受信機の回路方式と組立上の諸注意について説明して下さい。	108
問-54	全波発振器の作り方を教えてください。	113
問-55	グリッドデップ発振器の作り方を教えてください。	115
問-56	シグナルトレーサーの作り方を教えてください。	119
問-57	6Z-DH3, または 6B7 のような複合管を第二検波器に使用した場合歪を生ずることがあるとありますがその原因と対策に就て説明して	

- 下さい。 122
- 問-58 スーパーの調整修理を行う場合はどんな試験器具が必要ですか。 123
- 問-59 調整棒の構造と使用法の一例を教えてください。 123
- 問-60 スーパー受信機の調整はどんな順序で行えばよいのですか。 125
- 問-61 中間周波増幅回路の調整の方法を教えてください。 125
- 問-62 局部発振回路の発振の有無を調べる方法を教えてください。 129
- 問-63 局部発振の強さが全周波数帯にわたって一樣になるようにする方法を教えてください。 130
- 問-64 周波数変換回路の単一調整を行うために必要な予備知識を教えてください。 131
- 問-65 既製コイルを使用して組立たスーパーの単一調整の方法を教えてください。 133
- 問-66 自作したコイルでスーパーを組立てた場合、これを計器無しで調整を行うにはどうすればよいのですか。 134
- 問-67 第67-1図のような高周波増幅部の7球スーパーを自作しましたがその調整法を教えてください。 138
- 問-68 周波数変換回路に於ける信号同調回路と局部発振同調回路との同調曲線を書く方法を教えてください。 144
- 問-69 普通級国民型受信機をスーパーに改造する方法を教えてください。 145
- 問-70 短波コンバーターの回路を教えてください。 149
- 問-71 シグナルトレーサーで故障診査を行う方法を教えてください。 152

- 問-72 第 72-1 図のような五球式スーパー (6W-C5-6D6-DH3-42-80) の故障を診査する方法を教えてください。 153
- 問-73 スーパーに起りやすい故障の個所を教えてください。 159
- 問-74 スーパーに起りやすい故障症状と故障箇所を教えてください。 160
- 問-75 昼間はよく聞えるが夜間になると聞えなくなるスーパーの故障原因及びその手当を教えてください。 161
- 問-76 バリコンの指度の小さい方, すなわち同調周波数の高い方へゆくと自己発振を起すような場合はどうすればよいのですか。 162
- 問-77 遠距離の微弱電波を受信するとき感度調節が円滑にゆかない場合は、どこに原因があるのですか。またその手当法を教えてください。 162
- 問-78 組立ばかりのスーパーですが地元放送局の放送は聞えるが、遠距離の放送が少しも聞えない場合は、どのようにして調整を行えばよいのですか。 162
- 問-79 スーパーの単一調整を行う場合、パッキングコンデンサーにネジ廻しを当てた時と離れた時とで感度に誤差を生ずる場合はどのようにすればよいのですか。 163
- 問-80 第 80-1 図のような五球スーパーの電源部に起りやすい故障とその修理法について教えてください。 163
- 問-81 スーパー受信機の低周波増幅回路に起りやすい故障と修理法について教えてください。 165
- 問-82 スーパーの第二検波及び AVC 回路に起りやすい故障とその処置法について説明して下さい。 165
- 問-83 スーパーの中間周波増幅回路に起り易い故障とその処置法について説明して下さい。 166

- 問-84 周波数変換回路に起りやすい故障と直し方を教えて下さい。 168
- 問-85 スーパー受信機より生ずる雑音の原因と、その処置法を教えて下さい。 169
- 問-86 周波数変換管たとえば6A7の発振グリッドに手を触れてもボコボコという音が出ない時は何処の故障ですか。 169
- 問-87 電源スイッチを入れて、しばらくするとボコボコと連続音（モーターボーンチング）を起す場合の故障原因と処置法について教えて下さい。 170
- 問-88 放送電波に同調するとピューという音が出る場合は、どこの故障ですか。 170
- 問-89 音量を大きくしようとするとき発振する場合はどこの故障ですか。 170
- 問-90 放送は聞えますが、発振しそうなヒーンまたはシーンという音が連続的に出て聞き苦しい場合はどこの故障ですか。 170
- 問-91 モジュレーションハムの除去法を教えて下さい。 170
- 問-92 電灯線の誘導によるハムの除去法を教えて下さい。 171
- 問-93 平滑回路より生ずるハムの除去法を教えて下さい。 171
- 問-94 部分品の配置不良または配線の不良によって生ずるハムを除去するにはどうすればよいのですか。 171
- 問-95 スピーカー自体より生ずるハムの除去法を教えて下さい。 171
- 問-96 2バンドのスーパーで中波は発振するが短波が発振しない場合はどこが悪いのですか。 172
- 問-97 短波に切替えた場合、周波数の高い方がギャーといって発振する場合の故障はどこですか。 172



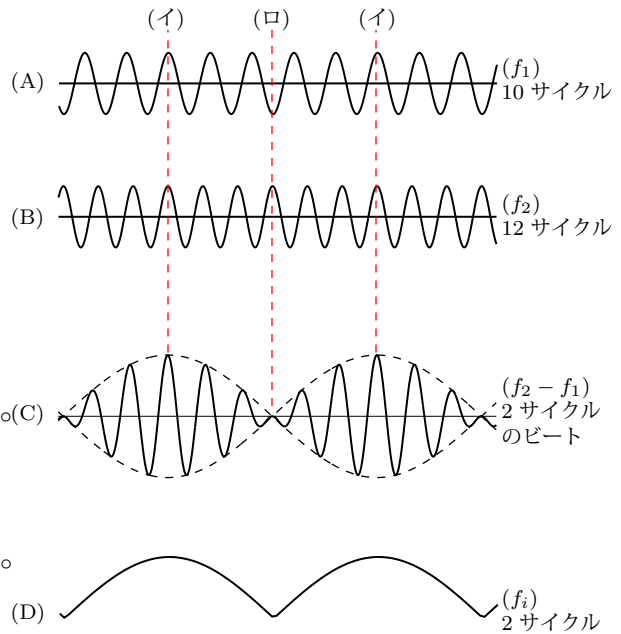
- 問-98 オールウェーブ受信機等でハウリングを起す場合の防止方法を教えてください。 172
- 問-99 全波受信機で遠距離受信の場合、感度調節が円滑にゆかない場合はどうすればよいのですか。 172
- 問-100 市販の標準型スーパーの回路を教えてください。 172

## 理論設計篇

〔問-1〕 スーパーヘテロダイン受信機の原理を説明して下さい。

〔答〕 スーパーヘテロダイン受信機 (Super heterodyne receiver) は、到来電波、即ち入力信号の周波数を、これよりも低い中間周波数に変えて増幅する方式である。

この原理を述べる前にヘテロダイン現象ということから説明してみよう。今仮に第 1-1 図(A) のような 10 サイクルの交流  $f_1$  と (B) のような 12 サイクルの交流  $f_2$  とを重畳すると、時間の経過と共にその波の重り具合が違って来る。即ち (イ) 点の山と山とが重ったところは振幅が大きく、山と谷との重ったところは小さくなる。言い換えればこれ等二つの交流は各瞬間に於て、或いは加わり、或いは減じて、(C) 図のような形の電流となる。これをビート (唸り) といい、このビート周波数は  $f_2$  と  $f_1$  との差即ち 2 サイクルとなる。そしてこの振動が検波器に加えられると、茲で検波されて (D) 図のように 2 サイクルの交流  $f_i$  を生ずるのである。これをヘテロダイン現象といい、この検波をヘテロダイン検波という。

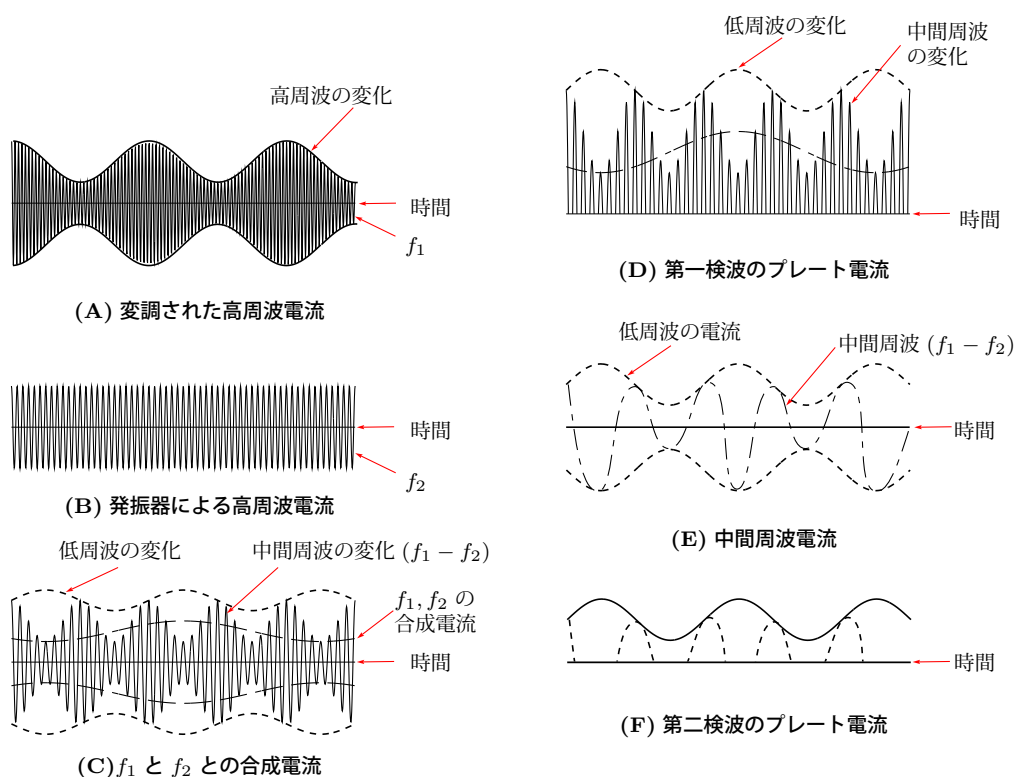


第 1-1 図

検波器に加えられると、茲で検波されて (D) 図のように 2 サイクルの交流  $f_i$  を生ずるのである。これをヘテロダイン現象といい、この検波をヘテロダイン検波という。

スーパー受信機はこのヘテロダイン現象を応用して、到来電波によって生じた高周波と局部発振器によって生じた高周波とを重畳し、これによって生ずるビート周波を検波して低周波よりも高い中間周波として増幅する方式である。第一検波器は周波数を変えるためにこのヘテロダイン検波を行うものであるから周波数変換器ということもある。

次に、変調波を受信する場合を述べてみると、到来電波によって空中線回路を通ずる変調高調波電流を第 1-2 図(A) とし、局部発振電流を (B) とすれば、それ

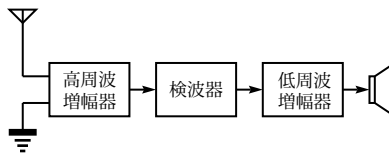


第 1-2 図

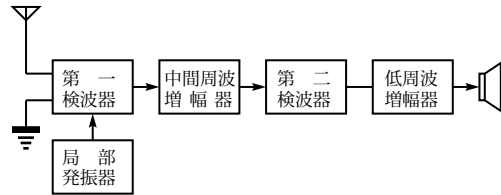
等の合成電流即ちビートの電流は (C) のようになる。そしてこれを第一検波器で検波すれば (D) 図の如く中間周波の変化を持つ電流となり、従って中間周波増幅器には (E) のような変調中間周波電流が流れ、更にこれを第二検波器で検波すれば (F) のようになり、スピーカーにはその平均電流（低周波電流）(G) が通じて音声を再現するのである。

〔問-2〕 ストレート受信機とスーパーヘテロダイン受信機とが回路方式上異なることを説明して下さい。

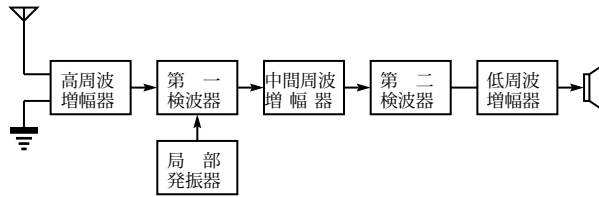
〔答〕 たとえば、国民 2 号型受信機 (6D6-6C6-6ZP1-12F) のようなストレート受信機 (Straight receiver) は、到来電波によって空中線回路に生じた変調高周波をそのままの形で増幅し、これを検波して低周波としてスピーカーを動作させる方式であって、その回路方式も第 2-1 図 (次ページ) の如く比較的簡単なものであるが、スーパーヘテロダイン受信機 (Super heterodyne receiver) は、到来電波による変調高周波と局部発振器で作られた高周波とを重畳して生じたビートの電



第 2-1 図 ストレート受信機の回路方式



第 2-2 図 スーパーヘテロダイン受信機の回路方式(その一)



第 2-3 図 スーパーヘテロダイン受信機の回路方式(その二)

流を第一検波器で検波（ヘテロダイン検波）して中間周波に変換し，中間周波増幅器で増幅し，更に第二検波器で検波し低周波としてスピーカーを動作させるのであるから，その回路方式も第 2-2 図の如く複雑となっている。また更に高級なものになると第 2-3 図のように高周波増幅器を附加えたものもある。

〔問-3〕スーパーの特徴について説明して下さい。

〔答〕スーパーヘテロダイン受信機の特徴を挙げると

- (1) 中間周波として増幅するために，増幅が容易であり感度を高め得ること
- (2) 音質を犠牲にせずして，分離性良好なること

等である。次にこれ等のことを詳述してみよう。

まず(1)の中間周波数に変えて増幅すると，どうして増幅が容易となり，感度が良くなるかという点，一般のストレート回路では，高周波増幅を或る程度以上高めてゆくと，たとえ遮蔽グリット真空管（58，6D6等）を用いても特別な注意を払わぬ限り，増幅された高周波の勢力の一部が前段へ饋還されて自己発振を生じ十分な増幅を行うことができない。しかし，スーパーヘテロダインは増幅の途中で周波数が変わるから，たとえ増幅された電流が前段へ饋還されても周波数が違うため自己発振を起さず安定なる増幅を行うことができるのである。また受信波長が長くなる程，いい換えれば周波数が低くなる程，自己発振を起し難くなるものである。この意味に於てスーパーは，到来電波の周波数の如何にかかわらず，175キロサイクルとか463キロサイクルといったような一定の低い中間周波

に変えて増幅する方式であるから、非常に安定なる増幅を行うことができ、高周波の増幅利得を増すことができる。

次に(2)の分離性を高め得るということは、スーパーヘテロダイン回路においては、ストレート回路と違って、増幅の途中で周波数を変換して中間周波として増幅するから分離性が良くなるのである。その理由を例を挙げて説明してみると、例えば1,000キロサイクルの電波を受信している場合、980キロサイクルの電波の混信があったとすれば、これ等の二つの周波数差の受信周波数に対する割合を百分率で表すと

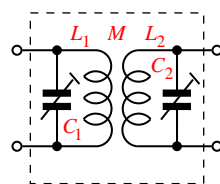
$$\frac{1,000 - 980}{1,000} \times 100 = 2 \text{ パーセント}$$

となる、その割合は極めて接近しており、一般のストレート受信機では、この程度の混信を分離することは極めて困難である。しかるに、スーパーヘテロダイン受信機では、局部発振の周波数を仮に1,100キロサイクルとすれば、1,000キロサイクルの電波に対してはその中間周波数は、 $1,100 - 1,000 = 100$ キロサイクルとなり、また980キロサイクルの電波に対しては、その中間周波数は $1,100 - 980 = 120$ キロサイクルとなる。よって、これ等の二つの中間周波数差に対する受信機の中間周波数との割合は

$$\frac{120 - 100}{100} \times 100 = 20 \text{ パーセント}$$

となり、前の場合に較べて二つの周波数の隔りが10倍となっている。この程度の隔りがあれば分離することは極めて容易である。

いま一つ音質が良くて分離の良い理由は、現在用いられている中間周波トランス（中間周波変成器）の構造は第3-1図のように一次側も二次側も同調式となっているのが多い。故にこの調整を適当に行えば同調曲線が尖鋭となって分離性が良くなるのである。しかし高周波増幅回路を附加したようなストレートの受信機ではこの同調曲線をあまり尖鋭にしすぎると分離性は良くなるが音質が悪くなり易い。

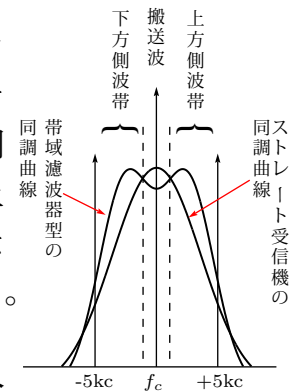


第3-1図 中間周波トランスの構造

しからば、分離性を良くしようとするとうどうして音質が悪くなるかということ、これは放送局の送信アンテナから四方に発射される電波は、放送状態では変調波である。振幅変調に於てはこの変調波は、搬送波を音声波によって変化したものであるから、第3-2図（次ページ）のように三つの周波数帯から成立っており、

その一つは搬送波自身であり、他の二つは搬送波の周波数よりも高いものと、搬送波の周波数よりも低いものとであって、前者を上方側波帯、後者を下方側波帯といっている。これは音声波をもって搬送波の両隣りに音声波の周波数の間だけを隔てて、二つの周波数帯ができるのである。即ち、或る一つの放送を行っているときは、搬送波を中心として或る一定の周波数帯域が占有されることとなり、この占有される帯域は、マイクロホンの前で演奏される楽器の音の最高周波数を5,000サイクルとすれば、上下共約5キロサイクル、全体で10キロサイクルとなる。故に或る放送を受信している場合、これと近接した周波数の他の放送がこの帯域内へ侵入しないように吾が国の放送局の放送周波数割当は大体10キロサイクル以上の隔りをもっているのである。

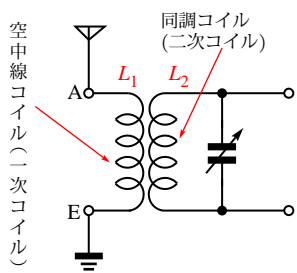
しかし、斯様にしても、地元放送局の電波が強勢なときは、ストレートの受信機では混信を生じ易いのである。それ故、この場合この混信を極力避けようとして、その同調回路の同調曲線を尖鋭にし過ぎると、今度はそのために上述の側波帯の一部が切除されて、高い音の再現が困難となり、この結果音が鼻づまりのようになって音質が悪くなる。それでは、音質を悪くしないで、しかも分離性を良くするにはどうすれば良いかという、上述の側波帯までは完全に増幅して、それ以外の周波数に対しては急激に増幅度が低下するような同調曲線とすれば良いのである。これを帯域濾波器型ろはろはの同調曲線という。中間周波トランスはその調整を適当にすれば、この帯域濾波器型ろはろはの同調曲線が得られるため、音質を犠牲にせずして、分離性を良くすることかできるのである。



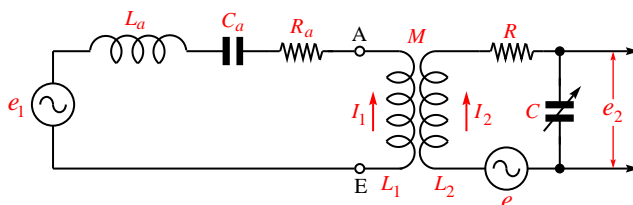
第3-2図

〔問-4〕自励ヘテロダインと他励ヘテロダインの区別を説明して下さい。

〔答〕 スーパーでは到来電波による高周波と局部発振器で生じた高周波とを重畳して出来たビートを検波して中間周波を作るのであるが、この場合、一つの真空管で発振と検波を行うものを自励ヘテロダイン (Self heterodyne) といい、発振管を別に設けるものを他励ヘテロダイン (Separate heterodyne) という。そして自励ヘテロダインに用いられる真空管には6A7, 6W-C5(6SA7), 6C6, 6D6等があり、他励ヘテロダインには6L7G, 6D6, 6C6 (第一検波管), 76, 6C6 (局部発振管) 等がある。



第 5-1 図



第 5-2 図

〔問-5〕 空中線回路を設計する場合の諸注意について説明して下さい。

〔答〕 最近の受信機の空中線回路は、ほとんど複回路同調方式となっているから、以下これについて説明してみよう。

第 5-1 図は、複回路同調方式の一例を示すもので、 $L_1$  を空中線コイル、 $L_2$  を同調コイルまたは二次コイルといい、これ等は、電磁的に結合されて一種の高周波変成器を形作っている。そして、この等価回路を画けば、第 5-2 図のようになる。図に於て  $L_a$ 、 $C_a$ 、 $R_a$  はそれぞれ空中線インダクタンス、空中線キャパシター、空中線抵抗であり、 $M$  は  $L_1$  と  $L_2$  間の相互インダクタンス、 $R$  は二次コイルの実効抵抗である。

次に、この回路の動作を説明してみると、今到来電波によって空中線に誘起された高周波電圧を  $e_1$  ボルトとすれば、この電圧によって空中線回路には図示のように空中線電流  $I_1$  が流れる。これを式で表せば

$$I_1 = \frac{e_1}{Z_a}$$

となる。上式の  $Z_a$  は空中線自体のインピーダンスと受信機の A、E 端子から受信機側を見たところのインピーダンスとの和である。

このようにして空中線電流  $I_1$  が空中線コイル  $L_1$  内を通ずれば、 $L_1$  内に交番磁束を生じ、これが  $L_2$  と鎖交するために  $L_1$  と  $L_2$  との相互誘導作用によって  $L_2$  C より成る二次側共振回路に誘起される電圧 ( $e$  ボルト) は

$$e = 2\pi f M I_1 \quad \text{ボルト}$$

となる。但し  $f$  は電波の周波数、 $M$  は相互インダクタンスである。

そこで、同調可変コンデンサー  $C$  を調節して同調を行えば  $C$  の端子電圧  $e_2$  は二次回路に誘起した電圧  $e$  の数十倍となるが、この値は二次コイル  $L_2$  の  $Q$  に比



例し

$$e_2 = e \times Q \quad \text{ボルト}$$

となる。故に  $e_2$  を大きくして、検波管に加わる入力電圧を高めようとするには、この  $Q$  を出来るだけ大きくするように工夫する必要がある。なおこの  $Q$  の大なる程その共振曲線は尖鋭となり選択性も良好となるのである。

### $Q$ の意味と単回路同調方式と複回路同調方式との比較

最近では同調回路の良否を検討する場合に上述の如く  $Q$  という言葉を多く用いるから、まずこれについて説明し、次に単回路方式と複回路方式とを比較してみよう。

$Q$  とは Quality factor の略字で、コイルの良さを表す場合に用いる言葉である。

今、第5-3図の如き直列共振回路に於て、可変コンデンサー  $C$  を調節して電源の周波数  $f$  に回路が共振した場合は、コイルのリアクタンス  $X_L$  とコンデンサーのリアクタンス  $X_C$  とは等しくなり、回路には実効抵抗  $R$  のみが存在する状態となって回路を通ずる電流  $I$  は  $I = e_1/R$  で最大となる。

しかして、この最大電流  $I$  がコイル及びコンデンサーを通ずるためにコイル端の電圧  $E_L$  は

$$E_L = I \times X_L$$

となり、またコンデンサー端の電圧  $E_C$  は

$$E_C = I \times X_C$$

となる。そしてこれ等の端子電圧は値が等しく最初回路に加えられた電源電圧  $e_1$  の数倍乃至数十倍となって現われるのである。

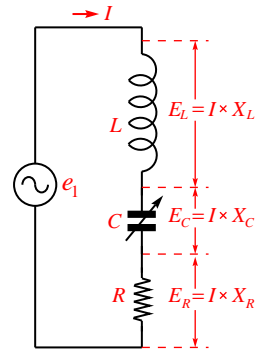
故に、この場合  $E_L = e_2$  として  $e_2$  と  $e_1$  との比をとれば

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{2\pi f L}{R} \quad (1)$$

となる。この(1)式の  $\frac{2\pi f L}{R}$  を  $Q$  というのである。

故に

$$Q = \frac{e_2}{e_1}$$



第5-3図



となり，更にこの式を変化すれば

$$e_2 = Qe_1$$

となる。

上式でも判るように，**第5-3図**のような共振回路が電源の周波数に共振した場合のコイルの端子電圧（コンデンサーの端子電圧） $e_2$ は電源電圧，換言すれば入力電圧 $e_1$ を $Q$ 倍しただけ昇圧されたこととなる。そしてこの $Q$ の値が大きい程共振曲線は尖鋭となるから増幅度が大となり，選択性も良好となるのである。

放送周波数範囲では，共振回路の $Q$ は大體コイルの $Q$ と見てよいから同一インダクタンスを有するコイルでも $Q$ の大きい程良いコイルというわけになる。

一般に放送聴取用受信機では同調コイルの $Q$ は75乃至150程度と考えるとよい。

さて，茲で，空中線コイルを直ちに同調コイルとして用いるところの単回路同調方式の方が複回路同調方式に比べて何故に選択性が悪いかという点，それは単回路方式は空中線コイルの一端が直接接地されていて回路中に大きな接地抵抗その他が含まれているため，同調コイルの実効抵抗 $R$ が増加して $Q$ が小さくなるからである。しかるに複回路同調方式の方は，同調回路が空中線回路から独立しているため，空中線回路と同調回路との結合度を適当にすれば， $Q$ を大きくすることができて選択性良好となるのである。

#### 低インピーダンス空中線コイルを使用する場合について

**第5-1図**のような複回路同調方式に於て $L_1$ のインダクタンスを10~30 $\mu$ H位として，空中線回路の共振周波数を受信周波数帯の上方即ち2,000kc附近に置く方法と， $L_1$ に1mH位の大きなものを用いて空中線回路の共振周波数を受信周波数帯の下方即ち350kc附近におく方法とがある。この場合，前者を低インピーダンス空中線コイルといい，後者を高インピーダンス空中線コイルという。そして一般の受信機にはこのうちの低インピーダンスのものが多く用いられているから，まずこの方法から検討してみよう。

現在吾が国に於て標準空中線として取扱われている高さ8m水平12mの逆L型空中線は $L = 14\mu$ H， $C_a = 150\mu\mu$ F， $R_a = 50\Omega$ である。

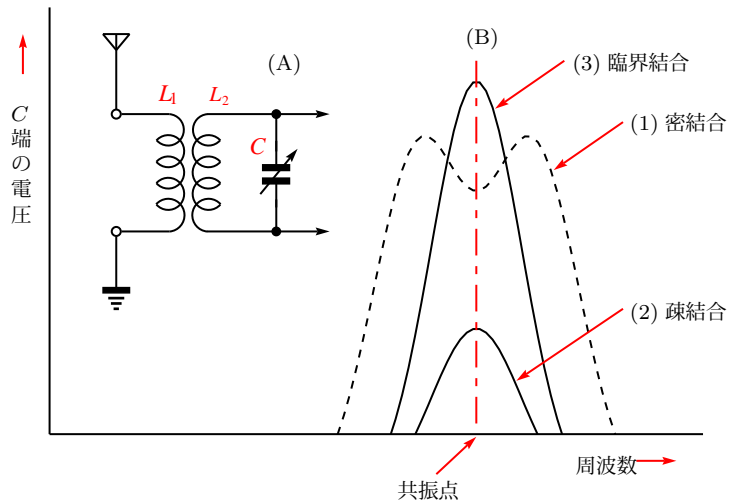
今，この空中線を使用して**第5-4図**（次ページ）(A)のような複回路とし， $L_1$ に数マイクロヘンリ程度の低インピーダンスコイルを用いたときを考えると，この場合一次回路( $L_1$ )と二次回路( $L_2$ )の結合を密にする程，一次回路から二次

回路に誘起される電圧が大となり感度が増大するわけであるが、しかし、これには或る限度があって、あまりこの結合を密にし過ぎて、 $L_1$ 、 $L_2$ 間の相互インダクタンス  $M$  を大きくすると、一次回路の負荷効果のために二次回路の抵抗が増して、その端子電圧が低下して感度が悪くなると共に選択性も悪くなる。換言すれば二次回路の  $Q$  が低下する。なおそればかりでなく空中線回路のリアクタンス分も二次回路へ影響を及ぼし、このために空中線回路が無い場合の二次同調回路固有の共振点よりもそれだけずれを来し、同調ダイヤルが周波数目盛りとなっているときは、ダイヤルの目盛と実際の放送電波の周波数とが合わぬし、また受信周波数帯の両端に於て希望電波の受信ができぬようになる外、スーパーヘテロダイーン受信機等で単一調整を行う場合、空中線の大小によって調整に狂いを生ずることとなる。

今度は、これと反対に一次回路と二次回路との結合をあまり疎にし過ぎると第5-4図(B)の(2)のような同調曲線となり、同調は鋭敏に行われて選択性はよくなるが、 $M$  が小さくなるため二次回路に誘起される電圧が小さくなって感度が悪くなる。

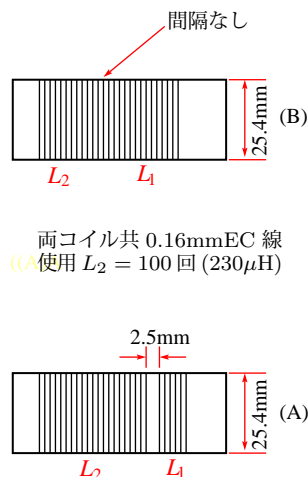
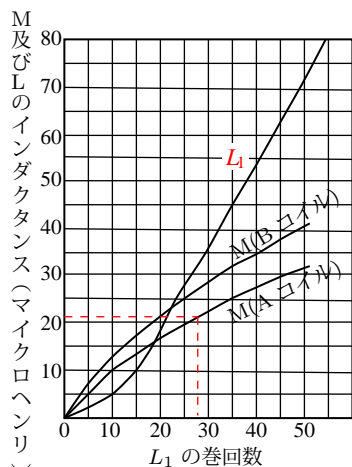
故に、上述の諸点を考慮に入れて、その受信しようとする電波の周波数に対して結合度を適当に選ぶべきであって、この最適結合を臨界結合といい、一次回路と二次回路をこの臨界結合にした場合の同調曲線は第5-4図(B)の(3)で示すようなものとなる。

次に、上記のような標準空中線を用いた場合の臨界結合に於ける  $M$  の値を計算によって求めてみると約  $21\mu\text{H}$  となり、この場合の  $L_1$  の巻数と相互インダクタンスとの関係を図示すると第5-5図(次ページ)のようになる。



第5-4図

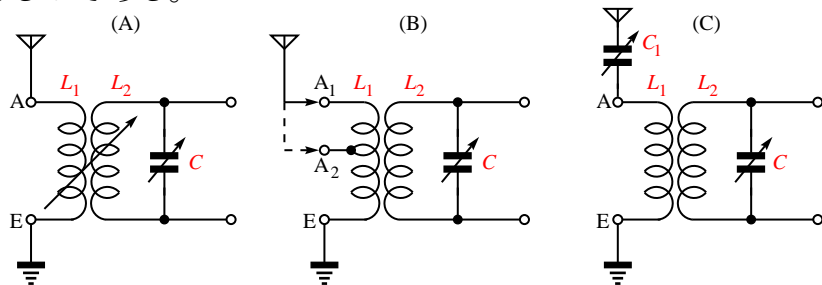
即ち、図は直径 25.4mm (1 インチ)の円筒に 0.16mm エナメル線を  $L_2$  として 100 回巻いた場合であって、たとえば (A) コイルのように  $L_1$  と  $L_2$  の間隔を 2.5mm としたとき  $M$  の値を  $21\mu\text{H}$  とするには  $L_1$  を何回とすればよいかを調べてみると点線をたどって約 26 回ということが判る。更にこの 26 回巻いた場合の  $L_1$  のインダクタンスは約  $21\mu\text{H}$  となる。



第 5-5 図

### 一次、二次回路の結合度を変えて臨界結合を得る方法

上述のように一次回路（空中線回路）と二次回路（同調回路）間には最適の結合度即ち臨界結合の点があり。この結合度が得られれば一次回路による負荷効果のために二次回路の  $Q$  の低下もほとんどなく、従って感度と選択度を良好にすることができるのである。



第 5-6 図

しかし、実際に使用されている空中線は多種多様であって、その電気的定数も異なるからこれに応じて  $L_1$ ,  $L_2$  間の結合度を多少変化する必要があり、このために種々の方法が講じられているが、その代表的な回路を挙げれば第 5-6 図(A)(B)(C) に示すようなものがある。

このうち (A) は  $L_1$ ,  $L_2$  にスパイダーコイルのようなものを用いて  $L_1$ ,  $L_2$  の間隔を加減して結合度を変えるか、またはバリオメーターを使用して  $L_1$  を  $L_2$  内で回転し、その回転角度の変化によって結合度を変えようとするものである。

次に、(B) は最も多く用いられている方法であって、空中線の長短に応じて  $L_1$

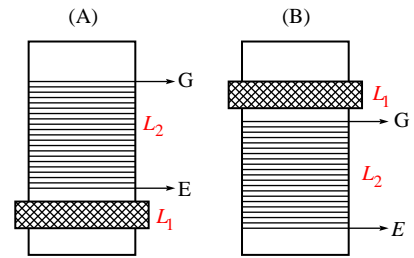
のタップを切替え適当に調節する方法である。

最後に (C) は空中線回路へ直列に  $C_1$  ( $200\mu\mu\text{F}$  位) をつなぎ一次回路のインピーダンスを変えて適当な結合度を得ようとする方法である。

### 高インピーダンス空中線コイルを用いる場合について

1mH 程度の高インピーダンス空中線コイルを使用する場合は空中線回路のインピーダンスが高くなるから、上述の低インピーダンスコイルを用いた時のように二次回路に及ぼす負荷効果の影響が小さく、このために空中線の大きさが変化しても受信周波数帯にずれを生ずることが少いからスーパー等高級受信機で単一調整を行う場合にしばしば用いられている。

第5-7図(A)(B)は  $L_1$  として 1mH 程度のハニカムコイルを用いた場合で、図のように  $L_1$  を  $L_2$  の高圧側をおくと  $L_1$ ,  $L_2$  間の静電容量のために、電磁的のみでなく静電的にも結合することを考えなければならないことを附記しておく。

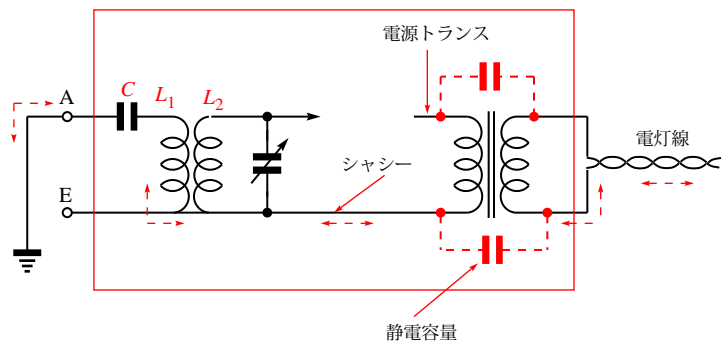


第5-7図

### 電灯線空中線を用いる場合

現在では、資材の入手難、その他の事情で正規の空中線を架設することが困難なため、電灯線空中線を使用する向が非常に多くなって来た。

この電灯線空中線の一例は第5-8図のように交流受信機の場合、空中線端子 (A) にアース線を接続し、電灯線に誘導された高周波電流が電源トランスの一次側から空中線端子に流れる方式である。



第5-8図

電灯線空中線は上記の如く空中線を架設する必要が無い

から手数と費用とが省けて便利であるが、また、次のような欠点がある。

- (1) 一般の空中線と比較して感度が悪く、撰択性が劣ること
- (2) 再生検波の受信機では、再生作用が有効に行われないこと

## (3) 雑音が多いこと

等であるが、このうち(1)と(2)の原因と対策について述べてみよう。

まず、(1)の問題は、吾々が日常しばしば経験するところであって、<sup>たしか</sup>確かに電灯線空中線を用いると正規の空中線を用いたときよりも撰択性が悪く混信を生じ、また感度も劣る場合が多いのである。その理由は、前述のように一般の空中線では空中線抵抗が $50\Omega$ 程度であるのに電灯線空中線では $300\Omega$ 位となる。しかもリアクタンス分が電灯線空中線は一般の空中線より小さいため、そのインピーダンスが著しく低下する場合が多い。

これがため、電灯線空中線を使用する場合に、一般の空中線を用いた時と同様に $M$ を定めておくと、インピーダンスが低いので、二次側へ与える負荷効果が非常に大きく、そのために二次回路の抵抗が増したこととなり、 $Q$ が小さくなって選択度が低下するのである。

それ故、この対策としては、**第5-8図**の如く空中線回路のインピーダンスを大きくするために $L_1$ と直列に蓄電器 $C$  ( $200\mu\mu\text{F}$ 以下)を挿入するか、または $L_1$ 、 $L_2$ を出来るだけ疎結合とするのである。

〔問-6〕 空中線回路と結合する二次同調回路の設計法を教えてください。

〔答〕 空中線回路と結合する二次同調回路の設計は高周波増幅器の二次同調回路と同様と考えてよい。

今  $f_{max}$  = 最大受信周波数 (kc)

$f_{min}$  = 最小受信周波数 (kc)

$L$  = 同調コイルのインダクタンス ( $\mu\text{H}$ )

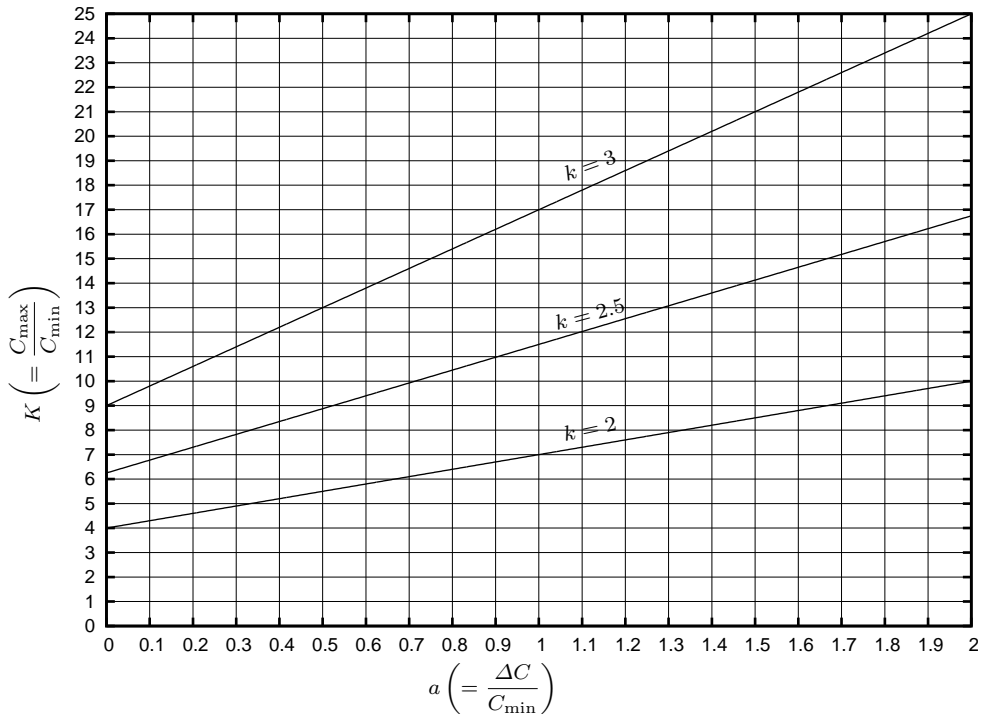
$C$  = 同調蓄電器の容量, 最大値 ( $C_{max}$ ), 最小値 ( $C_{min}$ ) ( $\mu\mu\text{F}$ )

$\Delta C$  = 全漂遊容量 (真空管の入力容量, 配線の容量等の和) ( $\mu\mu\text{F}$ )

とすれば

$$f_{max} = \frac{160,000}{\sqrt{L(C_{min} + \Delta C)}} (\text{kc})$$

$$f_{min} = \frac{160,000}{\sqrt{(C_{max} + \Delta C)}} (\text{kc})$$



第6-1図

であるから両者の比を求めこれを  $k$  とすれば

$$k = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{max} + \Delta C}{C_{min} + \Delta C}}$$

となる。  $\frac{C_{max}}{C_{min}} = K$ ,  $\frac{\Delta C}{C_{min}} = a$  とすれば (11) 式は次の如くなる。

$$K = (k^2 - 1)a + k^2 \quad (2)$$

よって設計の時に  $k$  と  $a$  が与えられれば使用すべき可変蓄電器の容量で決定されるわけである。ただこの場合  $k$  は直ちに与えられるが  $a = \frac{\Delta C}{C_{min}}$  であるからこれを仮定しなければならない、今 (2) 式を図示すれば第6-1図の如くなる。

一般のラジオ受信機では  $\Delta C = 20\mu\mu\text{F}$  程度で、同調用蓄電器の最小容量  $C_{min}$  は  $15\mu\mu\text{F}$  位、二連結のものはトリマの容量を含めて  $25\mu\mu\text{F}$  程度である。

使用すべき蓄電器の容量が定まれば同調コイルの所要インダクタンスは

$$L = \frac{25,600,000,000}{f_{min}^2 (C_{min} + \Delta C)} \quad (\mu\text{H})$$

となる。

例えば、550～1500kcの周波数帯を受信するとすれば、 $f_{max}$ 及び $f_{min}$ に上記周波数をとると、実際の製作時は使用部分品の定数の不同があるから、それを見込んで多少余裕をとらねば同調がとれぬこととなる。そのためには可変蓄電器の両端に目盛で約5度位の余裕を置く必要がある。しかるときは

$$f_{min} = 550 \times 0.95 = 522\text{kc}$$

$$f_{max} = 1500 \times 1.05 = 1,575\text{kc}$$

$$\text{故に } k = \frac{1,575}{522} = 3.01 \approx 3$$

となる。

今、二連可変蓄電器を使用するとして  $C_{min} = 25\mu\text{F}$ 、 $\Delta C = 20\mu\text{F}$  と仮定すれば、 $a = \frac{20}{25} = 0.8$  となり  $K$  は第6-1図より15.4が求められる。よって  $C_{max} = C_{min}K = 25 \times 15.4 = 385\mu\text{F}$  となる。

尚、二連結蓄電器には多くトリム蓄電器がついて居り、普通使用時に第一同調回路及び第二同調回路の連動調整を行うようにするから、この蓄電器が多少入った処で設計しておく方が便利である。普通トリマーの容量は最大約20～25 $\mu\text{F}$ 程度であるから  $C_{min}$  を5 $\mu\text{F}$ 大きくとり25を30とすれば  $a = \frac{20}{30} = 0.6$ 、 $K = 13.8$ 、 $C_{max} = 30 \times 13.8 = 414\mu\text{F}$  となる。よって

$$L = \frac{25,600,000,000}{522^2 \times (414 + 200)} \approx 215\mu\text{H}$$

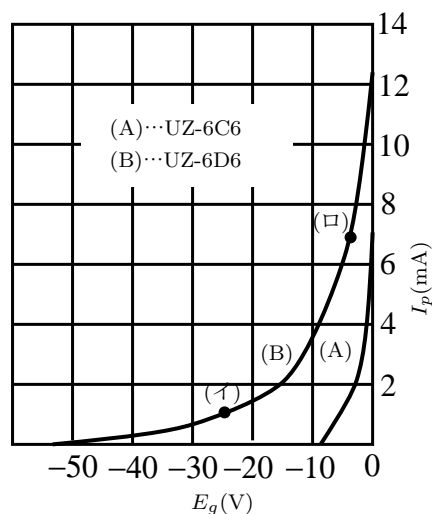
となる。

斯様にして  $LC$  が定まれば、これに適合する部分品を使用すればよい。(受信機設計資料)

〔問-7〕UZ-6D6を使用した高周波増幅回路の実際について教えて下さい。

〔答〕UZ-6D6の特性

UZ-6D6は可変増幅率真空管(Variable mu Tube)と称するもので、第7-1図の如くその特性はUZ-6C6と異り、制御グリッドの負電位の大なる値まで裾を引くように設計されたものである。故にグリッドバイアス電圧( $E_g$ )を変えること



第7-1図

によって大きい入力電圧に対しては左側の増幅率の小さいところ、たとえば（イ）点で働かせ、また小さな入力電圧に対しては、右側の増幅率の大きいところ、たとえば（ロ）点で働かせることができる。故に高周波を増幅する場合、入力が大きいき即ち強勢なる電波を受信するような場合でも歪を生ずることなく安定なる増幅を行うことができる。

これがためUZ-6D6は高周波増幅管、中間周波増幅管として多く使用されており、また、スーパーの第一検波管（周波数変換管）としても用いることができる。

### 高周波及び中間周波増幅用としての規格

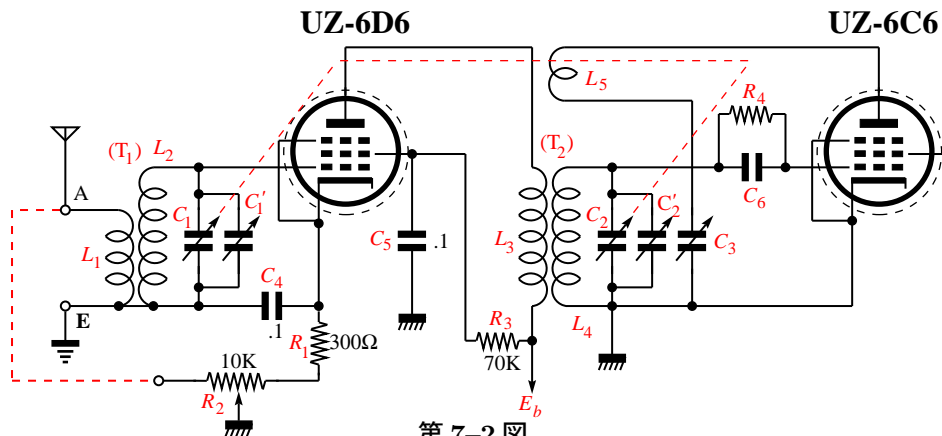
ヒーター電圧	6.3V	電流	0.3mA
プレート電圧（最大）	250V	電流	8.2mA
グリッド電圧	-3V~-5V		
遮蔽グリッド電圧（最大）	100V	電流	2mA
相互コンダクタンス（ $E_g = -3V$ のとき）	$1600\mu\Omega$		
プレート抵抗	約 800K $\Omega$		

### UZ-6D6 を高周波増幅管として使用する場合

この場合の諸注意について述べてみよう。

#### 高周波変成器 ( $T_1$ ) の構造

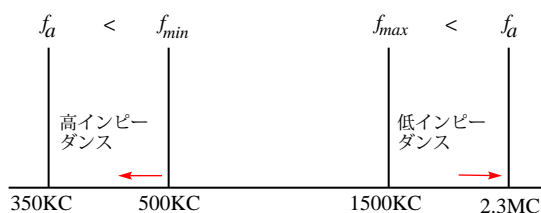
第7-2図はUZ-6D6を用いた高周波一段増幅回路の一例である。まず  $L_1$ ,  $L_2$  より成る高周波変成器 ( $T_1$ ) の構造について述べると、この場合  $C_1$ ,  $C_1'$  の連結可変コンデンサーに最大容量  $370\mu\mu\text{F}$  程度のものを使用すれば、 $550\text{kc} \sim 1500\text{kc}$  の





放送周波数帯を受信する場合  $L_2$  としては  $230\mu\text{H}$  のものでよいので、これは直径  $25.4\text{mm}$  (1 インチ) の円筒に  $0.16\text{mm}$  のエナメル線を 110 回巻けばよいのであるが、問題は  $L_1$  即ち空中線コイルの決め方である。

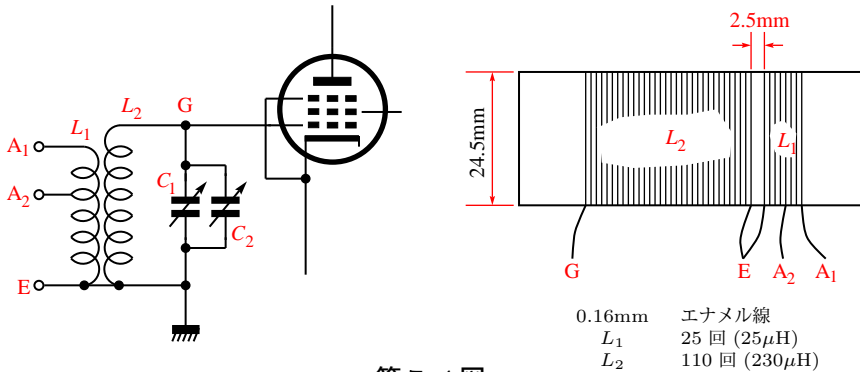
一般に空中線回路の固有周波数が受信周波数帯内 ( $550\text{kc} \sim 1500\text{kc}$ ) にあるような場合は、非常に感度が異なる恐それがあるから、この点を考慮して空中線回路の固有周波数を放送周波数帯外におくために、空中



第 7-3 図

線コイルには低インピーダンスのものと高インピーダンスのものが用いられる。このうち低インピーダンス回路というのは、第 7-3 図のように空中線回路の固有周波数  $f_a$  を最高放送周波数  $f_{max}$  ( $1500\text{kc}$ ) より 1.5 倍位高くして  $2.3\text{Mc}$  附近に置く方法であり、一方高インピーダンス回路というのは最低放送周波数  $f_{min}$  ( $550\text{kc}$ ) よりも 1.5 倍位低く  $350\text{kc}$  附近におく方法であって、一般の受信機にはこのうちの低インピーダンス空中線回路が最も多く用いられている。これは  $L_1$  として  $10 \sim 30\mu\text{H}$  のものを使用したもので、これに標準空中線 (高さ  $8\text{m}$  水平部  $12\text{m}$ ) を接続して或る一定の入力電圧を加えた場合を調べてみると、 $L_1$  と  $L_2$  との結合を密にする程一次回路から二次回路に誘起される電圧が大きくなり感度が増大するが、しかしこれには或る限度があり、あまり結合を密にして  $L_1$  と  $L_2$  間の相互インダクタンス  $M$  が大き過ぎると一次回路のインピーダンスが  $L_1 L_2$  の結合リアクタンスに関係して、二次回路に直列に加えられ、このために二次回路の抵抗分及びリアクタンス分が増加したこととなり (これを負荷効果という) その結果二次回路の  $Q$  が小さくなって、却って感度と選択度が低下するばかりでなく、二次同調回路の受信周波数帯にずれを生じ、同調ダイヤルが周波数目盛りとなっているときはダイヤルの目盛りと実際の放送電波の周波数とが合わぬし、また単一調整を行う場合は空中線の大小によって調整に狂いを生ずることとなる。またこれと反対に  $L_1$  と  $L_2$  とをあまり疎結合とすると選択度は上昇するが、二次側に誘起される電圧が小さくなって感度が低下する。

故に、上述の諸点を考慮に入れて低インピーダンス空中線回路にあっては  $L_1$ 、 $L_2$  の結合度を適当にすべきで、この最適結合を臨界結合といい、標準空中線を用いたときの臨界結合を得るための相互インダクタンス  $M$  の値は計算によって



第7-4図

求めてみると約21 $\mu$ Hとなり、このMの値を得るためには第7-4図に示すように $L_2$ に110回巻いた場合は $L_1$ と $L_2$ との間隔を2.5mmとして $L_1$ に $L_2$ と同一線を25回(約25 $\mu$ H)巻けばよいのである。

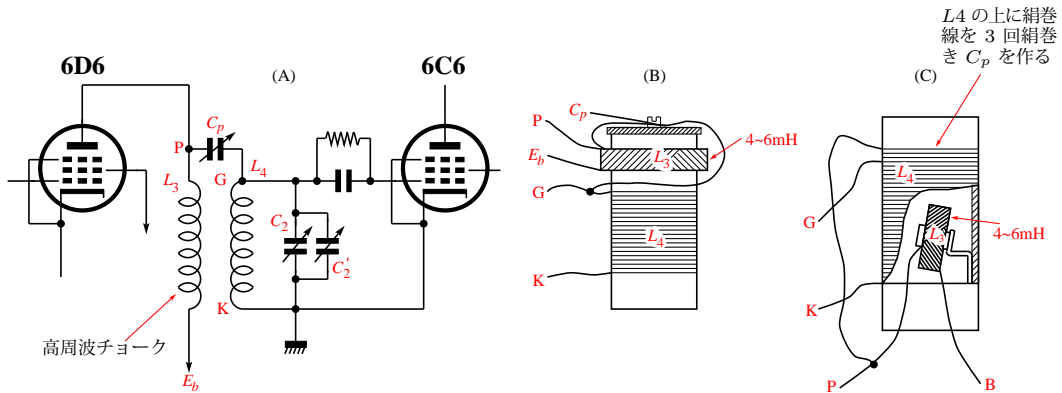
しかし、実際には、使用空中線は多種多様であり、殊に最近では電灯線空中線を多く用いる関係上、その電氣的定数も異なるから、これに応じて $L_1$ 、 $L_2$ の結合度を多少変化させる必要がある。このために $L_1$ にタップを出し結合度を変える。

### 高周波変成器( $T_2$ )の構造

一般に高周波増幅のような電圧増幅回路の増幅度は、高周波増幅管のプレート抵抗に対して負荷インピーダンスの大きい程大きくなるものである。従ってUZ-6D6を用いた高周波増幅回路に於ては、6D6のプレート回路に接続されている $L_3$ に高インピーダンスのハニカムコイルを用い、所謂高周波チョーク結合方式とするのが普通である。そして $L_3$ に高インピーダンスのものを使用しても、6D6のプレート抵抗が非常に大きい(3極管の100倍位)ため二次側に及ぼす負荷効果は、上述の空中線回路の場合程大きくならないから、選択性はほとんど二次回路のQによる。

それ故、6D6の如き増幅率の大きい真空管を用いた高周波増幅回路には第7-5図(次ページ)(A)に示すように高周波チョーク $L_3$ と結合コンデンサー $C_p$ とを用いた回路が用いられ、低い方の周波数では主に $L_3$ と $L_4$ による電磁結合が利き、周波数が高くなるにつれて $C_p$ による容量結合が利いてくるため放送周波数帯内の増幅度を一様に保つ利点がある。

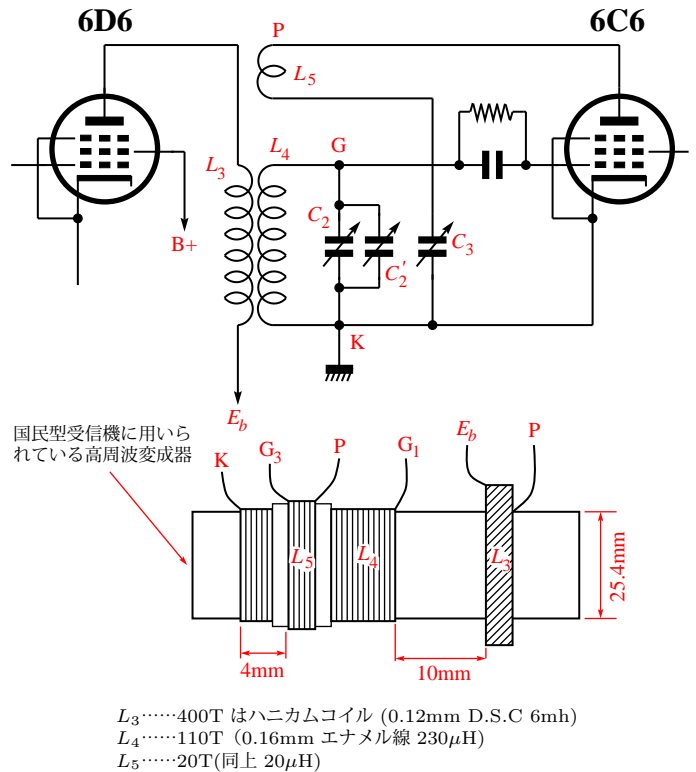
第7-5図(B)及び(C)はその場合の高周波変成器( $T_2$ )の構造の一例であって(B)は $C_p$ に50 $\mu$ F位のバリオデンサーを用いこれを調節して或る点で固定する



第 7-5 図

ようになっているが、これは使用中にその容量が変化し、このために感度が変り易い。それに引かえて (C) 図の方は  $L_4$  の上に密に 3 回位絹巻線を巻き線間の分布容量を利用して  $C_p$  が作られているため容量の変化がなく安定である。なお (C) 図では  $L_3$  の高周波チョークはその位置を任意に変えて  $L_3, L_4$  の結合度を変化し最高感度の点を求めることができる。

次に、最近市場で発売されている普通級国民型受信機に使用してある高周波変成器は第 7-6 図のような構造となっている。これは直径 25.4mm (1 インチ) の円筒に 0.16mm EC 線を  $L_4$  として 110 回巻き、その上方 10mm のところに  $L_3$  として 6mH のハニカムコイルが巻いてある。こうすると  $L_3$  は 6D6 のプレート負荷として充分のインピーダンスを持つと同時に、その固有周波数が 400kc 付近にあるため、550~1500kc の受信周波数帯では著しい感度のピークを持つことなく一様の感度が得られる上に、 $L_4$  を  $L_3$  の上方 10mm の位置に置くと電磁的並に静電的に結合され増幅



$L_3$ ……400T はハニカムコイル (0.12mm D.S.C 6mh)  
 $L_4$ ……110T (0.16mm エナメル線 230 $\mu$ H)  
 $L_5$ ……20T(同上 20 $\mu$ H)

第 7-6 図

度が一樣になる。

茲で一つ注意すべきことは、斯様に空中コイル  $L_1$  に低インピーダンスのものを用いる。また  $L_3$  に高インピーダンスを使用したときは、単一調整の場合に両者に於て一次側の負荷効果で二次側の同調点のずれの周波数特性が全く反対となる点で、即ち低インピーダンスの場合の同調点のずれは周波数の低い方では小さく、周波数の高い方では大きくなるのに対して、高インピーダンスの場合は正反対となる。それ故連結可変コンデンサーは、その程度があまり大きいと単一調整が巧く行かず、増幅度特性も予定の如く行かなくなる。この対策は結合度を疎にすることも考えられるが、こうすると電圧増幅度が低下して感心しない。それで一般に連結可変コンデンサーには第7-2図  $C'_1$ ,  $C'_2$  のように補助コンデンサーを附加し、これを調節して完全なる単一調整を行うようにつとめている。

### 抵抗と蓄電器の数値の決め方

#### 抵抗値の決め方

UZ-6D6 を高周波増幅管として使用する場合は上記の規格にもあるようにプレート電圧最高250V ボルトに対して遮蔽グリッド電圧は100ボルト内外が適当とされており、この遮蔽グリッド電圧降下用として第7-2図の如く直列抵抗  $R_3$  を挿入する方法もあるが、これでは動作状態に於て遮蔽グリッド電圧が変動し、動作が不安定となるため、最近では第7-7図のように分圧抵抗器（ボルテージデバイダー）を用いる。この場合の抵抗値の求め方を述べてみよう。

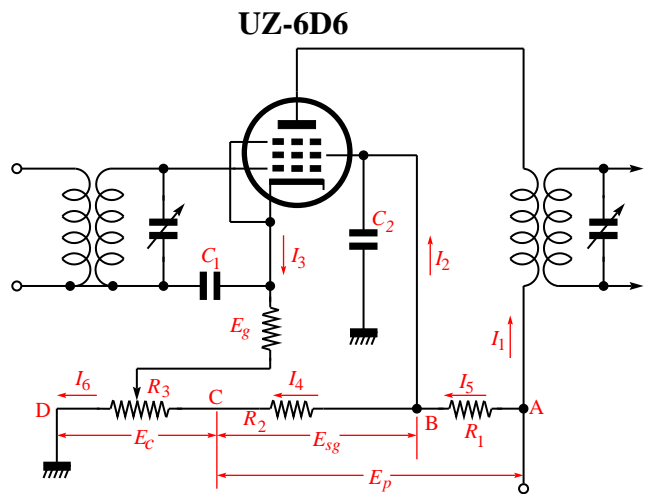
今第7-7図に於て

$$E_p = \text{プレート } 250\text{V}$$

$$E_{sg} = \text{遮蔽グリッド電圧 } 100\text{V}$$

$$E_g = \text{自己バイアス電圧 } -3\text{V}$$

$$E_c = \text{バイアス電圧 } -30\text{V}$$



第7-7図

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \text{プレート電流 } 8\text{mA} \\
 I_2 &= \text{遮蔽グリッド電流 } 2\text{mA} \\
 I_3 &= 6\text{D6 の陰極電流 } (I_1 + I_2) \text{ } 10\text{mA} \\
 I_4 &= \text{ブリーダー電流 } 4\text{mA} \\
 I_5 &= (I_2 + I_4) \text{ } 16\text{mA} \\
 I_6 &= (I_3 + I_4) \text{ } 14\text{mA}
 \end{aligned}$$

**注意：** $E_p$ ,  $E_{sg}$  は実際は 6D6 の陰極とプレート及び遮蔽グリッド間の電圧である。なお  $I_4$  のブリーダー電流は遮蔽グリッド電流  $I_2$  に比して大きい程、遮蔽グリッド電圧の変動が少く動作が安定となるが、これをあまり大きくし過ぎると電力損失が大きくなり、相当電流容量の大なるものを用いなければならないのである。それで茲では  $I_2$  の 2 倍とした。

まず  $R_1$  の値は  $R_1$  を流れる電流  $I_5$  で AB 間の電圧を割る。

$$R_1 = \frac{E_p - E_{sg}}{I_5} = \frac{250 - 100}{0.006} = 25,000\Omega$$

同様にして  $R_2$  は

$$R_2 = \frac{E_{sg}}{I_4} = \frac{100}{0.004} = 25,000\Omega$$

次に  $R_3$  の値はスライダの位置により  $I_6$  の値が変わるから、この位置が C 点にあるとすれば、

$$R_3 = \frac{E_c}{I_6} = \frac{30}{0.014} \doteq 2140\Omega$$

となる。しかし実際はスライダが C 点にあるときは、6D6 のグリッドには  $-33\text{V}$  位のグリッドバイアス電圧が加っているから、 $I_3$  は  $1\text{mA}$  位である。従ってこの場合は  $R_3$  は  $6000\Omega$  となるから、この点を考慮して  $10\text{K}\Omega$  位の可変抵抗を使用するのである。

最後に  $R_4$  は

$$R_4 = \frac{E_g}{I_3} = \frac{3}{0.01} = 300\Omega$$

となる。

蓄電器の決め方

**第 7-7 図**  $C_1$ ,  $C_2$  はいずれも高周波のバイパスであるから  $0.1\mu\text{F}$  乃至  $0.014\mu\text{F}$  程度のものよい。

〔問-8〕スーパーヘテロダイン受信機では、一般に局部発振の周波数を到来電波の周波数よりも中間周波数だけ高く選ぶのは如何なるわけですか。

〔答〕スーパーヘテロダイン受信機では、到来電波を中間周波に変えるためには別個の周波数の高周波を必要とし、このために局部発振回路を設けるのである。

この場合、局部発振周波数は受信範囲内の各到来電波に対して常に中間周波数だけの距りを持つ周波数範囲を有していればよいのであって、放送周波数帯(550～1500kc)に於ては、中間周波数を463キロサイクルとすれば、  
局部発振周波数は

$$\text{甲} \begin{cases} 550 + 463 = 1013\text{kc} \\ 1500 + 463 = 1963\text{kc} \end{cases} \quad \text{乙} \begin{cases} 550 - 463 = 87\text{kc} \\ 1500 - 463 = 1037\text{kc} \end{cases}$$

となる。即ち甲は到来電波の周波数よりも局部発振の周波数の方が高い場合であり、乙は低いときである。この場合甲を上側ヘテロダイン、乙を下側ヘテロダインという。

さて、茲に両者を比較してみると、乙の方は発振周波数が甲よりも低いからその高調波も低くなり、従って局部発振電圧に高調波が含まれているようなときは、この高調波と中間周波数だけ隔っている他の放送電波と混信を生ずるおそれがある。また、この場合は発振回路の定数(LC)も大きくなるという欠点がある。

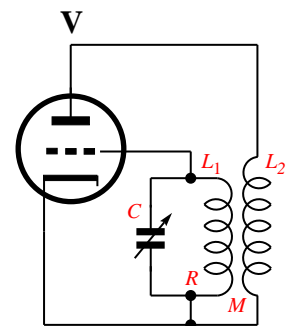
以上の理由によって特殊な場合を除き、局部発振周波数を高く上側ヘテロダインの方を選ぶのである。

〔問-9〕真空管発振器の代表的回路と動作につき説明して下さい。

〔答〕真空管発振器の回路方式は多種多様であるが、そのうちスーパーの発振器に用いられるもの数種につき解説してみよう。

(1) 同調グリッド型発振回路 第9-1図は同調グリッド型と称する回路で、一名反結合型ともいい、スーパーの局部発振器に最も多く用いられる。

次にこの回路の動作を述べると、今、電源スイッチを閉じた瞬間の $L_2$ を通ずるプレート電流を考えて見ると、これは一種の脈流であるからこれによって生じた磁力線も交流変化し、この磁束が相互インダクタンス $M$ を介して $L_1$ を鎖交するために $L_1$



第9-1図 同調グリッド型



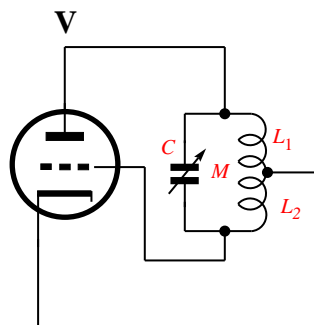
に起電力を生じ、 $C$ は充電される。次の瞬間 $C$ の電荷は $L_1$ を通じて放電し、その放電流によって $C$ は前と反対方向に充電され、これが再び放電する……ということを繰り返して電気振動を発生する。しかる時は、その振動電流が $LC$ の回路を流れて振動を持続するわけである。しかし、この振動回路には若干の抵抗分が存在するから振動勢力はこれによって漸次減衰するが、この回路でこの減衰を補うために、振動電圧が真空管のグリッドに加えられ、これによってこの振動電圧に比例したプレート電流が $L_2$ を流れるため、 $L_2$ と $L_1$ を適当に結合して、 $L_2$ に生じた振動電圧の位相と $L_1$ に生ずる振動電圧の位相とが正反対になるようにしておけば、発振器として動作するのである。

この回路の発振周波数 $f$ は次の式で示される。

$$f = 2\pi \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$$

(2) ハートレー これは Hartley R. V. L. によって考案されたもので、機構が簡単であると共調整が容易であるため、現在盛に用いられている。第9-2図はその基本回路を示すもので、図でも判るように同調回路が発振管のプレートとグリッド間に接続され、かつ陰極の一端はコイルの中間タップにつながれている。このためにこの回路ではただ一つのコイルをもって、グリッドコイル( $L_2$ )とプレートコイル( $L_1$ )とに分れており。かつこれ等のコイルは相互インダクタンス( $M$ )によって電磁的に結合されている。尚、中間タップが陰極の<sup>なお</sup>一端へつながれているため、陰極に対してグリッド側とプレート側との電圧はちょうど逆位相となり、発振の条件を満足することとなる。

さて、今、 $L_1$ を通ずるプレート電流により $L_2$ に電圧が誘起したとすれば、この電圧は $L_1$ と $L_2$ の巻方向が同じであるから $L_1$ に流れる電流と逆方向の電圧を誘起し、これが $\mu$ 倍されてプレートと陰極間に加わる。そして、この電圧によって流れる電流の方向は電圧とは逆であるから、前の電流を助ける如く動作し、この電流によってさらに $L_1$ に電圧を誘起するということを繰り返して発振を継続するのである。



第9-2図 ハートレー型

この回路の発振周波数  $f$  は次の式で表される。

$$f = 2\pi \frac{1}{\sqrt{C(L_1 + L_2 + 2M)}}$$

〔問-10〕 真空管発振器が発振を起すための条件を教えてください。

〔答〕 真空管発振器が発振を起すためには次の諸条件を満足すればよい。

- (1) 振動回路の抵抗が可及的小なること
- (2) プレート側からグリッド側へ発振電力の一部を饋還<sup>きかん</sup>するように接続すること
- (3) 饋還<sup>きかん</sup>されるグリッド入力電圧が、プレート出力電圧とたがいに逆位相になるように接続すること
- (4) 饋還<sup>きかん</sup>するグリッド入力電圧は或る程度以上大きくなければならないこと
- (5) 発振真空管は増幅作用を営むこと、これを式で表わせば

$$\mu M \leq r_p RC + L$$

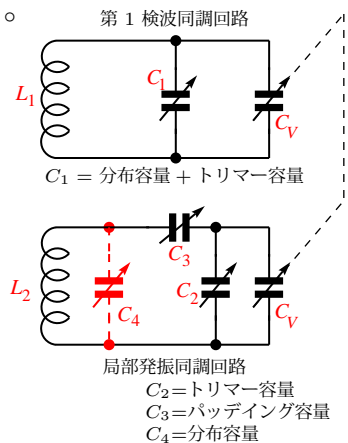
茲<sup>こゝ</sup>に  $\mu$  は真空管の増幅定数、 $M$  はグリッド回路とプレート回路の相互インダクタンス、 $r_p$  は真空管のプレート抵抗、 $R$  は回路の抵抗、 $L$  及び  $C$  は振動回路のインダクタンスと静電容量である。

次に発振を起すための発振回路の構成に必要な条件を挙げると次の如くである。

- (1) 減衰率(デクレメント)の小なる振動回路であること
- (2) プレートより振動回路に電力を供給し、振動回路よりグリッドに励振電圧を供給し得る接続、即ち反結合とすること
- (3) 特別の場合を除き C 電源を用いず、グリッドリーク ( $R_g$ ) を挿入し、発振始動時には発振が容易であるように零バイアスの状態としておき、発振が起きるとグリッド電流が  $R_g$  を通ずることによって自動的にバイアスがかかるようにすること

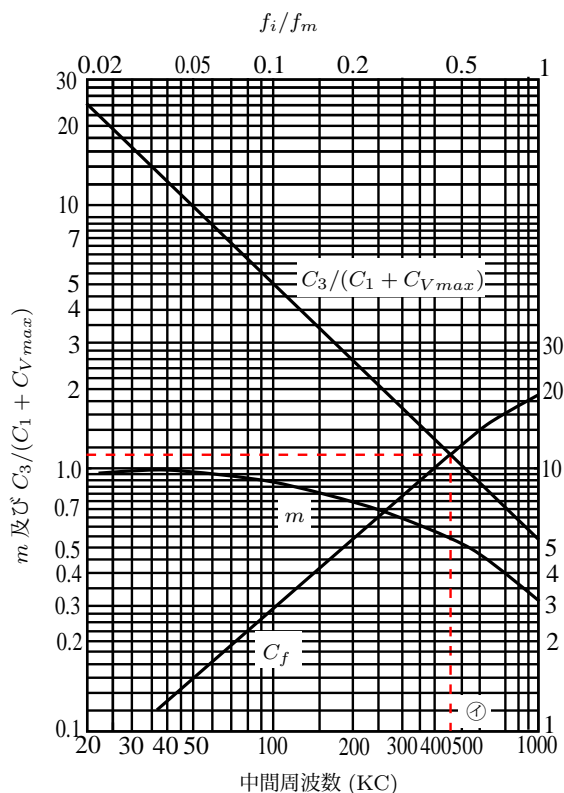
〔問-11〕 局部発振回路の  $LC$  の値を図式的に決定する方法を教えてください。

〔答〕 スーパーの第一検波器の同調回路と局部発振器の同調回路とが、第 11-1 図に示すようなものと仮定すれば、第 11-2 図(次ページ)の図表を用いて簡単



第 11-1 図





第 11-2 図

に求めることができる。

第 11-2 図に於て

$$m = \frac{L_2}{L_1}$$

$$C_f = C_2 + C_4 - C_1$$

$f_m$  = 受信周波数帯の中間の周波数

$f_i$  = 中間周波数

であるから、仮に第 11-1 図に於て  $C_{vmax} = 350\mu\text{F}$ ,  $C_1 = 30\mu\text{F}$ ,  $L_1 = 220\mu\text{H}$ ,  $C_4 = 15\mu\text{F}$ ,  $f_i = 463\text{kc}$  とし、受信周波数帯を  $550\text{kc} \sim 1500\text{kc}$  とし、まずパディングコンデンサー  $C_3$  の値を求めてみると、第 11-2 図のイ点即ち中間周波数  $463\text{kc}$  のところの点線を上にたどって  $C_3/(C_1 + C_{vmax}) = 1.1$  が得られる。そしてこの場合  $C_1 + C_{vmax} = 380\mu\text{F}$  であるから求むる  $C_3$  の値は

$$C_3 = 1.1 \times 380 = 418\mu\text{F}$$

となる。

次に  $L_2$  の値は、この場合は  $m$  は約 0.55 であるから

$$L_2 = m \times L_1 = 0.55 \times 220 \approx 121\mu\text{H}$$

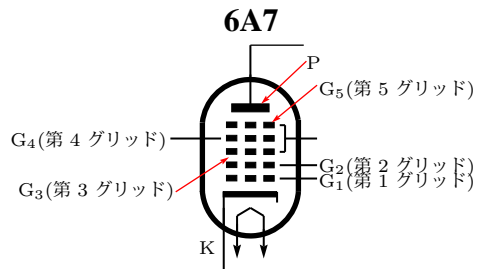
となる。

即ち、 $C_3$  として  $418\mu\text{F}$ 、 $L_2$  として  $121\mu\text{H}$  を使用すればよいことが判る。

〔問-12〕変換管 6A7 の動作と使用上の注意につき述べて下さい。

〔答〕 Ut-6A7 の概要

Ut-6A7 は Ut-2A7 と同様スーパーヘテロダイン受信機の周波数変換用として設計されたもので、第 12-1 図の如く 5 個のグリッドと陰極及びプレートより成り、陰極と第一グリッド ( $G_1$ ) 及び第二グリッド ( $G_2$ ) の三極部で局部発振回路を形作り、これによって局部発振を起させ、その電子流を仮想の陰極としてこれと第四グリッドと、第五グリッド及びプレートより成る四極管により高周波入力と混合し、これによって生じたビートを検波して中間周波電流を作るものである。このような真空管は第 1 検波部と局部発振部とが電子結合によって周波数変換作用を営むところからこれを電子結合変換管ともいう。



第 12-1 図

### 規格及び特性

ヒーター電圧	6.3V
ヒーター電流	0.3A
最大プレート電圧	250V
最大遮蔽グリッド ( $G_3$ , $G_5$ ) 電圧	100V
最大発振プレート ( $G_2$ ) 電圧	250V
制御グリッド ( $G_4$ ) 電圧	-3V
最大陰極電流	14mA
発振グリッドリーク	50K $\Omega$
プレート電流	4mA
遮蔽グリッド電流	2mA
発振プレート電流	3.5mA

発振グリッド電流	0.5mA
内部抵抗	0.3MΩ
変換コンダクタンス	475μΩ
変換コンダクタンス (制御グリッド電圧 -42.5V の時)	2μΩ

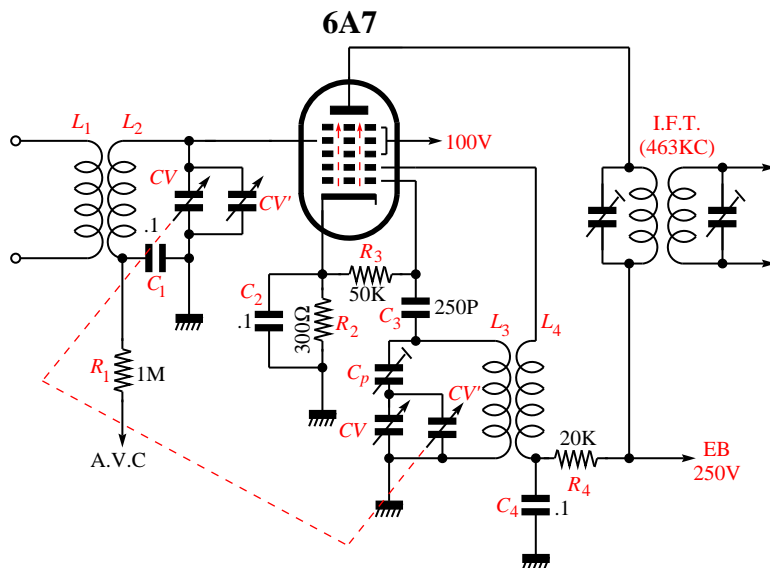
**註** 変換コンダクタンスとは、変換管のプレート負荷が零のとき、単位高周波入力電圧に対応するプレート電流中の中間周波分との比で、次式で表わされる。

$$\text{変換コンダクタンス} = \frac{\text{中間周波電流}}{\text{高周波入力電圧}}$$

単位には相互コンダクタンスと同様モー (Ω) を用いる。尚、変換回路では変換利得という言葉も用いられるが、これは高周波入力電圧と中間周波出力電圧との比で次式で表される。

$$\text{変換利得} = \frac{\text{中間周波出力電圧}}{\text{高周波入力電圧}}$$

そして、一般には何故に変換利得という言葉あまり使わないで、変換コンダクタンスを多く使用するかというと、これは変換利得は中間周波変成器のインピーダンスによって一々変って来るのに対して、変換コンダクタンスの方は、それには無関係で、真空管特有の値によって一定であるからである。



第 12-2 図

6A7 を用いた代表的変換回路

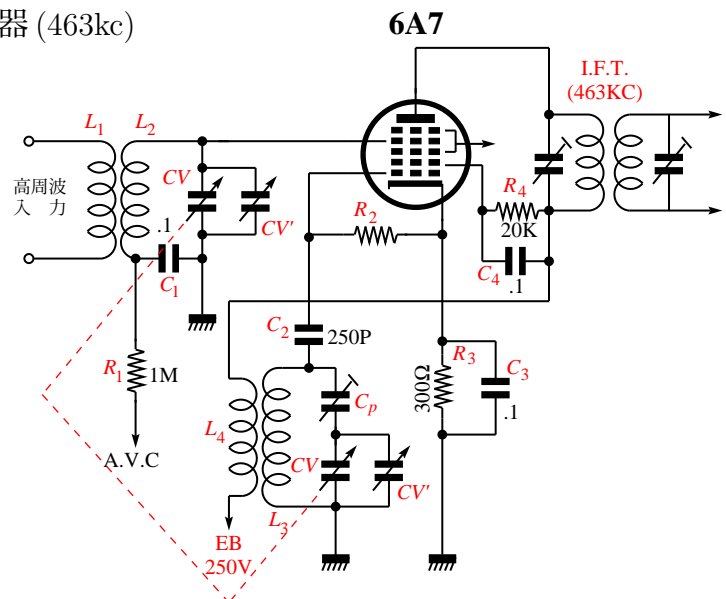
第12-2図(前ページ)は、Ut-6A7を用いた代表的変換回路の一例を示したものであって、各部の名称と数値を示せば次の通りである。

$L_1, L_2$	高周波変成器
$L_3, L_4$	$L_3$ , 局部発振グリッドコイル, $L_4$ , 同プレートコイル
$CV, CV'$	二連バリコン(最大 $400\mu\mu\text{F}$ )
$C_p$	パディングコンデンサー(最大 $600\mu\mu\text{F}$ バリオデンサー または $400\mu\mu\text{F}$ 固定)
$C_1$	AVC回路フィルターコンデンサ ( $0.1\mu\text{F}$ )
$C_2$	バイパスコンデンサー ( $0.1\mu\text{F}$ )
$C_3$	局部発振グリッドコンデンサー ( $0.00025\mu\text{F}$ )
$C_4$	バイパスコンデンサー ( $0.1\mu\text{F}$ )
$R_1$	AVC回路フィルター抵抗 ( $1\text{M}\Omega$ )
$R_2$	バイアス抵抗 ( $300\Omega$ )
$R_3$	局部発振グリッドリーク ( $50\text{k}\Omega$ 乃至 $100\text{k}\Omega$ )
$R_4$	発振プレート電圧降下用レジスター ( $20\text{k}\Omega$ )
IFT	中間周波変成器 ( $463\text{kc}$ )

また、第12-3図は第12-2図の局部発振回路の一部を変えて、プレートと発振プレート( $G_2$ )からの電流が発振コイル $L_4$ を通るようになっており、このために第12-2図の回路よりも発振部の相互コンダクタンスを幾分大きくすることができて、発振が容易である。

### 6A7を用いた回路の得失と諸注意

(1) 第12-2図の6A7を用いた回路に於て、陰極から出た電子流はまず第一グリッドで局部発振電圧によって変調され、第二グリッドを通過する際、第一グリッドとは逆相の制御を受



第12-3図

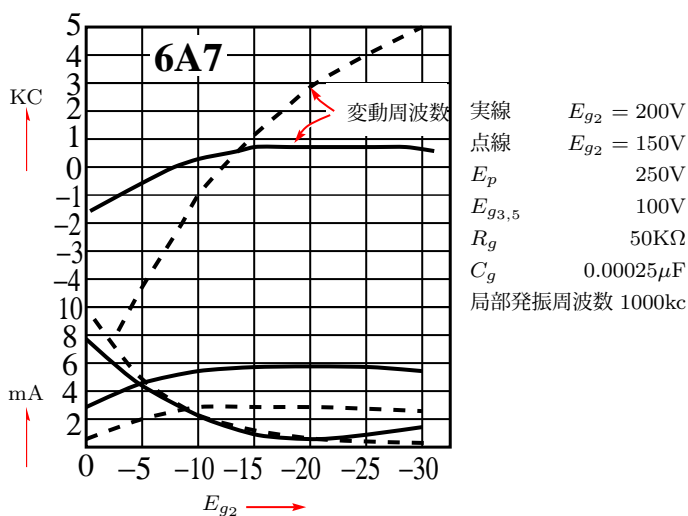
けるわけであるが、実際はこの第二グリッドはニッケルの2本の棒より成り、三極管のプレートを形成しているだけで制御力は殆んどない。従って第一グリッドのみが強力に作用することとなる。かくて第三グリッドで加速された電子流は第四グリッドに到達するが、この第四グリッドには  $R_2$  によるバイアス電圧のために負電圧がかかっているから、茲で空間電荷の層を作り、局部発振で変調された仮想的陰極が形成される。これがため6A7の四極部（第一検波部）はこの仮想陰極と第四第五グリッド及びプレートから出来ており、この仮想陰極から出た電子流は更に第四グリッドで高周波入力電圧によって変調されてビートの高周波電流となり、これが第五グリッドで加速されプレートに流入し検波されて、プレート電流中より中間周波数の電流を取出すことができる。なお第四グリッドは可変増幅率の特性を有するため AVC 電圧を加え自動音量調節を行うことができる。

上述の如く6A7を使用すれば単に一個の真空管を用いるのみで周波数変換を行うことができるから、回路構成が比較的簡単であるという特徴があるため、放送周波数帯（中波）受信のスーパーの変換管として広く用いられている。

(2) 使用範囲が放送周波数帯内ならば問題はないが、 $10\text{Mc/s}$  或は  $20\text{Mc/s}$  以上の短波になると、第四グリッドは第三、第五グリッドで遮蔽されているにもかかわらず、局部発振器の周波数が高周波回路に引込まれる傾向が著しくなり、このために中間周波数が変動して受信不能となることがある。これは中間周波数が低いときに甚だしい。

次は、AVCにより周波数の変動の多いことである。これは電子流が制御グリッドの負電圧によってその直前に空間電荷をつくり、一部は追返されて再び発振部に返る。制御グリッドの電圧を変えると追返された電子流が変化するため発振周波数が変わるのである。

第12-4図は第四グリッドバイアス ( $E_4$ ) により第二グ



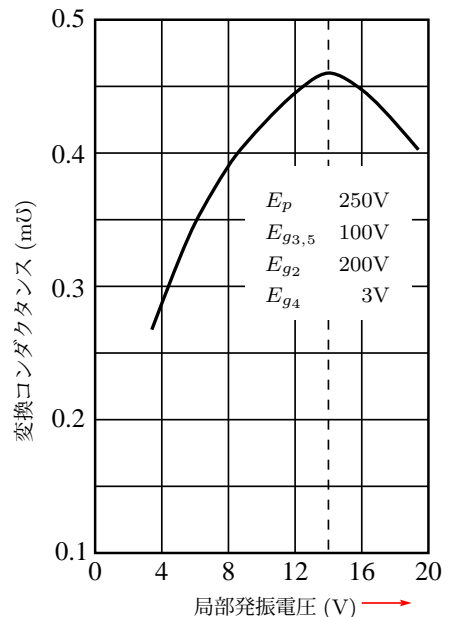
第12-4図

リッド電圧が変動し、これがため局部発振周波数が変動することを示したもので、これを軽減するには第一グリッドリーク  $R_3$  を低目に (100K $\Omega$  以下) プレートコイルの巻き数を多くして発振を強くし、また第二グリッド電圧を第三第グリッド電圧よりも充分高くプレート電圧に近く加える必要がある。また如上の欠点を除くためには 6L7 の如き混合管を用い局部発振管と別個に設けるか、または 6A7、6W-C5 の如き S 型真空管を使用すればよいのである。

(3) 第 12-2 図の局部発振回路に於て、発振を起そうとする時  $G_1$  にバイアスを加えておくと発振が起り難くなるから、始めは発振が起り易いように零バイアスにして於て、発振が起るとそのグリッド電流により自動的にバイアスが加かるようにグリッドリーク ( $R_3$ ) を用いるのであるが、この場合発振電圧の高調波を少なくするためには  $R_3$  の値はなるべく小さい方がよく、普通 50K $\Omega$  乃至 100K $\Omega$  が使用されている。またグリッドコンデンサー ( $C_3$ ) は 0.0001 $\mu$ F 乃至 0.0005 $\mu$ F がよく、普通 0.00025 $\mu$ F が多く用いられる。このグリッドリーク ( $R_3$ ) とグリッドコンデンサー ( $C_3$ ) とを掛け合せた  $R \times C$  即ち時定数の値が小さ過ぎると発振が起りにくく、反対に大き過ぎると間歇振動を起すことがある。

(4) 第 12-5 図は局部発振器と変換コンダクタンスとの関係を求めた曲線であって、局部発振は 13V 位で変換コンダクタンスは最大となり、それより大きくても、小さくても中間周波出力は減少している。この場合の局部発振電圧を最適ヘテロダイン電圧という。

(5) 第一グリッドのグリッドリーク ( $R_3$ ) が 50K $\Omega$  のとき、第一グリッド電流は 80~500 $\mu$ A 程度が適当である。第二グリッド電圧を高くして局部発振電圧を大きくする程、第一グリッド電流は増大するが、これは第三、第五グリッド電圧並に第四グリッド電圧にも関係する。即ち、第三、第五グリッド電圧が高い程、また第四グリッドの負電圧が大なる程振動は強勢となる。しかし、これ等を極端に高くすることは必要以上に発振強度を増大すると共に変換管の寿命を短くする危険がある。



第 12-5 図

(6) 6A7の第四グリッドバイアスは定格 $-3V$ で、この点で大体 $0.7m\mu$ の変換コンダクタンスが得られるが、それ以下に第四グリッドバイアスを減ずることは変換コンダクタンスの点から大して利益なく、発振周波数変動大となり、また第四グリッドの内部抵抗を低下して有害である。

(7) 6A7の第四グリッドとプレート間は完全に遮蔽してないから内部容量が比較的大きく、中間周波変成器のインピーダンスを余り高くして利得を上げ過ぎると発振を起すおそれがある。故に中間周波変成器の同調コンデンサーは $50\mu\mu F$ 以下としてはならない。

(8) 6A7の全カソード電流は $10mA$ 位が適当である。

〔問-13〕 6W-C5(12W-C5)の性能と使用上の注意について教えて下さい。

〔答〕 6W-C5(12W-C5)の概要

6W-C5, 12W-C5等はいずれも米国製6SA7(12SA7)等にならって我国に於て最近完成されたスーパーの変換管であるから、その特性及び性能は6SA7(12SA7)とほとんど同じである。これ等の真空管の各電極の名称と裏面から見たソケットの接続を示せば第13-1図(A)(B)の通りであり、Ut口金にて、従来の変換管の如く制御グリッドを管頭より出さず、いわゆるシングルエンド型と称して、他の電極と同様底部より出している。このために管頭に端子を出したものよりも配線が短くなり機械的にも堅牢である。

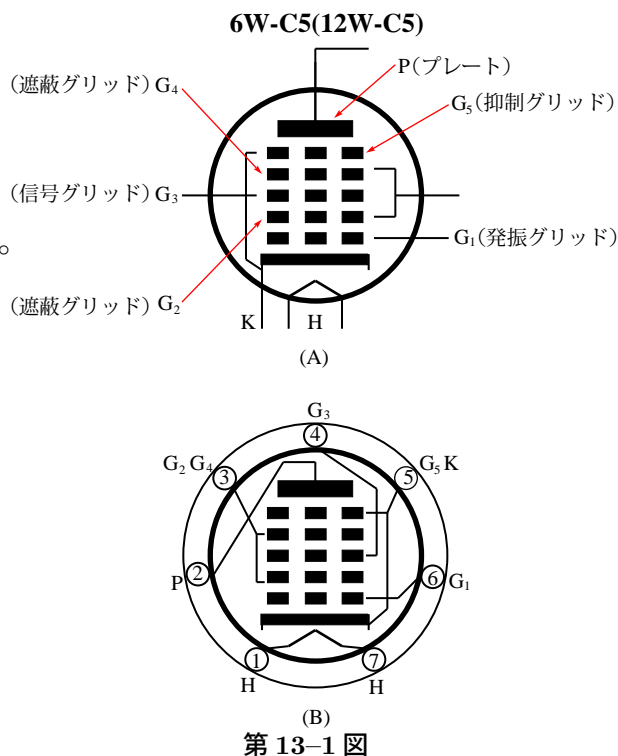
### 6W-C5の特性

12W-C5に於てはヒーター電圧 $12V$ 、ヒーター電流 $0.175A$ が異なるだけで、その他の特性は6W-C5と同様である。

### 動作例

ヒーター電圧

$6.3V$





ヒーター電流	0.35A
プレート電圧	250V (最大)
第二, 第四グリッド電圧	100V (最大)
第三グリッド電圧	0V (最小)
第一グリッド抵抗	20K $\Omega$
プレート電流	3.2mA
第二, 第四グリッド電流	8mA
第一グリッド電流	0.5mA
カソード電流	11.7mA
プレート抵抗	約 1M $\Omega$
変換コンダクタンス	450 $\mu\text{S}$

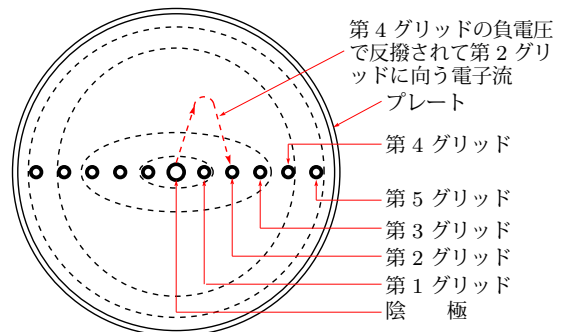
### 6W-C5(12W-C5) の特徴

2A7, 6A7等の周波数変換管は、回路が簡単である割合に能率が良いので相当以前から現在に至るまで放送周波数帯受信用のスーパーに広く使用されて来た。しかしこの真空管を全波受信機に用いると次のような欠点のあることが明かにされた。

(1) 6A7に於ける第二グリッド(発振グリッド)電流は、陰極より第二グリッド

の方に向う電子流を直接吸収して生ずるものではなく、**第13-2図**に示すように陰極より第一及び第三グリッドを通過して第四グリッドに向う電子流のうち、その一部分が第四グリッドの前の空間電荷によって反発され、それが第三グリッドを逆に通過して第二グリッドに引付けられて、第二グリッド電流となるのである。これがため、第四グリッドのバイアス電圧が変化すると、第二グリッド電流即ち発振プレート電流に変化を生じ、発振部の相互コンダクタンスが変化して発振強度が変るばかりでなく、発振周波数も変動することとなり、AVCを掛けたような場合は、信号電圧の強さにより発振周波数が変動し、従って、中間波数が変化して、中間周波増幅回路の通過帯域外に出てしまうようなことがある。これは短波

6A7の電極配置



第13-2図



帯になる程その影響が大きくなり 6~18Mc の周波数帯では、その周波数変動は強い信号電圧に於て 50~60kc にも及ぶということである。

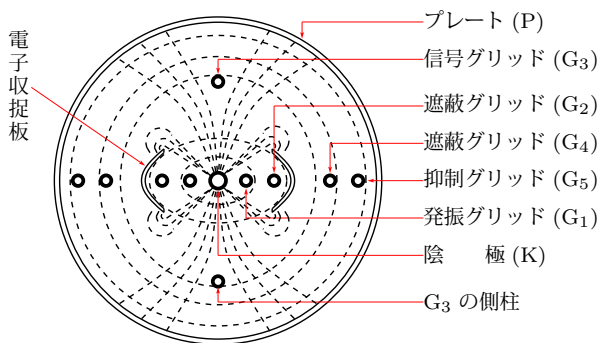
(2) 次は引込み現象を生ずることである。

これは、上述の如く第二グリッド（発振プレート）に流入する電子流は、一旦第四グリッド附近の空間電荷域を経て来る関係上、信号入力回路と局部発振回路との間に空間電荷による結合を生ずる。このために、短波帯に於て入力信号波  $f_1$  と中間周波  $f_i$  との比即ち  $f_1/f_i$  が大きく、従って局部発振周波数が入力信号波の周波数  $f_1$  に近づく割合が大きくなると、換言すれば入力信号と局部発振の周波数との差が極めて小さくなると、入力信号の大なる場合、この空間電荷のために信号同調回路に電子流の誘導に基く発振周波数の電圧が誘起される。この電圧は最大数ボルトに達し変換作用を著しく弱める。

これを引込み現象 (inter-locking) といい、6A7 では、この現象が 6Mc 附近より起り能率が低下する。

(3) 6A7 では、第二グリッド電流のみが局部発振を起すために利用される結果、発振に寄与する発振部の相互コンダクタンスが小さく、高い周波数に於ては発振困難となる。

上述の如く 6A7 型真空管には、一長一短があるから、この欠点をできるだけ除いて全波受信機用変換管として、かなり満足な結果を得られるように設計したのが 6W-C5 型変換管である。この真空管の構造は従来の真空管に見られぬ特徴を持っており、電極の配置及び電子流の状態を示せば第 13-3 図の如くである。



第 13-3 図 6W-C 5 の電極配置と電子流の状態

即ち陰極 (K) を囲んで発振グリッド ( $G_1$ ) があり、その外側に遮蔽グリッド兼局部発振プレート ( $G_2$ ) がある。そしてこの  $G_2$  には電子を捕える電子集捉板が密着している。入力信号電圧即ち到来電波によって生じた高周波電圧は第三グリッドに加えらる。この第三グリッドの側柱は、図の如く陰極対向面に置かれ、陰極よりの電子流を二分し、第二グリッドの電子集捉板（遮蔽板）の作用と相俟って半径方向にビーム状になって彎曲されてプレートに達する。この場合第三グ

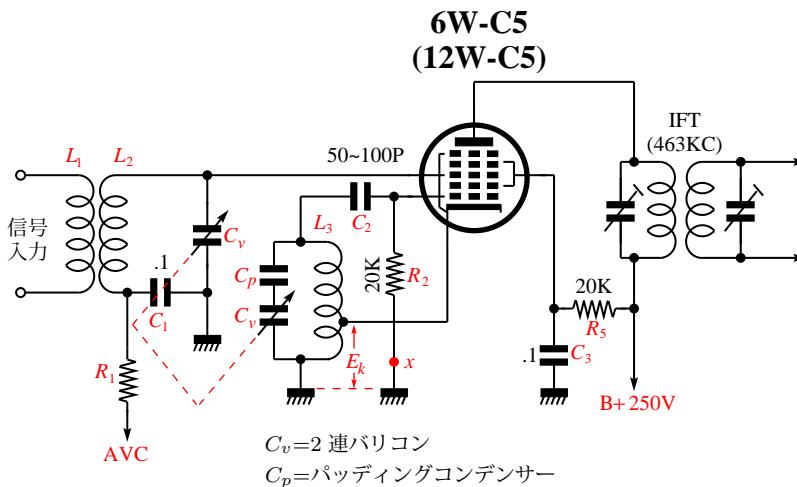
リッドの信号電圧によって反発された一部の電子は、ほとんど第二グリッドに密着している遮蔽板によって捕捉され、第一グリッドには戻らない。このことは第一グリッドと第三グリッドとの間の静電容量を減少させ、信号回路と局部発振回路との結合を少なくする結果となり、6A7型に起り易いところの引込み現象が軽減され、信号回路を入力信号周波数に同調させた場合、発振周波数の変動も少なくなる。

次に、第四グリッドは管内で第二グリッドと接続され、遮蔽グリッドとして作用する。また第五グリッドは抑制グリッドとして働き、プレートからの二次電子を抑制し、内部抵抗を高め変換利得を高くするようになっている。

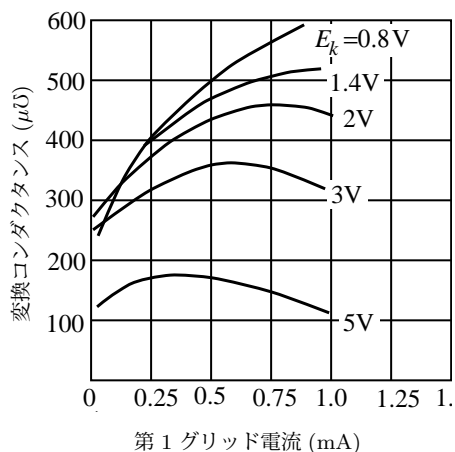
### 6W-C5(12W-C5) 使用上の注意

6W-C5(12W-C5) を変換管として使用する場合の回路の一例を示せば、第13-4図の如くで局部発振には図のようにハートレー回路の多く用いられている。次にこの回路について本真空管使用上の諸注意を述べてみよう。

(1) この真空管は発振に寄与する電流は全陰極電流であって、第三グリッド即ち入力信号電圧によってほとんど影響を受けない。従って非常に動作が安定である。発振電圧の瞬時の位相を考えると、第一グリッドがプラスになった場合に、アース端は陰極に対しマイナスとなり、この時に尖頭プレート電流が流れる。最大変換コンダクタンスを与えるには、この尖頭電流を出来るだけ大きくする必要がある。しかし、その瞬間には第三グリッドがマイナスとなり、尖頭電流を抑制



第13-4図



プレート電圧 250V  
 第二第四グリッド電圧 100V  
 第三グリッド電圧 -1V  
 第一グリッド抵抗 20K $\Omega$

第13-5図 6W-C5(12w-C5)の動作特性

する働きをするから、陰極とアース間の電圧即ち第13-4図 $E_k$ は必要以上に大きくすることは避けなければならない。

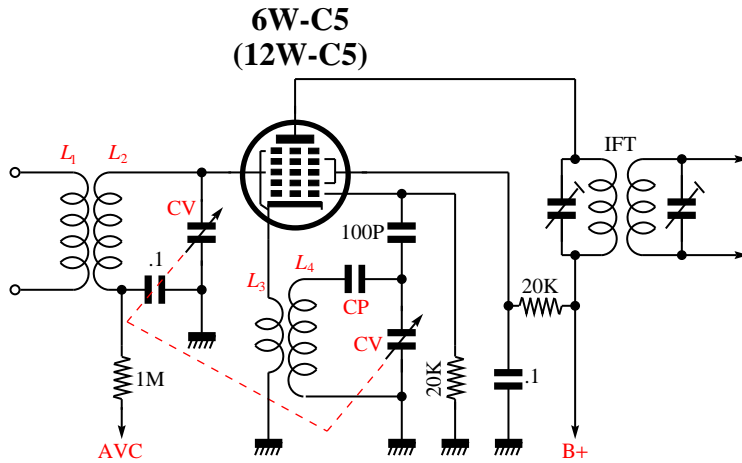
定格動作電圧で発振周波数を6Mc以内で使用する場合は、発振グリッドリーク( $R_2$ )は20K $\Omega$ で、発振グリッド電流を0.5mAにし、 $E_k$ を尖頭値で2V位にした場合に最も良好なる動作状態が得られるが、6Mc以上になるとコイルの $Q$ が低下するので上記のような状態が得られない。この場合には6Mcで $E_k$ の値を尖頭値で2Vとし、その時の第一グリッド電流を0.2~0.25mAになるように調節する。この場合の第一グリッド電流は第13-4図 $R_2$ と直列に $x$ 点に1mA直流計を挿入して測定する。また $E_k$ の測定には真空管電圧計が必要である。第13-5図は変換コンダクタンスと第一グリッド電流の関係を示した曲線である。

(2) 発振強度には遮蔽グリッド電圧が相当影響するから、これは可及的規定の100Vに保つようにする。

局部発振コイル $L_3$ のカソードタップは中波帯では $L_3$ の1/8位、短波帯では1/5-1/6が適当である。

(3) 6W-C5を全波受信機に使用する場合は周波数が高くなる程、カソードタップと陰極間及び発振コイル下端とアース間の導線をできるだけ短くすること、特に陰極への導線を不必要に長くすると、その導線のインダクタンスが中間タップとアース間のインダクタンスの一部を打消し、変換利得を減ずる場合があるから注意を要する。

(4) 受信周波数が20Mc程度になると、しばしば変換利得が減少することがあ



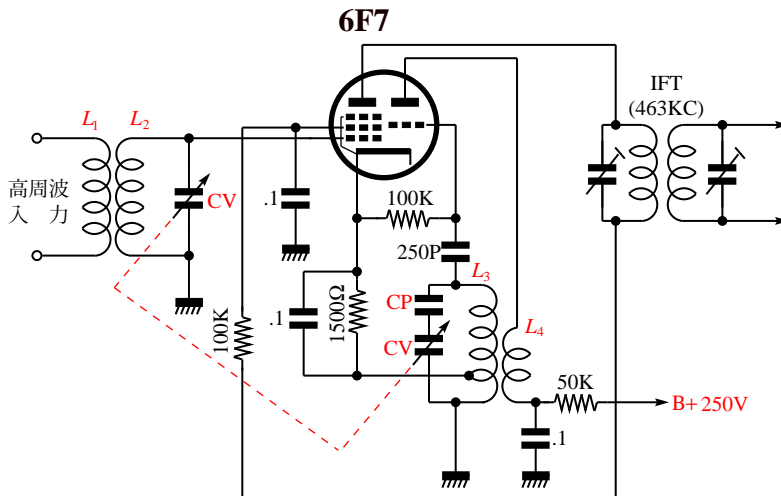
第 13-6 図

る。これは従来の 6A7 変換管と同様、空間電荷結合の引込現象で起るものであるが、このような時は第一グリッドと第三グリッドとの間に  $3\mu\text{F}$  程度の中和用コンデンサーを接続する。

(5) 局部発振回路は前記ハートレー回路の外に第 13-6 図の如く一般の反結合回路を用いてもよい。

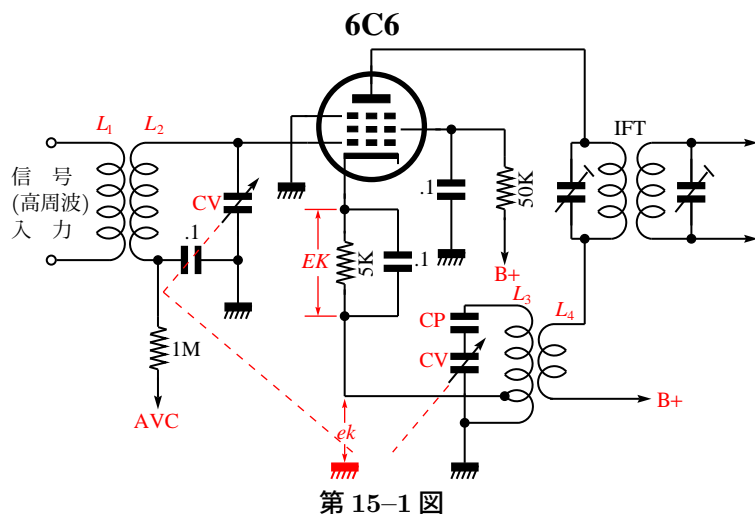
〔問-14〕 6F7 を使用した周波数変換回路を教えてください。

〔答〕 6F7 は、三極管と五極管とを陰極を共通として同一ガラス管内に封入



CP=パッチングコンデンサー  
CV=連結コンデンサー

第 14-1 図



第15-1図

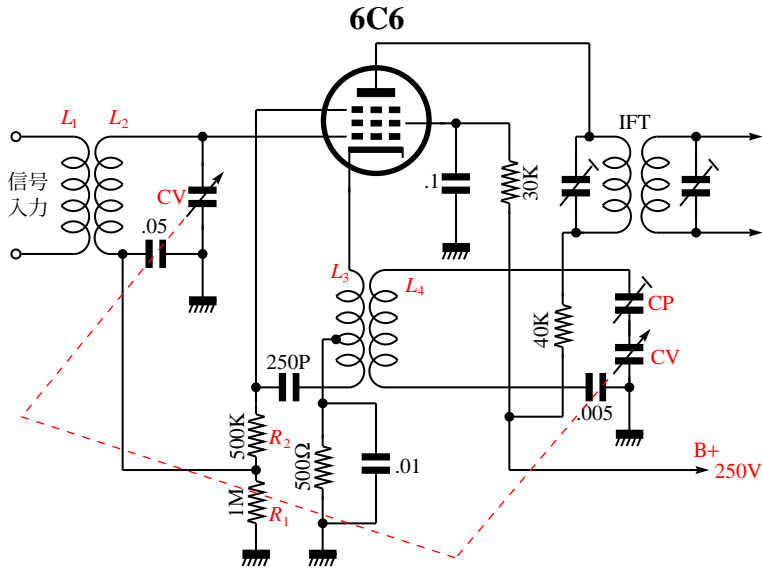
した複合管であって、これをスーパーの変換管として使用する場合の代表的回路を示せば第14-1図（前ページ）の如く三極部で発振を行い、五極部で混合の作用を行う。

到来電波と局部発振波との混合は管外で電磁的または静電的に行われる。第14-1図では発振コイルの一部に陰極が接続されているから、陰極結合と称するものである。この場合の各部の数値は図示の値が適当である。尚、五極部は可変増幅率の特性を有するから AVC を加えることができる。

〔問-15〕UZ-6C6を用いた高能率な周波数変換回路につき説明して下さい。

〔答〕UZ-6C6(UZ-57)を周波数変換管として使用するには、一般に第15-1図のような回路が採用されている。この回路は、局部発振を起すために全カソード電流が用いられているから、カソードエミッションの不足による発振困難という問題は起らないが、カソードコイルに誘起される電圧( $e_k$ )が、バイアス電圧( $EK$ )より高くなると、信号回路即ち $L_2$ の回路にグリッド電流が流れ同調回路の $Q$ を低下させ、更にカソードの高周波電圧の値により変換コンダクタンスが大きく変化して不安定となるという欠点がある。

これ等の欠点を除くために品川電機の前田氏は第15-2図（次ページ）のような回路を考案した。これはオートマティック・オートダイコンバーター(A.A.C)と称する回路である。図でも判るように発振はカソードフィードバックとなっているが、発振電圧の一部が6C6の抑制グリッドへ250PFのコンデンサーを介して加っているために、この抑制グリッドで整流され、 $R_1$ 、 $R_2$ に電圧降下を生ず



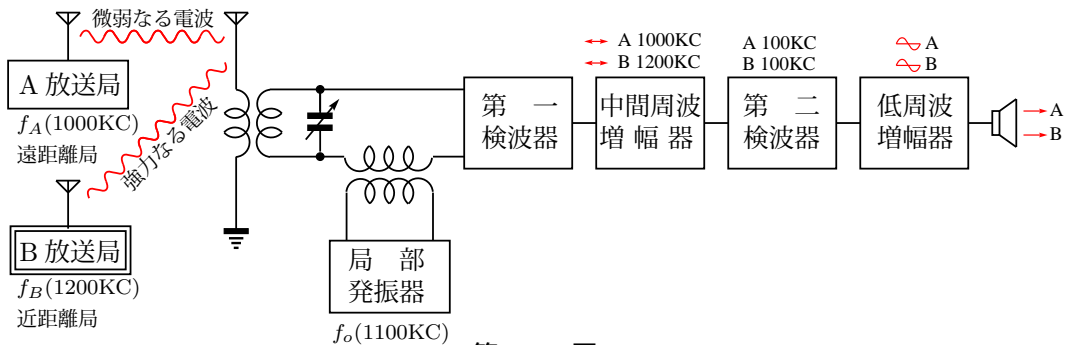
第 15-2 図

る。しかも  $R_1$ ,  $R_2$  の接続点より制御グリッドにいたるため  $R_1$  の電圧降下だけバイアス電圧が加わることとなり、発振の強弱に応じてバイアスが変化し、バイアス電圧を自動的に変えるため、制御グリッド電流を抑えると同時に発振電圧をも一定にする利点がある。

〔問-16〕 映像周波数による混信とその対策について教えてください。

〔答〕 まず初めに映像周波による混信ということについて述べる。

第 16-1 図に於てスーパーヘテロダイン受信機の間中周波数 ( $f_i$ ) が仮に 100 キロサイクルであるとして、その受信機をもって図のように遠距離の地点にある A 放送局の 1,000 キロサイクルの電波 ( $f_A$ ) を受信するためには、局部発振器の周波



第 16-1 図

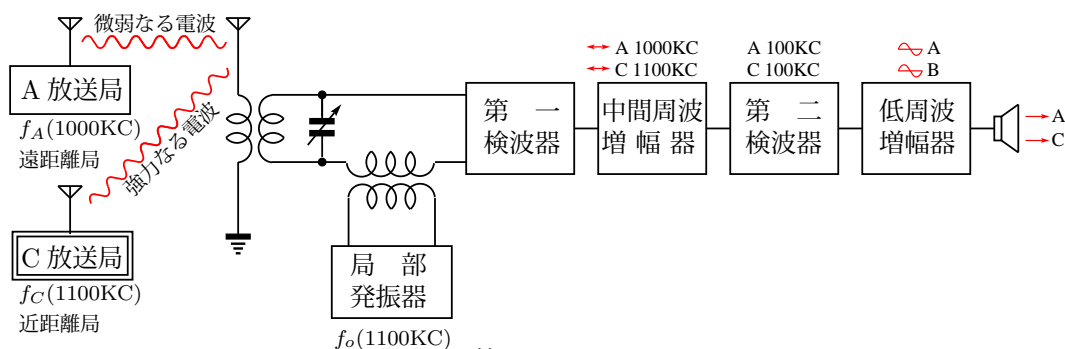
数 ( $f_o$ ) は  $f_A$  よりも 100 キロサイクル ( $f_i$ ) だけ高くしなければならない。故に局部発振器の可変蓄電器を調節して 1,100 キロサイクルの周波数で発振させる。

こうすると  $f_o$  と  $f_A$  との間にビートを生じ、このビートの電流が第一検波器で検波されて、これ等の周波数の差に相当する 100 キロサイクルの中間周波を生じ、これが更に第二検波器で検波されて A 放送局の放送を聴取することができるのである。しかるにこの場合、B という近距離放送局（地元放送局）があって、これが仮に 1,200 キロサイクルの強力な電波 ( $f_B$ ) を出しているとするれば、この電波によって第一検波器の同調回路に生じた高周波と局部発振器よりの高周波との間にも 100 キロサイクルのビートを生じ、これも前と同様第一検波器で検波されて、 $1200 - 1100 = 100$  キロサイクルの中間周波を生ずることとなる。

これがため、スピーカーからは、A と B の両放送局の放送が同時に聞こえることとなって混信を生ずるのである。このような場合  $f_A$  に対して  $f_B$  を映像周波数 (image frequency) といい、これによる混信を映像周波による混信という。

尚、この種の混信は第 16-2 図の如く受信しようとする放送局の周波数 ( $f_A$ ) と近距離放送局の周波数 ( $f_C$ ) との差がちょうど所要の中間周波数であるような場合も、 $f_A$  (1000 キロサイクル) と  $f_C$  (1100 キロサイクル) との間にビートを生じて妨害を起す可能性がある。

以上のことを要約してみれば映像周波による混信妨害とは、或る放送局の電波を受信しているとき、その放送電波の周波数に受信機の間周波数を 2 倍した数を加えたところの周波数を持つ強力な放送局が近くに存在する場合、または受信しようとする放送電波の周波数と近距離放送局の周波数との差が受信機の間周波数であるような場合に起る可能性がある。



第 16-2 図



次に、この映像周波による混信を避けるためには、その受信機をもって受信出来る最低周波数、即ち放送周波数帯では 550 キロサイクルの電波を受信している時でも、最高周波数の 1,500 キロサイクルの電波が映像周波となって混信しないように、中間周波数を  $(1500 - 550) \div 2 = 475$  キロサイクル以上に高く選ばばよいのである。

しかし、実際には受信機のダイヤル両端に対する程周波数間にひらきがあればそれ程はなほだしい干渉もないから多少これを低く見積り、尚、他の事情も考慮して 460 キロサイクル附近に選ばばよいのである。

斯様に映像周波による混信を防ぐには中間周波数を高くすればよいのであるが、その他の手段としては第一検波器の選択性をよくすればよいのであって、この目的で高級の部類に属するスーパーヘテロダイン受信機には高周波増幅器を附加するのである。

〔問-17〕 笛音妨害とその対策について説明して下さい。

〔答〕 スーパーで遠距離の放送を受信している際、ダイヤルを廻すと一箇所または数箇所では笛音（ピー或はブーといったような音）が出て、希望の放送電波をうまく受信出来ないことがある、これを笛音妨害という。

この笛音妨害の原因として主なるものを挙げると次の通りである。

(1) 中間周波増幅器の出力が第二検波器に入った場合、第二検波器の非直線性のために高調波が発生し、これが受信機の入力側へ饋還されると、これと到来電波との間にビートを生じ妨害を起す場合がある。

たとえば 450kc の中間周波数を採用したとすれば、その第二高調波は 900kc、第三高調波は 1350kc となるから、もしも 900kc や 1350kc 附近の周波数の放送が他にあれば、その局を受信するときにはビートを起すおそれがある。故に中間周波数を選ぶ場合は、その中間周波数の高調波が放送波と接近することを出来るだけ避けるようにした方がよいのであって、我国に於ては大体 10kc の間隔を於て各放送周波数が割当られ、その周波数もこの整数倍となっているから、中間周波数の高調波が放送電波と一致することを避けるには 5kc の倍数に相当する中間周波数は避けた方がよいのである。それで、映像周波の妨害等も考えて 463kc を吾が国の標準中間周波数としたのである。

(2) 次に中間周波数の選定が悪いときにも起る可能性がある。たとえば、受信機の中間周波数が 175kc の時、東京第三（890kc 第 1 表参照）の近くで、松本局



第1表 全国放送局新周波数一覧表

NHKでは全国における放送網拡充に伴い、周波数を変更することになり種々案が練られつつあったが、本表の通り昭和23年10月10日より新周波数実施と決定した。( )内は近く第二放送開始のとき使用するものである。

局 所	現状 (KC)	新周 波数	局 所	現状 (KC)	新周 波数	局 所	現状 (KC)	新周 波数
東京第1	590		広島第1	830		仙台第1	771	650
"第2	1080	1070	"第2	1100	1050	"第2	1140	910
第3	870		岡山第1	740		"第3	1330	
甲府第1	950	1170	"第2	1040		秋田第1	650	720
新潟第1	920	810	松江第1	1020	890	"第2	1050	1020
"第2	630	1010	"第2	1300	1090	福島	1320	
長野第1	1120	680	尾道	760	1080	弘前	1300	
第2		(1120)	鳥取	960	960	山形第1	670	840
松本	960	800	防府	670	1100	"第2		(1000)
高田	1330		浜田	1330		盛岡	1090	1100
長岡	1460		萩	1290		郡山	1220	
飯田	1150	1260	益田	1280		青森	840	740
日立	1380		津山	1150	1210	青鶴	900	
柏崎	1390		山口第3	1440		釜石	1460	
大阪第1	690	670	岩国第3	1440		平	1410	
"第2	940	930	呉第3	1470		八戸	930	1190
"第3	1310		下関第3	1480		若松	1190	
京都第1	1070	1060				大館	1210	
"第2		(1340)	熊本第1	790		宮古	1150	1280
福知山	1410		"第2	1170	1030			
路	1190		宮崎	900		札幌第1	810	570
豊岡	1240		大分	1250	920	"第2	1200	750
彦根	1210		小倉第1	720		"第3	1420	
新宮	1290		"第2	1010	1020	帯広		
舞鶴	1260		福岡第1	910	550	釧路	1110	1120
			"第2	630	690	旭川	1130	1150
名古屋第1	730		長崎	930	940	函館	1250	
"第2	990		鹿児島	1050	770	北見	980	
"第3			佐賀第1	550	610	室蘭	1350	
浜松第1	570	700	"第3	850		余市	1460	
"第1		(940)	飯塚	1380		留萌	1490	
金沢第1	800	950	唐津	1190		稚内	1150	1290
"第2	1110		日田	1390				
静岡第1	780		人吉	1290		松山第1	750	700
"第2	1130	1150	延岡	1290		"第2	1030	1140
富山	1060	1160	佐世保	1210		高知第1	840	560
福井第1	820		都城	1240		"第2		(1000)
"第2		(1180)	川内	1240		徳島	980	
高山	1150	1210	福岡第3	1260		高松	1280	
尾野	1150	1210	小倉第3	1360		宇和島	1350	
上野	1190		鹿児島第2	1520	(1130)	新居浜	1390	
敦賀	1440					今治	1330	
						中村	1210	

(800kc)を受信しようとする場合は、局部発振周波数は  $800 + 175 = 975\text{kc}$  で発振するが、この場合東京第三が分離できず、多少なりともその信号が第一検波管に加われば、 $870 - 800 = 170\text{kc}$  の中間周波を生じ、この  $170\text{kc}$  が  $175\text{kc}$  と一緒に第二検波管に加ったとすれば、両中間周波数の差は  $175 - 170 = 5\text{kc}$  のビートとなり、この笛音が松本局の附近で聞えることとなる。

(3) 局部発振に高調波があると、これと到来電波との関係がビートとなる場合もある。

以上の対策としては中間周波数を変えると共に発振をあまり強くしないようにすることが肝要である。

〔問-18〕 中間周波数を選定する場合はどんな点に注意すればよいのですか。

〔答〕 中間周波数を選定するには問-16, 問-17 で述べた影像周波による混信やビート妨害等のことを考慮しなければならないが、これ等のことを一括して選定上の諸条件を列挙すれば下記の通りである。

- (1) 中間周波数は附近の送信局の送信周波数に近づいてはならない。
- (2) 中間周波数及びその二倍の値が受信機の受信し得る各送信局相互間の周波数差と一致してはならない。
- (3) 中間周波数は局部発振器の高調波と近局の送信周波数との差と一致することなく少くとも可聴周波以上の差をもつことが必要である。
- (4) 中間周波数を 100kc 以上に選び局部発振周波数を受信周波数よりも高くとれば、局部発振器の高調波妨害は少なくなる。
- (5) 隣接放送周波数（自分が受信しようとする放送局の周波数に最も近い周波数の放送）との混信を分離するためには中間周波数は低い方がよい。
- (6) 中間周波数が低い程単一調整は容易となる。

以上のことを考慮して吾が国では 463kc を、また米国では 455kc を標準中間周波数としているのである。

〔問-19〕 吾が国では 463kc を標準中間周波数とする理由を教えてください。

〔答〕 スーパーの中間周波数を選定するには次の事項を考慮する必要がある。

- (1) 受信周波数帯
- (2) 影像周波による混信妨害
- (3) 笛音妨害
- (4) 中間周波数による無線局の混信妨害
- (5) 感度, 選択度, 忠実度

今(1)の受信周波数帯を 550~1500kc の放送周波数帯とした場合における中間周波数の選定について考えてみよう。

それにはまず(2)の影像周波数による妨害を受けぬようにするためには、受信できる最低周波数即ち 550 キロサイクルの電波を受けているときでも、受信でき

る最高周波数即ち 1,500 キロサイクルの電波が映像周波となって混信しないように中間周波数を  $(1500 - 550) \div 2 = 475\text{kc}$  以上に選ばよのである。

しかしこの際考えなければならぬことは、この中間周波数の値が受信周波数帯内に入ってはその附近に電波があれば、直接その電波が中間周波増幅回路に入って混信妨害を起すおそれがあることである。幸に上記の如く 475kc ならば放送周波数帯内に入らぬからこの心配はまず無いと考えてよい。

次にこの周波数が他の方面からみて差支えないかどうかを吟味してみる必要がある。

よって (3) の笛音妨害の点について考えてみると、そのうち中々閉却し難いのは、中間周波増幅器の出力が第二検波器に入った場合、茲で高調波を発生し、これが回路の遮蔽が充分でなかったりすると受信機の入力側に饋還されて茲で到来電波との間にビートを発生して笛音妨害を生ずることである。

たとえば 450kc の中間周波数を使用したとすれば、その第二高調波は 900kc、第三高調波は 1,350kc となるから、もし 900kc や 1350kc 附近の周波数の放送が他にあれば、その局を受信するときにビートを起すおそれがある。故に中間周波数を選ぶ場合は、その中間周波数の高調波が放送周波数に接近することをできるだけ避けるようにした方がよいのである。この場合問題となるのは放送周波数の割当とその間隔である。我国に於ては大体 10kc の間隔を置いて各放送周波数が割当られ、その周波数も 10kc の整数倍となっているから、中間周波数の高調波が放送電波と一致することを避けるには 5kc の倍数に相当する中間周波数は避けた方がよいのである。

それで我国では 450kc 附近に於ては 450kc、460kc 等の周波数は他の業務に使用されているから、これ等を避けると共に他の事情も考慮して 463kc の周波数を使用することが最も適当とされている。

尚、(5) の受信機<sup>なお</sup>の特性上からは現今に於ては、この程度の周波数を使用しても充分所要の特性は実現し得られるから、この方は問題としなくても差支えない(ラジオ受信機調査委員会発表による)。

〔問-20〕 中間周波数変成器の共振曲線について説明して下さい。

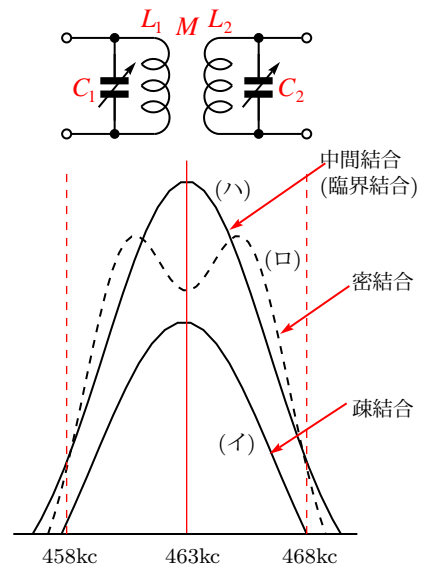
〔答〕 現在市販のスーパーヘテロダイナ受信機に使用している中間周波変成器は第 20-1 図(次ページ)上の如く一次二次共、同調式となったものが多い。そしてこの場合は、一次或は二次だけの共振周波数とは別個の二つの周波数で共振

する。それは一次電流が二次回路に影響を与え、二次電流が一次回路に影響を与えるためである。一次二次回路が同一共振周波数を持っている場合の複回路の共振周波数は一つは単回路の共振周波数よりも大で、他の一つは小である。この二つの共振周波数は一次二次コイルの結合度で異なる。第20-1図の下はこの有様を示すもので、(イ)は $L_1$ と $L_2$ とを極めて疎結合とした場合の共振曲線で、単回路の場合と同様に唯一つの周波数で共振し、共振峰は単峰となる。中間周波変成器がかような共振曲線となっていると、選択度は高まるが側波帯の一部が切除されて高い方の音の再現が困難となり、音質が悪くなると共に感度も低下する。次に(ロ)の共振曲線は $L_1$ と $L_2$ との結合を密にした場合で、共振峰は双峰となり一つの幅を持つこととなる。これを帯域濾波器(バンドパスフィルター)の共振曲線といい、音質・選択性共に良好である。最後に(ハ)の共振曲線は、単峰から双峰に移ろうとする場合のもので、尖端はにぶい丸味を帯びた単峰となっている。この点を臨界結合といい、選択性・感度共に良好である。市販の中間周波トランスの多くはこの臨界結合か、またはこれよりも幾分密結合となっている。

次に上述の帯域濾波器型の共振曲線に近い曲線に中間周波変成器を調整する場合について述べてみる。最も普通に行われる方法は標準信号発生器と真空管電圧計による方法である。

さて、これ等の計器を使って調整するには、まず、次のようなことを一通り呑み込んでおく必要がある。

これは、前にも述べてあるように、一次二次単独で各々が中心周波数、例えば463kcに調整された場合、一次二次両コイルを相当に離すと、第20-1図の(イ)のような曲線となり、これより少し近づけて $M$ を大きくすると(ハ)のように帯域幅が少し現れた単峰の共振曲線となる。更に近づけて $M$ を大きくすると双峰の共振曲線となる。この場合 $M$ を段々大きくして(ハ)のような特性即ち臨界結合となったときは理論上



第20-1図

$$\mu = \frac{\omega M}{r}$$

なる値が1に等しいことが知られている。この場合一次二次の直列抵抗をそれぞれ  $r_1$ 、及び  $r_2$  とすれば、

$$r = \sqrt{r_1 r_2}$$

となり、これを結合指数という。即ち第20-1図の(イ)は結合指数が過少で  $\mu < 1$  の場合であり(ハ)は過大で  $\mu > 1$  のときであり、通常実際の結合指数は大体1.1位になるのが最も特性として良好であるとされている。

以上の特性は、一次二次共単独では中心周波数に一致しているものであるが、実際に組立たばかりの製品は如何に設計が緻密になされていても多少中心周波数から離調している。それを調整するには次のようにする。

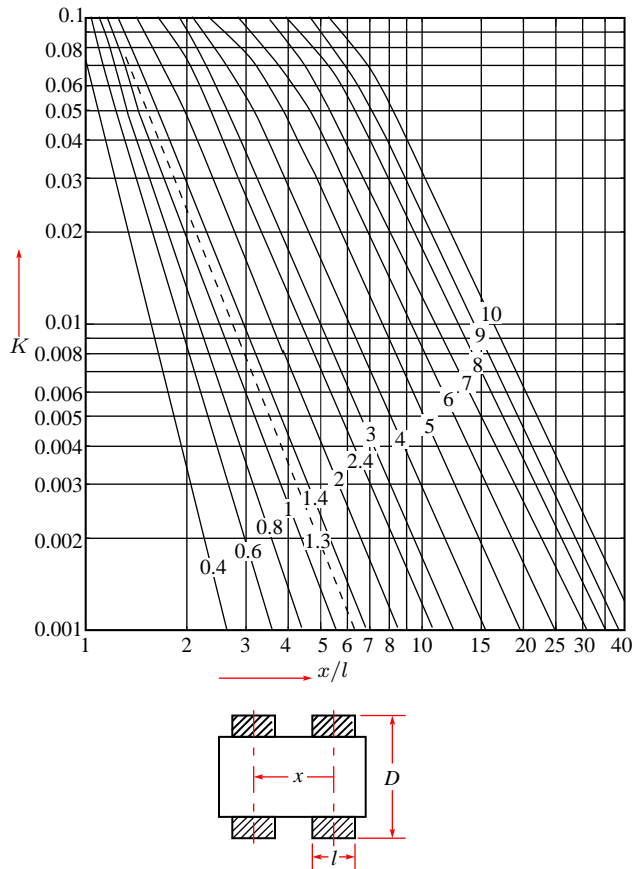
まず、 $\mu < 1$  と思われるところまで一次二次コイルを遠ざける。次に真空管電圧計の読みを見ながら、信号発生器を所要の中心周波数で発振させ、真空管電圧計の振れが最大となるまで、一次側の同調コンデンサーを調節する。次に同一状態で二次側も調節して最大点で止める。かような方法を何回か繰り返えせば正しい調整ができるのである。この場合交互の調整の回数を少なくしようと思えば  $\mu$  を成るべく小さくするがよい、理論上  $\mu$  が0.7より小ならば、三回の調節で完全にできることが立証されている。また  $\mu$  が1より大ならばいつまでも完全なる同調点に達しないことも理論上証明されている。

さて、いよいよ一次二次の調整が終わったならば両コイルを徐々に近づけ、ある帯域幅を持たせるようにする。茲で始めて発振器の周波数を変えながら周波数対出力計の曲線を書いてみるようにするのである。茲で調整は一段落を告ぐるのであるが、もしこれによって得られた共振曲線をみたときに余りに狭過ぎるか、または反対に余りに広過ぎる場合は、同調回路と並列に10~100K $\Omega$ 位の高抵抗を入れる。または、同調回路と直列に抵抗1~10 $\Omega$ 位を入れる。一般に抵抗を入れると前式をみれば判るように最適誘導係数  $M$  を大にしなければならない。即ち  $L_1$ 、 $L_2$  を近づけることになる。

〔問-21〕 臨界結合に於ける時の中間周波変成器の  $L_1$ 、 $L_2$  の距離の決定方法を教えて下さい。

〔答〕 第21-1図(次ページ)の図表を使用すると便利である。仮に図に於て  $D = 8\text{mm}$ 、 $\ell = 6\text{mm}$ 、 $Q = 100$  とすれば、

$$\frac{D}{\ell} = \frac{8}{6} \doteq 1.3$$

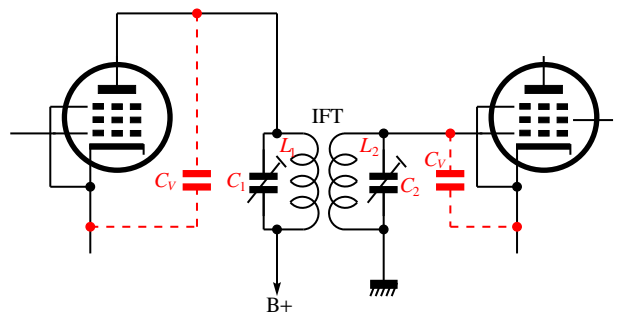


第 21-1 図

臨界結合の場合の結合係数  $K = 1/Q$  であるから  $K = 1/100 = 0.01$  となる  
 よって図表より  $D/l = 1.3$  の点線と  $K = 0.01$  を延長した点線との交るところ  
 を下に見て  $x/l$  で 3 が得られる。よって  $x/l = 3$  より  $x = 3 \times l$  となり、この場合  
 $l = 6\text{mm}$  であるから  $x = 3 \times 6 = 18\text{mm}$  が得られる。即ち  $L_1, L_2$  間の距離は両コ  
 イルの中心間で 18mm とすればよいことが判る。

〔問-22〕 中間周波変成器のコンデ  
 ンサーとコイルの数値の決め方につ  
 いて御教示願います。

〔答〕 中間周波変成器は理論上か  
 らはコイルと並列に接続するコンデ  
 ンサー ( $C$ ) の値を小さくした方が良  
 いわけであるが、これを実際に受信



第 22-1 図

機に組込むと第 22-1 図 (前ページ) のように  $C_1$  または  $C_2$  と並列に真空管の内部容量や配線の容量 (これを漂遊容量という)  $C_v$  が入ることとなるので、あまり小さくすることは許されない。

この  $C_v$  の値は真空管によって異り、大体 0.5PF 位の差があるから真空管を取替えると中間周波変成器の同調周波数が変化することとなる。そこで、0.5PF の変化があっても同調周波数は 1kc 位しか変化せぬように  $C_1$ ,  $C_2$  の値を決める必要がある。

故に  $C_1$ ,  $C_2$  の値は次式で計算する。

$$C = \frac{\Delta C}{2} \times \frac{f_i}{\Delta f_i}$$

但し  $\Delta C =$  変化する容量 (PF)

$\Delta f_i = \Delta C$  によって変化する周波数 (kc)

$f_i =$  中間周波数 (kc)

今、中間周波数  $f_i$  を 463kc とし  $\Delta C$  を 0.5PF,  $\Delta f_i$  を 1kc として  $C$  の値を求めて見ると

$$C = \frac{0.5}{2} \times \frac{463}{1} = \frac{231.5}{2} = 115.75 \approx 116\text{PF}$$

となる。故に  $C_1$ ,  $C_2$  には最小 50PF, 最大 130PF 位のバリオデンサーを用いればよい。

次に  $L_1$ ,  $L_2$  の値は

$$f_i(\text{kc}) = \frac{160,000}{\sqrt{L(\mu\text{H}) \times C(\mu\mu\text{F})}}$$

の式より求められる。

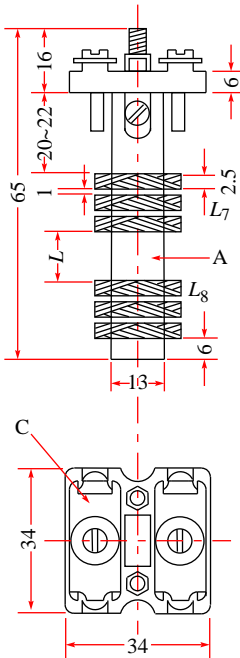
即ち上式を変化して

$$L = \frac{160,000^2}{f_i^2 \times C} = \frac{256 \times 10^8}{f_i^2 \times C}$$

上式に数値を代入して

$$L = \frac{256 \times 10^8}{463^2 \times 116} = 1,015\mu\text{H} \approx 1\text{mH}$$

即ち約 1mH となる。



第 23-1 図

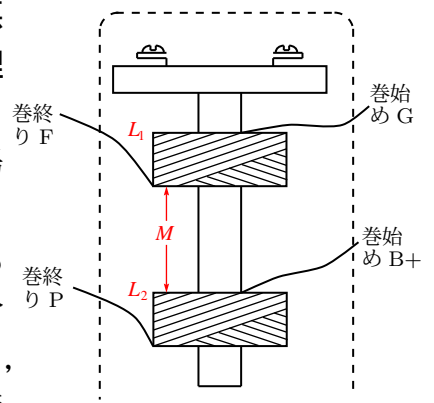
中間周波変成器	摘 要	$L_7$	$L_8$
I.F.T <sub>1</sub>	自己インダクタンス ( $\mu\text{H}$ )	(980) 1000	(980) 1000
	相互インダクタンス ( $\mu\text{H}$ )	28(12)	
	巻回数 (概略)	90 × 3	90 × 3
	線 種	0.07mm × 5 本撚リツツ線	
	$L_7$ と $L_8$ との距離 (mm)	20	
	蓄電器 (PF)	50-130	
I.F.T <sub>2</sub>		$L_7$	$L_8$
	自己インダクタンス ( $\mu\text{H}$ )	(980) 1000	(980) 1000
	相互インダクタンス ( $\mu\text{H}$ )	35(16)	
	巻回数 (概略)	90 × 3	90 × 3
	線 種	0.07mm × 5 本撚リツツ線	
	$L_7$ と $L_8$ との距離 (mm)	18	
蓄電器 (PF)	50-130		

〔問-23〕 国民型五球式スーパー (6A7-6D6-6Z-DH3-6Z-P1-12F) に於て中間周波数を 463kc とした場合の中間周波変成器の構造とコイル及びコンデンサーの数値を教えてください。

〔答〕 第 23-1 図にコイルを 3 分割巻きとしたものの一例を示しておく。この場合二組の中間周波変成器のコイル及びコンデンサーの数値は、上表の通りである。なお ( ) 内の数値はシールドした場合の値を示し、寸法は mm で表す。

〔問-24〕 中間周波変成器のコイルの接続方法が悪いと感度が非常に低下することがありますが、その理由を教えてください。

〔答〕 中間周波変成器に限らず高周波変成器の場合も、その接続の如何によっては、等価相互インダクタンスに差を生じ、著しく増幅度が低下する場合がある。その理由は、二次側に誘起される電圧が電磁結合によるものと、静電結合によるものとの和であるから、その位相関係によるものであるから、 $L_1$  と  $L_2$  との接続に注意して、感度の昇らぬ場合は  $L_1$ ,  $L_2$  いずれか



第 24-1 図



の接続を取替えてみる必要がある。第 24-1 図（前ページ）は、市販の中間周波変成器の接続方法の例を示すもので  $L_1$ 、 $L_2$  は同方向に巻いた場合である。

〔問-25〕 鉄心入中間周波トランスについて説明して下さい。

〔答〕 最近ではスーパーヘテロダイン受信機の中間周波トランスに圧粉鉄心（ダストコア）と称する特殊の鉄心を使用したものが増えて来た。次にこれについて述べてみよう。

コイルの良さを表す場合に  $Q$  という言葉が用いられる。 $Q$  はコイルを設計する上に非常に重要なものであって、 $Q$  の大きいコイルを使用する程、受信機の感度と選択度とが良好になる。 $Q$  とは Quality factor の略字であって、コイルの場合は次の式で表される。

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

式中  $\omega L$  は  $6.29 \times f \times L$  でコイルのリアクタンスであり、 $R$  は実効抵抗である。この実効抵抗とは実際にコイルが使用状態に於けるときの高周波に対する抵抗であって（イ）導体の抵抗、（ロ）高周波電流が導体を一様に流れぬための抵抗増加即ち表皮作用による抵抗、（ハ）遮蔽罐しやへいかんその他接近した金属体による抵抗増加等から成立っている。

さて上式でも判るようにコイルの  $Q$  を大きくするためには分子に当るコイルのリアクタンスを大きくし、これと反対に分母に当る実効抵抗を小さくすればよいのである。この実効抵抗を小さくするには、コイルの巻棒の材料や大きさ並びに遮蔽罐しやへいかんの大きさ等に注意すべきは勿論もちろんであるが、それよりも更に重要なことはコイルの巻回数を出来るだけ少なくして所要のインダクタンスを得るようにすることである。こうすればコイル自体の抵抗が減じ  $Q$  が大きくなることは必定ひつじょうである。

それではどうしてコイルの巻数を減じて大なるインダクタンスを得ることが出来るかという、それにはコイルに鉄心を入れることである。周知の如く鉄は空気よりも磁力線をよく通じ、その導磁率は、空気の数十倍以上であるから、空心コイルよりも鉄心入コイルの方がはるかに巻回数が少なくて所要のインダクタンスが得られるわけである。

しかし、茲こゝで一つ注意すべきことは、この鉄心入コイルを交流回路に使用すると、交流によって鉄心内に渦流損失を生ずることである。この渦流損失とは交番磁束によって鉄心内に局部的に渦巻きの電流即ち渦流が生じ、そのためにあた

かも抵抗中に電流が通じて発熱すると同様、鉄心内で電力の消費を生ずることであって、渦流損失が大きくなれば、コイルの見かけ上の抵抗が増大し、結局実効抵抗が大きくなったと同じ結果になるのである。それ故低周波トランスや電源トランス等には渦流損失即ち鉄損を少なくする目的で、薄鉄板を層間を絶縁して積み重ねたものを鉄心として用いている。しかし、この渦流損失は交流の周波数の自乗及び鉄板の厚さの自乗に比例して増加するから、高周波用の鉄心には鉄板の厚さを極めて薄くする必要があるが、こうしたことは技術的にちょっと不可能である。そこで最近では、圧粉鉄心と称して微細な鉄粉を粒子毎に絶縁して適当な媒剤と共に圧縮固型にしたものが用いられる。放送波に於ける圧粉鉄心の実効導磁率( $\mu$ )は直径10ミリ、長さ10~40ミリのもので2~6位あるから空心コイルにこれを挿入すれば、それだけインダクタンスが増加するわけであるから、所要のインダクタンスを得るには、空心コイルよりも巻回数を $1/2$ 乃至 $1/3$ 位減ずることができるわけである。

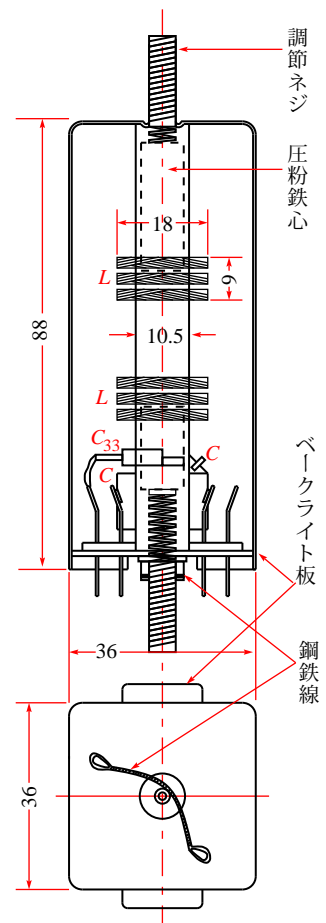
第25-1図は圧粉鉄心を用いた中間周波トランスの構造を示すもので、普通463kc用のものでは、コイルと並列に $100\mu\text{F}$ 位の固定コンデンサーを接続し、調節ネジで鉄心の変化してインダクタンスを変えて同調をとる(これを $\mu$ 同調という)ようにしている。この場合注意すべきことは鉄心はあまり深く挿入せず、大略コイルの半分以下とすることで、こうしないと結合が密になり、選択性が悪くなる。一般に鉄心入コイルの特徴としては

- (1) 実効導磁率が高いのでコイルが小型になること
- (2)  $Q$ が大きくなること
- (3) 漏洩磁束が少なく、遮蔽罐による $Q$ の低下が少ないこと
- (4)  $\mu$ 同調ができること

等である。

〔問-26〕市販の中間周波変成器には第一段目用と第二段目用の区別をしたのがありますが、その理由を教えてください。

〔答〕中間周波変成器には、一段目用、二段目用と区別



第25-1図

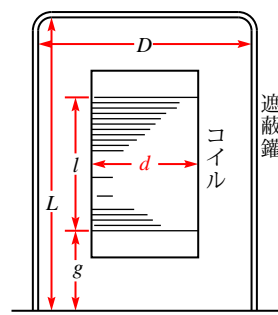
したものがあるが、これは必ずしも区別したものを使わなければならないと限定されたものではなく、同じものを二個使用しても別段に差支えないのである。しかし、<sup>かよう</sup>斯様に区別してあるのは次の理由によるものである。

たとえば6A7—6D6—6Z-DH3—42—80というような五球式スーパーでは、6A7と6D6との間と、6D6と6Z-DH3との間とに各一個宛計二個の中間周波変成器が入用であるが、この場合6D6と6Z-DH3間に接続するもの（俗に二段目用と称するもの）は、その二次側が二極管検波となっていて低インピーダンス負荷となっているため、実効 $Q$ が低下し選択度を高くとり得ないから、この様に中間周波変成器を二個使用する場合は、選択度の大部分を6A7と6D6との間の中間周波変成器、即ち一段目用のもので得るようにしなければならない。故に一段目用のものは臨界結合より10~20パーセント減結合としておいた方が良い。なお上記の理由で二段目用のものは同調インピーダンスの高いものが望ましく、これは単に高い利得を得るのみで無く、よいAVC特性と大出力の場合の中間周波増幅管の歪を減ずるにも役立つものである。インピーダンスを高くするには、コイルの $Q$ を極力高くすると共に $C$ を小さくするのであるが、安定度の点から100 $\mu\text{F}$ 位が適当であろう。この場合、中間周波変成器の一次側だけに $C$ をつなぎ片側同調とすることもありますが、これは利得をあげる一方法である。一般に第二段目用のものは一次二次の結合は多少小さくとっている。

〔問-27〕 遮蔽罐の $Q$ に及ぼす影響につき説明して下さい。

〔答〕 受信機の高周波増幅回路又は中間周波増幅回路に於ては、後段に使用されるコイルと前段に使用されるものが電磁的又は静電的に結合すると、好ましくならぬ発振を誘起する場合がしばしばある。これがためコイルを静電的及び電磁的に遮蔽して他部と結合することを防止する必要がある。そのため銅、真鍮、アルミニウム等の非磁性金属にて作られた遮蔽罐が使用される。コイルをこれ等の金属をもって覆うと、コイルは静電的に遮蔽されると同時に、遮蔽罐に誘発された過流によって生ずる磁束のため、コイルよりの磁束は打消され、電磁的にも遮蔽されることとなる。

コイルに遮蔽罐を使用することは、そのコイルが他部と静電的または電磁的に結合することを防ぐためであるが、金属罐がコイルによって生ずる電界または磁



第 27-1 図

界内に置かれるためにコイルに反作用を及ぼすこととなり、その結果コイルの電氣的定数が変化する。

遮蔽鐘<sup>しゃへいかん</sup>のコイルに及ぼす影響中主要なるものは、遮蔽鐘<sup>しゃへいかん</sup>を使用した場合にコイルのインダクタンス及び実効抵抗<sup>ごと</sup>が変化することである。

遮蔽鐘<sup>しゃへいかん</sup>に銅やアルミニュームの如き非磁性金属<sup>ごと</sup>を使用するとインダクタンスは減少し、実効抵抗は増加する。

また高周波に使用するコイルに於ては遮蔽鐘<sup>しゃへいかん</sup>の使用によって自己容量が増加することも忘れてはならない。

コイルのインダクタンスが遮蔽鐘<sup>しゃへいかん</sup>によって減少するのは、鐘中に誘発された渦流によりコイルに生ずる磁束と逆方向の磁束を生ずるため、その減少の割合は次の式の如くなる。

$$L = L_0 \left( 1 - \frac{2V_c a}{3V_s K} \right)$$

ただし  $L =$  遮蔽後<sup>しゃへい</sup>のインダクタンス

$L_0 =$  遮蔽前<sup>しゃへい</sup>のインダクタンス

$V_c =$  コイルの容積

$V_s =$  等価中空球の容積

$K =$  コイルの形状による係数。1より常に小

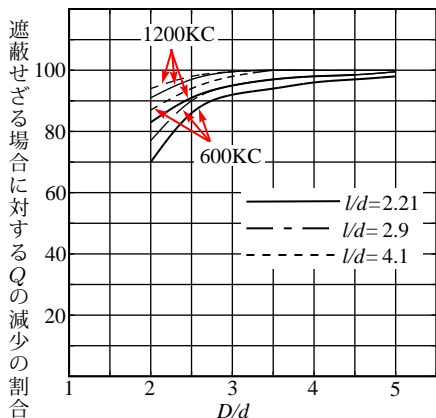
$a =$  周波数、鐘の寸法、材料の導磁率及び電導率によって定まる定数。  
非磁性金属の場合は1に等しい

これによれば、遮蔽鐘<sup>しゃへいかん</sup>の影響は等価中空球の容積に逆比例するから、円柱形の鐘を使用する場合は直径の三乗に逆比例することとなる。

また、実効抵抗<sup>しゃへいかん</sup>の増加は遮蔽鐘<sup>しゃへいかん</sup>の厚さやその材料の固有抵抗、使用する周波数等の関係から遮蔽鐘<sup>しゃへいかん</sup>の表皮作用が無視される場合と、然らざる場合とで相違する。

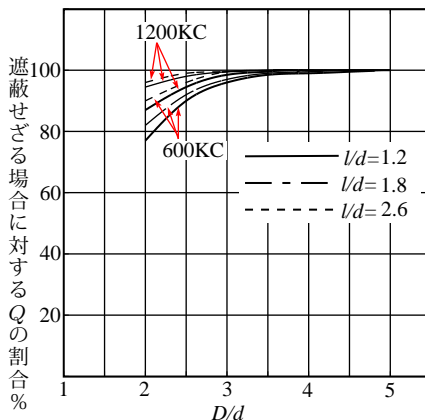
この様に遮蔽鐘<sup>しゃへいかん</sup>の有無によってコイルのインダクタンスや実効抵抗が変化すれば、コイルの良さを判定する  $Q = \frac{\omega L}{R}$  が変わって来るから、これを使用した同調回路の特性に影響を及ぼす。

この遮蔽鐘<sup>しゃへいかん</sup>の寸法が実際にどの程度に  $Q$  に影響するかを  $300\mu\text{H}$  程度の各種コイルについて遮蔽鐘<sup>しゃへいかん</sup>の寸法を種々変えて実測した結果の一例を示せば、第27-2



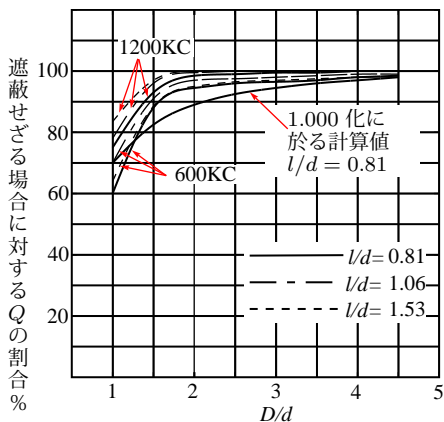
$d = 19\text{mm}$  のコイルに就て測定

第 27-2 図 遮蔽罐の直径の影響



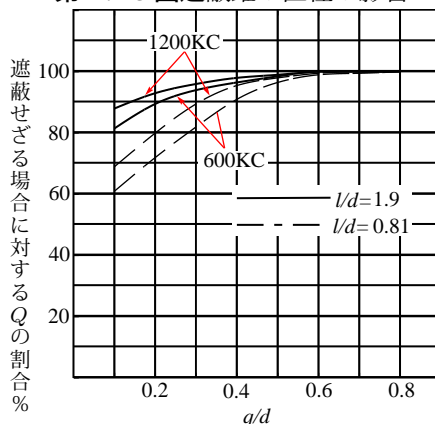
$d = 25.4\text{mm}$  のコイルに就ての測定結果

第 27-3 図 遮蔽罐の直径の影響



$d = 52\text{mm}$  のコイルに対する測定結果及計算値

第 27-4 図 遮蔽罐の直径の影響



$d = 32\text{mm}$  のコイル  
 $D = 90\text{mm}$   $D = 0.8\text{mm}$  の遮蔽物に就ての測定結果

第 27-5 図 遮蔽罐とコイルとの上下間隔の影響

図乃至第 27-5 図の如くである。実験には銅板（厚さ 0.4, 0.6, 0.8, 1mm の 4 種）にて円柱形に作った遮蔽罐を用い、コイルの寸法との関係を求めたものである。尚、第 27-2 図乃至第 27-5 図に示した記号は第 27-1 図の如きものである。

これ等の結果によれば、遮蔽罐の直径はコイルの直径の 2 倍以上にすることが望ましいことが判る。使用する罐の大きさは 0.4mm 乃至 1mm の範囲ではほとんど差異が無い。コイルの端を罐の底に余り近づけると、 $Q$  は低下するからコイルの半径程度開かせた方がよい。（受信機設計資料）

〔問-28〕 直線検波とはどんなことですか。

〔答〕 一般の受信機の検波法は、グリッド検波でもプレート検波でも自乗検

波といって、入力電圧の小さい時は検波器出力電流が入力電圧の自乗に比例するものであって、入力電圧が大きくなると歪を生じ<sup>やす</sup>易い。しかるに、直線検波というのは、検波器に加える入力電圧を大きくして、特性曲線の直線部分を利用して検波する方法で、検波量の低周波出力が入力側へ加えた変調高周波電圧の変調波形を正確に再現する理想的検波法である。二極真空管による検波はこの直線検波を行うことができる。スーパーヘテロダイン受信機の第二検波器に使用する6B7, 6Z-DH3等はいずれもこの二極検波を行うことができる。

〔問-29〕 第二検波器に於ける歪の原因とその対策について説明して下さい。

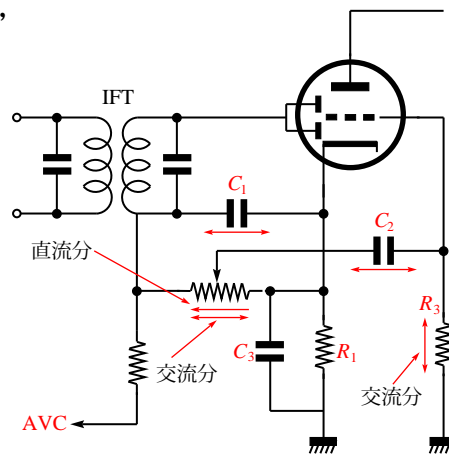
〔答〕 スーパーの第二検波器は、多くの場合、二極真空管による直線検波を行っているから、一般の自乗検波のように過負荷による歪を生ずるおそれは少ないが、一方この様な真空管に於ては、直流負荷（第29-1図の $R_1$ ）と交流負荷（第29-1図 $R_1$ と $R_3$ とが並列合成となったもの）とが異なるために変調が深くなると歪を生ずるのであって、この現象は理論的には多少むづかしいが、その結果だけを記すと、歪を生じないためには近似的に

$$R_3 > R_1 \frac{m}{1-m}$$

なる関係がある。茲に $m$ は変調率である。もし放送が最大70パーセントの場合には $R_3$ は $R_1$ の約2.3倍なることを要する。正確な式を用いれば100パーセントの場合にも上の関係によって得られるように、 $R_3$ が無限大とはならないが、とにかく $R_3$ （グリッドリーク）は $R_1$ （二極の負荷抵抗）に比して充分大きな値に選ばねばならない。それで $R_1$ に500K $\Omega$ を用いた場合は $R_3$ には1M $\Omega$ 程度を用いるのである。

〔問-30〕 AVC回路の動作につき説明して下さい。

〔答〕 AVCはAutomatic Volume Controlの略字であって、自動音量調節、または自動音量制御ともいい、受信機の出力を空中線入力の変動にかかわらず常に自動的に一定に保つこと、またはその装置をいう。その回路方式には単純なAVCから、遅動AVC、増幅型AVC等いろいろあるが、茲では、単純なAVCと遅動



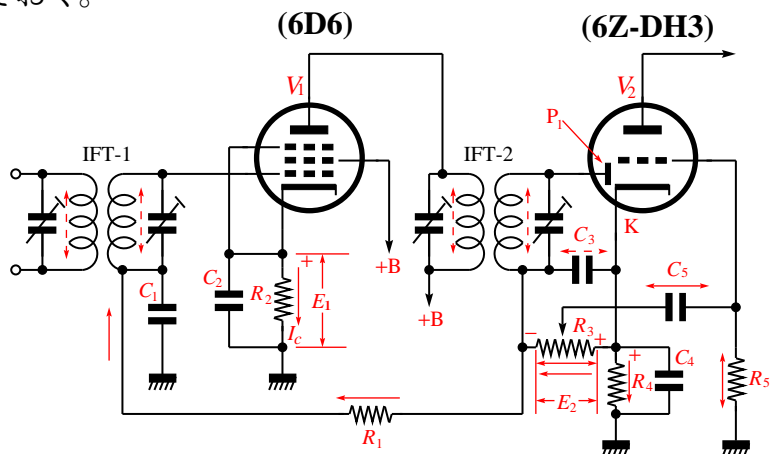
第29-1図



AVCの回路につき説明しておく。

第30-1図は、二極三極管(6Z-DH3)を使用した単純なるAVC回路を示したものである。

図に於て $V_1$ はAVC電圧を与えられる真空管であるから、これには必ず可変増幅率の特性を有する真空管(58, 6D6等)を使用しなければならない。



第30-1図

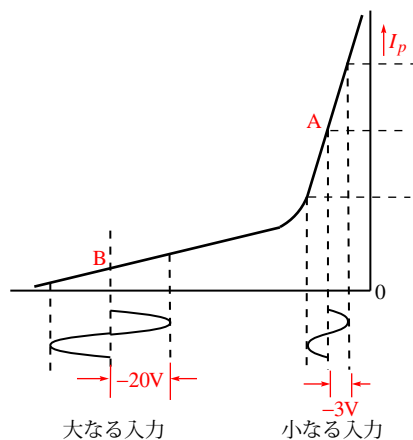
さて、第30-1図に於て電源スイッチを入れて回路を動作状態にすると、 $V_1$ の陰極電流 $I_c$ によって $R_2$ 両端に電圧降下を生じ、その負電圧 $E_1$ (-3V位)が $R_4$ ,  $R_3$ ,  $R_1$ を経て $R_1$ の制御グリッドに最低のグリッドバイアスとして加えられ、 $V_1$ がいつでも最高感度の点で動作出来るようになっている。

この状態に於て、今、到来電波によって、中間周波変成器(IFT-2)の二次側に増幅された変調中間周波電圧が生じ、これが $V_2$ の二極部のプレート $P_1$ と陰極 $K$ との間に加ったとすれば、茲で検波作用が営まれ、その陰極回路には検波電流(脈流)が通ずることとなる。この検波電流中には、低周波電流の外に中間周波電流と若干の直流分も含まれている。

受信電波に強弱を生ずると、この低周波分にも強弱を生ずることは勿論であるが、直流分にもまた大体電波の強弱に比例した変化を生ずることとなる。AVCは普通の検波に於ては全く無用のものであるこの直流分を利用するものである。

さて、こうして生じた直流分は第30-1図の実線矢印の如く $R_3$ を通じ、 $R_3$ 端に図のような方向に電圧降下を生じ、その負電圧 $E_2$ が $E_1$ と合成して、 $V_1$ にグリッドバイアス電圧として加えられる。

そして上述のように、直流分も大体電波の強弱に応じて変化するから、電波が弱い時は $R_3$ 端の負



第30-2図

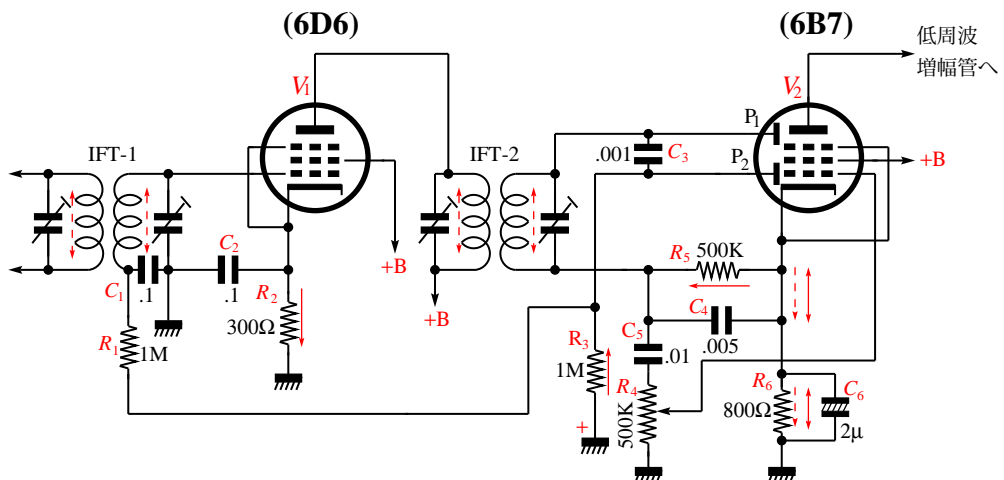
電圧  $E_2$  も小さく、従って  $V_1$  の動作点は第 30-2 図 (前ページ) A 点の如く右方に移動し自動的に感度が上昇するが、反対に電波が強勢なときは  $R_3$  端の電圧降下が大きく  $E_2$  が高くなるため  $V_1$  の動作点は左方に移動して第 30-2 図 B 点のようなどころにくるから、 $V_1$  の感度が自動的に低下することとなる。

上述の作用によって受信機に AVC を附加すれば、フェージングを軽減することができるばかりでなく、強い電波を受信する場合にも検波管が過負荷となって音に歪を生ずることなく、極めて安定なる受信を行うことができるのである。

次に遅動 AVC は DAVC (Delayed Automatic Volume Control) といわれるものである。上述の単純な AVC では電波が到来すれば直ちに AVC が働き、受信機の感度を下げるととなり、微弱な電波に対しては受信機が十分に働き得ないこととなる。これを避けるために電波の強度が或る程度に達するまでは受信機は全感度で動作し、それ以上電波が強くなると始めて AVC が働くように設計されたのがこの遅動 AVC である。

第 30-3 図は遅動 AVC 回路の一例を示すものであって、 $V_2$  (6B7) の二極  $P_1$  と  $P_2$  とは  $C_3$  の蓄電器によって分割されている。それ故  $V_2$  の陰極回路を通ずる電流によって  $R_6$  端に生じた負電圧は  $R_3$  を通って  $P_2$  に加えられるため  $P_2$  は陰極に対してそれだけ負になっているが、 $P_1$  の方は  $C_3$  で遮られているため陰極に対する電位はゼロとなっていて、如何なる微弱な電波に対しても直ちに検波作用が営まれるようになっている。

かような状態に於て、今、到来電波によって中間周波変成器 (IFT-2) の二次側



第 30-3 図



に変調高周波電圧が誘起されたとすれば、その電圧は  $V_2$  の  $P_1$  に加ると同時に  $C_3$  を経て  $P_2$  にも加ることとなる。そしてこの場合  $P_1$  の方には負が加っていないから、どんな微弱な到来電波に対しても直ちに検波作用が行われ、これによって生じた低周波電流によって  $R_5$  に低周波電圧を生じ、これが  $C_5$ ,  $R_4$  を経て  $V_2$  の制御グリッドに加えられ低周波増幅が行われるのである。

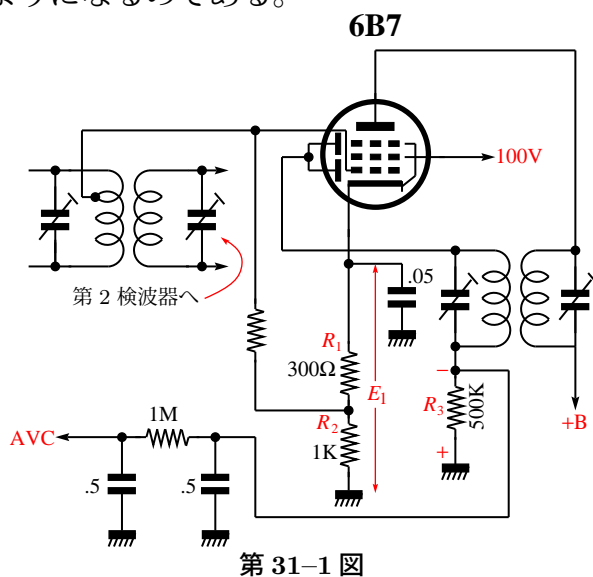
しかるに他方の  $P_2$  には前述のように前もって或る程度の負電圧が加わっているから、電波が微弱であって  $P_2$  に加わる中間周波電圧の正半サイクルにおけるピークがこの負電圧以下であれば、 $P_2$  は少しも電子を吸引しないから整流作用は行われない。しかし電波が強勢となって  $P_2$  に加わる中間周波電圧の正半サイクルに於けるピークが  $C_2$  の負電圧の範囲を越え、陰極に対して  $P_2$  が少しでもプラスとなれば、 $P_2$  も電子を吸引して、始めて  $P_2 \rightarrow R_8 \rightarrow R_3$  の回路に直流分が流れ、これによって  $R_3$  端に電圧降下を生じ、これが AVC 電圧となって  $V_1$  の制御グリッドに加わり、入力を制御するようになるのである。

尚、<sup>なお</sup>両回路に於て  $R_1$  と  $C_1$  は検波器出力中に含まれている交流分が前段に影響するのを除くための濾波回路であると共に、この組合せによって時定数が決定される。

〔問-31〕増幅型 AVC につき説明して下さい。

〔答〕一般に球数の少ない小型スーパー受信機では、AVC を行うに必要な AVC 出力を得るといことは困難であり、このため多くの受信機では AVC というより一種の出力制限器になり、AVC の動作が効果的でない。それで充分 AVC を動作させるには AVC 用電圧を増幅して加える増幅型 AVC が用いられる。

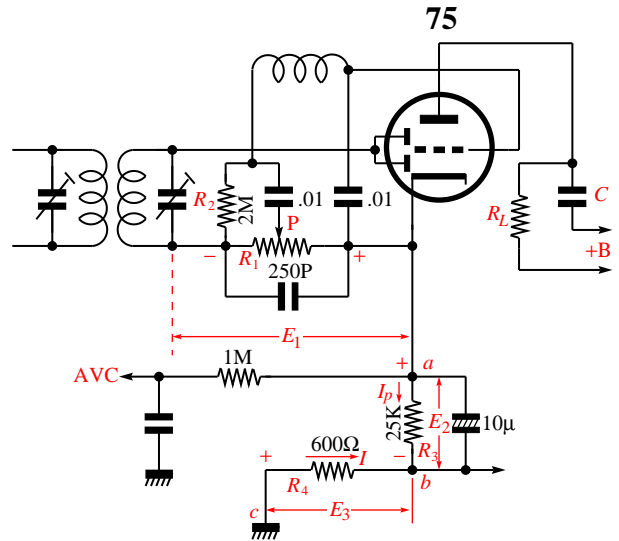
第 31-1 図は高周波増幅型 AVC 回路で、終段中間周波変成器の一部から 6B7 のグリッドに導かれ、6B7 の五極管部で今一度増幅されて二極管に導かれている。この回路は AVC 用として一段増幅されただけで取り立てて説明することもないが、ただ二極管部は DAVC 型となっている。



第 31-1 図

即ち、二極管のプレートはカソード抵抗  $R_1$ ,  $R_2$  による電圧降下  $E_1$  だけ負バイアスされているため、 $E_1$  電圧以上の入力電圧が二極部に加った時始めて整流電流が流れ、 $R_3$  に降下を生じ AVC が出来る。

第 31-2 図は直流増幅型 AVC 回路で入力信号は普通二極部で整流され、 $R_1$  に生じた電圧の内、低周波部分は P 点から三極管部のグリッドに加えられる。一方  $R_1$  に生じた搬送波による直流分は  $R_2$  を通って同じく三極管部のグリッドに加えられる。



第 31-2 図

AVC 電圧は如何にして生ずるかと言え、今、搬送波がない場合を考えると 75 管のプレート電流  $I_p$  は  $R_3$  を流れて B- にいくから、その電圧降下  $E_2$  は図の如く a 端がプラス、b 端がマイナスとなる。また、 $R_4$  は B 電源回路の一部に入っているため、ここを通る電流は受信機的全プレート電流でしかもその電圧降下  $E_3$  はほぼ一定で、b がマイナス、アースの c がプラスとなる。したがって AVC 用の a, c 間の電圧は  $E_3 - E_2$  となる。

搬送波がないとき  $E_2 - E_3$  にしておけば a, c 間に電位差がなく、したがって AVC を受ける前段管のバイアスは、それぞれの固定バイアスであるが、搬送波が到来すれば  $R_1$  の電圧降下  $E_2$  は低下し  $E_3 > E_2$  となり、 $E_3 - E_2$  だけ a, c 間に電圧を生じ、これが AVC 電圧となる。なお搬送波のない時は 75 の三極管部のグリッドは零バイアスであることに注意を要する。また搬送波のない場合の  $E_2 = E_3$  は 40V 程度にとられているようにする。この場合、 $E_2$  の変化は 75 管の増幅作用によりグリッドに加わる電圧の変化より大きくなるから、 $R_1$  から直接 AVC 電圧を取出すことが出来るのである。

〔問-32〕 QAVC とはどんな回路ですか。

〔答〕 普通の AVC を附加した受信機では、一つの局から他の局へ同調を移すべくダイヤルを廻すとその中間で搬送波が無いので AVC は動作せず、受信機は最大感度となり著しく雑音が増加する。この欠点を除去するように工夫したのが

QAVC (Quiet AVC または静動 AVC) と称するものである。これは或る強さ以下の入力電圧では受信機の検波または低周波増幅器のグリッドをプレート電流零の点以下にして於て、それ等の真空管の動作を停止させておき受信機を働かせぬ様にしておくのである。

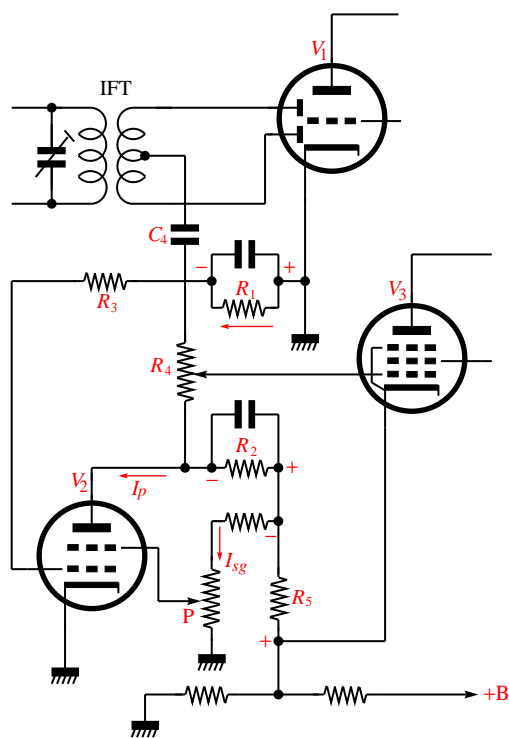
どの位の強さの入力電圧から受信機が動作を開始するかは、聴取者が任意に変えられるようにしてあるのが普通であって、極端な場合は、強力なローカル局のみ受信し、それ以下の強さの電波では全く動作しないようにすることも出来る。

第 32-1 図はこの回路の一例であって、 $V_2$  のグリッドバイアスは  $R_1$  に生ずる直流負電圧であり、 $V_3$  (低周波増幅管) のグリッドバイアスは  $V_2$  のプレート電流  $I_p$  及び遮蔽グリッド電流による  $R_2$ ,  $R_5$  の電圧降下である。

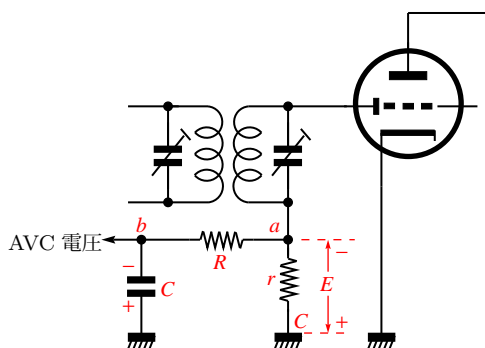
変調周波分は、 $C_4$ ,  $R_4$  により  $V_3$  のグリッドに加えられるようになっている。今、搬送波が極めて微弱な場合には  $R_1$  の直流電圧はほとんど零であり、このため  $V_2$  のグリッドバイアスは小さいから、そのプレート電流  $I_p$  は大きく、したがって  $V_3$  のグリッドバイアスが大きくなり、 $V_3$  のプレート電流は遮断されて  $V_3$  は動作せず雑音は現れない。

次に搬送波が強くなれば  $R_1$  の電圧降下は大きくなり、 $V_3$  のグリッドバイアスが増すことになるから  $I_p$  は減少し、 $R_2$ ,  $R_5$  の電圧降下即ち  $V_3$  のグリッドバイアスが低下し、 $V_3$  は普通に偏倚されて増幅作用をなす状態となるから、 $R_1$  の変調周波分は  $C_4$ ,  $R_4$  を経て  $V_3$  で増幅されることになり、受信機は普通に動作する。

この場合  $V_3$  が動作を開始する搬送波のレ



第 32-1 図



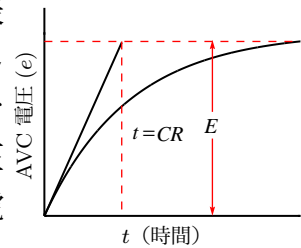
第 33-1 図

ベルは、 $V_2$ の遮蔽グリッド電圧をPによって加減することによって広く変えられるようになっている。

〔問-33〕 AVC回路に於ける時定数回路の動作について説明して下さい。

〔答〕 今、第33-1図（前ページ）の如きAVC回路に於て、急に電波が到来したために検波器負荷抵抗に生ずる電圧降下が零から $E$ ボルトまで上昇したと考えると、 $a$ 点の電位は $C$ 点に対して即座に $-E$ ボルトとなるが、 $b$ 点の電位即ちAVC電圧は、直ちに $a$ 点と同じ値とはならない。AVC電圧が $-E$ ボルトに達するためには蓄電器 $C$ には $E$ に相当して $EC$ クーロンなる分量の電気が充電されなければならない。この電気は $a$ から抵抗 $R$ を通じて電流となって供給される。

周知の如く電流は単位時間当り運ばれる電気の分量を表わすものであるから、 $EC$ クーロンなる分量の電気がもしも一瞬にして蓄電器 $C$ に溜るためには無限大の電流が $R$ を流れなければならぬわけで、これがためには無限大の電圧が必要である。ところが実際問題としては最初まだ $C$ に電気が溜っていない。したがって $R$ の端子電圧が最大である状態を考えてみても、その値が $E$ ボルトという有限値である。



第33-2図

この時充電電流は当然 $E/R$ アンペアであるから、もしも電流が始めから終りまで $E/R$ アンペアなる値を変えないと仮定しても $EC$ クーロンを連ぶためには

$$\frac{\frac{EC}{E} \text{クーロン}}{\frac{E}{R} \text{アンペア}} = CR \text{秒}$$

の時間を要するわけである。実際には充電が進行すると共に $R$ の端子電圧は減少し、したがって充電電流も減少するからAVC電圧が $E$ ボルトに達するには更に長い時間を要し、 $CR$ 秒の時間ではAVC電圧は未だ $E$ の63%まで達しているに過ぎない(第33-2図参照)。しかしながらAVC回路の変動が迅速であるか、緩慢であるかの程度を測る尺度としては $C \times R$ なる量が便利である。これを時定数(time constant)と称し、その単位は $C$ をファラッド、 $R$ をオームで表せば秒となる。例えば今、 $C$ を0.1マイクロファラッド、 $R$ を1メガオームとすれば、時定数は $0.0000001 \times 1000000 = 0.1$ 秒となる。

この時定数をあまり大きくすると AVC の動作は即応性が失われ、これがため早い周期のフェーシングに AVC が追従し得なくなり、また空電等の衝撃電圧に対して AVC の遅れが著しく目立つようになる。

しかして、一方変調波の影響が無いためには、この時定数は最低周波数に対しても AVC 電圧を与えられる真空管のバイアス電圧が変動せぬだけの十分の大きさを持たねばならないのである。

以上のことを考慮して一般にこの時定数は 0.1~0.05 秒に定めている。

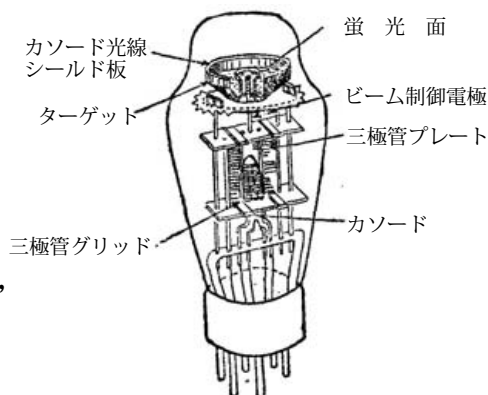
〔問-34〕同調指示管 (マジックアイ) の動作を説明して下さい。

〔答〕 AVC を附加したスーパーヘテロダイン受信機では、同調が非常に鋭敏なためにその正確なる同調点を求めるということが素人にはちょっと困難な場合がある。この同調が不正確であると、側波帯の一部が切除されて音質が悪くなるばかりでなく混信も起り易い。

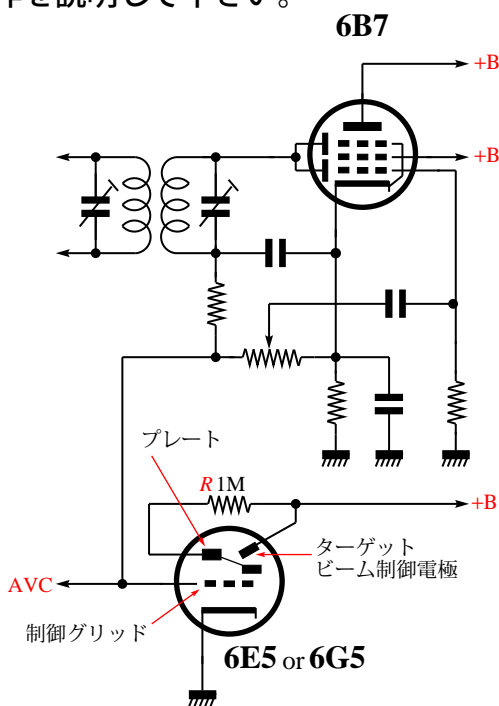
そこで、この場合、第 34-1 図のような同調指示管マジックアイと称するものを用いると便利である。

このマジックアイの代表的なものには 6E5、6G5 等があり、一般の接続法は第 34-2 図の通りである。

今、第 34-2 図に於て三極管部のプレートとターゲット間に 1 メグオーム程度の高抵抗を挿入して AVC によってグリッド電圧を変化すると、グリッド側が零のときは三極部のプレート回路に電流が流れ、抵抗  $R$  による電圧降下によりプレートはターゲットにくらべて電圧が低くなり、第 34-3 図 (次ページ) の如く螢光色に輝いている部分の扇形の蔭が広がるが、放送電波に正確に同調してグリッドに負電圧が加わると三極管部のプレート電流が減少し、このためにターゲットとプレート間の



第 34-1 図



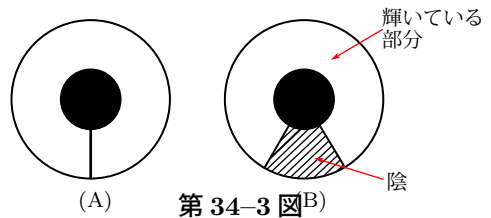
第 34-2 図



電圧の差が少なくなり、この結果第 34-3 図(A) のように扇形の蔭が細く一線となって電波に対する同調を指示する。故に素人でもこれによって正確な同調点を求めることができるのである。

〔問-35〕 全波受信機の全利得はどの程度としなければなりませんか。

〔答〕 全波受信機の回路は、そのほとんどがスーパーヘテロダイン方式となっており、中波帯、短波帯共に遠距離受信を目標とし、なにかんずく短波帯に於ては諸外国よりの放送電波を対象とするため、受信機入力電圧もマイクロボルトが単位となる場合が多い。故に全波受信機では、大なる増幅度が要求される。仮に電界強度が 200 マイクロボルト/メートルで空中線利得 6 デシベルのものを使用し、良く調整のとれた饋電線きでんを使用したとしても、受信機入力電圧は 400 マイクロボルトである。これでダイナミックスピーカーを働かすには、検波器までの利得が少くとも 70 デシベル、低周波の利得 40 デシベル以上、合計 110 デシベル以上の利得、即ち増幅度にして 30 万倍以上である事を必要とする。



第 34-3 図B)

これ等の利得を得るためには、一体、高周波、中間周波、低周波等を何段にしたらよいかを決定する必要がある。

それで、最初に与えられるものは

- (1) スピーカーに与えられる電圧がマグネチックでは 30 ボルト以上、ダイナミックでは出力トランスの一次側で 80 ボルト以上を必要とする。
- (2) 第二検波器の入力電圧は二極検波器では 3 ボルト以上を必要とする。
- (3) 受信機の入出電圧は短波の世界放送では 500 マイクロボルト程度が標準と考えてよく、微弱な電波を対象とするものでは 50 マイクロボルト位までと考えればよい。

以上の諸条件から利得の分配を決定してみよう。

まず低周波の電圧利得であるが、第二検波器の入力電圧 3 ボルト、変調度 60 パーセント、検波利得 1 デシベルと仮定すれば、検波器の低周波出力電圧は約 1.6 ボルトとなる。これを増幅してスピーカーに 80 ボルトの電圧を与えるためには、低周波増幅器の増幅度は 50 倍即ち 34 デシベルの利得を必要とする。そのためには検波器後に低周波電圧増幅器を一段、電力増幅器を一段附加する必要がある。

次に高周波及び中間周波の増幅度であるが、仮に受信機入力電圧が500マイクロボルトとすれば、第二検波器入力3ボルトを生ずるためには6000倍即ち約75デシベルの利得を必要とする。この75デシベルの利得を得るには中間周波増幅器の利得が一段当り30デシベル、周波数変換器の利得が約30デシベルとし、高周波増幅器の利得が15デシベルであるから、6D6—6W-C5—6D6—6Z-DH3—42程度の受信機を用いれば容易に得られる。

次に増幅度とデシベルとの関係を示しておく。

利 得 (デシベル)db	増 幅 度 (倍)	利 得 (デシベル)db	増 幅 度 (倍)
0	1	60	1000
10	3.2	70	3200
20	10	80	10000
30	32	90	32000
40	100	100	10000
50	320	110	320000
-10	$\frac{1}{3.2}$	-20	$\frac{1}{10}$

〔問-36〕全波受信機のコイルを設計する場合の要点を教えてください。

〔答〕同調回路の良否は $Q$ で表される。即ちリアクタンスの実効抵抗に対する比 $\omega L/R$ 或は $1/(\omega CR)$ で、 $Q$ の大なる程増幅度も高く、選択性も良く、したがって影像妨害も少なくなる。かような $Q$ を大きくするには、使用する線の大きさ即ち線径 $d$ を太くすれば或る程度増すことができるが、与えられたコイルには最適の寸法が存在し、その寸法は次式で計算される。

$$d_0 = \frac{\ell}{\sqrt{2N}}$$

茲に  $\ell$  = コイルの軸長 (cm)

$d_0$  = コイルの直径の最適値 (cm)

$N$  = 全巻数

普通40~25Mc位の短波では $d_0$ は1mm程度の線径が最適値であるが、全波受信機ではコイルの寸法を小さくしたいため、0.3~0.6mm程度が多く使用されている。次にコイルを巻く方法としては中短波即ち6Mc程度までは密着巻でもよいが、6Mc以上の短波では間隔巻としなければ $Q$ を上げることが相当困難である。

ではその間隔を如何程にとればよいかと言えば、相隣れる線間の間隔即ちピッ

チ  $P$  と線径との比  $P/l$  を 2~2.5 程度にするがよく、普通は  $P/d = 2$  として、即ち間隔を線径と同じ寸法にして巻けばよい。またコイルの直径  $D$  とコイルの軸長  $l$  との比  $D/l$  を 2~3 にした時が  $Q$  が最大となる。なお中短波に使用する線径は 0.2~0.4mm 程度のもが多く使用されている。

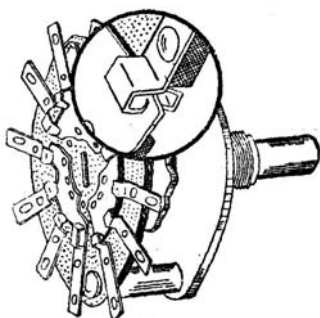
簡単な受信機では普通遮蔽罐を使用しないが、高級のものは必ずこれを使用する。遮蔽罐を使用する場合注意を要するのは、一般にコイルのインダクタンス  $L$  が減少し、高周波抵抗が増すからコイルの  $Q$  が悪くなることがある。これについては問題-27 で詳述してあるが、要するに  $Q$  の低下を来さないためには遮蔽罐の直径はコイルの直径の倍以上にすることが望ましい。

尚、コイルの巻枠には高周波損失の少ない、ステアタイト、ダイデンタイトと称する磁器絶縁物で作ったものが最も優秀であるが、これは良質のベークライト製のものでもよい。

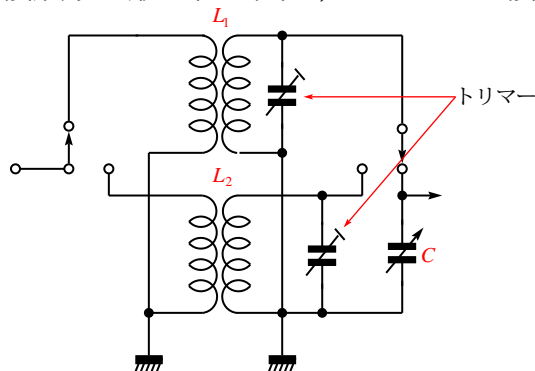
巻線を固定するにはスチロール系の塗料を使用するか、ベークライトワニスを用いて加熱乾燥する。

〔問-37〕 全波受信機の周波数切換方法について説明して下さい。

〔答〕 全波受信機に於て周波数帯の切替装置は重要な部分の一つである。この周波数帯の切替には、プラグイン方式と称して、受信用周波数帯に応じて同調線輪（コイル）を差替えて使用する方式のものと、切替スイッチを使用する方式のものがあるが、一般の全波受信機には後者が多く用いられている。第 37-1 図はこの切替に使用するスイッチの一例を示すものであって、普通の回路試験器等に使用されているものと同様の構造であるが、ただ使用箇所が複雑な高周波回路である関係上、ローター用接触子の形も種々異り、ステーター接触片にも



第 37-1 図 切替スイッチ



第 37-2 図



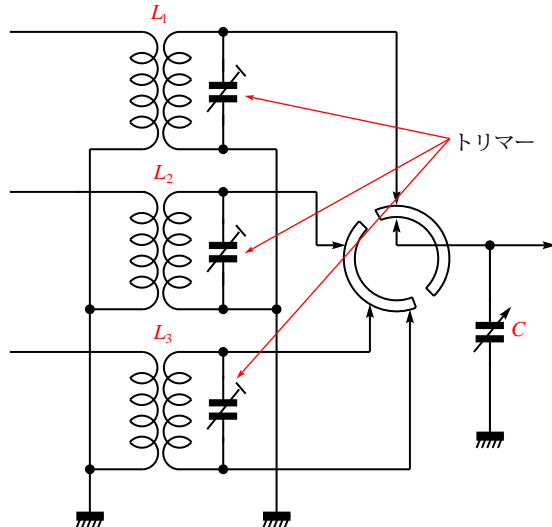
弾性の強い燐青銅などの合金を用い、これに厚く銀鍍金を施して、常に完全なる電氣的接觸が保たれるように留意されている。

次に切替スイッチを用いる二、三の方法について述べてみよう。第37-2図(前ページ)はごく一般的の切替方式であって簡単ではあるが、欠点としては、常にトリマー蓄電器とで回路が形成されているから、遊んでいる線輪が同調点に入った場合、不感点を生ずるということである。したがって各線輪の配置には十分注意しなければならない。

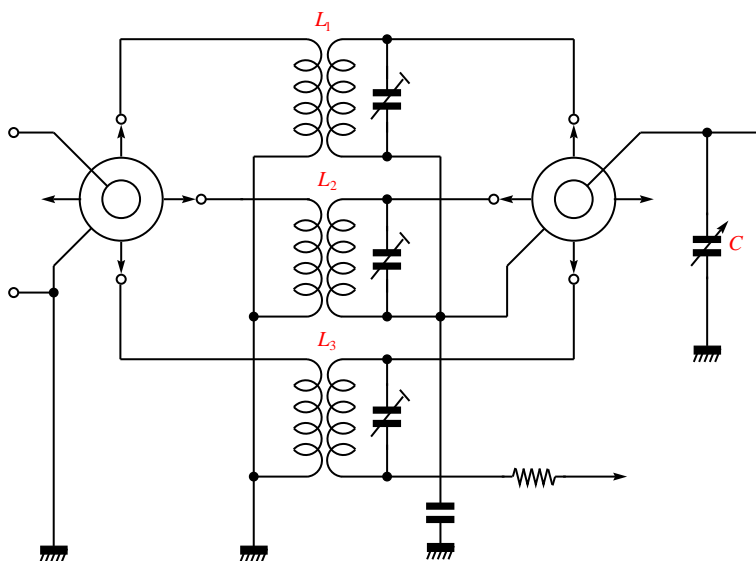
次に第37-3図の方法は高い周波数帯順に短絡を解いてゆく方式であって、大体高い周波数帯に含まれる不感点は、それより低い周波数帯の $L$ とトリマー蓄電器で作られるのを普通とするから、この方法で大体除去できる。

最後に第37-4図の方法は、遊んでいる線輪を全部短絡する方式で最も確実な方法であるが、このように短絡用接点を多く持つと機械的に複雑となり回転を非常に重くするという結果となる。この意味から第37-3図の方法が最も合理的である。

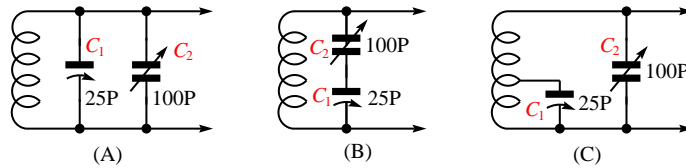
〔問-38〕バンドスプレッド方式とは何ですか。



第37-3図



第37-4図



第 38-1 図 電気的バンドスプレッド方式

〔答〕 これは帯域拡張方式などとも訳され、或る特定の周波数帯を拡張する方式である。

初心者が短波受信機を作って、いざ受信を行ってみようとする、思うように希望の局が受信できなかつたり、また最良の同調点が掴めなかつたりする場合があります。

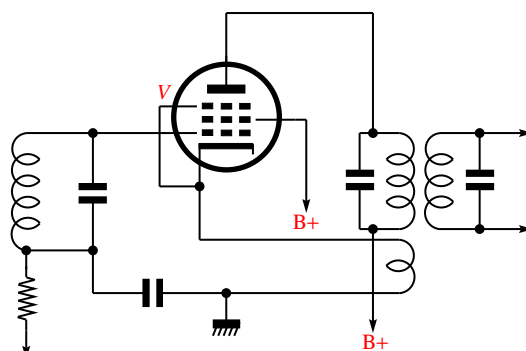
これは、あまり同調可変蓄電器の容量が大きく、したがって目盛り 1 度の中に数局が入っていたり、或は機械的に円滑な調節ができないことに原因する。このうち後者の方はダイヤルに微動式を使用することによって解決できる。これを機械的バンド・スプレッド方式という。また前者の方は電気的バンド・スプレッド方式といって、大小二個の可変蓄電器を組合せて調節を行うことによって解決される。

第 38-1 図は電気的バンド・スプレッド方式の一例を示したものであって (A) は  $C_1$  に 25 ピコファラッド、 $C_2$  に 100 ピコファラッドを用い、これ等を並列に接続したものであって、 $C_1$  によって微細な調節を行う。(B) は  $C_1$  と  $C_2$  とを直列に接続したもので、(C) は  $L$  全体に  $C_2$  を並列につなぎ、 $L$  の一部に  $C_1$  を並列に接続したものであって、これをタップドコイル法といって、著名会社の既製受信機に多く用いられている方式である。

〔問-39〕 自動選択度制御 (ASC) について説明して下さい。

〔答〕 全波受信機は、その使用目的に応じて時には混信の少ない近距離の放送局の電波を高忠実度で受信し、また或る時は多数電波の交錯する短波帯に於て微弱な遠距離局の電波を受信する必要がある。故にこれ等の使用目的に応じて、常に最高能率を発揮し得るように選択度を適当に変化させる装置が望ましい。自動選択度制御 ASC (Automatic Selectivity Control) は、受信電波の強度にしたがって自動的に受信機を選択度を制御するものであって、その方法には色々あるが、普通行われているものは到来電波の強弱に応じて自動的に中間周波変成器の  $Q$  を変え、またはその結合度或はそれ等の両者を併用するなどのものがある。

Q 調節による ASC 方式の一例を示せば、**第 39-1 図**の如く中間周波増幅器の増幅度制御を自動的に行うところの AVC と共にこれを行うようになっている。即ち到来電波の弱いときは AVC による増幅管の格子偏倚電圧は小さいから、V の相互コンダクタンスも大きく再生も大で、したがって回路の Q は増大し選択度は良くなるが、到来電波が強勢なときは AVC が働き、V の相互コンダクタンスが低下して選択度も悪くなるのである。



第 39-1 図 自動選択度制御 (ASC)

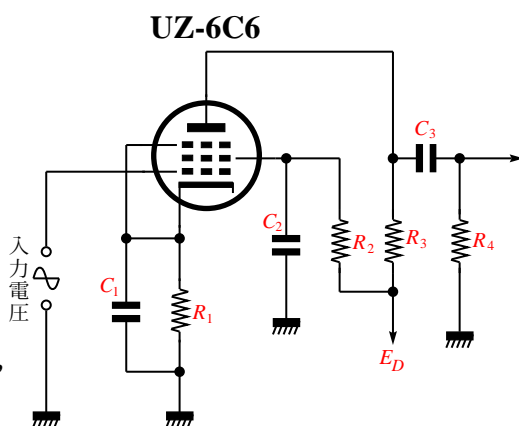
〔問-40〕UZ-6Z6 を低周波増幅に使用する場合の諸注意を教えてください。

〔答〕**第 40-1 図**は、UZ-6C6 を用いた抵抗結合低周波増幅回路の 1 例で規格は次の通りである。

プレート供給電圧 ( $E_b$ )	180V	250V
遮蔽グリッド電圧 ( $E_{sg}$ )	30V	50V
カソード抵抗 ( $R_1$ )	1.6K $\Omega$	1K $\Omega$
プレート負荷抵抗 ( $R_3$ )	250K $\Omega$	250K $\Omega$
グリッドリーク ( $R_4$ )	500K $\Omega$	500K $\Omega$
結合コンデンサ ( $C_3$ )	0.1~0.006 $\mu$ F	0.1~0.006 $\mu$ F
電圧増幅度 (A)	90	100

次に**第 40-1 図**に於て  $E_b = 250V$  の場合の各部の数値決定上の注意について述べてみよう。

$R_1$  と  $R_2$  について…… $R_1$  の値は 6C6 をプレート検波として用いる場合は、その動作基点を  $E_g - I_p$  特性曲線の下部彎曲部、即ちプレート電流の遮断点におくために 10K $\Omega$  内外とするが、単に電圧増幅管とする場合は、A 級増幅となるから規格のように 1K $\Omega$  位の低い値としなければならない。次に  $R_2$  は遮蔽グリッド電圧降下用の抵抗であって、検波と増幅とによって遮蔽グリッド電圧が幾分異なるから、これに応じてこの値を決め



第 40-1 図

なければならないのであるが、**第 40-1 図**を低周波電圧増幅回路にすれば  $R_2$  は 1

～1.5MΩ とすればよい。

$R_3$  について…… $R_3$  は大体に於て 200KΩ 乃至 300KΩ を使用すればよい。

$C_3$  と  $R_4$  について……抵抗結合回路で増幅度を上げるには結合コンデンサー ( $C_3$ ) の容量を大きくする必要があるが、それには或る限度があり、それ以上大きくしても増幅度は余り増加しないという値がある。一方スピーカーから再生し得る音の周波数は 100 サイクル以下を出し得るものは稀である。したがって結合コンデンサーの容量を過度に大きくすることは無益であるばかりでなく、あまりこの容量を大きくすると、大なる入力圧力が加った時、ブロッキング現象を起す。このブロッキングというのは、抵抗結合増幅回路に於て結合コンデンサーが過大であると、少し大きな入力があった時、結合コンデンサーに相当量の負の電気が充電され、これがグリッドリーク  $R_4$  を通じて放電されるのに時間を要し、その間増幅作用が止る現象である。そしてこのブロッキングは  $C-R$  より成る結合回路の時定数 ( $C_3$  と  $R_4$  との積) に関係するものである。

この対策としてグリッドリーク ( $R_4$ ) の値を少なくして時定数を小さくしなければならないのである。しかしこのように結合コンデンサーを大きく、反対にグリッドリークを小さくすれば、負荷抵抗 ( $R_3$ ) の値が小さくなる ( $R_3$  と  $R_4$  とは低周波に対しては並列となっている) から結局増幅度が低下することとなって増幅器の能率が下る。

そこで  $C_3$  と  $R_4$  との最適の組合せを示すと下記の通りである。

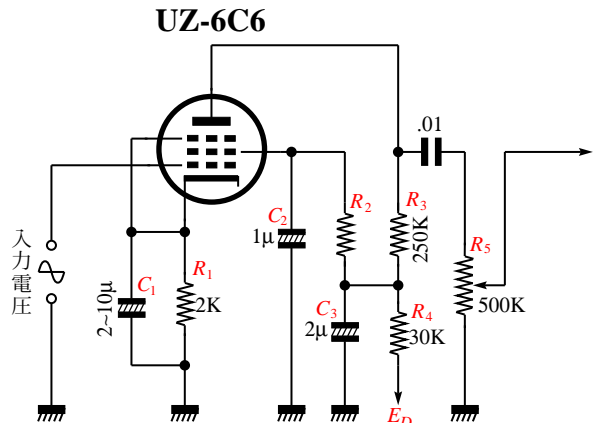
$C_3(\mu\text{F})$ ……0.02 以上 0.1 以下……0.01 以上 0.02 以下

$R_4(\text{M}\Omega)$ ……0.5……1.0

尚、 $C_1$  には 1～10 $\mu\text{F}$ 、 $C_2$  には 0.1～1 $\mu\text{F}$  が適當である。

### UZ-6C6 を用いた抵抗結合増幅回路

第 40-2 図も UZ-6C6 を用いた抵抗結合増幅回路の一例であって各部の数値は第 40-1 図とほぼ同じであるが、本回路ではグリッドリーク ( $R_5$ ) に可変レジスタを用い、これを加減して次段の真空管に加える発振電圧を調節して音量調節



第 40-2 図

を行っている。また、本回路には負荷抵抗と直列に  $R_4$ ,  $C_3$  より成る減結合回路をつなぎ、電源が各段に共用される場合に電源回路に低周波電流の流れるのを防ぎ、各段が電源の有する共通のインピーダンスで結合されぬようにしている。これは抵抗結合二段増幅以上の回路に於て起り易いモーターボート現象を防止するに有効である。

### UZ-6C6 を三極管接続として用いる場合

#### (1) 一般特性

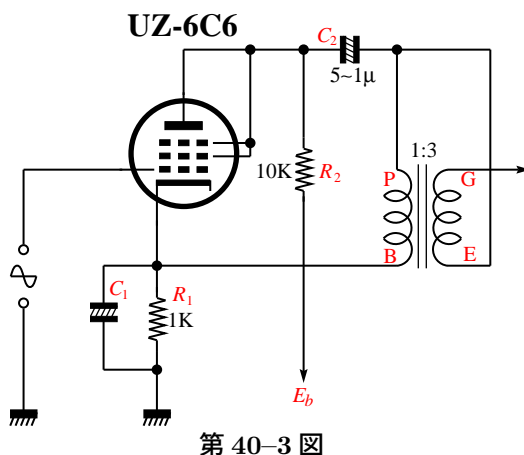
UZ-6C6 の遮蔽グリッドと抑制グリッドとを一纏としてこれをプレートに接続すれば、三極管として使用でき、しかも増幅率が大きく出力も 250mW 位が得られるので、低周波電圧増幅管または出力管として使用することができる。

この場合の規格と特性は下記の通りである。

プレート電圧	180V	250V
グリッド電圧	-5.3V	-8V
増幅率	20	20
プレート抵抗	11000 $\Omega$	10500 $\Omega$
相互コンダクタンス	1800 $\mu\text{U}$	1900 $\mu\text{U}$
プレート電流	5.3mA	6.5mA
カソード抵抗	1.2K $\Omega$	1.2K $\Omega$
最大出力	約 250mW	約 250mW

#### (2) 低周波電圧増幅管として使用する 場合の回路

UZ-6C6 を三極管接続とすれば、プレート抵抗が UY-56 とほぼ同様約 10K $\Omega$  となるからこれを抵抗結合とも、またはトランス結合ともすることができる。そしてトランス結合とする場合は第 40-3 図の如くクローフ方式とすることが望ましい。これは抵抗結合とトランス結合とを組合せたようなもので、抵抗トランス結合ともいわれており、単なるトランス結合よりも種々の利点がある。



これに使用するトランスは市販の認定品と称する程度のもので一次線に 0.12mm(#40) 位のエナメル線を 3~4000 回、二次線に 0.09mm(#43) 位のものを 9000~12000 回

巻いたもの、即ち巻回比 1:3 程度のものである。これはインダクタンスにして一次が 5H、二次が 15H 位となる。

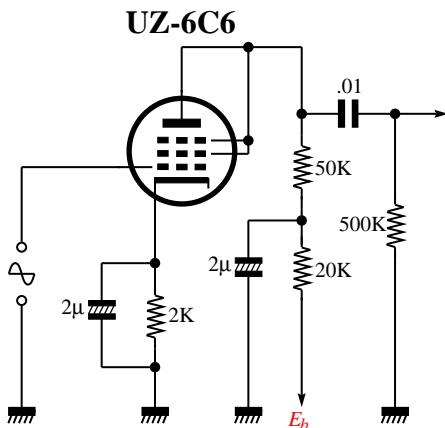
一般に行われているトランス結合では一次線に直流プレート電流が通じ、これがためインダクタンスが減少し、低い周波数に於て増幅度が低下して高音部が過ぎて音質が劣化する。

これを防止するには図のようにクローフ結合法式とする。こうすれば直流は  $C_2$  によって遮断されてトランスの一次側を流れないから、直流によってインダクタンスが減少せず、しかも低周波電流は  $C_2$  を通じて流れることとなる。そして次段の真空管のグリッドに加わる低周波電圧は、一次側即ち PB 間に生じたものと二次側即ち GF 間に生じたものとの和となるから、1:3 のトランスで 1:4 の効果を挙げる事ができる。なおこの上に結合コンデンサーとトランスのインダクタンスとを適当に選べば  $C$  と  $L$  とが数十サイクルに於て直列共振を起すから、共振周波数付近の再生を強調させる事が出来るという利点がある。

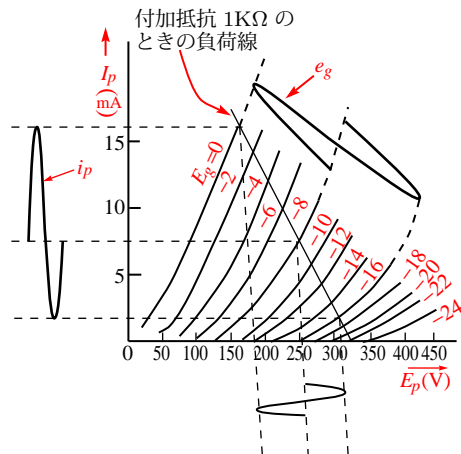
次に第 40-4 図はこれを抵抗結合増幅に用いた場合であって、この場合は負荷抵抗は、50K $\Omega$  乃至 70K $\Omega$  としグリッドリークは 500K $\Omega$  とするのが普通である。

(3) 低周波電力増幅管として使用する場合

三極管接続の  $E_p$ - $I_p$  静特性は第 40-5 図のようになる。今これを出力管として使用しマグネチックスピーカーを接続するとすれば、そのインピーダンスは 500 サイクルで約 10K $\Omega$  であるから、これを負荷として負荷線を引けば第 40-5 図の斜線のようになる。



第 40-4 図



第 40-5 図



次にこの状態に於て波高値にして8Vの入力電圧( $e_g$ )を加えた場合のプレート電圧 $e_p$ とプレート電流 $i_p$ の変化を調べてみると、大体に於て $e_p$ は250Vを中心として約310V( $E_{max}$ )から190V( $E_{min}$ )まで変化し、また $i_p$ は2mA( $I_{min}$ )から16mA( $I_{max}$ )まで変化することが判る。よってこの場合の出力( $P$ )は次式から求めることができる。

$$P = \frac{E_{最大} - E_{最小}}{2\sqrt{2}} \times \frac{I_{最大} - I_{最小}}{2\sqrt{2}}$$

$$= \frac{(E_{最大} - E_{最小})(I_{最大} - I_{最小})}{8}$$

上式に数値を代入して

$$P = \frac{1}{8} \times (310 - 190) \times (0.016 - 0.002)$$

$$= \frac{1}{8} \times 120 \times 0.014 = 0.21W = 210mW$$

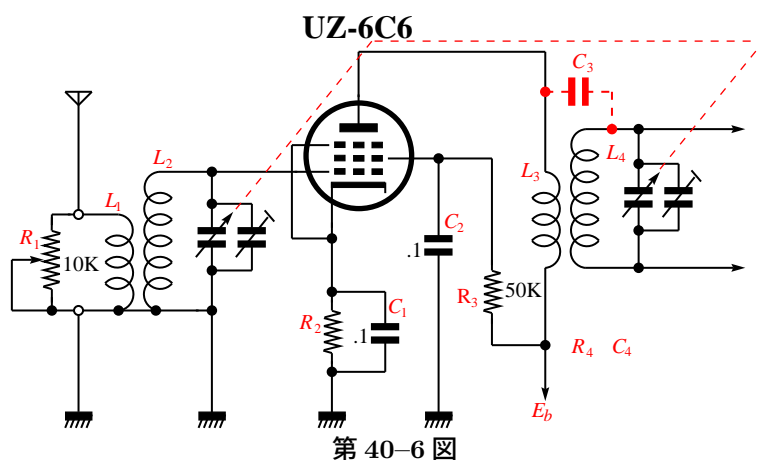
即ち約200ミリワット内外の出力が得られるから、マグネチックスピーカーを十分に働かすことができる。

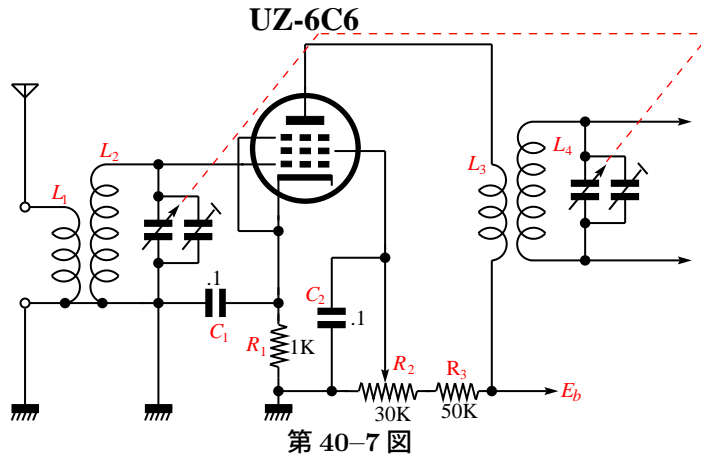
### UZ-6C6 を用いた高周波増幅回路

UZ-6C6はUZ-6D6と同様高周波増幅管としても使用することができる。

しかし、6C6は6D6のごとく可変増幅の特性を有せず、 $E_p-I_p$ 特性が急傾斜となっているから、

あまりグリッドバイアス電圧を加減して増幅率を変化することができない。したがって入力の小なるときは歪なく大なる増幅を行うことができるが、入力が大きくなると、増幅波形に歪を生ずることとなる。これを防止するために第40-6図のごとくアンテナコイルに並列に10K $\Omega$ 位の可変抵抗器を挿入して入力電圧を加減する方法と、第40-7図(次ページ)のように $R_2$ によって遮蔽グリッド電圧を





変化し真空管の相互コンダクタンスを変えて増幅度を変え音量調節を行う方法とがある。

〔問-41〕 トランスレス・スーパー用真空管として最近市場で発売されている下記の真空管の用途と規格を教えてください。

12W-C5, 12Y-V1A, 12Z-DH3A, 12Z-P1A, 36Z-K12

〔答〕 12W-C5

用途＝周波数変換用五グリッド七極管で、発振電流に全カソード電流を利用しているため安定に動作し、従来の6A7に比して非常に性能が高い。

特 性	
カソード	傍熱型
ヒーター電圧	12V
ヒーター電流	0.175A
電極間静電容量	
第三グリッドと他の全電極間	85 $\mu$ F
プレートと他の全電極間	7.0 $\mu$ F
第一グリッド他の全電極間	7.0 $\mu$ F
第三グリッドとプレート間	0.65 $\mu$ F
第一グリッド第三グリッド間	0.34 $\mu$ F
第一グリッドとプレート間	0.5 $\mu$ F
第一グリッドとカソードを除いた他の全電極間	3.0 $\mu$ F
第一グリッドとカソード間	2.7 $\mu$ F
自励の場合の動作例	
ヒーター電圧	12V
プレート電圧	250V



第二・第四グリッド電圧	100V
第三グリッド電圧	0V
第一グリッド漏洩抵抗 <sup>ろうえい</sup>	20k $\Omega$
プレート電流	3.2mA
第二・第四グリッド電流	8.0mA
第一グリッド電流	0.5mA
カソード全電流	11.7mA
内部抵抗	約1M $\Omega$
変換コンダクタンス	450 $\mu\text{S}$

第一グリッドとプレートへ接続された第二・第四グリッド間の相互コンダクタンスは、第一・第三グリッドがそれぞれ0V、第二・第四グリッド及びプレートが100Vの場合に約4500 $\mu\text{S}$ である。

### 12Y-V1A

用途＝高周波及び中間周波の可変増幅用五極管で12Y-V1の改良管である。

特 性		
カソード		傍熱型
ヒータ電圧		12V
ヒーター電流		0.175A
電極間静電容量		
プレートと第二グリッド間		約0.003 $\mu\text{F}$
入力側		約4 $\mu\text{F}$
出力側		約8 $\mu\text{F}$
真空管の外部にシールドをした場合		
動作側		
ヒーター電圧	12	12V
プレート電圧	100	最大250V
第二グリッド電圧	100	最大100V
第一グリッド電圧	-3	-3V
プレート電流	8	8.2mA
第二グリッド電流	2.2	2.0mA
相互コンダクタンス	1.5	1.6 $\text{S}$
内部抵抗	約0.25	約0.8M $\Omega$

### 12Z-DH3A

用途＝単二極管と高増幅定数三極管を一つの管内に封じこんだ複合管である。

特 性

カソード		傍熱型
ヒーター電圧		12V
ヒーター電流		0.175A
電極間静電容量		
二極管部		
プレートとカソード間		約 $2\mu\text{F}$
三極管部		
プレートとグリッド間		約 $2\mu\text{F}$
グリッドとカソード間		約 $2\mu\text{F}$
プレートとカソード間		約 $0.3\mu\text{F}$
動作例		
二極管部		
ヒーター電圧		12V
最大交流入力電圧		50V
最大平均出力電流		$240\mu\text{A}$
負荷抵抗		$250\text{k}\Omega$
二極管部は三極管部と共通のカソード・		
リードを有している以外に関係はない。		
三極管部		
ヒーター電圧	12	12V
プレート電圧	100	最大 250V
グリッド電圧	-1	-2
プレート電流	0.3	$0.8\text{mA}$
相互コンダクタンス	0.9	$1.1\text{m}\Omega$
内部抵抗	100	$91\text{k}\Omega$
増幅率	100	100

### 12Z-P1A

用途＝電力増幅用の五極管で、現在使われている。12Z-P1 の改良型であるから諸特性はほとんど同一である。

特 性		
カソード		傍熱型
ヒーター電圧		12V
ヒーター電流		0.175A
A 級増幅としての動作例		
ヒーター電圧	12	12V
プレート電圧	180	180V

第二グリッド電圧	150	180V
第一グリッド電圧	-8	-10V
プレート電流	12.5	15mA
第二グリッド電流	2.05	2.5mA
負荷抵抗	13	12k $\Omega$
出力	0.8	1.1W
相互コンダクタンス	2.04	2.1m $\Omega$
内部抵抗	140	130k $\Omega$
歪率	約10	約10

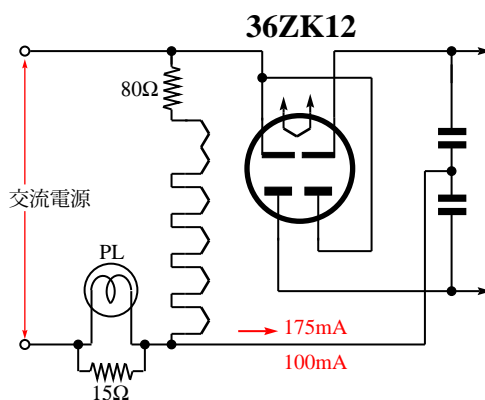
### 36Z-K12

用途＝倍電圧整流用双二極管で、前記の各真空管と組合せてトランスレス式スーパーを組立てるのに好適である。

特 性	
カソード	傍熱型
ヒーター電圧	36V
ヒーター電流	0.175A
倍電圧整流としての動作例	
最大尖頭逆耐電圧 (各極ごと)	350V
最大交流入力 (各プレートごと, 実効値)	125V
ヒーターとカソード間の最大直流電圧 (各カソードごと)	300V
最大プレート尖頭電流 (各プレートごと)	250mA
最大平均出力電流	45mA

〔問-42〕トランスレス受信機のパイロットランプの接続方法が第 42-1 図のようになっている回路がありますが、これはどんな利点がありますか。

〔答〕一般にトランスレス受信機ではパイロットランプを真空管のヒーターと直列にして使用しているが、この場合は電源を閉じた瞬間の始動電流が過大であるためフィラメントの断線を早める傾向がある。それで第 42-1 図のように

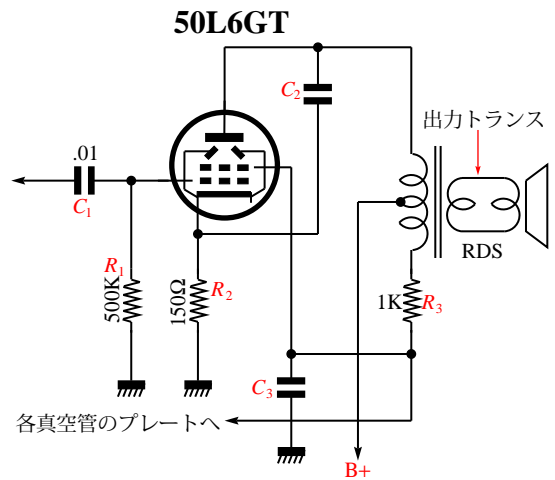


第 42-1 図

つないで、ヒーター電流の外に整流された電流をも利用してこの欠点を除いている。この結果電源を閉じてからパイロットを流れる電流の変化は、最初の始動電流が終ってから整流電流が流れ始めるようになる。なお出力管が過負荷になった状態を考えると、このときはプレート電流が変化するからパイロットの明るさが音声に応じて変化するため、過負荷を直ちに知ることができるのである。

〔問-43〕 アメリカの五球スーパー受信機出力回路では第 43-1 図のように、出力トランスの一次側の中央へ B 電圧を供給しているのがありますが、これはどんな利点がありますか。

〔答〕 出力管 50L6GT はビーム管であって、陰極回路に  $R_2$  のみがつながれてバイパスコンデンサーが省略してあるのは、電流負饋還<sup>きかん</sup>によって歪を減少させるためである。次に、出力トランスの一次側中間端子に B 電源をつなぎ、一方は出力管のプレート<sup>しゃへい</sup>へ、他方は  $R_3$  を通じてその遮蔽グリッド及び他の真空管のプレートに接続されているが、このようにすると出力トランスの直流による磁気飽和によってリアクタンスの低下を防止し、低音部の再生良好となる利点があると共に、出力管のハム、雑音等もこの平衡回路で打消すことができるのである。

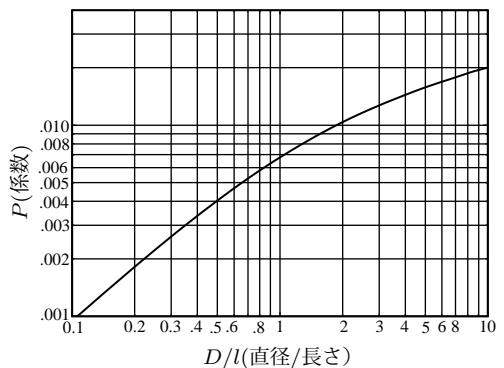


第 43-1 図

〔問-44〕 単層ソレノイドコイルのインダクタンスまたは巻回数を図表より求める方法を教えて下さい。

〔答〕 第 44-1 図の単層ソレノイドコイルのインダクタンス計算図表<sup>1)</sup>を用いて容易に求めることができる。

単層ソレノイドコイルのインダクタンスを計算する式はいろいろあるが、これ等のうち



第 44-1(A) 図

1) 第 44-1 図の内、インダクタンスは、後述の数式を用いて容易に計算できるので、ここでは係数 P を求める図のみを掲載した。

長岡式がもっとも正確である。

長岡式は

$$L = \frac{(\pi DN)^2 K}{\ell} \times 10^{-3} \quad (\mu\text{H}) \quad (3)$$

但し  $L =$  インダクタンス ( $\mu\text{H}$ )

$D =$  コイルの直径 (cm)

$\ell =$  コイルの長さ (cm)

$N =$  全巻数

$K =$  長岡係数 ( $D/\ell$ によりきまる)

更にこの式変形してみると (3) 式で

$$\frac{\pi^2 DK}{\ell} \times 10^{-3} = P$$

とおくと (3) は

$$L = N^2 DP$$

のように簡単になる。 $P$  は勿論  $\frac{D}{\ell}$  できまる係数である。

この係数  $P$  を第 44-1 図(A) より求め、次に第 44-1 図(B) の図表<sup>2)</sup> で巻回数  $N$ 、インダクタンス  $L$ 、係数  $P$ 、直径  $D$  間の関係が直ちに得られる。

計算例

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{コイルの直径, } D = 4\text{cm} \\ \text{コイルの長さ, } \ell = 4\text{cm} \\ \text{巻回数, } N = 100 \text{ 回} \end{array} \right.$$

上記のようなコイルのインダクタンスを求めてみる。

まず、第 44-1 図(A) で  $D/\ell = 1$  から  $P = 0.006$  を求め、第 44-1 図(B) の図表により  $N$  軸上の 100 と  $D$  軸上の 4 を結び、参照線との交点と  $P$  軸上の 0.006 とを結べば  $L$  軸上に  $250\mu\text{H}$  が得られる。

次にあるインダクタンスを有するコイルの巻数を求める時は逆に  $P$  と  $L$  を結び、参照線との交点と  $D$  とを結んで延長上に  $N$  を得ることができる。その他  $L$ 、 $N$ 、 $D$ 、 $P$  の内の三つが判っていれば他の一つを求めることができる。

2) 省略。上記注参照。

〔問-45〕 多層コイルのインダクタンスの求め方を教えてください。

〔答〕 第 45-1 図の図表<sup>3)</sup>による求め方を説明すれば

$$L = 0.174 \times \frac{MD^{2.5}N^2}{T^{0.5}OD}$$

$L$  = マイクロヘンリー

$$MD = \text{コイルの平均直径 (インチ)} = \frac{\text{内径} + \text{外径}}{2}$$

$N$  = 全巻数

$T$  = コイルの長さ, すなわちコイルの厚さ (インチ)

$OD$  = コイルの外径 (インチ)

## 使用法

### 例

平均直径 0.7 インチ, 全回数 500 回, コイルの厚さ 0.3 インチ, コイルの外径 1.1 インチの外型ハネカムコイルのインダクタンスを求めよ。

### 解

(1) の線の 0.7 の点と (2) の線の 500 の点を結んで直線を描くと, その延長は (3) の線のイの点で交叉する。つぎにイの点と (4) の線の 0.3 の点を結んで直線を描くと, その延長は (5) の線の口の点で交叉する。

最後に口の点と (6) の 1.1 の点を結んで直線を描きそれを延長すると, (7) の線の 3150 の点で交叉する。これが求めるインダクタンスのマイクロヘンリーである。

### (備考)

本表はハネカムコイルその他の多重巻コイルのインダクタンス計算に使用するもので, でき上がったコイルの外形各部の寸法と, コイルの全回数とでインダクタンスを求めるためのもので, インダクタンスをあらかじめ決定して何回巻くべきかというのには不便である。ゆえにもし工作上その必要ある場合は, 定めた寸法で 100 回, 200 回, 300 回……1000 回等の各回数のを製作し, そのおのこのインダクタンスを本図表により算出し, つぎにコイル回数とインダクタンスの曲線を方眼紙上に表わして置けば, その範囲内で所要のインダクタンスに対する巻回数を直ちに知ることができる。

3) 原著の印刷不鮮明のため省略。

〔問-46〕 ループアンテナの設計図表の使用法を教えてください。

〔答〕 第46-1図は四角形のループアンテナの設計に使用せらるべき図表<sup>4)</sup>で、同調範囲はラジオ放送受信用全周波数帯を含むものである。この図表には abc 及び  $n$  の4つの線があり、中央に照合線がある。使用法はつぎに例示する。

### 使用法例題

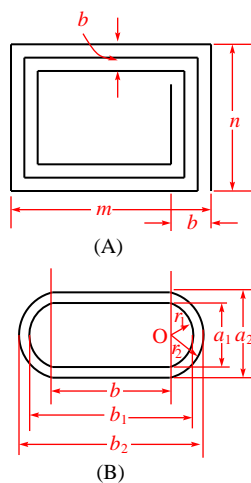
同調バリコンの最大容量  $0.00035\mu\text{F}$  のものを用い、ループの一边を 30 とすれば、ループの幅及び総回数は何程とすべきか。

### 求め方

Cの線上で0.00035の点と、aの線の30の点とを結ぶと直線イができて口の点で照合線と交叉する。つぎにこの交叉点口を通る直線をbとnとの間に引けばよいのであるから、かりに(ループの巻き幅)を8cmとすれば、bの線の8の点と中央の口の点とを結んで直線を引き、それをnまで延して21回強となる。

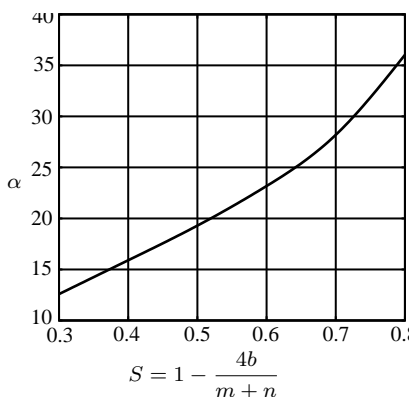
### 注意

四角形のループにも函型と平板型とある。ループの一边の長さ a は函型では四角の一边でよいが、平板型では平均の一边の長さを用いるのであるから、カット・アンド・トライで幾度もやり直して見ないと、よい結果が得られない。ループの巻幅 b は函型ではコイルの巻き幅であるが、平板型では最も内側と最も外側とのコイルの距離である。



第46-2図

【参考 ループアンテナの設計法】



第46-3図

4) 原著の印刷不鮮明のため省略し、この項末に計算方法を場「参考」として掲載する。

第 46-2 図 (前ページ) (A) の矩形渦巻状のループ・アンテナのインダクタンス  $L$  は

$$L = \frac{\alpha}{\pi}(m+n-4b)N^2 \times 10^{-3} \mu\text{H}$$

(単には cm) で計算でき、捲数  $N$  は、したがって

$$N = \sqrt{\frac{L\pi}{\alpha(m+n-4b) \times 10^{-3}}}$$

で求めることができる。ただし  $L$  の単位は  $\mu\text{H}$  である。なお、 $\alpha$  は第 46-3 図 (前ページ) より求める。

第 46-2 図(B) の運動場のトラックに似た「小判型」のループ・アンテナは、必要なインダクタンスを  $L(\mu\text{H})$  とすれば、その捲数は

$$N = \sqrt{\frac{L(8a+11b)}{0.4a^2}}$$

で計算できる。ただし、

$$\begin{cases} a = \frac{r_1 + r_2}{2} \\ b = r_1 + r_2 \end{cases}$$

である。ここで、 $a$ 、 $b$  を求めるための  $r_1$ 、 $r_2$  は第 46-2 図の中の  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $b_1$ 、 $b_2$  から

$$\begin{cases} r_1 = \left( \frac{a_1 + a_2}{\pi} \right) \times 0.9 \\ r_2 = \left( \frac{b_1 + b_2}{\pi} \right) \times 0.9 \end{cases}$$

として計算する。

〔問-47〕 中波及び短波帯の同調周波数を求める図表をお知らせ下さい。

〔答〕 第 47-1 図【省略】と第 47-2 図【省略】を参照<sup>5)</sup>されたし。

〔問-48〕 デシベルの意味とその求め方について教えて下さい。

〔答〕 デシベルとは何か

デシベル (decibel) は略して db または DB と書き、これをディービーと読む。

5) 周波数 ( $f$ ) とコイルのインダクタンス ( $L$ ) およびコンデンサのキャパシタンス ( $C$ ) との間には、

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

で容易に計算できるのでここでは省略した。



このデシベルは、有線電話に用いられる通話単位 TU(transmission unit) が無線に用いられるようになったものであって、一般に異なる回路相互間、または一つの回路における異なる部分相互間の電力、電圧、電流等の利得または減衰を表すに用いる単位である。

### デシベルの計算式

電力の場合は比較すべき二つの電力比の常用対数を 10 倍したものであって次の式で表される。

$$\text{db} = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} \quad (4)$$

次に、電圧比、電流比を求めるには、測定箇所の端子インピーダンスが等しい場合は電圧比、電流比の常用対数を 20 倍したものであって次の式で表される。

電圧比の場合

$$\text{db} = 20 \log_{10} \frac{E_1}{E_2} \quad (5)$$

電流比の場合

$$\text{db} = 20 \log_{10} \frac{I_1}{I_2} \quad (6)$$

尚、測定箇所の端子インピーダンスが等しくない場合は次の式を用いなければならない。

$$\text{db} = 20 \log_{10} \frac{\overline{I_1 \sqrt{R_1}}}{\overline{I_2 \sqrt{R_2}}} \quad (7)$$

しかし、一般には (7) 式は使用せず (5)(6) 式が用いられている。

### 常用対数について

上式中に  $10 \log_{10} \dots$  等という常用対数による計算式があるからこれについて簡単に説明しておく。

今、茲に 10 を 2 乗した数は 100 であることを表すには次のようにする。

$$10^2 = 100$$

この場合 2 乗の 2 の数を 100 の常用対数といい、これを次の如く書いて表すことが出来る。

$$2 = \log_{10} 100$$

同様にして

$$10^3 = 1000$$

の場合は、3は1000の常用対数であるから、これを次のように書いて表す。

$$3 = \log_{10} 1000$$

これ等の式で判るように

$$n = a^x$$

である場合、 $x$ は $a$ を底とする $n$ の対数であるといい、又 $n$ は $x$ の真数であるという。すなわち、前式に於て $100 = 10^2$ である場合2は10を底とする100の対数であり、また100は2の真数であるというのである。

上式の $n = a^x$ に於て $a$ のことを底数といい、この底数が $3 = \log_{10} 1000$  場合のように10であるときは、これを常用対数というのである。

対数ではその整数部を指標といい、小数部を仮数という。たとえば

$$\log_{10} 255.1 = 2.4067$$

であるとすれば、この場合、整数部の2は指標であり、0.4067の小数部は仮数である。

### 指標の規則

対数の指標については次のような規則がある。

〔規則-1〕 1よりも大なる数の対数の指標は、その数の整数部の数字の数よりも1だけ小なる数である。

たとえば100という数字は整数部の数字の数が1が一つで0が二個であるからその対数は、この3よりも1だけ小さい数すなわち $3 - 1 = 2$ であることが判る。

同様にして1000の対数は、整数部の数字が四個であるから、これよりも1だけ小さい3である。

〔規則-2〕 1よりも小なる数の対数の指標は、その数の小数点と最初の有効数字との間にある0の数よりも1だけ大なる数を絶対値とする負数である。

たとえば、0.1の対数の指標は小数点と最初の有効数字、すなわち1との間に0が無いから-1であるが、0.01は小数点と最初の有効数字との間に0が一つあるから、この0の数よりも1だけ大なる数すなわち2を絶対値にする負数であって-2となる。

尚、仮数は常用対数表というものをを用いて簡単に求めることが出来るが、ここではその説明は省略する。

### デシベルのプラスとマイナス

受信機の測定に際して増幅度（ゲーン）がプラスであるとか、マイナスであるという言葉を用いるが、これは、出力電圧  $E_2$  が、その部分の入力電圧より大きいか、小さいかであって、出力電圧が入力電圧よりも大きいときはプラスであり、小さいときはマイナスである。

たとえば、高周波増幅器の利得がプラス 40 デシベル（単に 40 デシベルという）であるというときは、例えば高周波入力端に 0.1 ボルトの入力電圧を与えて、それが出力端に 10 ボルトとなって現われた場合であり、また検波器の利得がマイナス 20 デシベルであるというときは、検波器の入力側に仮に 1 ボルトの高周波電圧を加えると出力端に 0.1 ボルトの変調電圧が現われるという意味である。

### デシベルの基準

受信機の増幅度が何デシベルあるとか、また電力の損失が何デシベルであるかという場合、そこに基準となるものが必要である。

デシベルでは或る値を基準と定め、これを基準レベルなどといっている。この基準レベルすなわち 0db は、どこに定めてもよいのであるが、吾が国の有線電話の方では、600 オームの抵抗内の電力 1 ミリワットを基準として（電圧では 0.77 ボルト）これを零デシベルと称している。

### 簡単なデシベルの計算例

〔例題-1〕 電圧比 100 は何デシベルになるか。

〔解〕 (4) 式により

$$\text{db} = 20 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$$

のうちの  $P_1/P_2$  が 100 であるから、その対数は 2 である。ゆえに

$$\text{db} = 20 \times 2 = 40 \text{ (デシベル)}$$

〔例題-2〕 二段増幅の電圧増幅回路に於て、各段の利得が 40 デシベルなる場合の全利得は何デシベルなるか。

〔解〕 増幅度をデシベルで表す場合は、各段の利得を加えれば全利得が得られる。ゆえに全利得は

$$40\text{db} + 40\text{db} = 80\text{db}$$

## デシベル換算表の使用法

デシベルを求むる場合デシベル換算表を使用すると便利である。

第7表 デシベル換算表

デシベル db	電圧比・電流比		電圧比・電流比	
	利 得	損 失	利 得	損 失
1.0	1.12	0.89	1.26	0.79
2.0	1.26	0.79	1.59	0.63
4.5	1.68	0.60	2.82	0.35
6.0	2.00	0.50	4.00	0.25
10.0	3.16	0.32	10.00	0.10
11.2	3.63	0.28	13.18	0.08
15.0	5.62	0.18	31.62	0.03
19.0	8.91	0.11	79.43	0.013
20.0	10.00	0.10	100.00	0.01

第7表はデシベル換算表の一部を摘出したものであって、次にこの表の使用法を述べてみよう。

〔例題-1〕 46 デシベルを電圧比で表せば何デシベルとなるか。

〔解〕 普通デシベル換算表には 20 デシベルまでの値が記載されているから、それ以上の数の場合は、これをいくつか都合のよいように配分して求めるのである。すなわち今の場合には 46db であるからこれを 20db + 20db + 6db のように配分し換算表より各々の電圧比を求めると

$$20\text{db} = 10$$

$$20\text{db} = 10$$

$$6\text{db} = 2$$

となる。よって求むる 46db の電圧比は

$$10 \times 10 \times 2 = 200$$

となる。

〔例題-2〕 35 デシベルを電圧比に換算すれば何程となるか。

〔解〕 35db を 20db + 15db に分け各々の電圧比を求め、最後にこれ等を掛け合わせる。

$$20\text{db} = 10$$

$$15\text{db} = 5.62$$

ゆえに  $10 \times 5.62 = 56.2$  となる。

〔例題-3〕電圧比 363 倍は幾デシベルとなるか。

〔解〕まず 363 を 100 で除す。

$363 \div 100 = 3.63$  が得られる。これを換算表によりデシベルに直すと 11.2 デシベルが得られる。ゆえに、これに 40 を加えて

$$11.2 + 40 = 51.2\text{db}$$

が求むる答となる。

〔注意〕上式のように倍数が三桁ならば 100 で除し、次にこれをデシベルに直し、これに 40 を加える。同様に倍数が四桁ならば 1000 で除し、これをデシベルに直し、これに 60 を加えるようにするのである。

〔問-49〕国民型スーパーヘテロダイン受信機の規格を教えてください。

〔答〕昭和 22 年 9 月 16 日制定されたる規格は下記の通りである。

## 第 1 章 総 則

第 1 條 定義……スーパーヘテロダイン級国民型受信機とは、100V 50 乃至 60 $\frac{c}{s}$  の交流電源に接続し、電界強度 0.025mV/m 以上の区域に於て使用し得るスーパーヘテロダイン式放送周波数帯聴取受信機で以下規定した事項に適合するものをいう。

第 2 條 使用真空管……本機に使用する真空管は次の数種とする

周波数変換管	1	中間周波増幅管	1
第二検波管	1	低周波出力管	1
整流管	1		

使用真空管は元日本通信機工業会標準品種及び準標準品種の一級規格品を使用することを要する。また整流管の代りに金属整流器を使用しても差支えない

第 3 條 部分品に対する規格 (省略)

第 4 條 標示事項……本機に下記の事項を見易き所に明示することを要する

1. 銘板記載事項

- (1) 名 称                   (2) 電源電圧, 周波数及び入力 (VA)  
 (3) 定格出力 (W)   (4) 製造年月   (5) 製造者名

## 2. 記 号

真空管受口, 空中線端子及び接地端子にはそれぞれわかり易い記号を附さなければならぬ。

第5條 接続図……本機の取扱い上に必要なる接続図を見易い所に貼付することを要す。

## 第2章 電氣的性能

第1條 標準試験状態……受信機を擬似空中線 ( $L = 14\mu\text{H}$ ,  $C = 150\mu\mu\text{F}$ ,  $R = 50\Omega$ ) と規定電源に接続して高周波電圧 (搬送周波数 550 乃至 1500kc/s) 変調周波数 100 乃至 4000c/s 変調度 40% の変調波を加えて動作せしめる状態をいう。

第2條 受信周波数帯……500 乃至 1500kc の放送電波を受信し得ることを要する。

第3條 中間周波数……463kc とすることを要する。

第4條 感度……本機を標準試験状態におき電氣的出力 50mW を得るに要する空中線入力が 0.1mV 以下たることを要する。その最大感度と最小感度の差は 1.4db 以内なることを要する。また電源電圧が 90V となった時と 100V との感度差は 10db 以下なることを要する。

第5條 電氣的出力……本機を標準試験状態におき入力 5mV (1000kc/s, 400c/s 40% 変調) の状態で終段管無誘導負荷に歪率 15% の時の出力が定格出力以上であることを要する。定格出力は 300mW 以上なることを要する。

第6條 電氣的忠実度……本機を最高度の状態におき終段管無誘導負荷において下記内にあることを要する。

最高出力との差  $\left\{ \begin{array}{l} 100\text{c/sに於て } 6\text{db 以内} \\ 4000\text{c/sに於て } 15\text{db 以内} \end{array} \right.$

第7條 電気音響的忠実度……前條と同様の動作状態に於て100乃至4000<sup>ないし</sup>c/s間における音圧を測定し、その平均レベルを求め偏差が次の値以下なることを要する。

+10db                      -15db

第8條 選択度……本機を第4條と同様の動作状態におき各搬送周波数において10kc離調した時18db以上なることを要する。

第9條 影像比……第4條と同様の状態に於て希望信号周波数電圧と影像周波数入力電圧との比が25db以上たることを要する。

第10條 雑音……終段管無誘導負荷に於て1mW以下なることを要する。

第11條 振動電流……本機を使用状態においた場合局部発振周波数によって10mの距離のあらゆる放送聴取用受信機に実用上支障を起さぬことを要する。

第12條 絶縁抵抗及絶縁耐力

	変圧器を有するもの		単巻変圧器及び変圧器なし	
	絶縁抵抗	絶縁耐力	絶縁抵抗	絶縁耐力
B配線とシャーシ及び電池端子間	直流250Vにて1MΩ以上	使用電圧の2倍の直流電圧を3分間加える	直流250Vにて1MΩ以上	使用電圧の2倍の直流電圧を3分間加える
電源コードとシャーシまたは接地端子間	直流500Vにて5MΩ以上	交流1000Vを10分間加える	電源コード接地間に500Vにて1MΩ以上	交流100Vを10分間加える
電源変圧器入力端子とB配線間及B線輪と鉄芯間	同上	同上		

注(1) 電解蓄電器を使用するものでは最大電圧の1.1倍の電圧を3分間加えこれに耐えることを要する。

(2) 電解蓄電器を使用する倍電圧整流の場合には入力交流電圧を120Vにて3分間加えこれに耐えることを要する。

(3) 使用電圧とはスイッチを入れた瞬間等に起り得る最高の電圧をいう。

第13條 温度上昇……室温30°Cに於て100V端子に108Vの電源を3時間加えても異常のないことを要する。

第14條 消費電力……銘板記載値の(+)%以内たることを要する。

### 第3章 構造

- 第1條 強度……各部の構造は堅固なることを要し、輸送中の振動に耐えスイッチ類は連続使用しても弛みのないことを要する。
- 第2條 周波数目盛……目盛は周波数目盛によって施すものとする。
- 第3條 操作方向……電源スイッチ及び各調整部分の操作及び状態表示は日本電気規格第0601号に従うものとする。
- 第4條 電源変圧器を有するものでは一次側に100V端子の他原則として85Vの端子を有することを要する。
- 第5條 電源コード……本機に使用する電源コードは日本電気工芸委員会制定のスタンド用コードまたはそれと同等以上のものとし、その長さは箱外2m以上とし、その先にセパラブル・プラグを附するものとする。
- 第6條 電源で充電される部分には容易に手を触れないようにしておくことを要する。

〔問-50〕 国民型五球式 (6A7-6D6-6Z-DH3-6Z-P1-12F) スーパーの解説をして下さい。

〔答〕 第50-1図 (次ページ) は、Ut-6A7周波数変換、UZ-6D6中間周波一段増幅、6Z-DH3第二検波自動音量調節、低周波増幅、6Z-P1電力増幅、KX-12F半波整流の五球式スーパーヘテロダイン受信機であって、感度階級は極微電界級に属するから、日本全国如何なる地点に於ても各地の放送を充分なる音量で自由に聴取出来るものである。

#### 部分品の名称と数値

本機に使用されている部分品の名称と数値を示せば次の通りである。

$L_1$ …… (空中線コイル) 直径25.6mm (1インチ) ベークライトボビンに0.16mmエナメル線を回<sup>6)</sup>巻く。

$L_2$ …… (同調コイル)  $L_1$ と同一ボビンに同一線を $L_1$ と2mm離して100回巻く。

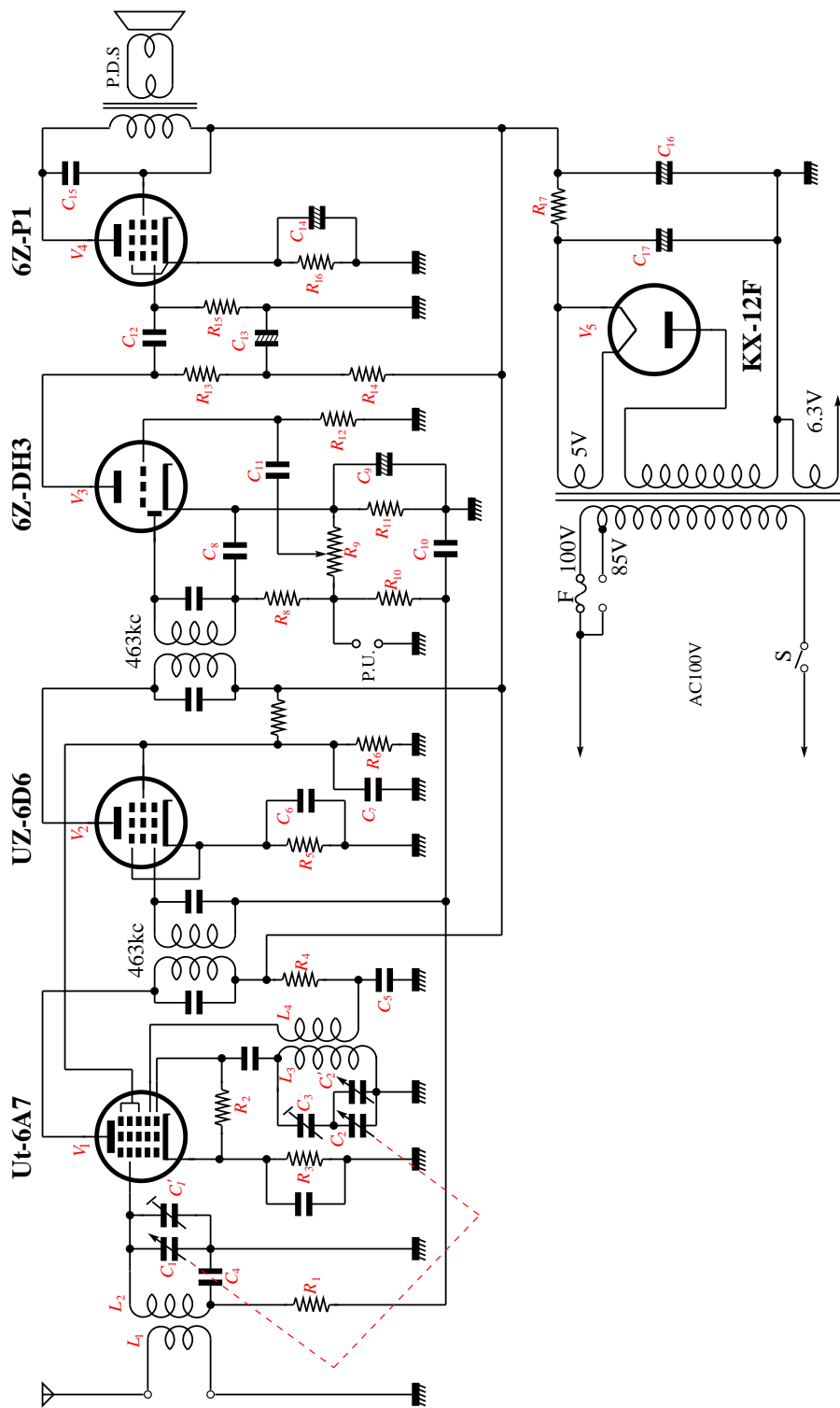
$L_3$ …… (局部発振グリッドコイル) 直径25.6mm (1インチ) ベークライトボビンに0.16mmエナメル線を67回巻く。

$L_4$ …… (局部発振プレートコイル)  $L_3$ と同一ボビンに同一線を $L_3$ と3mm離して30回巻く。

---

6) 原著に回数 of 記述なし。





第 50-1 图

$C_1, C_2$ …… (二連結可変コンデンサー) 最大  $370\mu\text{F}$  最小  $30\mu\text{F}$

$C'_1, C'_2$ …… ( $C_1, C_2$  のトリマー)

$C_3$ …… (パッドイングコンデンサー)  $400\mu\text{F}$  の固定または  $600\mu\text{F}$  の半固定  
コンデンサー

$C_4$ …… (AVC 回路デカップリングコンデンサー)  $0.1\mu\text{F}$

$C_5$ …… (局部発振プレート回路バイパスコンデンサー)  $0.1\mu\text{F}$

$C_6$ …… (6D6 カソード回路バイパスコンデンサー)  $0.1\mu\text{F}$

$C_7$ …… (6D6 遮蔽グリッド回路バイパスコンデンサー)  $0.1\mu\text{F}$

$C_8$ …… (第二検波中間周波バイパスコンデンサー)  $0.00025\mu\text{F}$

$C_9$ …… (DH3 三極部低周波バイパスコンデンサー)  $10\mu\text{F}$

$C_{10}$ …… (AVC 回路デカップリングコンデンサー)  $0.1\mu\text{F}$

$C_{11}$ …… (DH3 二極部カップリングコンデンサー)  $0.01\mu\text{F}$

$C_{12}$ …… (ストップングコンデンサー)  $0.01\mu\text{F}$

$C_{13}$ …… (デカップリングコンデンサー)  $2\mu\text{F}$

$C_{14}$ …… (6Z-P1 陰極回路バイパスコンデンサー)  $10\mu\text{F}$

$C_{15}$ …… (6Z-P1 出力回路トーンフィルター兼中間周波バイパスコンデンサー)

$0.005\mu\text{F}$

$C_{16}$ …… (平滑回路フィルターコンデンサー)  $4\sim 6\mu\text{F}$

$R_1$ …… (AVC 回路デカップリングコンデンサー)  $1\text{M}\Omega$

$R_2$ …… (6A7 局部発振部グリッドリーク)  $50\text{k}\Omega$

$R_3$ …… (6A7 陰極回路バイアスレジスター)  $300\Omega$

$R_4$ …… (6A7 局部発振部プレート回路電圧降下用レジスター)  $20\text{k}\Omega$

$R_5$ …… (6D6 バイアスレジスター)  $500\Omega$

$R_6$ …… (遮蔽グリッド電圧降下用レジスター)  $20\text{k}\Omega$

$R_7$ …… (同 上)  $30\text{k}\Omega$

$R_8$ ……  $10\text{k}\Omega$

$R_9$ …… (DH3 二極部負荷抵抗)  $500\text{k}\Omega$  可変型

$R_{10}$ …… (AVC 回路用デカップリングレジスター)  $1\text{M}\Omega$

$R_{11}$ …… (DH3 バイアスレジスター)  $5\text{k}\Omega$

$R_{12}$ …… (グリッドリーク)  $1\text{M}\Omega$

$R_{13}$ …… (負荷抵抗)  $250\text{k}\Omega$

$R_{14}$ …… (デカップリングレジスタ)  $30k\Omega$   
 $R_{15}$ …… (グリッドリーク)  $500k\Omega$   
 $R_{15}$ …… (6Z-P1用バイアスレジスタ)  $600\Omega$   
 $R_{17}$ …… (平滑回路用フィルターレジスタ)  $3k\Omega$  2W 型  
 IFT…… (中間周波変成器)  $463kc$   
 PDS…… パーマネントダイナミックスピーカー

次に各部の部分品の動作と数値決定上の注意を述べてみよう。

$L_1$ ,  $L_2$  (空中線コイル及び同調コイル) ……  $C_1$ ,  $C_2$  の連結可変コンデンサーに最大容量  $370\mu\mu F$  程度のもを使用するとして、 $550kc \sim 1500kc$  の放送周波数帯を受信する場合は  $L_2$  として大体  $230\mu H$  のものを用いる。これは直径  $25.4mm$  (1インチ) の円筒に  $0.16mm$  のエナメル線を  $100$  回巻けばよいのであるが、問題は  $L_1$  すなわち空中線コイルの決め方である。一般に空中線回路の固有周波数が受信周波数帯内にあるようなときは、全周波数帯にわたって感度が不同となるおそれがあるから、この点を考慮して空中線回路の固有周波数を放送周波数帯外におくために  $L_1$  には低インピーダンスのものと、高インピーダンスのものが用いられる。このうち低インピーダンス空中線コイルというのは、 $L_1$  を  $20\mu H$  位として空中線回路の固有周波数を最高放送周波数 ( $1500kc$ ) よりも  $1.5$  倍位高く  $2.3Mc$  附近に置く方法であり、一方高インピーダンス空中線コイルとは、 $L_1$  を  $1mH$  位として最低放送周波数 ( $550kc$ ) よりも  $1.5$  倍位低く  $350kc$  附近におく方法である。そして一般の受信機には、このうちの低インピーダンスのものが多く使用されている。これは  $L_1$  として  $10 \sim 30\mu H$  のものを用いたもので、これに標準空中線 (高さ  $8m$  水平  $12m$ ) を接続して、或る一定の入力電圧を加えた場合を調べてみると、 $L_1$  と  $L_2$  との結合を密にするほど一次回路から二次回路に誘起される電圧が大きくなり感度が増大するが、しかし、これには或る限度があり、それ以上結合を密にし、 $L_1$  と  $L_2$  間の相互インダクタンス  $M$  を大きくし過ぎると一次回路のインピーダンスが、 $L_1$ ,  $L_2$  の結合リアクタンスに関係して、二次回路に直列に加えられ、このために二次回路の抵抗分及びリアクタンス分が増減したこととなり (これを負荷効果という)、その結果二次回路の  $Q$  が低下してかえって感度と選択度とが悪くなるばかりでなく、二次同調回路の受信周波数帯にずれを生じ、同調ダイヤルが周波数目盛りとなっているときは、ダイヤルの目盛と実際の放送電波の周波数とが合ぬし、また単一調整を行う場合、空中線の大小によって調整に狂い

を生ずることとなる。またこれとは反対に  $L_1$  と  $L_2$  とをあまり疎結合にすると選択度は上昇するが、二次側に誘起される電圧が小さくなって感度が低下する。

ゆえに上述の諸点を考慮して低インピーダンス空中線回路では、 $L_1$ 、 $L_2$  の最適の結合度というべきものがある。この最適結合を臨界結合といい、標準空中線を用いた場合の臨界結合を得るための相互インダクタンスは約  $21\mu\text{H}$  となる。そしてこの相互インダクタンス  $21\mu\text{H}$  を得るためには、 $L_2$  を 100 回巻いた場合、 $L_1$  と  $L_2$  との間隔を  $2.5\text{mm}$  として、 $L_1$  は  $L_2$  と同じ線を約 26 回 ( $25\mu\text{H}$ ) 巻けばよいのである。しかし、実際には使用空中線は多種多様であり、ことに最近では電灯線空中線が多く用いられている関係上その電氣的定数も異なるから、これに応じて  $L_1$ 、 $L_2$  の結合も多少変更してみる必要がある。

$L_3$ 、 $L_4$  (局部発振グリットコイル及びプレートコイル) ……6A7 の局部発振部は  $L_3$ 、 $L_4$  による反結合方式が採用されている。そして、 $C_1$ 、 $C_2$  に同一容量の連結可変コンデンサーを用いて単一調整を行う場合は、 $L_2$ 、 $C_1$  より成る信号回路の同調周波数に対して局部発振周波数を中間周波数だけ高くしなければならない。このために  $L_3$  のインダクタンスを  $L_2$  よりも或る程度小さくする必要がある。その割合は受信機<sup>ごと</sup>の中間周波数によって異なるが、本機の如く中間周波数に  $463\text{kc}$  を採用してしているときは  $L_3$  は  $L_2$  の 0.6 倍位となる。ゆえに  $L_2$  を  $200\mu\text{H}$  とした場合は  $L_3$  は  $230 \times 0.6 = 138\mu\text{H}$  となり、これは  $L_2$  と同様の円筒に同一線を巻くとすれば約 70 回となる。次に  $L_4$  は  $L_3$  と同一円筒に  $L_3$  と 3mm 位離して 40 回位巻くのであるが、この巻回数が少な過ぎると発振強度が低下し、多過ぎると発振が強くなり過ぎて、寄生振動を起すおそれがあるから注意しなければならない。

$R_3$  及び  $C_{18}$  ( $R_3 = 6A7$  の信号グリッド ( $G_4$ ) のバイアスレジスター、 $C_{18} = R_3$  に対する高周波バイパスコンデンサー) ……6A7 の第一検波部は可変増幅率の特性を有する四極管となっているから、信号グリッド ( $G_4$ ) には  $R_3$  によって常に最低のグリッドバイアス電圧を加えて最高感度の点で動作するようにしておき、信号入力の大小に応じて、更にこれに AVC 電圧を加重して動作点を移動し、増幅度を変えるようにしなければならない。ゆえに  $R_3$  は、これを通ずる陰極電流による電圧降下によって、 $G_4$  に最低のバイアス電圧  $-3\text{V}$  位を与えるためのものであるから、 $300$  乃至  $500\Omega$  位の低抵抗が用いられる。次に  $C_{18}$  は、 $R_3$  を通ずる陰極電流中の高周波分の側路となるものであるから、 $0.1 \sim 0.01\mu\text{F}$  の小容量のもので充分である。

$R_2$  及び  $C_{19}$  ( $R_2 = 6A7$  局部発振部のグリッドリーク,  $C_{19} =$  局部発振部グリッドコンデンサー) …… $R_2$  の主なる働きは,  $6A7$  の局部発振部が発振を起す場合  $G_1$  に初めから一定のバイアスを加えておくと発振が困難となるから, 始めは発振の起り易いように零バイアスとしておき, 発振が起きると同時に  $R_2$  を通ずるグリッド電流により自動的にバイアスが加えられるようにするのである。この場合  $R_2$  の値は, 局部発振電圧に高調波を生じないためには低い方がよく, その他の条件をも考慮して  $20k\Omega \sim 100k\Omega$  程度がよく, 一般には  $50k\Omega$  位が用いられている。

次に,  $C_{19}$  のグリッドコンデンサーの値は  $R_2$  の値と睨み合せて決めるべきで, すなわち  $R_2$  と  $C_{19}$  とを掛け合せた時定数の値があまり小さ過ぎると発振が起りにくくなり, この値があまり大き過ぎると発振が起ったり止ったりすることがある。それで  $C_{19}$  としては  $0.0001\mu F \sim 0.0005\mu F$  が適当で, 一般にはその中間の  $0.00025\mu F$  程度のものが多く用いられる。

尚, 実際の調整に当っては  $R_2$  と直列に  $1mA$  位の直流電流計を挿入し  $G_1$  のグリッド電流が  $80 \sim 500\mu A$  位となるように調節する。

$C_3$  (パディングコンデンサー) ……スーパーヘテロダイン受信機に於ては到来電波によって信号同調回路に生じた高周波と局部発振器による高周波とを重畳し, それ等の周波数の差に相当するビート周波を生ぜしめ, これを検波して中間周波として増幅するのであるから, 連結可変コンデンサーを用いて単一調整を行う場合は, 可変コンデンサーの指度の如何なる点に於ても常に一定の中間周波数 ( $463kc$ ) が得られるようにしなければならない。 $C_3$  はこの目的のために使用するもので, この値は中間周波数によって異なるが, 本機の如く  $463kc$  を用いた場合は約  $400\mu\mu F$  となる, ゆえに普通は  $300\mu\mu F$  の固定コンデンサーと  $200\mu\mu F$  のバリオデンサーとを並列につなぐか, または  $600\mu\mu F$  のバリオデンサー一個を使用する。

$R_4$  及び  $C_5$  ( $R_4 = 6A7 G_2$  の電圧降下用レジスター,  $C_5 =$  バイパスコンデンサー) ……真空管の規格表によれば  $6A7$  の第二グリッド電圧 (局部発振プレート電圧) は  $150 \sim 200V$  と規定されている。 $R_4$  はこの場合の電圧降下用レジスターであって, 普通  $20k\Omega$  程度のものが使用されている。茲で一つ注意すべきことは,  $6A7$  の第四グリッド (信号グリッド) に AVC を加えると, 到来電波の強弱に応じて局部発振周波数が変化し, このために中間周波数が変動して感度が低下することがあるが, これを防止するには第二グリッド電圧を第三, 第五グリッド電圧よりも高くした方がよいのである。次に  $C_5$  は  $C_{18}$  と同様高周波のバイパスコン

デンサーであるから  $0.1 \sim 0.01 \mu\text{F}$  位のものでよい。

中間周波変成器……日本では影像妨害や笛音妨害等の点より、463kc を標準中間周波数としている。それで本機にも 463kc に調整された中間周波変成器が二個使用されているが、この中間周波変成器につきサービスマンに必要な知識をあげれば次のとおりである。

- (1) 463kc 用の中間周波変成器には普通 1mH 位のハニカムコイルと、最小容量 50PF 最大容量 130PF 位の可変コンデンサー（バリオデンサー）を並列に接続したものが用いられている。この場合コイルの  $Q$  は 70 以上、コンデンサーの  $Q$  は 500 以上のものが望ましい。
- (2) コイルは単線よりリッツ線で巻いたものの方が  $Q$  が大きく、また、分割巻（2分割，3分割）となっている方がよい。
- (3) シールドケースはアルミニウム，或は銅板で作ったものがよく，鉄製等は不可である。
- (4) コイルの接ぎ方は一次線の巻始めが G，巻終りが F の場合は二次線は巻始めが B+ 巻終りが P というようにした方がよく，このつなぎ方が悪いと著しく感度が低下する場合がある。
- (5) 本機のように中間周波変成器二個を使用する場合は，第二検波管 (DH3) の前のものは DH3 の二極管部が負荷されるために実効  $Q$  が低下し，その部分では選択度を高くすることができないから，6A7 に近い方の中間周波変成器を臨界結合として，茲で感度と選択度を高めるように工夫した方がよい。
- (6) 463kc 調整ずみと称する中間周波変成器でも，これをセットに組込めば，真空管その他のストレージキャパシターのために中間周波数に狂いを生ずるから，組立後に再調整を必要とする。
- (7) 鉄心入中間周波変成器は鉄心の位置を加減して，インダクタンスを変える  $\mu$  同調法を行っているが，この場合，鉄心がコイル内に深く入り過ぎると， $L_1$ ， $L_2$  の相互インダクタンスが変化し特性が変わるから注意すること。

$C_{18}$ ， $R_9$ ， $C_{11}$ ， $R_{12}$  ( $C_{18}$  = 中間周波バイパスコンデンサー， $R_9$  = 二極管部負荷抵抗， $C_{11}$  = カップリングコンデンサー， $R_{12}$  = グリッドリーク) ……6D6 で増幅された変調中間周波電圧が DH3 の二極管部で検波された場合，その陰極回路を通ずる電流中には，低周波分と中間周波分と直流分とが含まれている。 $C_{18}$  はこのうちの中間周波電流の側路となるものであるから，中間周波に対してはリ

アクタンス極めて小さくこれをよく通し，低周波に対してはリアクタンス極めて大きくこれをほとんど通さないように選定しなければならない，それで  $C_{18}$  としては一般に  $0.0001\mu\text{F}$  乃至  $0.0005\mu\text{F}$  のものが用いられる。

次に  $R_9$  は，この両端に直流電圧と低周波電圧とが同時に生じ，このうち低周波分は  $C_{11}$  を通じて DH3 の三極部のグリッドに加えられて増幅され，直流分は AVC 電圧として 6A7，6D6 の制御グリッドに加えられるのである。故にこの  $R_9$  の値が大きいくほど，次段のグリッドに加わる低周波電圧が高くなり出力が増大するわけであるが，しかし，あまりこの値が大き過ぎると低周波の高音部が出にくくなり，その上変調度の高い電波がきたときに歪みを生じ易いから，その点を考慮して普通  $100\text{k}\Omega \sim 500\text{k}\Omega$  とする。次に， $C_{11}$  は  $0.1 \sim 0.005\mu\text{F}$ ， $R_{12}$  は  $0.5\text{M}\Omega \sim 1\text{M}\Omega$  とすること。

$R_{13}$ ， $C_{12}$ ， $R_{15}$  ( $R_{13}$  = 負荷抵抗， $C_{12}$  = カップリングコンデンサー， $R_{15}$  = グリッドリーク) ……これ等は一般のストレート受信機と同様  $R_{13}$  は  $250\text{k}\Omega$ ， $C_{12}$  は  $0.01 \sim 0.005\mu\text{F}$ 。 $R_{15}$  は  $0.5\text{M}\Omega \sim 1\text{M}\Omega$  とすればよい。

$R_1$ ， $C_4$  (AVC 回路のフィルター) ……前述のように DH3 の二極管部の負荷抵抗に当る  $R_9$  に生じた直流電圧が AVC 電圧として 6A7 と 6D6 の制御グリッドに加わるのであるが，この場合  $R_9$  端には，この直流電圧と同時に交流電圧 (低周波電圧) も生じ，この電圧も一緒に制御グリッドに加わると AVC の動作を妨げるから，この交流分の影響を無くするために  $R_1$ ， $C_4$  より成る濾波回路をつなぐのである。この場合  $R_1$ ， $C_4$  の値が適当でないとき AVC の動作が有効に行われない。すなわち  $R \times C$  の値が小さいと濾波作用が完全に行われず，また変調の大きさによって AVC 電圧の加わる真空管のバイアスが変動するおそれがあり，その反対に大き過ぎると，早い周期のフェージングに AVC が追従しなくなり，また音質が悪くなる場合がある。それで，この  $C \times R$  の時定数は普通  $1/10$  秒乃至  $1/20$  秒とするのが適当で，そのためには  $R_1 = 1\text{M}\Omega$ ， $C_4 = 0.05 \sim 0.1\mu\text{F}$  とするのである。

PDS (パーマネント・ダイナミック・スピーカー) ……パーマネント型のスピーカーは従来の励磁式の如く磁場を得るのに電磁場とせず，優秀なる永久磁石を用いている。したがって次のような特徴があり，今後の家庭用受信機に最も多く使用される傾向がある。

- (1) 励磁コイルを必要とせず，したがってそれに要する電力と銅線とが節約できること

- (2) 励磁電流によるハムが生じないこと
- (3) 12A, 6Z-P1 の如き小出力管でも充分の音量が得られること
- (4) マグネチックスピーカーを使用した受信機にそのまま使用できること
- (5) 従来 of 励磁式は電灯電圧（電源電圧）の変動により励磁電流が変化し、このために音量低下、音質の劣化を招くおそれがあるが、パーマネント型はそれが無いこと等である。



## 製作調整修理篇

〔問-51〕 6A7を周波数変換管とした五球スーパー製作上の諸注意について説明して下さい。

〔答〕 回路方式の説明

第51-1図(次ページ)は本機の回路方式を示すものであって、Ut-6A7周波数変換、UZ-6D6中間周波一段増幅、6Z-DH3第二検波、自動音量調節、6Z-P1電力増幅、KX-12F半波整流の五球式スーパーヘテロダイン受信機であって、感度階級は極微電界級に属するから日本全国如何なる地点に於ても充分なる音量でダイナミックスピーカーを動作させることができるものである。問-50(前篇)に於て本機とほぼ同一の回路方式の解説をしてあるから、茲では主として本機を組立てる場合必要な知識について述べてみようと思う。

## 部分品の数値選定上の

## 注意

$L_1$ ……(空中線コイル)

第51-2図の如く直径約25mmのベークライトボビンに0.16mmエナメル線を20乃至30回巻く

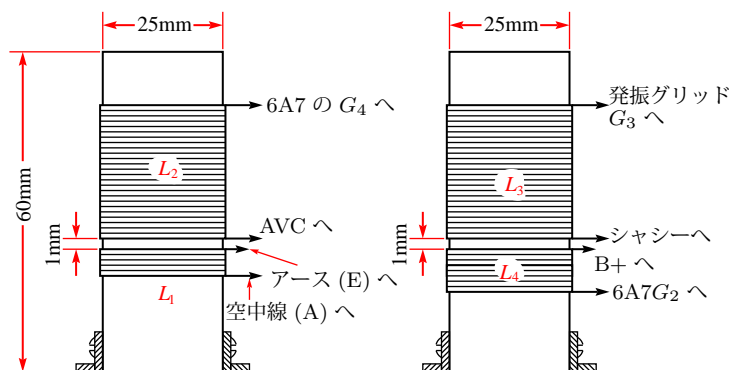
$L_2$ ……(信号同調コイル)  $L_1$ と同一ボビンに同

一線を  $L_1$ と1~2mm離して100回巻く

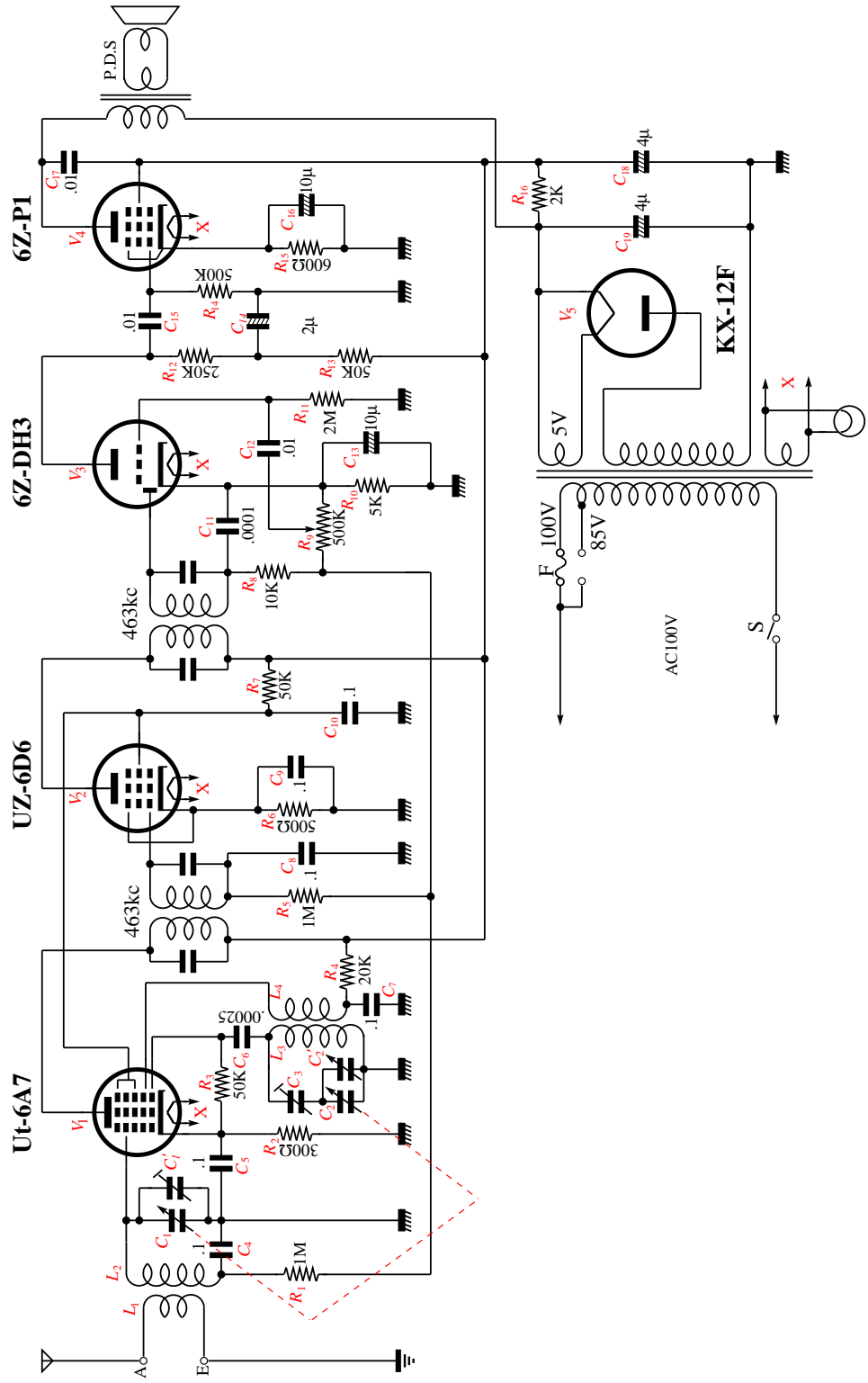
$L_3$ ……(局部発振グリッドコイル) 第51-2図の如く  $L_1$ と同一サイズボビンに同一線を68~70回巻く

$L_4$ ……(局部発振プレートコイル)  $L_3$ と1~2mm離して同一線を25~30回巻く

注意=以上二組のコイルは市販に既製品が多数あるから、それ等のうちで信用あるメーカーの製品を購入すればよいが、自作の場合は上記のような回数(但しシールドケースを使用する場合はこれより巻回数を1割位増すこと)のものを作り、コイルの端はボビンの先にハトメにて止めておく。なおコイルには市販の速乾ニス等を塗って固定しておけばよい。このうち局部発振グリッドコイル( $L_3$ )



第51-2図



第 51-1 图

の巻数は調整の際、いわゆるカットアンドトライによって多少増減するから少し多い目に巻いておいた方がよい。

$C_1, C'_1, C_2, C'_2$ …… (二連バリコン, トリマー付) 最大容量  $400\mu\mu\text{F}$

**注意** = スーパー受信機の能率は一に単一調整の如何<sup>いかん</sup>によって左右されるといっても過言ではなく、単一調整が完全に行われれば他の部分に多少の誤差があっても、スーパーは80パーセント以上の能率を發揮し得られるものである。そして、この単一調整の成功不成功は連結バリコンの良否如何<sup>いかん</sup>に関係するといえる。ゆえに連結バリコンはこの点に特に留意して価格は少し位高価であっても出来るだけ優良品で、最大容量  $380\sim 400\mu\mu\text{F}$  位のものを選定する必要がある。

$C_3$ …… (パディングコンデンサー)  $600\mu\mu\text{F}$  程度のバリオデンサー (半固定コンデンサー)

**注意** = スーパー受信機に於ては、到来電波によって信号同調回路 ( $L_2C_2$  の回路) に生じた高周波と局部発振器による高周波とを重畳<sup>ちようじよう</sup>し、それ等の周波数の差に相当するビート周波の電流を検波して所要の中間周波電流を作ってこれを増幅するためには、連結バリコンの指度 (容量) の如何なる点に於ても常に一定の中間周波数 (本機では  $463\text{kc}$ ) が得られるようにしなければならないのであって、 $C_3$  はこの目的のために使用するものである。この値は中間周波数によって異なり、本機のように  $463\text{kc}$  を採用した場合は前篇問-11 に解説してあるように約  $413\mu\mu\text{F}$  となるが、この値も、配線その他の関係で受信機により多少差異がある。ゆえに一般には市販のパディングコンデンサーと称する最大  $600\mu\mu\text{F}$  位のバリオデンサーを用い、調整の際、これを微細に調節して最良の点で封蝟のようなもので固定しておく。

$C_4$ …… (AVC 回路デカップリングコンデンサー)  $0.1\mu\text{F}$  乃至  $0.05\mu\text{F}$

$R_1$ …… (AVC 回路デカップリングレジスター)  $1\text{M}\Omega$  乃至  $0.5\text{M}\Omega$

**注意** =  $C_4, R_1$  は AVC 電圧中に含まれている交流分 (低周波分) が、被 AVC 管 ( $V_1, V_2$ ) に影響することを防止するためのデカップリング回路であると共に、これによってこの回路の時定数が決定される。この時定数は一般に  $0.1\sim 0.05$  秒とするから、上記の値に於て  $C_4 = 0.1\mu\text{F}, R_1 = 1\text{M}\Omega$  とすれば  $0.1(\mu\text{F}) \times 1(\text{M}\Omega)$  で時定数は  $0.1$  秒となる。

$R_2$ …… (6A7 第四グリッドのバイアスレジスター)  $300\Omega$   $1/2\text{W}$

$C_5$ …… (高周波電流のバイパスコンデンサー)  $0.1\mu\text{F}$

**注意** = 6A7の第一検波部は可変増幅率の特性を有する四極管であることは前篇に於て述べた通りである。ゆえに信号グリッド ( $G_4$ ) には  $R_2$  によって最低のバイアス電圧 ( $-3V$ ) を加えておき、微弱な電波に対しても最高感度の点で動作するようにし、電波が強勢となって入力電圧が高くなった場合は、さらにこのバイアス電圧に AVC 電圧が加重して動作点を左方に移動して増幅度を変え、感度を自動的に調節する必要がある。 $R_3$  はここを通ずる陰極電流による電圧降下を利用して  $G_4$  に最低のバイアス電圧を与えるためのものであるから、一般に  $300$  ないし  $500\Omega$  位のものが用いられている。

次に  $C_5$  は  $V_1$  の陰極回路を通ずる脈流中の高周波電流及び中間周波電流に対する側路となるものであるから、ここを通ずる  $463kc$  の中間周波電流に対する  $C_6$  のリアクタンスが  $R_2$  値よりも低くなるように数値を決定すればよいのである。

$R_3$  …… (局部発振グリッドリーク)  $50k\Omega \sim 100k\Omega$   $1/2W$

$C_3$  …… (局部発振グリッドコンデンサー)  $0.00025\mu F$

**注意** =  $R_3$  の主なる働きは 6A7 の局部発振部が発振を起す場合、 $G_1$  に始めから一定のバイアス電圧を加えておくと発振し難いから、始めは発振し易いように零バイアスとしておき、発振が起ると同時に  $R_3$  を通ずるグリッド電流により自動的にバイアスが加かるようにした方がよい。この目的のために  $R_3$  は用いるのであって、この値は局部発振電圧に高調波を生じないためには低い方がよく、その他の条件をも考慮して  $20k\Omega \sim 100k\Omega$  が適当で一般に  $50k\Omega$  が多く用いられている。

次に  $C_6$  は  $R_3$  の値と睨み合せて決めるべきであって、 $R_3$  と  $C_6$  とを掛合せた時定数<sup>にらみ</sup>があまり小さ過ぎると発振が起りにくくなり、またこれが大き過ぎると発振が起ったり止ったりすることがある。それで  $C_6$  としては、 $0.00025\mu F$  内外が用いられている。

$R_4$  …… (局部発振  $C_2$  用電圧降下用レジスター)  $20k\Omega$   $1/2W$

$C_7$  …… (高周波バイパスコンデンサー)  $0.1\mu F$

**注意** = 6A7 の規格によれば  $G_2$  すなわち局部発振プレート電圧は  $150 \sim 200V$  が適当で、その場合の電圧降下用として挿入する  $R_4$  の値は  $20k\Omega$  位と指定されているが、これは発振が弱い場合は少し低く目にした方がよい。

次に、 $C_7$  は高周波のバイパスであるから  $0.1\mu F$  あるいはそれ以下のものでよい。

$C_8$  …… (AVC 回路デカップリングコンデンサー)  $0.1\mu F$

$R_5$  …… (同上 レジスター)  $1M\Omega$

$R_6$ …… (6D6 のバイアスレジスター)  $500\Omega$   $\frac{1}{2}W$

$C_9$ …… (中間周波バイパスコンデンサー)  $0.1\mu F$

**注意** = 6D6 は 6A7 の第一検波部 (混合部) と同様可変増幅率の特性を有しているから、 $R_3$  に生じた AVC 電圧は  $V_1$  と  $V_2$  とに同時に加えられることとなる。この場合  $R_3$  は  $R_2$  と同様  $V_2$  に最低のバイアス電圧を与えるためのものである。

$R_7$ …… ( $V_1$ ,  $V_2$  の遮蔽グリッド電圧降下用)  $50\sim 100k\Omega$   $1W$

$C_{10}$ …… (中間周波バイパスコンデンサー)  $0.1\mu F$

**注意** =  $V_1$ ,  $V_2$  共遮蔽グリッド電圧はプレート電圧  $200V$  位に対して  $100V$  位が適当である。この遮蔽グリッド電圧は真空管の能率に最も関係のあるものであるから  $R_7$  は上記の値の間で種々取換えて見る必要がある。

$R_9$ …… (6Z-DH3 の二極管部の負荷抵抗)  $500k\Omega$  可変

$R_{11}$ …… (6Z-DH3 三極部のグリッドリーク)  $2M\Omega$   $\frac{1}{2}W$

**注意** =  $R_9$  は DH3 の二極部の負荷抵抗であって、変調中間周波電圧を検波した場合は、 $R_9$  中には低周波分の外に直流分も通ずるから、 $R_9$  は交流負荷であると共に直流負荷でもある。そしてこの交流負荷はこの場合は  $R_1$ ,  $R_5$ ,  $R_9$ ,  $R_{11}$  の並列合成となる。

この  $R_9$  の値は検波能率を高めるためには大きくした方がよいが、あまりこれを大きくすると変調度の高い電波で歪を生ずるおそれがある。すなわち第 51-1 図では  $C_{11}$  の変調中間周波に対するリアクタンスを非常に小さいとしてこれを省略し、さらに  $C_4$ ,  $C_{12}$  等のリアクタンスが低周波に対して無視出来るとすれば直流負荷は  $R_9$  であり、交流負荷は  $R_9$  と  $R_{11}$  及び  $R_5$ ,  $R_1$  の並列合成となる。

そして無歪変調度 ( $m'$ ) は次式で表される。

$$m' = \frac{\text{変調周波数に対する二極管の負荷インピーダンス}}{\text{直流に対する二極管の負荷抵抗}}$$

$$\text{即ち } m' = \frac{\text{交流負荷}}{\text{直流負荷}}$$

であるからこの場合、変調度の深い電波が来たときでも歪を生じないためには、直流負荷に対して交流負荷の値を出来るだけ大きくすることが望ましいのであるが、 $R_4$  と  $R_5$  は AVC 回路の時定数で定まり、あまり大きくすることが出来ないから、 $R_{11}$  のグリッドリークを  $R_9$  よりも大きく  $1M\Omega$  以上とする必要がある。

$R_8$ …… (中間周波分に対する塞流抵抗)  $10k\Omega$   $\frac{1}{2}W$

**注意**＝これは中間周波波分に対する<sup>そくりゅう</sup>塞流用として作用するもので普通は10mH位の高周波チョークを挿入すべきであって、その代用として用いるのであるから、チョークコイルの中間周波に対するリアクタンスと同程度の10k $\Omega$ 位の無誘導抵抗を用いたのである。

$C_1$ …… (中間周波分のバイパスコンデンサー) 0.0005 $\mu$ F

**注意**＝これは第二検波器で検波された脈流中の中間周波分の側路となるものであるから、中間周波数に対するリアクタンスは無視出来る程度に小さくしてこれを通じ、一方低周波分に対しては大なるリアクタンスを与えるようにする。なお $C_{11}$ と $R_9$ との積、すなわちこの回路の時定数があまり大きいと、変調波が加った場合歪を生ずるから一般に0.0005 $\mu$ F位が用いられる。

$R_{10}$ …… (DH3 三極部のバイアスレジスター) 5k $\Omega$  1/2W

$C_{13}$ …… (同上 バイパスコンデンサー) 5~40 $\mu$ F

$C_{12}$ …… (ストッピングコンデンサー) 0.01 $\mu$ F

$R_{12}$ …… (負荷抵抗) 250k $\Omega$  1/2W

$R_{13}$ …… (デカップリングレジスター) 50k $\Omega$  1/2W

$C_{14}$ …… (デカップリングコンデンサー) 2 $\mu$ F

$C_{15}$ …… (ストッピングコンデンサー) 0.01 $\mu$ F

$C_{14}$ …… (グリッドリーク) 500k $\Omega$

$R_{15}$ …… (6Z-P1 バイアスレジスター) 600 $\Omega$  1W

$C_{16}$ …… (バイパスコンデンサー) 10 $\mu$ F

$C_{17}$ …… (トーンコンデンサー) 0.002 $\mu$ F

$C_{18}, C_{19}$ …… (平滑コンデンサー) 4 $\mu$ F

$R_{16}$ …… (平滑用レジスター) 2k $\Omega$  2W

IFT<sub>1</sub>, IFT<sub>2</sub>…… (中間周波変成器) 463kc

PDS…… (パーマネントダイナミックスピーカー, 出力トランス付)

### 電源トランス

一次側 AC 50~60 $c/s$  100V 85V タップ付

二次側  $\left\{ \begin{array}{ll} X \cdots 6.3V & 2A \\ Y \cdots 5V & 0.5A \\ B \cdots 250V & DC \quad 50mA \end{array} \right.$

**注意**＝本機では低周波出力を増すために  $V_4$  のプレート供給電圧を整流管の出力端子からとっている。

### 組立上の諸注意

次に本機を組立てる場合の諸注意について述べてみよう。

(1) **部分品の配置について**＝各部分品は静電的、電磁的に干渉が起らぬようにし、配線特にグリッド回路の配線は出来るだけ短くなるように

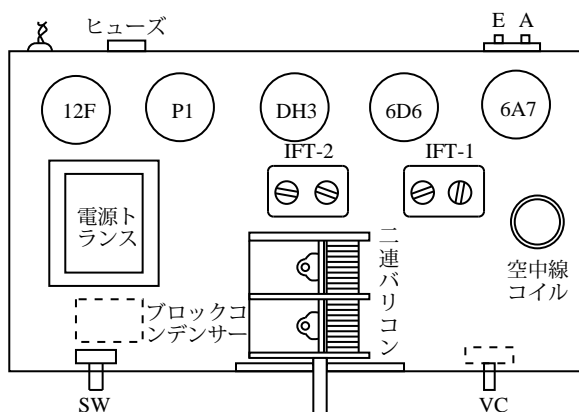
配置すること。第 51-3 図はシャシー上の配置の一例を示すものである。尚、この場合真空管は後で裏面から抜き挿しが容易なような位置に置いた方がよい。

(2) **高周波コイルと局部発振コイルについて**＝高周波コイル ( $L_1, L_2$ ) と局部発振コイル ( $L_3, L_4$ ) とは、遮蔽罐に入れて取付けるのが本来であるが、本機では遮蔽罐を使用せず、第 51-4 図のように高周波コイルをシャシーの上部に、局部発振コイルをシャシーの下部に取付けるようにする。この場合局部発振コイルがあまりシャシーに接近して取付けてあると、コイルの  $Q$  が低下するばかりでなく単一調整がむずかしくなるようなことがあるから注意すること。

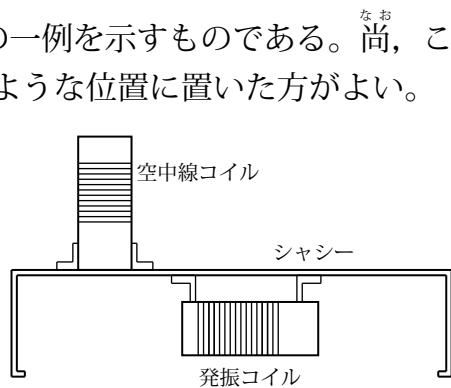
次にコイルの接続先は第 51-2 図のようにすることで、特に  $L_4$  の接続が違っていると発振しないから注意しなければならない。

**中間周波変成器について**＝本機には 463kc 用の中間周波変成器を使用することとなっている。この中間周波変成器は自作はちょっと困難であるため多く既製品を使用している。これには空心のものと鉄心入のものと二種あり、いずれを使用してもよいが、茲では一般に最も多く用いられている空心のものにつき選定上の注意を述べる。

(1) 463kc の中間周波変成器は普通 1mH 位のハニカムコイルと最大容量 130PF 位の可変コンデンサー（普通バリオデンサー）とを並列に接続したものが用いられているが、この場合コイルの  $Q$  は 80 以上、コンデンサーの  $Q$  は



第 51-3 図 シャシー上面の配置



第 51-4 図 コイルの取付位置

500 以上で実効  $Q$  が 70 以上のものが望ましい。

- (2) コイルは単線よりリッツ線で巻いたものの方が  $Q$  が大きく、さらに分割巻 (2 分割, 3 分割) となっている方がよい。
- (3) シールドケースはアルミニウム等の導電率の高いもので作ったものがよく、鉄製は不可である。
- (4) 本機のように中間周波変成器 (IFT) を二個使用するものでは、第二検波管 (DH3) の前のものは二極管検波のために実効  $Q$  が低下し、この部分では充分なる選択度が得られないから、6A7 の次の中間周波変成器 (IFT-1) のコイル間の距離を 18mm 位として臨界結合よりやや疎結合とし、この部分で感度と選択度とを高めるようにした方がよく、このために、市販品には一段目用、二段目用と称してこれ等を区別したのものがある。
- (5) 中間周波変成器の接続先には注意し、感度の上らない場合はつなぎ方を変えてみることに。
- (6) 463kc に調整ずみと称して発売されているものでも、組立後は、真空管内部の容量や配線の容量、すなわちストレージキャパシターのために中間周波数が狂ってくるから、必ず再調整が必要であることを忘れてはならない。

**配線の方法について** = 配線はフィラメント配線から始める。フィラメントの配線は一方を金属シャシーに落してアースすることがあるが、この場合はアース線を別に設けてこれに接続した方がよい。尚、フィラメント配線は 2 本ずつ撚り合せ、他の部分、特にグリッド配線に接近しないようにすること。

$V_1$  と  $V_2$  は結合を避けるためにシールドケースを用いる。また、配線にシールド線を用いる場合は成るべく短くやること、このシールド線が長過ぎると選択性が悪くなったりまた、発振しないことがあるから注意すること。

$R_9$  のボリュームはそのシャフトをシャシーから完全に絶縁すること。

### 調整の方法

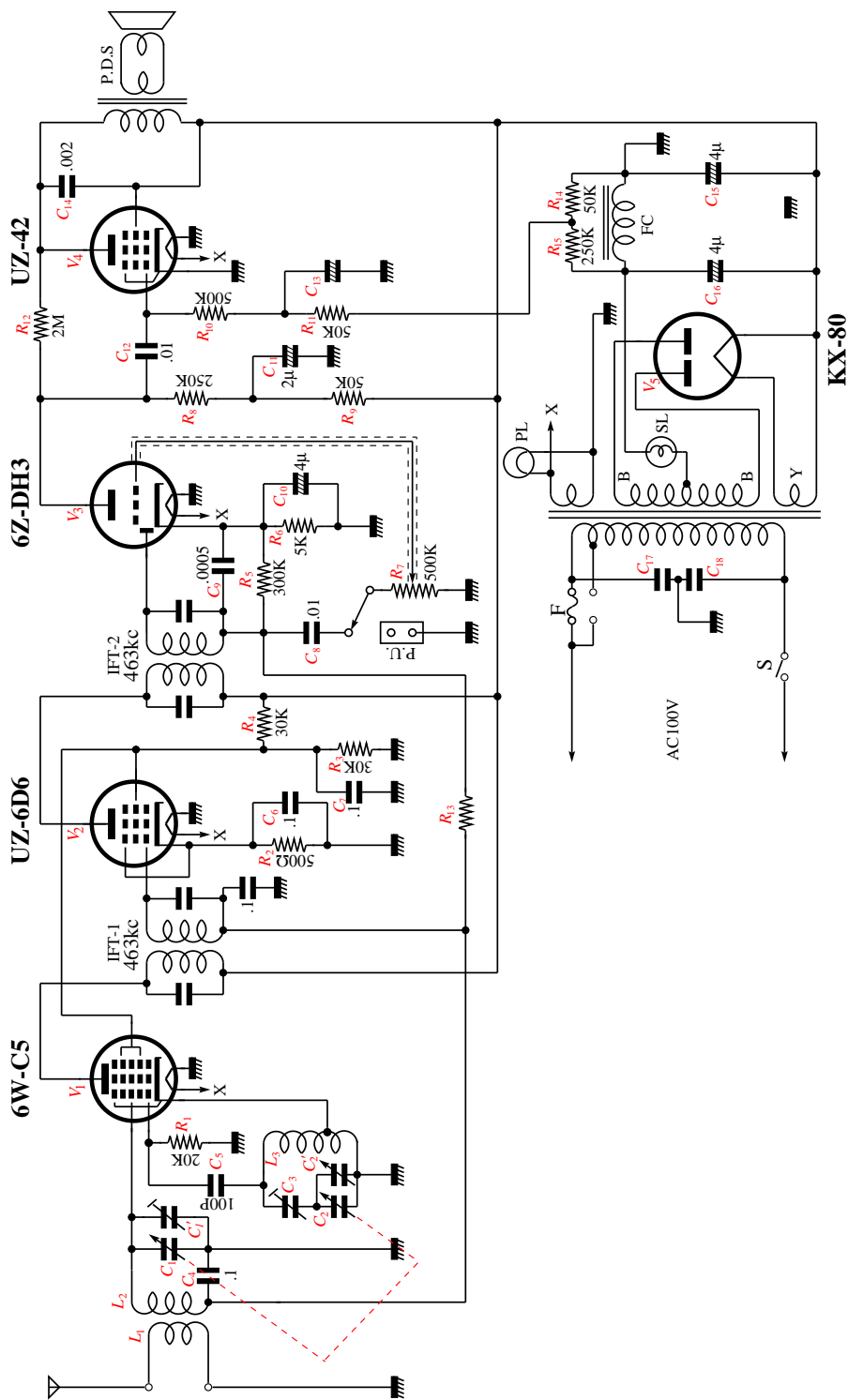
本機の調整法は問-65 を参照されたい。

〔問-52〕 6W-C5 を使用した一般家庭向スーパー受信機の回路の解説と製作上の諸注意について説明して下さい。

〔答〕 回路方式の説明

第 52-1 図 (次ページ) にその回路方式の一例を示しておく、これは 6W-C5 周波数変換, UZ-6D6 中間周波一段増幅, 6Z-DH3 第二検波自動音量調節, UZ-42 電





第 52-1 图

力増幅，KX-80 全波整流の五球式スーパーヘテロダイナ受信機で，問-51 の回路と類似しているが，変換管に 6W-C5 が用いてあるため，前者よりも動作がさらに安定であると共に終段管に UZ-42 を使用し，励磁型ダイナミックスピーカーを用いているから，音質良好であると共に音量も豊富である。ゆえに本機は超遠距離用受信機としてのみでなく，電気蓄音機としても使用出来るようになっている。

### 部分品の数値と選定上の注意

$L_1$ ……（空中線コイル）第 52-2 図にその寸法を示してあるように直径 25mm（約 1 インチ）のベークライトボビンに 0.16mm エナメル線を 30 回巻く。

$L_2$ ……（信号同調コイル） $L_1$  と同一ボビンに同一線を  $L_1$  より 1mm 位離して 100 回巻く。

$L_3$ ……（局部発振コイル）第 52-2 図に示すように直径 25mm（約 1 インチ）のベークライトボビンに 0.16mm エナメル線を 68～70 回巻き，アース側から 15 回目位のところよりカソードタップを出す。

**注意**＝局部発振コイルの巻数は組立後の調整の際多少増減する場合があること，また，カソードタップも使用真空管によって巻数を多少変更することがあるから注意されたい。

$C_1, C'_1, C_2, C'_2$ ……（二連結バリコン）最大容量  $400\mu\text{F}$  程度のもので市販一流品を選ぶこと。

$C_3$ ……（パディングコンデンサー） $600\mu\text{F}$  バリオデンスー

$C_4$ ……（AVC 回路デカップリングコンデンサー） $0.1\mu\text{F} \sim 0.05\mu\text{F}$

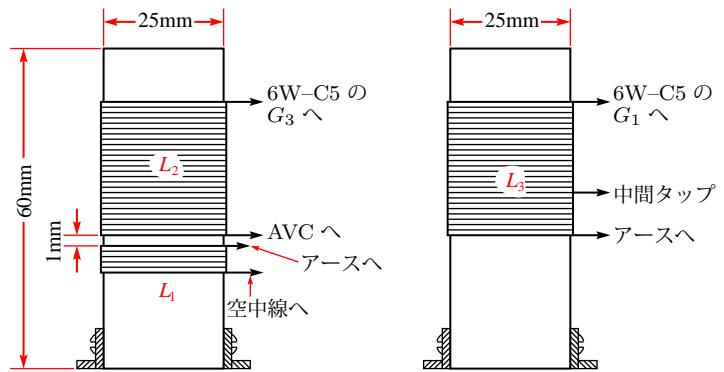
$R_{13}$ ……（AVC 回路デカップリングレジスター） $1\text{M}\Omega \sim 0.5\text{M}\Omega$   $\frac{1}{2}\text{W}$

$C_5$ ……（局部発振グリッドコンデンサー） $50 \sim 100\mu\text{F}$

$R_1$ ……（局部発振グリッドリーク） $20\text{k}\Omega$   $\frac{1}{2}\text{W}$

$R_2$ ……（6D6 バイアスレジスター） $500\Omega$   $\frac{1}{2}\text{W}$

$C_6$ ……（同上バイパスコンデンサー） $0.1\mu\text{F}$



第 52-2 図

$R_3, R_4 \cdots \cdots$  ( $V_1, V_2$  の遮蔽グリッド用分圧レジスター)  $R_3 = 30k\Omega, R_4 = 20k\Omega$   
 $1/2W$

$C_7 \cdots \cdots$  (中間周波バイパスコンデンサー)  $0.1\mu F$

$R_5 \cdots \cdots$  (DH3 二極管部負荷抵抗)  $500k\Omega$

$C_9 \cdots \cdots$  (同上中間周波バイパスコンデンサー)  $0.0005\mu F$

$R_5 \cdots \cdots$  (DH3 三極管部バイアスレジスター)  $5k\Omega \ 1/2W$

$C_{10} \cdots \cdots$  (同上バイパスコンデンサー)  $4\mu F$

$R_7 \cdots \cdots$  (グリッドリーク兼ボリュームコントロール)  $500k\Omega$  可変型

$R_8 \cdots \cdots$  (DH3 三極管部負荷抵抗)  $250k\Omega \ 1/2W$

$R_9 \cdots \cdots$  (デカップリングレジスター)  $50k\Omega \ 1/2W$

$C_{11} \cdots \cdots$  (低周波バイパスコンデンサー)  $2\mu F$

$C_{12} \cdots \cdots$  (ストップングコンデンサー)  $0.01\mu F$

$R_{10} \cdots \cdots$  (42 のグリッドリーク)  $500k\Omega \ 1/2W$

$R_{11} \cdots \cdots$  (デカップリングレジスター)  $50k\Omega$

$R_{12} \cdots \cdots$  (負饋還用)  $2M\Omega$

**注意** = 負饋還というのは増幅回路に於て出力の一部を入力側へ逆位相にして返送することであって、次のような利点がある。

- (1) 周波数特性が改善されること
- (2) 非直線歪が減少すること
- (3) 入力及び出力インピーダンスを変化せしめ得ること
- (4) 電源電圧が変動しても或る程度増幅管の動作が安定であること

このような特徴があるため最近の受信機や増幅器のように終段に五極管を用いた回路には、特性改善のために、この負饋還方式が多く取入れられている。

この負饋還には電圧饋還と電流饋還とがあり、本機には前者が用いられている。饋還の程度は使用真空管や  $R_{12}, R_8$  の値によって異なるが第 52-1 図の場合は  $R_{12}$  は大体  $R_8$  の 10 倍位すなわち  $2M\Omega$  乃至  $3M\Omega$  とする。

$R_{14}, R_{15} \cdots \cdots$  (UZ-42 の半固定バイアス用分圧レジスター)  $R_{14} = 50k\Omega, R_{15} = 250k\Omega$

**注意** = 問-51 の回路のように 6Z-P1 の陰極回路に抵抗 ( $R_{15}$ ) を挿入し、これを通ずる陰極電流による電圧降下を利用してグリッドバイアス電圧を得る方法を自己バイアス法といい、本機のようにダイナミックスピーカーのフィールドコイル

(FC) の電圧降下を利用して、バイアス電圧を得る方法を半固定バイアス法という。この半固定バイアス法は、自己バイアスのようにプレート電流によってバイアス電圧が変動することがなく、出力が増加し得るという利点がある。

次に、 $R_{14}$ ,  $R_{15}$  の値の決め方を述べてみよう。今、一例として、フィールドコイルの直流抵抗を  $2500\Omega$  とし、ここを通ずる B 電流を  $40\text{mA}$  とすれば、フィールドコイル内の電圧降下は  $2500 \times 0.04 = 100\text{V}$  となる。この  $100\text{V}$  の電圧を  $R_{14}$  と  $R_{15}$  により、分圧して  $R_{14}$  端の負電圧をグリッドバイアスとすればよいのである。この場合、 $R_{14}$ ,  $R_{15}$  の値は相当大きくして、これ等の抵抗を通ずる電流を出来るだけ小さくする必要がある。それで、今仮に  $R_{15}$  を  $250\text{k}\Omega$  とし、 $V_4$  のバイアス電圧を  $16\text{V}$  とするには  $R_{14}$  の値を幾オームとすればよいかを計算して見ると次のようになる。

すなわちフィールドコイルの電圧降下が  $100\text{V}$  であり、 $R_{14}$  端子電圧が  $16\text{V}$  であるから次の関係が成立する。

$$16 = 100 \times \frac{R_{14}}{R_{14} + R_{15}}$$

$$\text{ゆえに } 16 = 100 \times \frac{R_{14}}{R_{14} + 250}$$

$$16(R_{14} + 250) = 100R_{14}$$

$$16R_{14} + 4000 = 100R_{14}$$

$$4000 = 84R_{14}$$

$$\text{ゆえに } R_{14} = \frac{4000}{84} = 47.6\text{k}\Omega$$

すなわち  $47.6\text{k}\Omega$  となるから、その近似値の  $50\text{k}\Omega$  を使用すればよい。

$C_{14}$ …… (トーンコンデンサー)  $0.002\mu\text{F}$

$C_{15}$ ,  $C_{16}$ …… (平滑コンデンサー)  $4\mu\text{F}$  乃至  $8\mu\text{F}$

SL……(保安球)  $3\text{V}$

電源トランス

一次側 AC $50\sim 60\text{c/s}$ ,  $100\text{V}$

二次側  $\left\{ \begin{array}{ll} \text{X} = 6.3\text{V} & 3\text{A} \\ \text{Y} = 5\text{V} & 2\text{A} \\ \text{B} = 350\text{V} \times 2 & \text{DC}60\text{mA} \end{array} \right.$

$C_{17}$ ,  $C_{18}$ …… (外来雑音防止用)  $0.1\mu\text{F}$   
 IFT…… (中間周波変成器) 463kc 圧粉鉄心入  
 PL……パイロットランプ

### 組立上の注意

本機の組立方は問-51の6A7を用いた五球式スーパーとほとんど同じであるからこれを参照されたい。

〔問-53〕高周波増幅回路を附加した6球式程度のスーパーヘテロダイン受信機の回路方式と組立上の諸注意について説明して下さい。

### 〔答〕 回路方式の説明

問題の回路方式の一例を示せば、第53-1図(次ページ)の如くである。すなわち、本機は、UZ-6D6高周波一段増幅、Ut-6A7周波数変換、UZ-6D6中間周波一段増幅、Ut-6B7第二検波、自動音量調節低周波一段増幅、UZ-42電力増幅、KX-80全波整流の6球式スーパーヘテロダイン受信機であって、問-51または問-52の五球式スーパーに高周波増幅を一段附加した程度のものであるが、感度はこれ等の受信機よりもさらに一段と良好であるばかりでなく、高周波増幅部を附加して第一検波回路前の選択度をあげているため、影像信号等の妨害を無くすることが出来て、感度音質共に良好である。

### 使用部品の数値

$L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ ,  $L_4$ ,  $L_5$ ,  $L_6$ ……これ等の作り方は次に述べる。

$C_1$ ,  $C'_1$ ,  $C_2$ ,  $C'_2$ ,  $C_3$ ,  $C'_3$ ……最大容量  $400\mu\mu\text{F}$  の三連バリコン

$C_4$ ……最大容量  $600\mu\mu\text{F}$  のバリオデンサー

$C_5$ ,  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$ ,  $C_{10}$ ,  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ …… $0.1\mu\text{F}$  チューブラーコンデンサー

$C_9$ …… $0.00025\mu\text{F}$

$C_{13}$ …… $0.005\mu\text{F}$

$C_{14}$ …… $0.01\mu\text{F}$

$C_{15}$ …… $4\mu\text{F} \sim 2\mu\text{F}$

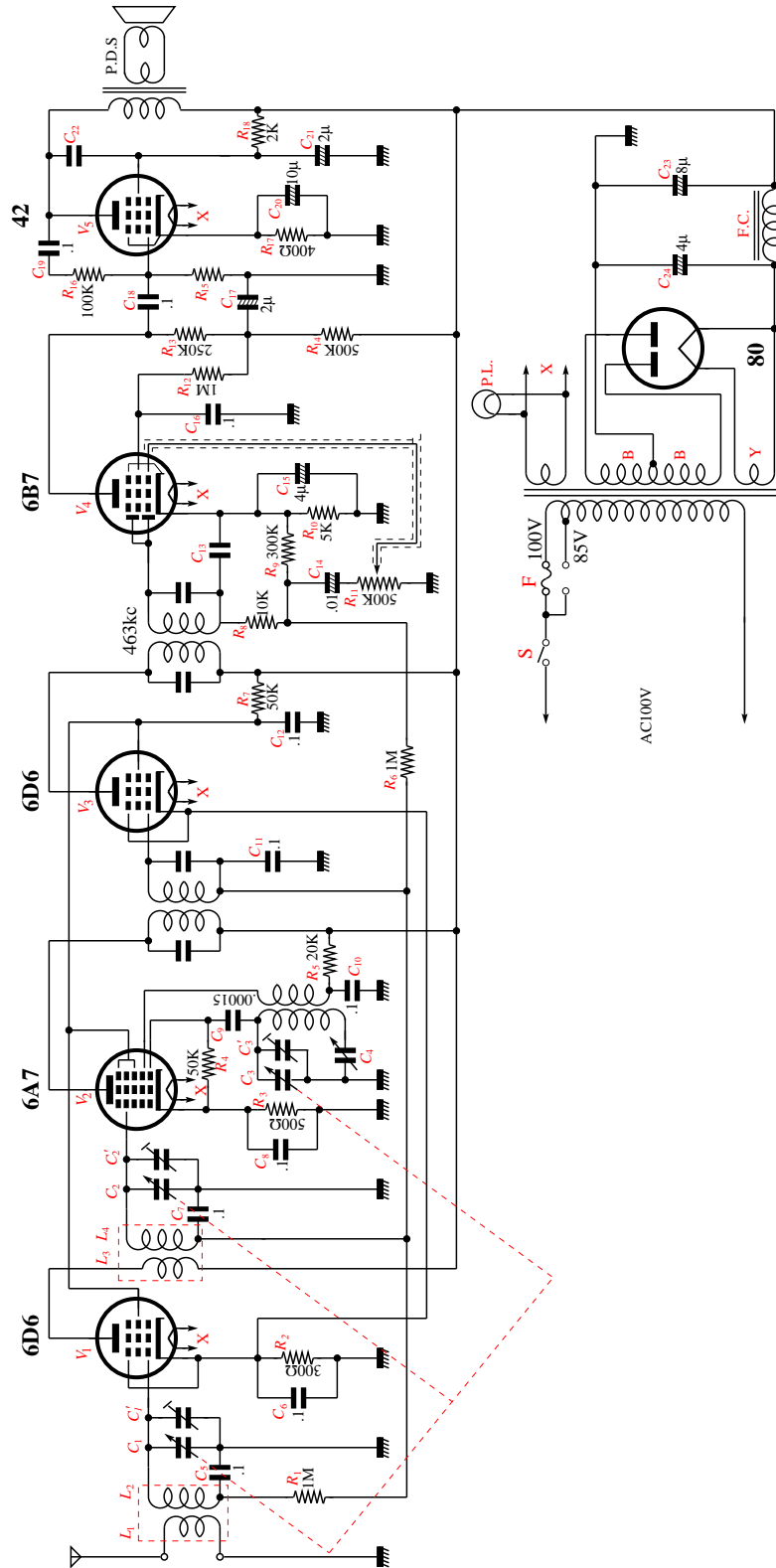
$C_{16}$ …… $0.1\mu\text{F}$

$C_{17}$ …… $2\mu\text{F}$

$C_{18}$ …… $0.01\mu\text{F}$

$C_{19}$ …… $1\mu\text{F}$

$C_{20}$ …… $10\mu\text{F}$



第 53-1 图

$C_{21}$ …… $1\mu\text{F}$

$C_{22}$ …… $0.002\mu\text{F}$

$C_{23}$ …… $8\mu\text{F}$

$C_{24}$ …… $4\mu\text{F}$

$R_1$ …… $1\text{M}\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_2$ …… $300\Omega$   $1\text{W}$

$R_3$ …… $500\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_4$ …… $50\text{k}\Omega\sim 100\text{k}\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_5$ …… $20\text{k}\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_6$ …… $1\text{M}\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_7$ …… $50\text{k}\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_8$ …… $10\text{k}\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_9$ …… $500\text{k}\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_{10}$ …… $5\text{k}\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_{11}$ …… $500\text{k}\Omega$  可変型

$R_{12}$ …… $1\text{M}\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_{13}$ …… $250\text{k}\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_{14}$ …… $50\text{k}\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_{15}$ …… $500\text{k}\Omega$   $1/2\text{W}$

$R_{17}$ …… $400\Omega$   $1\text{W}$

$R_{18}$ …… $2\text{k}\Omega$   $1/2\text{W}$

FC……ダイナミックスピーカーフィールドコイル ( $2500\Omega$ )

電源トランス 一次側  $100\text{V}$   $50\sim 60\text{c/s}$

二次側 X… $6.3\text{V}$   $4\text{A}$

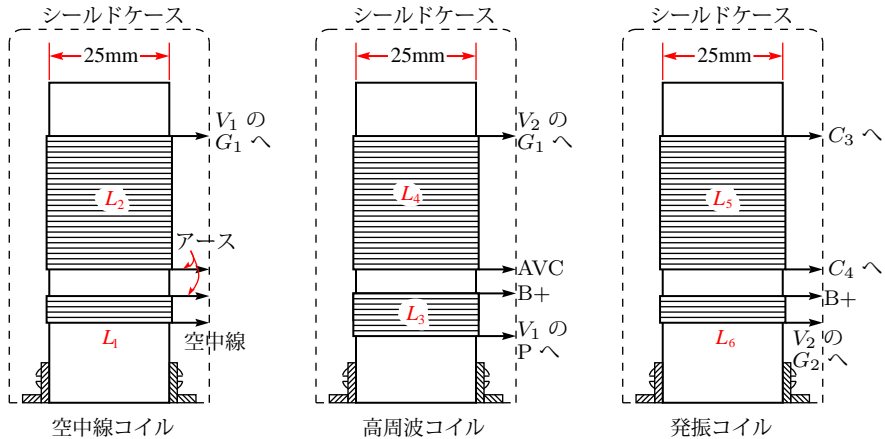
二次側 Y… $5\text{V}$   $0.5\text{A}$

二次側 B… $350\text{V}\times 2$

IFT…… $463\text{kc}$

### 主要部分品の作り方と選定上の注意

空中線コイル ( $L_1$ ,  $L_2$ ) = これは問-51 または問-52 のスーパーに使用したコイルと同様のものによいのであるが、本機では各コイルを遮蔽することとなってい



第 53-2 図

るから遮蔽によるインダクタンスの減少を見越して、一割位巻回数を多くする必要がある、ゆえに大体次のような巻回数となる。

$L_1$ ……直径 25mm (約 1 インチ) のボビンに 0.16mm エナメル線を 30 回巻く。

$L_2$ …… $L_1$  と同一ボビンに同一線を 1mm を離して 110 回巻く (第 53-2 図参照)

高周波コイル ( $L_3$ ,  $L_4$ ) = 自作する場合は次のようにする。(第 53-2 図)

$L_3$ ……直径 25mm ボビンに 0.16mm エナメル線を 50 回巻く。

$L_4$ …… $L_3$  と 1mm 位離して同一線を 110 回巻く。

次に市販品を求むる場合は  $L_3$  に 4mH 位のハニカムコイルを使用したものを使うと一段と能率がよくなる。

発振コイル ( $L_5$ ,  $L_6$ ) = これは次のような巻回数とする。但し  $L_5$  の方は調整の際カットアンドトライによって多少巻数を増減することがある。

$L_5$ ……25mm ボビンに 0.16mm エナメル線を 75 回位巻く。

$L_6$ …… $L_5$  と 1mm 位離して同一線を 35 回巻く。

尚、シールドケースはコイルに対して出来るだけ大きなものを用いること。

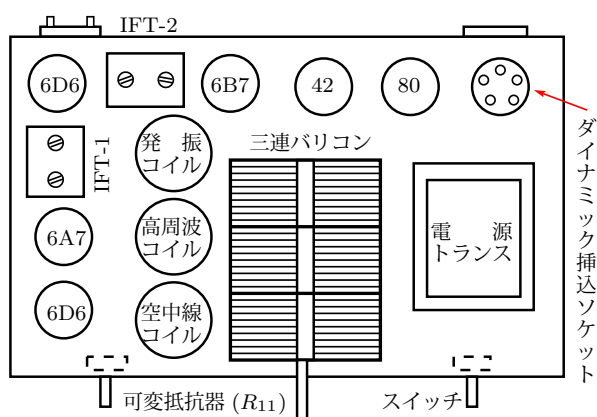
**三連バリコン** = 本機は高周波一段増幅を附加する関係上三連バリコンを使用するが、これは、二連バリコンよりもさらに優秀なものを使用しないと調整の際完全なる単一調整が出来ないことを承知されたい。ゆえに市販の最高級品を求むる必要がある。

**中間周波変成器** = 本機に使用する中間周波変成器は五球式スーパーと同様のもので差支えなく、6A7 の次の IFT-1 を臨界結合よりやや疎結合として、茲で選択度と感度とをあげるようにする。



**電源トランス**=これは前記のような定格のものを使用すればよいが、各端子間及びコイルと鉄心間の絶縁は特に良好なもので、少なくとも10メガオーム以上のものを使用すること、<sup>なお</sup>尚、出来得るならば、一次線と二次線間を銅板などで遮蔽したものが望ましい。これは、外来雑音の防止に役立つからである。

**シャーシの作り方**=本機を組立るに適するようなシャーシが市販品があればこれを購入すればよいが、自作の場合は、まず方眼紙上に実際に部分品をならべて見て、各配線、特に高周波回路や局部発振回路等のグリッド配線が出来ただけ短くなるように位置をきめて、専門家に依頼して孔あけをして貰うのも一方法である。この場合シャーシの材料は鉄板かアルミニウム板を使用する。

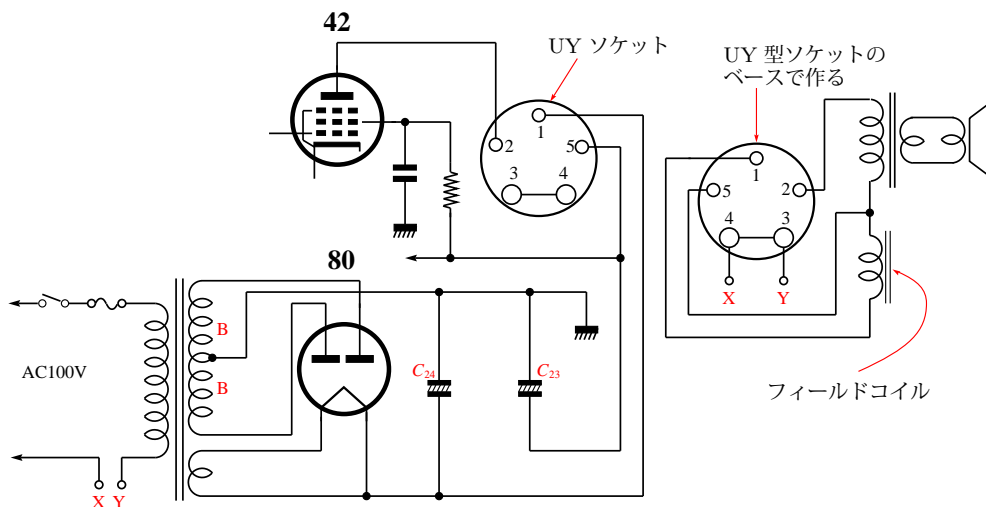


第 53-3 図

尚、止むを得ない場合は木製の台にアルミニウム板を張ってシャーシとしてもよい。第 53-3 図はシャーシ上の部分品の配置の一例を示したものである。

**組立上の注意**

- (1) グリッド配線は出来るだけ短くなるように工夫し、なおグリッド配線とプレート配線が接近並行すると自己発振の原因となることがあるから注意すること。



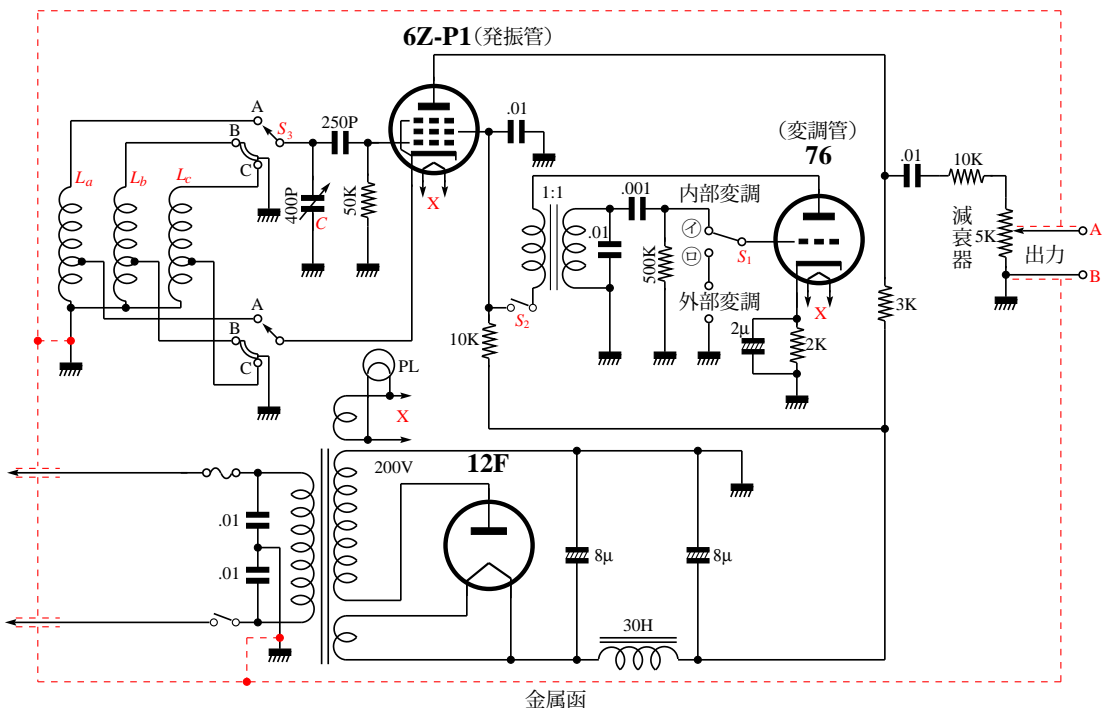
第 53-4 図

- (2) 空中線コイル，高周波コイル，局部発振コイルの接続先は第 53-2 図のよう  
にすること。この場合局部発振コイルの接続を誤ると発振しない。
- (3) 中間周波増幅回路のグリッド配線にはシールドワイヤーを用いてもよいが  
これも限度があり，あまり長くすると能率が低下することがある。
- (4) ダイナミクスピーカーの接続は第 53-4 図（前ページ）のようになるとよ  
い。こうすると 42 が無負荷の状態で作動する心配が無いから，真空管及  
び平滑コンデンサー等を保護することとなる。

〔問-54〕 全波発振器の作り方を教えてください。

〔答〕 第 54-1 図に全波発振機の回路の一例を示しておく，次にこの作り方を述べてみよう。

発振管＝本機には発振管として 6Z-P1 が用いてあるが，これは 42 または 2A5 等でもよい。これ等の電力管を電子結合として使用するときには，非常に強力なしかも安定度の高い発振を行うことが出来る。しかし高能率なるため種々の事故も発生することがあるが，注意深い設計と合理的な製作とを行えば，これは完全に克服することができる。



第 54-1 図

変調管=これには 76 を用い、切換スイッチ ( $S_1$ ) によって内部変調と外部変調の両方を行うことができる。内部変調の場合は、図示のように 1 対 1 のトランスと  $0.01\mu\text{F}$  のコンデンサーにて約  $400\text{c/s}$  を発振し、変調度は約 30% である。

整流管=本機には KX-12F が用いてあるが、これには全波整流管 KX-80 を使用してもよい。この場合、平滑回路のチョークとコンデンサーは必要以上に大きくしてハムを完全に除去することが大切である。

### 組立上の注意

遮蔽=この程度の発振器になると最も注意を要するのは遮蔽である。理想としては減衰器を経て出口からのみ電波が出て、それ以外の電波の漏洩は絶対に許されない。これについて注意すべき点は全体を図のように金属箱内に収め、その継目や、外部変調用端子の取付方を工夫することで、この工作が出来ないと電波はその間隙から遠慮なく外部へ飛び出してゆく。また電灯線への電波拡散を防止するためには電源トランスの一次側へ図のようにフィルター・コンデンサーとして  $0.1\mu\text{F}\sim 0.5\mu\text{F}$  二個をつなぎ、その中間をシャシーにアースする。この場合、電源トランスの一次と二次間を遮蔽したものをいればさらに完璧である。

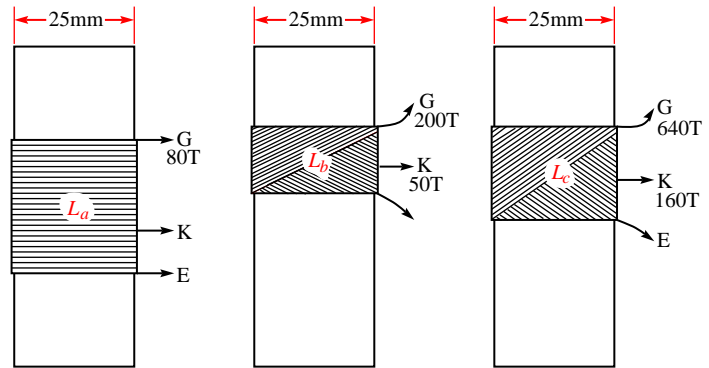
接地=金属板を使用するとアースはシャシーへ直接半田づけまたはラグ止めすることが多いが、これは避けなければならない。そのために銅板を带状に切り、これをシャシーの両端に張り、これにハンダづけするようにする。特に 6Z-P1 の発振部分は入念にし、接地点は各アース共に全部一個所に集め、茲で一緒にアースした方がよい。

尚、発振周波数  $L_a$  は  $1700\sim 600\text{kc}$ 、 $L_b$  は  $625\sim 260\text{kc}$ 、 $L_c$  は  $275\sim 100\text{kc}$  であるが、使用するバンドにデッドポイント（発振しない箇所）を生ぜしめないように低い周波数のバンドはアースしてあり、これもまた注意を要する点である。

変調=変調周波数は一般のオシレーターでは 400, 600, 1000 サイクルと種々あるが、受信機の特性測定、感度、選択度等の試験には 400 サイクルとするのが便利である。尚、この波形は完全なる正弦波形が望ましいが、これは変調用トランスが影響するところ甚だ大である。

可変バリコン=これは最小  $20\mu\mu\text{F}$  最大  $400\mu\mu\text{F}$  位のもので機械的強度及び絶縁の良好なるものが望ましい。

コイル ( $L_a, L_b, L_c$ ) = これは第 54-2 図に示す通りのものであるが、カソード・タップの採り方如何で発振能率に大いに影響するからその点に注意し、発振が弱いような場合はタップの出し方を変えてみる必要がある。



第 54-2 図

バンド切替スイッチ = これは三点 2 連のスイッチで使用せぬ部分を短絡出来るような特殊の構造となっているものがよい。

変調トランス = 変調に使用するのであるから巻回数の少ない小型のものが望ましいが、一般の受信機に用いられている 1:1 のものでもよい。

ダイヤル = これは可変バリコンと共に動作するものであるから円滑な廻転をする良品が必要で、バーニアー型の廻転比 10:1 以上ものが望ましい。

### 較正と使用法

市販品を購入する場合は別として、自作したときは、これを較正しなければならない。

この較正は標準となる計器が無いと正確には出来ないが、これが無い場合は夜間スーパー受信機等で各地の放送を受信し、その周波数とダイヤルの目盛りとを覚えて於て、これを基準として較正を行うのである。

次に、この全波発振器を実際に使用する場合は、中間周波増幅回路の調整をなす場合は別であるが、アンテナに発振器の出力を入れて同調周波数範囲を調べたり、高周波回路や、変換回路の単一調整を行う場合は擬似アンテナ ( $L = 14\mu\text{H}$ ,  $C = 150\mu\text{F}$ ,  $R = 50\Omega$ ) を必要とする。

尚、この使用法は、本書の調整のところ述べることにする。

〔問-55〕グリッドデップ発振器の作り方を教えて下さい。

〔答〕グリッドデップ発振器 (grid dip Oscillator) は、同調回路の試験や単一調整等に使用する発振器であって、その回路の一例を示せば第 55-1 図 (次ページ) の通りである。

いま、この発振器を動作状態とすれば  $V_1(76)$  のグリッド回路にグリッド電流が

流れ電流計の指針は実線のように振れる。

次に、この状態のままで発振器の AB 両端子を受信機と同調回路につなぎ  $C_v$  のダイヤルを静に廻してゆくと、或る点で指針がグッと下るところがある。斯様に指針が下る理由は、デップ発振器の発振周波数と受信機と同調周波数とが一致して、発振回路の勢力の一部が同調回路に吸収され、このために発振回路のグリッド電流が減少したためである。ゆえにこの場合、<sup>あらかじめ</sup>デップ発振器の発振周波数を校正しておけば、直ちに受信機と同調回路の同調周波数を知ることができる。

尚、この発振器の電源には<sup>もちろん</sup>勿論、直流、交流いずれを使用してもよいが、交流を使用すれば、交流の周波数すなわち 50~60 サイクルによって変調された変調発振器として使用することが出来るから、高周波増幅回路、周波数変換回路、中間周波増幅回路等の調整を始め種々の試験に用いることができる。

### 部分品の数値

$C_v$ ……最大  $400\mu\mu\text{F}$  可変コンデンサー

$L$ ……放送周波数帯 (500kc~1500kc) 用

直径 32mm ベークライトボビンに 0.26mm DSC または EC 線を 100 回巻き中間よりタップを出す

中間周波数 (463kc) 用

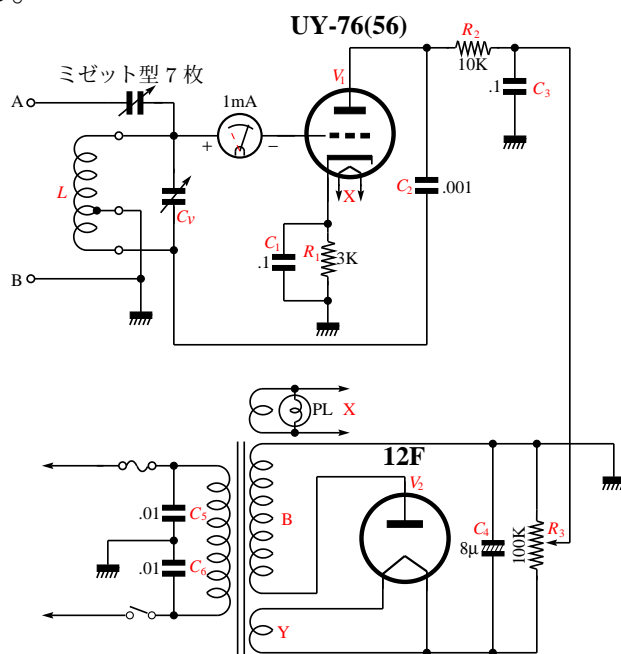
1mH (内径 12.7mm 幅 4.8mm) のハニカムコイルとすれば 0.12mm DSC 線を 220 回巻き中間よりタップを出す。

これ等のコイルはプラグイン式か切換式とする。

$C_1$ …… $0.1\mu\text{F}$

$C_2$ …… $0.001\mu\text{F}$

$C_3$ …… $0.1\mu\text{F}$



第 55-1 図

$C_4 \cdots \cdots 8\mu\text{F}$

$C_5, C_6 \cdots \cdots 0.01\mu\text{F}$

$R_1 \cdots \cdots 3\text{k}\Omega$

$R_2 \cdots \cdots 10\text{k}\Omega$

$R_3 \cdots \cdots 100\text{k}\Omega$  可変型

電源トランス

一次側  $\cdots \cdots$  AC 50~60 c/s 100V

二次側

X  $\cdots \cdots$  6.3V 0.5A

Y  $\cdots \cdots$  5V 0.5A

B  $\cdots \cdots$  150V 20mA

メーター  $\cdots \cdots$  1mA 直流電流計

### 較正

グリッドデップ発振器を較正するには標準となる発振器が必要であるが、これがない場合は、次のようにして較正を行えばよい。

### 放送周波数帯の較正

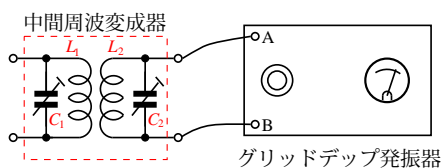
まず、高周波一段増幅の受信機か、スーパー受信機を一台用意し、これに成るべく短いアンテナを取付ける。そして、まず、1300kc 附近の放送を受信しその時のダイヤルの度盛と放送局の周波数とを記録しておく。次は同様の方法をもって、大体ダイヤルの目盛 10 度おき位の程度で各局の放送を受信して、これをその都度記録しておく。

次は、デップ発振器を動作させて、その端子 A を今用いた受信機のアンテナ端子へつなぎ、始めに受信機のダイヤルを 1300kc 附近の放送電波の周波数の位置に於て、デップメーターのダイヤルを静かに廻してゆくと、或る箇所なおでスピーカーからブーンという変調音が出るから、尚、微細に調節してその音の最大点を求めれば、これが受信機と同調周波数とデップ発振器の周波数とが合致した点であるから、これによって発振器の目盛を較正することができる。

かような方法で全周波数帯に対する較正を行い、これによって較正曲線を作っておけばよいのである。

## 中間周波数帯の較正

中間周波数帯の較正には、放送周波数帯と同様、標準となる中間周波発振器が必要であるが、これが無ければ希望の中間周波数たとえば463kcに正確に調整ずみの中間周波変成器を購入し、これを第55-2図のようにデップ発振器のAB端子につなぐ、そして、デップ発振器のダイヤルを静かに廻してメーターの指針が一番下った時のダイヤルの目盛を記録しておけば、これが希望の中間周波数となるわけである。



第55-2図

## 使用法

### 中間周波変成器の試験

中間周波変成器の良否を正確に試験するには、標準となる試験発振器、Qメータ等高級な計器が必要であるが、大体の試験はこのデップ発振器でも出来る。

まず、デップ発振器のコイルを中間周波数のものに切替えておき、第55-2図の如く接続して、デップ発振器のダイヤルを静かに廻してみる。この場合注意すべきことは、ダイヤルは常に較正したときと同じ方向すなわち右まわりならば右まわりの方向にのみ廻転することで、これを反対に廻すと幾分の誤差（これを引ずりという）を生ずることがある。

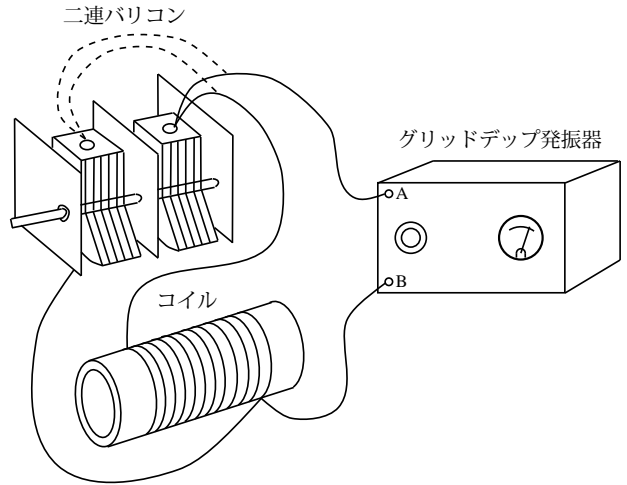
さて、ダイヤルを静かに廻してゆくとメーターの指針がグッと下って、ピンと跳ね上るところがあるが、この時が中間周波変成器の同調周波数と発振器の周波数とがピッタリ合ったときである。ゆえにこの場合、デップ発振器の度盛が較正してあれば、中間周波変成器が果して所要の中間周波数たとえば463kcに完全に調整されているかどうかを知ることができるのである。

このような試験を中間周波変成器の一次側と二次側の双方について行い、もしその調整が狂っているようならば、中間周波変成器のコイルと並列につないであるトリマーを微細に調節して、正確に所要の中間周波数に同調するようにするのである。

しかし、この場合、中間周波数変成器が不良でQが小さいと指針の振れが鋭敏でなかったり、またコイルが断線していると全然振れないことがある。

### 連結バリコンの試験

このグリッドデップ発振器を用いて連結バリコンの試験も出来る。たとえば連結バリコンが各セクションに於てその容量が一致しているかどうかを調べるには第55-3図のようにする。すなわち或る一定の巻回数のコイルと連結バリコンのうちの一方のバリコンとを並列につなぎ、このバリコンのステーターにデップ発振器のA端子を、またローターにB端子をつなぐ。斯様<sup>かよう</sup>にして、まずバリコンの容量の少ないところすなわち



第55-3図

10度位の点でデップ発振器の目盛を覚えておき、次に、点線で示すように片方のバリコンのステーターにコイルをつなぎ替えて、また前と同じ様にデップして見るのである。そして、この場合、双方のバリコンの容量が一致しておれば、発振器の目盛がピッタリ合致するわけであるが、もし、目盛が合致しないときは、各バリコンのトリマーを調節して一致させる。

次は同様の方法でバリコンの度盛20度、40度・80度と20度おき位に試験して、どの点でも正確に一致しているか否かを調べるのである。そして、この場合トリマーコンデンサーだけでは一致しないような時は最後の手段として、ローターのエンドプレート<sup>しんぷれいと</sup>の切込みを曲げて調節してみるのである。しかし良品ならば、このようなことをしなくとも完全に一致することを附記しておく。

〔問-56〕 シグナルトレーサーの作り方を教えてください。

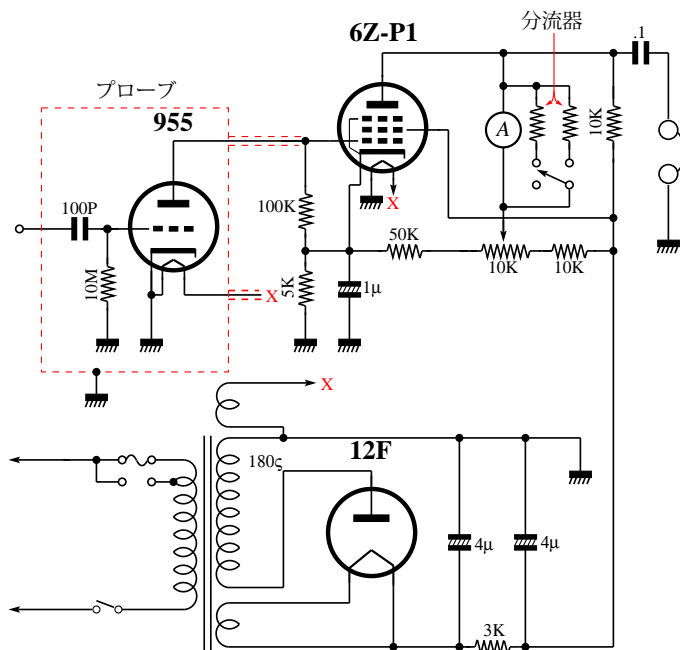
〔答〕 次に述べるシグナルトレーサー (Signal tracer) は河津無線奥澤氏の試作したもので携帯型として小型で感度のよいものであるから茲<sup>こゝ</sup>にその作り方と使用方法を紹介することとする。

### 作り方

このシグナルトレーサーは、一種の真空管電圧計と信号試験器とを兼ねたようなもので医師の聴診器に相当するものであって、回路試験器では容易に判らないような故障箇所を診断する場合に便利な計器である。

第56-1図 (次ページ) は、その回路方式の一例を示すもので、各部の数値は





第 56-1 図

記載の通りでよい。このうち一番工作の面倒なのはプローブである。プローブのケースにはコイルのシールドケースを使用する。そしてこの中に修める真空管は本機には小型で  $g_m$  の大きい電圧増幅管 955 (超短波エーコン管) が使用してあるが、これは、78, 954, または 6D6 等でもよい。しかし、普通のガラス管を使用する場合は三極管では、グリッド、カソード間の静電容量が大きいから五極管を用いた方がよい。

このプローブは、第 56-2 図の様な構造のものを作る。まずケースの上部中央にリード線を引出す孔をあける。この孔の大きさは使用する線の直径よりやや大きい位のものでよい。リード線には、シールドワイヤーを二本用いる。



第 56-2 図 プローブの構造

次に厚さ 10 ミリ位のベークライト或は乾燥した木を丸く切ってケースの内側に入るように作る。

プローブの尖端の針には 3 ミリ程度の銅または真鍮しんちゅうの棒を使ってもよいが、回

路テスターの試験棒でもよい。この棒は先にベークライト又は木で作った栓の中央に孔をあけて堅く挿し込む。これが出来上ったならば配線に取りかかるのである。まず、真空管はソケットを使用しないで、ピン（脚）に直接ハンダづけし、丸い板に軽く取りつけるか配線で保持する。高い周波数にも使用するのであるから、入力インピーダンスを低下しないように注意しなければならない。たとえばグリッドとケース間（アース間）の容量を増すような配線の仕方はよくない。グリッドコンデンサーはマイカコンよりもチタコンの方が良い。グリッドリークは、一般のものは高い周波数に対してはその実効抵抗が低下するから、抵抗器の両端はサンドペーパー等で良く磨いて、その部分に高周波用ニス等を塗っておくとよい。又抵抗を二個直列に使用するのもよい。リード線は引き抜けないように図の如くゴムテープ等を巻いておき、配線が終ってからケース内に修める。ケースと真空管のカソードとは完全に接続する。

### 調整法

配線が終ったならば調整にかかる。まずプローブを本体の方に接続し、指示用メーターは取外しておく、6Z-P1のプレートに別の電流計（10mA位）を入れて電源スイッチを閉じる。6Z-P1のプレート電流は、この状態で4~5mAの範囲にある筈であるが、そうでない場合は抵抗の値を変えなければならない。

周知の如く6Z-P1のプレート電流はグリッドバイアスによって決定されるが、この6Z-P1のバイアスは955のプレート電流に $R$ を掛けたものである。ゆえに、バイアスを変えるには955のプレート電圧を変えるか $R$ の値を変えればよい。955のプレート電圧はブリーダーのアース端の $5k\Omega$ の抵抗に於ける電圧である。この $5k\Omega$ の抵抗及び955のプレート抵抗 $R$ 即ち $100k\Omega$ はあまり小さくすると感度が低くなる。

次に $10k\Omega$ の可変レジスターを加減して電流計の振れが零になるよう調節する。零にならない場合は $10k\Omega$ の両端のいずれかに数キロオームの抵抗を直列に接続すれば零になる筈である。

次に、電流計を外して、指示用のメーターを接続する。

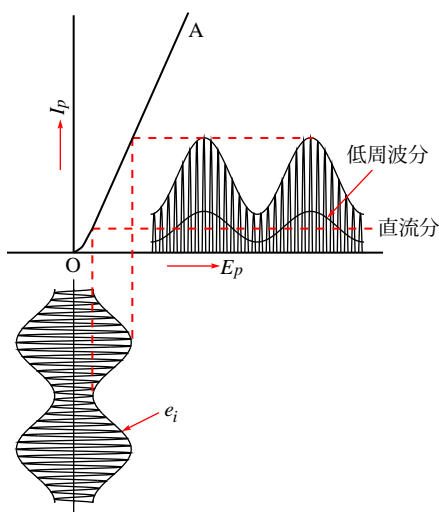
上記の方法でトレーサーは出来上ったのであるから、今度は、このトレーサーのアース端子とラジオ受信機のアース端子とを接続し、プローブの先を受信機と同調バリコンのステーター側、または真空管のグリッドに当てておき、同調バリコンを調節してみると、放送があれば同調点で指示用メーターが振れる。そし

てジャックに受話器を挿入しておけば、同時に放送が聴取できる。この点はラジオ受信機を点検する場合一番電圧の低い点であるから、高周波増幅を附加した受信機ではこれより振れが大きく、低周波増幅回路に於てはさらに電圧が高いからメーターの指針が振りきれることがある。ゆえにこのような場合はメーターに適當の倍率器を入れる必要がある。(實際の使用法は問-71 参照)

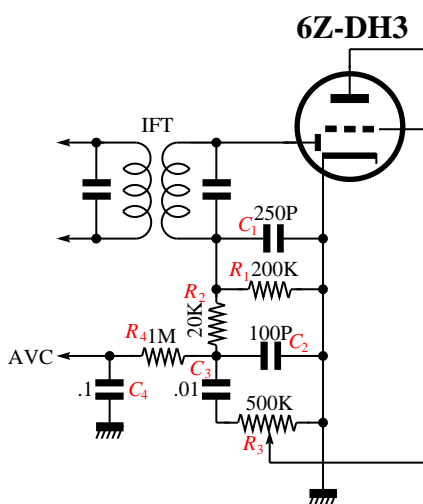
〔問-57〕 6Z-DH3, または 6B7 のような複合管を第二検波器に使用した場合歪を生ずることがあるといいますがその原因と対策に就て説明して下さい。

〔答〕 6Z-DH3 や 6B7 のような複合管はその二極部を利用して第二検波を行うことができる。この二極管検波は、直線検波を行うことができると共に簡単に AVC 電圧が得られるため、最近のスーパーには第二検波管として最も多く用いられているのである。この直線検波というのは自乗検波に対していった言葉であって、自乗検波(一般のストレート受信機の検波はほとんど自乗検波<sup>やす</sup>といって、特性曲線の変曲部を利用して検波を行うため歪を生じ易い)と異り、第 57-1 図の如く、検波器に加わる入力電圧を数ボルト以上に高めて特性曲線の直線部分を利用して検波する方法であるから、その検波出力が、入力電圧の変調波形を忠実に再現することが出来るので、歪のない検波を行うことが出来るのである。しかし、検波器の直流負荷と交流負荷の値が異なるため、変調度の高い電波が来た場合歪を生ずるおそれがある。次にその理由と対策について述べてみよう。

上述のように、二極管に加わる入力電圧が尖頭値で 10V 程度になると直線検波



第 57-1 図



第 57-2 図

として動作するが、この場合次式によって無歪変調度が決定されるのである。

$$\text{無歪最大許容変調度} = \frac{\text{変調周波数に対する二極管負荷インピーダンス}}{\text{直流に対する負荷抵抗}}$$

この式で判るように変調度が深まった時に歪を少なくするためには分子に当る交流負荷を出来るだけ大きくする必要がある。

今、第57-2図（前ページ）に於て $C_1$ 、 $C_2$ のリアクタンスが低周波に対して大きいものとし、一方 $C_3$ 、 $C_4$ のリアクタンスが低周波に対してほとんど無視出来るものとするれば、直流負荷は $R_1$ であり、交流負荷は $R_1$ 、 $R_3$ 、 $R_4$ の並列合成 $R'$ となる。よってこの場合は無歪変調度は $R'/R_1$ となり、よって今、 $R_1 = 0.5\text{M}\Omega$ 、 $R_3 = 0.5\text{M}\Omega$ 、 $R_4 = 1\text{M}\Omega$ とすれば、無歪変調度は0.5となるから100%変調とすれば歪は50%となる。ゆえに変調度の高い電波が来た時にも歪を生じないためには $R_3$ 、 $R_4$ を大きくする必要があるが、このうち $R_4$ はAVC回路の時定数の関係で定まり、あまり大きくはできないから、 $R_3$ のグリッドリークを出来るだけ大きくする必要がある。ゆえに $R_3$ は $1\text{M}\Omega$ 以上とする。外国の受信機には $R_3$ に $10\text{M}\Omega$ を使用したものもある。

〔問-58〕 スーパーの調整修理を行う場合はどんな試験器具が必要ですか。

〔答〕 スーパーの調整修理には、試験器具としてはいろいろのものが必要であるが、一般のサービスマンやアマチュア諸君は最小限度下記のようなものを用意する必要がある。

- (1) 回路テスター（交直両用のもの）
- (2) テストオシレーター（全波用）
- (3) 調整棒
- (4) シグナルトレーサー（これは無くてもよい）
- (5) 受話器
- (6) コンデンサー類（ $100\text{PF}$ — $4\mu\text{F}$ ）
- (7) 抵抗類（ $500\Omega$ — $2\text{M}\Omega$ ）
- (8) 其他ドライバー、テストリード、予備真空管等。

〔問-59〕 調整棒の構造と使用法の一例を教えてください。

〔答〕 調整棒（マジクバー）は、高周波増幅回路やスーパーの周波数変換回路の単一調整を行う場合に非常に便利な器具である。これは自作も出来るが、市販品にもよいものがあるから、これを一組求めて置けばよいと思う。

次に国民ラジオ協会発売の調整棒につき、その構造と使用法とを記述してみよう。

構造と特性……この調整棒は三本で一組となっていて、**第 59-1 図**に示すように、エポナイトまたはベークライト棒の両端に真鍮リングとダストコアが取付けてある。このうち真鍮リングの方を高周波コイルの中へ挿入すればコイルのインダクタンスを減らすように働き、ダストコアの方を入れれば、コイルのインダクタンスを増すように働くのである。

第 59-1 図に示すように、エポナイトまたはベークライト棒の両端に真鍮リングとダストコア

が取付けてある。このうち真鍮リングの方を高周波コイルの中へ挿入すればコイルのインダクタンスを減らすように働き、ダストコアの方を入れれば、コイルのインダクタンスを増すように働くのである。

第 59-1 図 調整棒

第 8 表

調整棒	A (小)	B (中)	C (大)
自己インダクタンス可変率	±5%	±10%	±20%
外径 (mm)	8	10	13

第 8 表は、これ等三本の調整棒のそれぞれの自己インダクタンス可変率の最大値を示したものである。

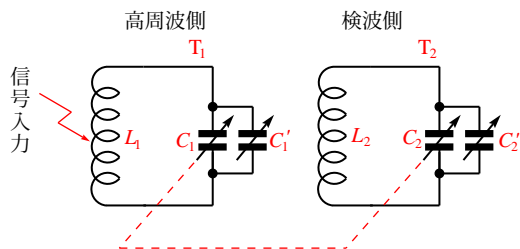
例えばインダクタンス  $200\mu\text{H}$  のコイルの場合は、A は  $\pm 5\%$  すなわち  $10\mu\text{H}$ 、B は  $\pm 10\%$  すなわち  $20\mu\text{H}$ 、C は  $\pm 20\%$  すなわち  $40\mu\text{H}$  の割合で、そのコイルの自己インダクタンスが変化する。この可変率はコイルの形状、受信周波数によって多少異なるが、コイル内径 30mm 以下巻幅 40mm 以下受信周波数 25Mc 以下では実用上差支ないとされている。

### 使用法

高周波回路の単一調整 = **第 59-2 図** は高周波増幅回路の同調回路を示したものである。今、調整棒を用いてこの回路の単一調整を行うには次のようにする。

まず、受信機の出側に出側計（テストの交流電圧計でもよい）をつなぎ、動作状態として、試験信号に同調しておく。

調整するには、**第 59-2 図** の  $L_1$  または  $L_2$  の中に、**第 59-3 図**（次ページ）に示すような要領で調整棒のいずれかの端を近づけて、出力計の指針の変化すなわち



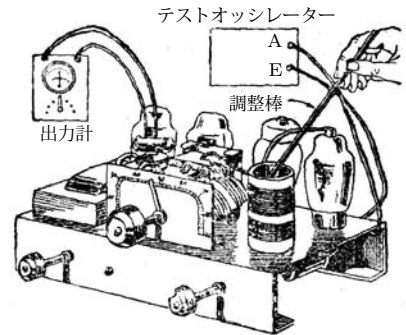
第 59-2 図高周波増幅回路の単一調整

スピーカーから出る試験信号の変調音の大小をきく。この場合  $L_1$  に真鍮リングの端を近づけた時、出力が大きくなるときは  $C_1$  の容量を減らすか  $C_2$  を増す。反対にダストコアの端を近づけて出力が大きくなるときは、 $C_1$  を増すか  $C_2$  を減らす。 $L_1$  にいずれの端を近づけても出力がスムーズに小さくなるときは、 $T_1$ 、 $T_2$  が完全に単一調整が出来ている時である。

このような調整を受信周波数帯の高い方から順次適当の間隔を於て調整する。

$C_1$ 、 $C_2$  の調節だけでは充分なる調整がとれないときは、 $C_1$ 、 $C_2$  のローターの切目の入っている一番外側のプレートを適宜まげて調整する。

スーパーの周波数変換回路の単一調整＝高周波増幅附加受信機と同じ要領で調整棒を使うのであるが、この場合は大体 700kc、1000kc、1400kc の三点で調整を行う。この三点調整の方法は問-65 で詳述する。



第 59-3 図

〔問-60〕スーパー受信機の調整はどんな順序で行えばよいのですか。

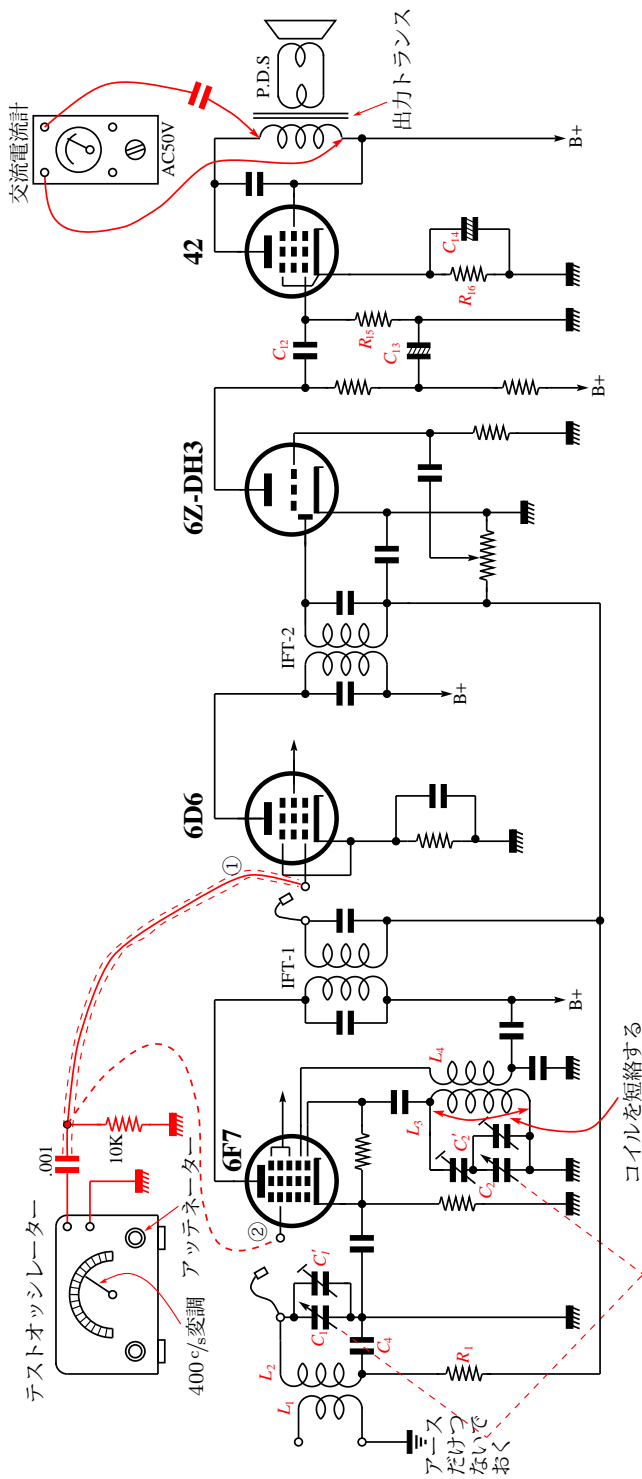
〔答〕スーパー受信機を組立て、これを調整する場合には一定の順序があり、この順序を誤ると、いたずらに時間を費すのみで完全な調整が出来ない場合がある。

五球程度のスーパーの調整の順序＝国民型スーパーすなわち 6A7(6W-C5)―6D6―6ZDH3―42―80 程度の受信機は次の順序で行う。

- (1) 低周波増幅回路の点検
- (2) 中間周波増幅回路の調整
- (3) 局部発振回路の点検と調整
- (4) 周波数変換回路の単一調整
- (5) 全体の調整

高周波増幅附加のスーパーの調整の順序＝たとえば 6D6―6A7―6D6―6B7―42―80 のような高周波増幅が附加されたスーパーでは、高周波増幅回路の調整は最後に行った方がよい。すなわち、上記の五球程度のスーパーの調整の順序と同じ方法で行い、周波数変換回路の単一調整の次に高周波増幅回路の単一調整を行うようするのである。

〔問-61〕中間周波増幅回路の調整の方法を教えてください。



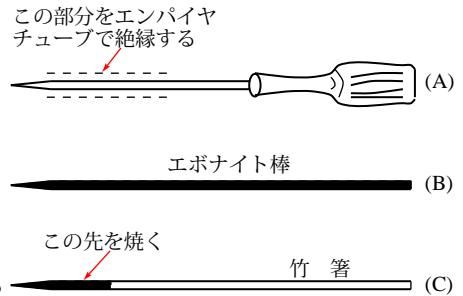
第 61-1 図

〔答〕 現在市販の中間周波変成器には 463kc に調整されたものが一番多いようであるから、茲では主としてこの 463kc のものを使用して組立てたスーパーの調整法について述べてみようと思う。

### 用意

第 61-1 図（前ページ）のような受信機の中間周波増幅回路の調整を行うには、回路テスター（ユニバーサルテスター）を交流電圧計 (A.C.50V) に切替えて、これを図のようにダイナミックスピーカーの出力トランスの一次側に接続する。この場合テスターに直流が流れないように 0.1~0.01 $\mu$ F 位のコンデンサーを直列につないでおく。

次に、中間周波増幅管 6D6 のグリッドキャップを外し、そのグリッド端子に 463kc に調整されたテストオシレーターの出力リードを接続する。この場合オシレーターのリードにはなるべくシールドワイヤーを用い、その途中に図のようにコンデンサーと抵抗 (10k $\Omega$ ) とをつなぐ。この抵抗は 6D6 にバイアスを加えるためのものである。尚、この場合オシレーターの出力は適当な低周波、たとえば 400 $\%$  で変調されたものでなければならない。



第 61-2 図

調整に使用する調整棒には一般に第 61-2 図(A)のような先の長い細自のドライバーを用いているが、これは先端 20mm のところをエンパイヤチューブのようなもので絶縁しておいた方がよい。尚、このドライバーを使うと、調整の際、人体容量の影響でドライバーの先を IFT のトリマーの先に触れた時と、離れた時とで出力が変化することがあるが、このような時は第 61-2 図(B)または (C) のようにエボナイトの棒か竹箸を用いて調整棒を使用すればよいと思う。

### 調整の方法

単峰特性の場合 = IFT（以下中間周波変成器を略して IFT と呼ぶこととする）は、その同調曲線が第 61-3 図（次ページ）(A) のように単峰特性（臨界結合）となっているものと、(B) 図のように双峰特性となっているものがあるが、市販品で五球程度のスーパーに使用する IFT はほとんど全部が単峰特性（臨界結合）となっているから、最初この調整法から述べてみよう。



IFTの調整は第二検波管に近いものから行うのが原則であるから、第61-1図の回路ではIFT-2の調整から始める。まず、低周波回路の動作の有無を点検するためにDH3のグリッドキャップを外して、これに指頭を触れてみる。この時スピーカーからガーガーといったような音が出れば低周波回路は大体OKである。

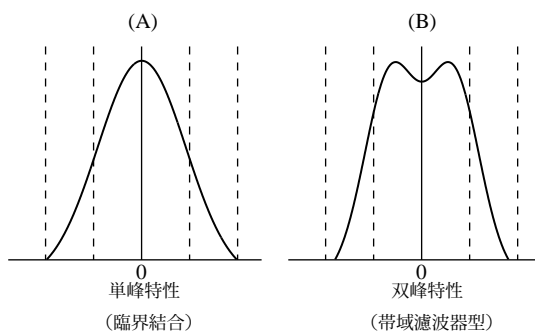
次にテストオシレーターの電源スイッチを入れて463kcの変調波を出し、アッテネーター（減衰器）を調節してオシレーターの出力を増してゆくと、スピーカーから変調音が聞えると同時に出力計の指針が或る程度振れるから、このとき、変調音が最小になるようにアッテネーターを調節する。

次にIFT-2の一次、二次のトリマーコンデンサーを微細に調節して出力計の最大点を求める。この場合あまり出力を大きくすると、過負荷の状態となるから最大点は20Vを越えないように注意しなければならない。

斯様にしてIFT-2の調整が一応終ったならば、次はIFT-1の方の調整を行うのであるが、この場合は第61-1図の6D6のグリッドキャップを元通り接続して、今度は6A7の第四グリッドを外し（6W-C5ならばシャシーの裏面から第三グリッドの接続を外す）、これに点線のようにオシレーターの出力コードをつなぐ。この場合、局部発振が働かないように $L_3$ を短絡しておくと共に、連結バリコンは最小容量に廻して、附近の強力な電波が受からないようにしておく。そして、IFT-2の場合と同様、IFT-1のトリマーを微細に調節して最大点を求めるのであるが、この時はそのままでは出力は前よりもさらに大きくなるから、オシレーターの減衰器を調節して20Vを越さないように注意しなければならない。

この調整が終わったならば、オシレーターはそのままで、またIFT-2を調整し、さらにIFT-1を調整するというように数回再調整を行って、全部の調整は終るのである。但しAVC回路のある受信機では、AVCが働かないようにAVCのフィルターを出たところで接地する必要がある。しかし、出力を小さくすればAVCはそのままでも差支えない。

双峰特性の場合＝双峰特性となっているIFTの調整はちょっと面倒であるが、



第61-3図

次の方法で行っても<sup>きしつか</sup>差支えない。

まず、IFT-2の二次側コイルと並列に200kΩの固定抵抗をつなぎ、一次二次のトリマーを調節して最大点を求め、次に二次側コイルの抵抗を取りはずして、それを一次側コイルと並列につなぎ、同様最大点を求める。これを数回繰返えし、一次、二次のいずれに抵抗を接続してもその出力が同一になるまで反覆すればよいのである。

### ダストコア入のIFTの調整

上記の方法はすべてC同調の場合であるが、 $\mu$ 同調すなわちダストコア入のIFTの調整は、ドライバーをもってIFTのシールドケースの外側に出ているネジを両端から交互に調節すればよいのである。しかし、<sup>こゝ</sup>茲で注意すべきことは、このネジを調節してゆくと出力のピークが二箇所あるが、この場合は最初のピークで調整すればよい。

〔問-62〕 局部発振回路の発振の有無を調べる方法を教えて下さい。

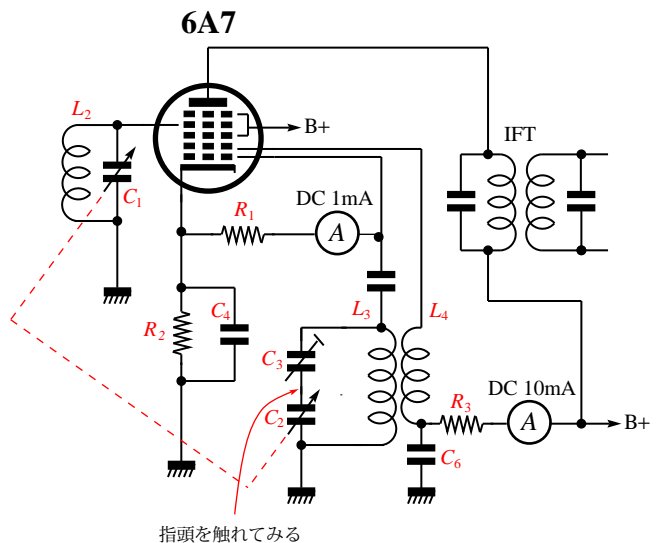
〔答〕 最近では周波数変換管として6A7または6W-C5が最も多く使用されているから、これ等の真空管について発振の有無を点検する方法を連べてみよう。

### 6A7を用いた回路の場合

第 62-1 図は 6A7 を使用した周波数変換回路である。この回路の発振の有無を調べるには次のような方法がある。

第一の方法=発振バリコン  $C_2$  のステーターに指頭を軽く触れて発振を止めてみる。その時スピーカーからボコツというようなクリックが出れば発振している証拠である。

第二の方法=図のように局部発振部のプレート回路 ( $G_2$  の回路) に直流電流計 (10mA) を挿入してみると、電流計は 2~3mA を示す。この時、発振バリコン  $C_2$  に指頭を当てて発振を止めて 4~6mA に増加すれば発振しているのである。



第 62-1 図

第三の方法＝局部発振部のグリッドリークと直列に D.C.1mA 電流計を入れ 200 $\mu$ A $\sim$ 600 $\mu$ A 振れば発振が最も良好な状態と推定してよい。

### 6W-C5 を用いた回路の場合

第 62-2 図の如く 6W-C5 を用いた回路では次のようにして調べる。

第一の方法＝発振バリコン  $C_2$  のステーターに指頭をあててみる。この時 6A7 の場合と同様スピーカーからクリックが出れば OK である。

第二の方法＝グリッドリーク  $R_2$  とアースの間に D.C 1mA 電流計を挿入し 300 $\sim$ 500 $\mu$ A を示せば発振が最も良好であると考えてよい。

〔問-63〕 局部発振の強さが全周波数帯にわたって一樣になるようにする方法を教えてください。

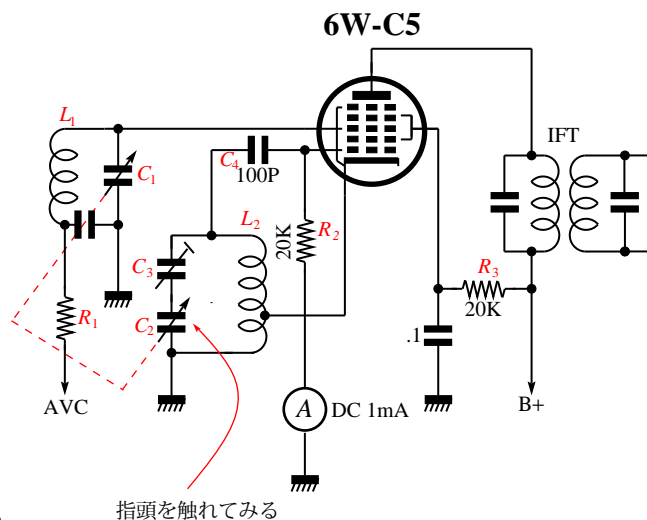
〔答〕 一般に局部発振強度は受信周波数の高い方が強く、周波数が低くなるにしたがって弱くなる傾向があるが、これは全周波数帯をわたってなるべく一樣であることが望ましく、その対策には次の方法がある。

第一の方法＝問-62 にある第 62-1 図の如く 6A7 を用いた回路では、局部発振グリッドリーク ( $R_1$ ) と直列に 1mA 位の直流電流電流計をつないでみる。この時発振していれば  $R_1$  中にグリッド電流が流れていて電流計は 200 $\sim$ 600 $\mu$ A 位を示す筈である。このグリッド電流は発振強度に比例する。ゆえに連結バリコンを廻転して、電流計の指度が大体一樣であるかどうかを確認するのである。

もし、一樣でない場合は、発振強度が不同である証拠であるから  $R_1$  の値を変化するか、局部発振コイルの結合度を変化して、出来るだけ電流計の指度が一樣になるように調節する。

尚、発振強度は遮蔽グリッド電圧にも関係するから、遮蔽グリッド電圧、降下用の抵抗を取替えて、大体 70 $\sim$ 100V 位になるようにする。

第二の方法＝第 63-1 図（次ページ）のように局部発振のグリッド回路またはプレート回路に 50 $\sim$ 250 オーム位の抵抗を挿入すると発振強度が一樣になる。

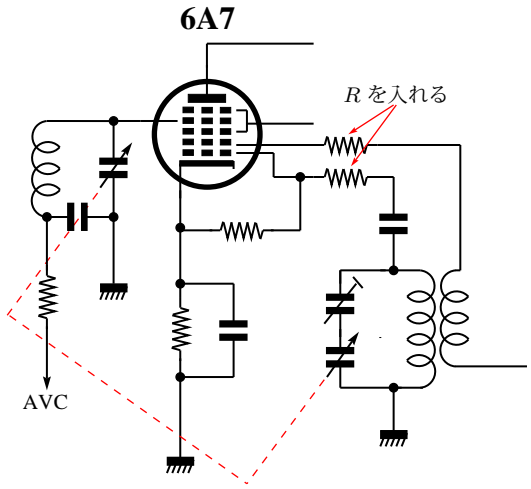


第 62-2 図

第三の方法=コイルが吸収してQが低下すると発振が弱くなり、また或る周波数帯で発振しなくなることがあるから、コイルを取替えて試験してみる。

第四の方法=第62-2図のように6W-C5を用いた回路ではグリッドリーク  $R_2$  とアース間に電流計 (1mA) を挿入しておき、連結バリコンを廻して電流計の指度が出るだけ一様になるように、 $R_2$ 、 $C_4$  の値を変えるか、カソードタップ位置を変えてみる。

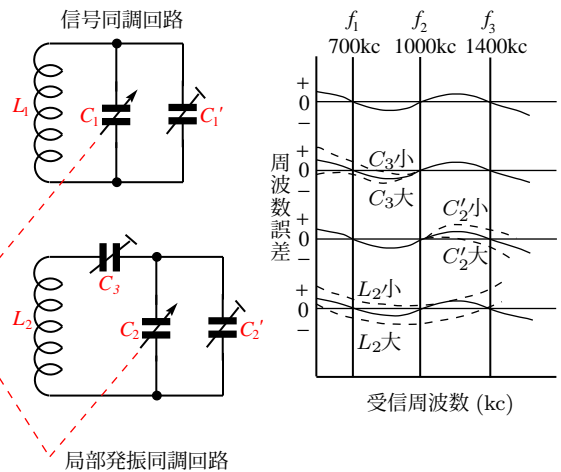
また、受信機によっては周波数変換管 (6W-C5) と中間周波増幅管 (6D6) の遮蔽グリッド電圧とが共通となっているものがあるが、これは第62-2図のように6W-C5のSG電圧を  $R_3$  によって単独に降下するような方法をとった方がよいことがある。



第63-1図

〔問-64〕周波数変換回路の単一調整を行うために必要な予備知識を教えてください。

〔答〕スーパー受信機に於ては、信号同調回路と局部発振同調回路とに連結バリコンを使用し、単一調整の場合にもバリコンの各廻転角に於て常に一定の中間周波数を生ずるようすることをトラッキング (Tracking) といい、これには次の二つの方法がある。



第64-1図

- (1) 局部発振回路の同調バリコンの板を特殊の形状として行う方法。
  - (2) 信号同調回路と局部発振同調回路には同一型のバリコンを使用するが、局部発振同調回路だけに直並列に半固定コンデンサーを挿入して行う方法。
- これ等のうち、現在では(2)の方法が最も多く採用されているから、次にこれについて述べてみよう。

第64-1図の左側に示した回路は、信号同調回路と局部発振同調回路だけを抽

出して書いたもので、 $L_1$  = 信号同調コイル、 $L_2$  = 局部発振同調コイル、 $C_1$ 、 $C_2$  = 連結バリコン、 $C'_1$ 、 $C'_2$  = トリマーコンデンサー、 $C_3$  = パッドイングコンデンサーである。

この場合、受信周波数範囲を 550～1500kc の放送周波数帯とすれば、信号同調回路は、この 550kc から 1500kc までの間の周波数に同調すればよく、また局部発振回路は、中間周波数を 463kc とし、局部発振周波数を中間周波数だけ高く保つ場合は 1013kc～1963kc の範囲に、これと反対に中間周波数だけ低く保つ場合には 87kc～1037kc の範囲に同調すればよいのである。そこで信号同調回路と発振同調回路の周波数変化の割合を調べてみると、

$$\text{信号同調回路} \cdots \cdots 1500\text{kc} \div 550\text{kc} = 2.72 \text{ (倍)}$$

$$\text{発振同調回路 (前者の場合)} \cdots \cdots 1963\text{kc} \div 1013\text{kc} = 1.93 \text{ (倍)}$$

$$\text{〃 (後者の場合)} \cdots \cdots 1037\text{kc} \div 87\text{kc} = 11.9 \text{ (倍)}$$

となる。

一般にバリコンの容量変化比、すなわち最大容量と最小容量との比は 9～10 倍位で、周波数変化は容量変化の平方根に比例するから、このようなバリコンを使用する場合の周波数変化は 3 倍程度である。ゆえに前述の、局部発振周波数の方が信号同調周波数より高い場合は、周波数変化は 2.72 倍及び 1.93 倍であるからよいが、局部発振周波数の方が低い場合は、周波数変化は 11.9 倍となり採用出来ない。尚、局部発振周波数が低いときは、その高調波が受信周波帯内に入り妨害を与えることがある。

以上の理由によって局部発振周波数は信号同調周波数よりも中間周波数だけ高くしてあるのである。

この場合、局部発振回路に於ける周波数変化は上述の如く 1.93 倍あればよいのであるから、その同調周波数変化の範囲を狭くするために第 64-1 図のごとく  $C_2$  に直列にパッドイングコンデンサー  $C_3$  を入れて最大容量を小さくし、また並列にトリマーコンデンサー  $C_2$  を接続して、最小容量を大きくし、かつ  $L_2$  のインダクタンスを  $L_1$  よりも少なくして、発振周波数を中間周波数だけ高くするのである。

しかし、このようにして完全なる単一調整を行ったとしても、周波数全体にわたって正しい中間周波数差を得ることは不可能で、第 64-1 図の右側の最上部の曲線で示すように、 $f_1(700\text{kc})$ 、 $f_2(1000\text{kc})$ 、 $f_3(1400\text{kc})$  の三点では正確に調整が

とれるが、その他の点では図示のように多少の誤差を生ずるものである。これをトラッキング誤差といい、受信周波数の低い方ではその誤差は正で、高くなるにしたがって負から正へと変り、最高周波数に於て負となっている。

理想的に調整が行われた場合は、これ等の誤差を2~3%程度にすることができ、実用上この誤差を問題とならない程小さくすることができる。なおこの誤差は中間周波数の低い程小さくなる。

しかし、この場合、 $C'_2$ 、 $C_3$ 、 $L_2$ の値が適当でないと、図の点線で示すように受信周波数のいずれかの点に於て狂いを生じ、その附近の周波数で感度が低下することとなる。ゆえにこの場合は、次のような要領で調整を反覆する必要がある。

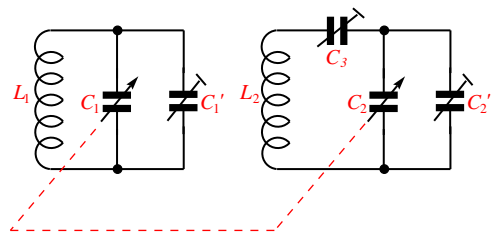
- (イ) 周波数の高い方、すなわち 1400kc 附近に於て誤差のある場合はトリマーコンデンサー ( $C'_2$ ) を調節すること。
- (ロ) 周波数の低い方、すなわち 700kc 附近に於て誤差のある場合はパディングコンデンサー ( $C_3$ ) を調節すること。
- (ハ) 中央周波数、すなわち 1000kc 附近で誤差のある場合、換言すれば、全周波数帯にわたって一様に誤差のある場合は  $L_2$  を増減すること。

〔問-65〕 既製コイルを使用して組立たスーパーの単一調整の方法を教えてください。

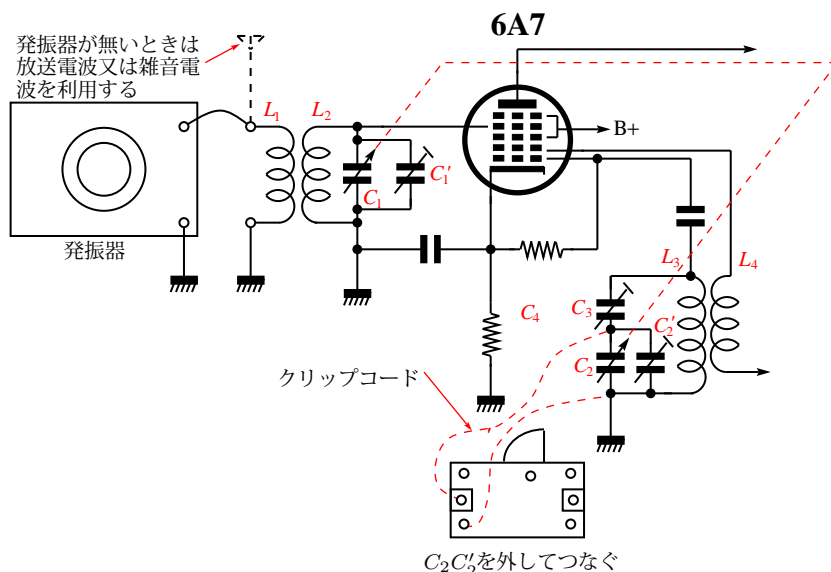
〔答〕 周波数変換回路が第 65-1 図のようであるとすれば、調整棒を用いて下記のような方法でやればよい。

高周波付受信機の調整と同じような要領で、 $f_1(700\text{kc})$ 、 $f_2(1000\text{kc})$ 、 $f_3(1400\text{kc})$ の三点に於て調整を行う。調整の順序としては、初め 1000kc に同調して  $L_1$  に調整棒の真鍮リングの端を近づけた時出力が増大するときは、 $L_1$  を減らすかまたは  $L_2$  を増す。これと反対にダストコアの端を近づけたときに出力が増すときは、 $L_1$  を増すか  $L_2$  を減ずる。次に 700kc に同調して同様に  $L_1$  に真鍮リングの端を近づけたとき出力が増すときは  $C_3$  を減らす。

つぎは 1400kc に同調して、同様に  $L_1$  に真鍮リングの端を近づけたとき出力が増すときは  $C'_2$  を増す、反対にダストコアを端を近づけたとき出力が増すときは  $C'_2$  を減ずる。



第 65-1 図



第 66-1 図

$f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  に於て調整棒のいずれの端を近づけても出力がスムーズに低下するときはその点に於ける調整は完全に出来ていると考えてよいのである。

〔問-66〕自作したコイルでスーパーを組立てた場合、これを計器無しで調整を行うにはどうすればよいのですか。

〔答〕自作したコイルで信号同調回路と局部発振回路のインダクタンスが非常に違っているような場合は次のようにして調整する。

この方法は、計器無しで誰にもできて、しかも 100 パーセント成功する方法である。

まず、試験発振器を用意するのであるが発振器が無ければ、できるだけ短い室内アンテナを用い、放送電波を利用するか、または外来雑音電波を利用する。

次に、第 66-1 図に於て局部発振回路の連結バリコン  $C_2$ ,  $C_1'$  の接続を外して、この代りに図の如く同一容量のバリコンをつなぐのであるが、実際にはこのようなバリコンを求めることはちょっとむずかしいことであるから、本機に使用してあると同一の連結バリコンを買い求めて、これをクリップコードをもって仮接続すればよい。そしてこの仮接続のバリコンにも、セットと同様のダイヤルを取付けるのである。

しかし、実際問題としてはダイヤルを二つつけて、双方の目盛りを合せるとい



うことはなかなか至難なことである。そこで最も簡単で有効な方法は、連結バリコンのエンドプレートにある切込を利用することである。

このエンドプレートの切込は、両端と中央と三ヶ所あり、各バリコンの切込の位置は同じであるから、この切込を標準として調整を行えばよい。なお仮接続を行うために用いるコードは出来るだけ短くした方がよい。

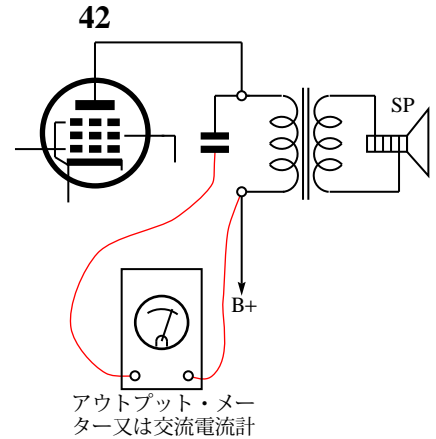
そしてセットのスピーカーの両端には**第 66-2 図**のようにアウトプットメーター（出力計）か交流電圧計（これは回路テスターを交流電圧計に切替えて使用する）を接続する。しかし熟練すればこれ等の計器を使用しなくても、スピーカーから出る音によって完全に調整を行うこともできる。

さて、上述の用意ができたならば、試験発振器のダイヤルを始め10度位にして、1400キロサイクル位の変調波を出す。もし、発振器が無ければ、雑音電波を受けてスピーカーから出るシャーシャーという音の最大点を求めて調整してもよい。

斯様にして、**第 66-1 図**の如く  $C_1$ 、 $C'_1$  の連結バリコンと仮接続した  $C_2$ 、 $C'_2$  の局部発振のバリコンとをダイヤルの度盛10度附近で別々に調整してゆく（コンデンサーのキャパシターとダイヤルの度盛とは一致するものとする）と、或る点でスピーカーから変調音をきくことができ、同時にアウトプットメーターの指針が振れるから、その音を逃さないようにして、なお微細に調節し、スピーカーから出る音の最大点、すなわちアウトプットメーターの指針が最大に振れる点を求める。この場合発振器の出力があまり大きいと、この最大点を求めることが困難であるから成るべく出力を小さくするようにする。

そして、この時の双方のダイヤルの度盛りを読んで、誤差が無ければその点は完全に単一調整ができているわけであるが、始めからそう簡単に一致するものではない。

そこで、今仮に連結バリコン  $C_1$ 、 $C'_1$  のダイヤルの度盛りが12度であるのに対して、仮接続したバリコン  $C_2$ 、 $C'_2$  の度盛りが10度であるとしたならば、それは局部発振回路の同調周波数の方が、第一検波回路の周波数よりも低い証拠であるから、この場合は仮接続したコンデンサーのトリマー  $C'_2$  の容量を減ずると同時



第 66-2 図



に、連結バリコンのトリマー  $C_1$  の容量を増してみる。こうして双方のダイヤルの度盛りが 10 度附近で正しく一致すれば良いが、これでもなおその差が大きいときは、最早やこのトリマーの調節だけでは一致しないのであるから、その時は局部発振コイル  $L_3$  の巻数を減じなければならない。しかし、茲で注意すべきことは、上述のように同調周波数の高い方、すなわちダイヤルの度盛り 10 度附近に於て仮に 2 度の差があったとしても、この時直ちに  $L_3$  の巻回数を減ずるということは大禁物である。それは、同調周波数の低い方、すなわちダイヤルの度盛りの 80 度附近では必ずしもこの差と一致しない場合があるからである。

ゆえに 10 度附近で局部発振のダイヤル度盛りの方が 2 度少かったとしたならばそれを覚えて置いて、今度は試験発振器を 700 キロサイクル位で発振させて、前述と同様  $C_1$  及び  $C_2$  とを別々に調節して、80 度附近すなわちバリコンのキャパシターの最大に近いところで、最高感度の点を求める。そしてこの場合、前述のように 10 度附近では局部発振の  $C_2$  の度盛りの方が 2 度少かったのに、80 度附近に於てはこの差がさらに大きく 4 度となったとか、またはこれと反対に 1 度位多くなったというときには、今度は主として  $C_3$  のパディングコンデンサーを調節するのである。このパディングコンデンサー  $C_3$  の容量は、前にも述べてあるように中間周波数が 463 キロサイクル内外のときは 400 マイクロ・マイクロファラッド位が適当であるが、この値は受信機によって幾分の相違があり、かつ容量に僅かの差があっても感度に非常な影響があるから、この点を頭に置いて、始めてスーパーを試作調整するような場合は、 $C_3$  として最大キャパシター 600 マイクロ・マイクロファラッド位のバリオデンサー（半固定蓄電器）を用いて調節するのである。尚、この調節には、柄の長いネジ廻しか、または、エボナイト等で作った調節棒を用いて、人体容量の影響を避けるように注意することが肝要である。

さて、斯様にして  $C_3$  を調節してゆくと、スピーカーから出る音の最も大きいところがあるから、この点を変えて置いて、再び前に戻って 10 度附近の調整をし直してみて、この両端すなわち 10 度附近と 80 度附近との差が双方とも正しく一致するまでこれを反覆するのである。

こうしてこの両端におけるダイヤルの度盛りの差が、たとえば 2 度であるとしたならば、今度は、50 度附近で前と同様の方法でその差を調べるのである。しかし、この場合は両端の差が一致しておれば、50 度附近は自然に一致するものであ

る。もし一致しなければ、この附近で  $L_3$  を増減するのであるが、これは最後に行うことにする。

さて以上の方法で、10度、50度、80度の三点における  $C_1$  と  $C_2$  との差が完全に一致して、仮に局部発振  $C_2$  の方が2度だけ少いとしたならば、茲で初めて局部発振回路の  $L_3$  の巻回数を減ずるのである。そしてこの減ずる回数は本機のように直径 25mm の円筒を用いた場合は、ダイヤル度盛り 1度につき約 2回位の見当でよいのである。

それ故、まず最初 2回位減じてみて、さらに前と同様、全体にわたって再調整をなした後、さらにこの巻回数を減じてみて、双方の度盛りが完全に一致するまで入念に何回もこの操作を繰返すのである。尚、この時前と反対に  $C_2$  の度盛りの方が  $C_1$  よりも何度か多いようならば、これは局部発振回路の  $L_2$  の巻回数の少い証拠であるから、今度は  $L_2$  を何回か増してみなければならない。

斯様にして、双方のダイヤルの度盛りが 10度、50度、80度附近で正確に一致して、少しの誤差も無くなったとしたならば、もう占めたもので、このスーパーは 80パーセントの能率が出ているわけであるから、今度は、仮接続のバリコンを外して、元通りに連結バリコンをつなぎ、単一調整の状態としてさらに入念に  $C'_1$ 、 $C'_2$  及び  $C_3$  の調節を行うのである。

しかしこの場合、連結バリコンが不良であると、10度から 50度附近まで、すなわち同調周波数の高い方は完全に一致して感度がよいが、それ以上になると、どんなにパディングコンデンサー  $C_3$  を調節しても一致しないで、充分な感度が出ないということや、または、これと反対に度盛りの多い方、すなわち周波数の低い方は感度が良いが、度盛りの少ない方が感度が悪いというようなことがある。こうしたときは、主として連結バリコンのエンドプレートの切込みをネジ廻しのようなもので少しずつ内外へ曲げながら調整するのであるが、この方法は相当熟練しないと反ってそのためにバリコンを廃物にしてしまうことがあるから、注意しなければならない。要するに優良なバリコンならば、ほとんどエンドプレートは曲げなくても、完全に調整することができるものである。なお以上の調整にあたって、仮接続のバリコンに使用するダイヤルであるが、この度盛りとセットのダイヤルの度盛りとが完全に一致したものをを用いるということは、実際にはなかなかむずかしいことであるから、前述のように、こうした場合は、双方のバリコンの切込みに注意して、切込みから切込みまでの間隔の差によって判断するのも一

方法である。上述の方法によって大体の調整ができたならば、次は、屋外アンテナを用いて夜間遠距離の放送を受信しながらさらに微細な再調整を行うのである。

〔問-67〕 第 67-1 図のような高周波増幅附の 7 球スーパーを自作しましたがその調整法を教えてください。

〔答〕 次に誰にも出来る最も簡単な方法を伝授する。

調整の順序

組立たばかりの本機を調整するには大体次の順序で行えばよい。

低周波増幅回路の点検——中間周波増幅回路の点検——局部発振回路の点検——第一検波回路と局部発振回路との単一調整——高周波増幅回路と第一検波回路との単一調整——AVC 回路の点検——全体の調整。

(1) 低周波増幅回路の点検

組立が完了したならば、誤配線の有無を調べた後、真空管、スピーカーを挿入して、まず低周波回路の点検を行う。それには、ピックアップがあればこのセットのピックアップ端子 (PU) につないでレコードによって試験するのであるが、ピックアップが無ければ 6B7 の管頭キャップに指頭をあてスピーカーから出るクリックによって調べてもよい。

(2) 中間周波増幅回路の点検

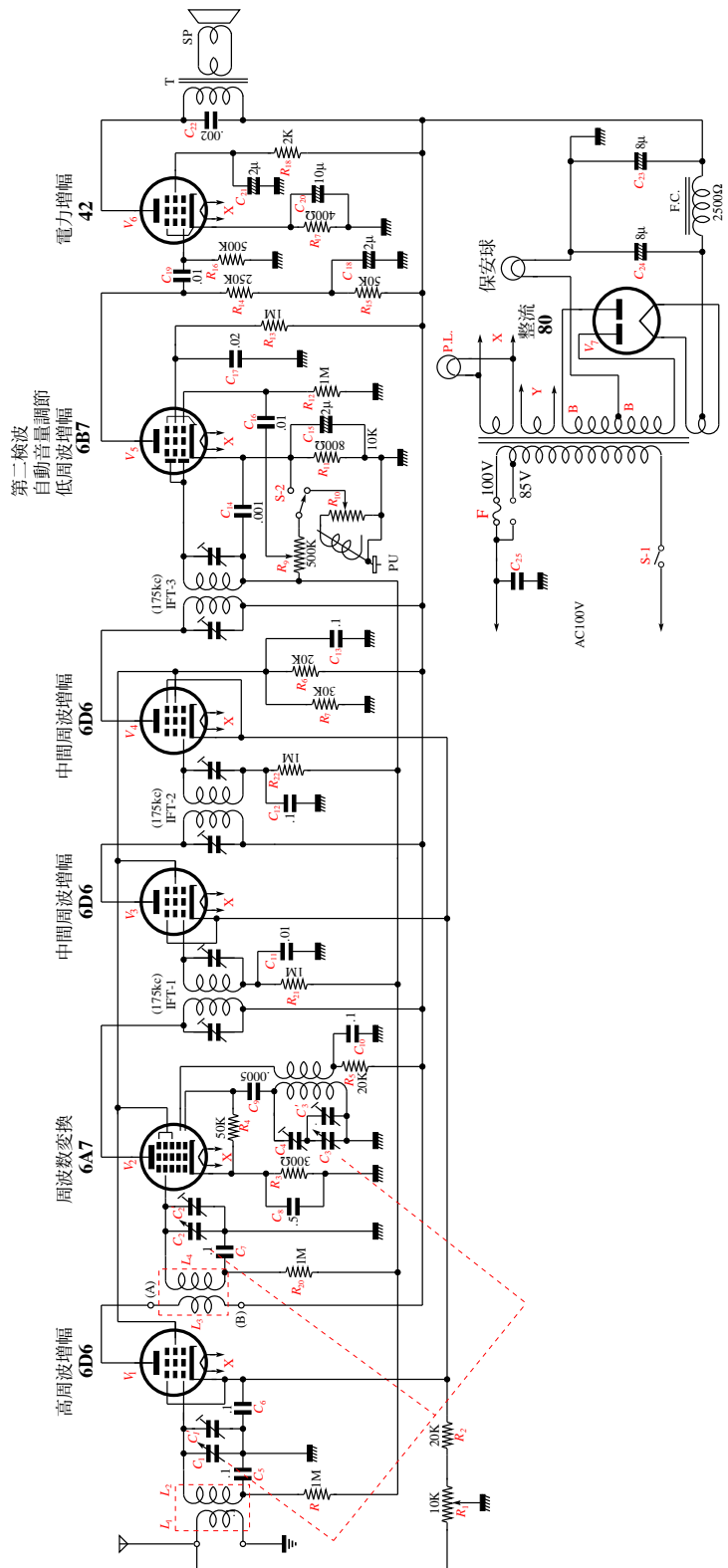
スーパーの単一調整を行うには、中間周波変成器が全部所要の中間周波数 (175 キロサイクル) に完全に調整されていることが肝要である。中間周波変成器は本機を組立てる前に調整ずみとなっているわけであるが、組立後は配線間のキャパシター、真空管の内部静電容量等によって、幾分狂いを生じていることがあるから、一応点検してみる必要がある。

この中間周波増幅回路の点検の方法は問-61 のところで詳述してあるからこれを参照されたい。

(3) 局部発振回路の点検

第 67-1 図  $V_2$  (6A7) の局部発振回路の  $C_3$  のステーターに指頭を当て、スピーカーから「ボコボコ」といったような音が相当強くであれば発振良好、または 6A7 の第二グリッド回路へ 10 ミリアンペア位の直流電流計を挿入し、第二グリッドか、または  $C_2$  のステーターに指頭を触れた瞬間、メーターの指針が 3 ミリアンペア位から 6 ミリアンペア位まで変化すれば OK である。

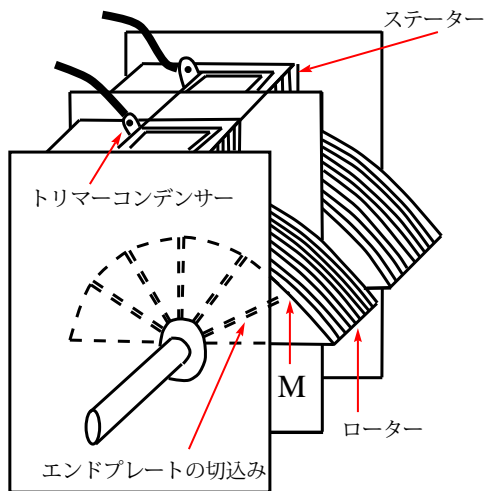
(4) 第一検波回路と局部発振回路との単一調整



第 67-1 图

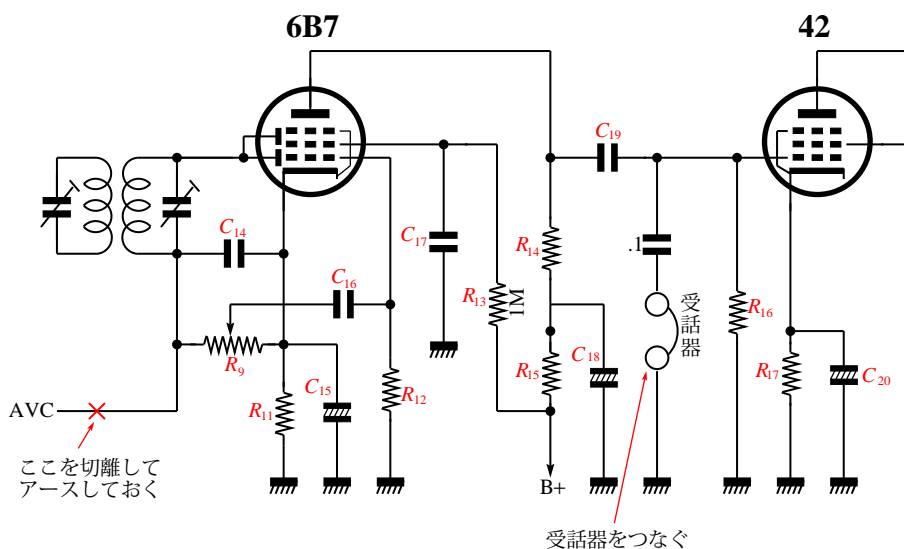
この調整にはいろいろの方法があるが、茲では最も簡単でしかも 100 パーセント成功する方法をのべてみよう。(但しコイルを自作した場合)

それにはまず第 67-1 図の高周波増幅管 ( $V_1$ ) は抜き取っておき、 $L_3$  コイルの両端 (A)(B) のところの配線を切り離してこれを仮にアンテナコイルとして、短い室内アンテナを接続する。この場合試験発振器があれば、(A)(B) 端に発振器の出力端子と接続する。こうすると、高周波回路は働かないこととなって、中間周波二段だけのスーパーとなる。



第 67-2 図

次に、問-66 のところでのべたと同様 6A7 の局部発振回路の連結バリコン  $C_3$ ,  $C'_3$  の接続を外して、この代りに、これと同一容量、同一曲線を有する連結バリコンを仮接続し、これにもセットと同一のダイヤルを目盛りが一致するように正しく取付ける。もしこのダイヤルが無いときは第 67-2 図のように連結バリコンのローターのエンドプレートには切込みがあるから、この切込みを目標として両者が一致するように調整してもよく、実際はダイヤルの度盛りを目標とするよりも、この切込を目標とした方が正確に単一調整



第 67-3 図

ができるものである。

次は AVC が働かないように第 67-3 図（前ページ）の×点の部分を切離してアースしておく。なおこの場合出力トランスの二次側にアウトプットメーター（交流電圧計でも可）をつなぐか、または第 67-3 図のように 42 のグリットリーク  $R_{16}$  と並列に受話器を接続して、これによって最大出力の点を求めるようにすれば正確な調整を行うことができる。

さて、かようにして用意ができたならば、受信機を動作させ、まず試験発振器より 1400 キロサイクル位の変調電波を出して、受信機と粗結合にしておく。発振器がなければ、外来雑音電波（シャーという音）を受信するのも一方法である。

次に受信機の連結バリコン ( $C_2, C'_2$ ) と今仮接続した連結バリコン ( $C_3, C'_3$ ) とを度盛り 10 度附近に於て（バリコンの容量とダイアルの指度は一致するものとする）別々に調節すると、或る点でスピーカーから変調音を聞くことができるから、その音を逸さないようにして、なお微細に調節すると最大音の点がみつかる。この場合アウトプットメーターが接続してあれば指針が最大に振れる。また受話器を用いればさらに微細な調節ができる。

斯様にして、変調音の最大点が見出せたならば、このときの双方の連結バリコンの度盛を読んでその差を調べてみるのである。

そして今仮にセットの連結バリコン ( $C_2, C'_2$ ) の方の度盛りが 12 度であるのに対して、仮接続した局部発振のコンデンサー ( $C_3, C'_3$ ) の方が 10 度であるとしたならば、これは局部発振回路の同調周波数の方が低いことを意味している。いかえればバリコンの容量が大きいか、またはコイルの巻回数が多い証拠であるから、セットの連結バリコンのトリマー ( $C'_2$ ) を締めつけると共に、仮接続の  $C_3$  トリマー ( $C'_3$ ) を緩めて、双方の度盛りが 10 度附近で一致するように再調整を試みるのである。しかしこの場合、あまり双方の度盛りの差が大きくて、トリマーコンデンサーの調節位では到底双方が一致しないときは、発振回路の同調コイル  $L_5$  の巻回数を減じなければならない。

しかし、茲で最も注意すべきことは、たとえ 10 度附近で仮に 2 度の差があったとしても、これによって直ちに局部発振の同調コイル  $L_5$  の巻回数を減ずるということは大禁物である。何となれば、同調周波数の高い方の 10 度附近では 2 度の差があったとしても 80 度附近、すなわち同調周波数の低いところでは、その差は必ずしも 10 度附近の差と一致しない場合があるからである。

それ故、10度附近で局部発振の度盛りの方が2度少いことが判ったならば、これを覚えて於て、今度は試験発振器からは、700キロサイクル附近の電波をだして、ダイヤルの度盛で80度附近における双方の差を調べる。そして、その差がもしも10度附近における差と一致しなければ、今度は主として局部発振回路のパディングコンデンサー ( $C_4$ ) を調節して、その差をできるだけ10度附近における差に近づけるようにするのである。

斯様<sup>かよう</sup>にして80度附近を大体調節したならば、今度は、さらにまた10度附近の調節を行うといったようにこれ等の調節を反復して、10度附近と80度附近の度盛りの差が一致するまでこれを行うのである。

さて上述のように10度、80度附近の差が全部一致して、その差が仮接続したバリコンの方が2度だけ少いとしたならば、このときはじめて発振コイル  $L_5$  の巻回数を減ずるのである。この減ずる回数は25mm (1インチ) の円筒で、度盛り1度につき約2~3回位であるから今の場合は、まず最初に2回位減じてみて再び前回と同様、10度、80度附近の差を求めてみる。この操作は極めて入念に数回繰返えし、完全に双方の差が一致するまで行う。

次に仮接続したバリコンを外して元通りにセットの連結バリコンをつなぎ、元の単一調整として、さらにトリマー及びパディングコンデンサーを調節し、スピーカーから最大音のできるようにする。

#### (5) 第一検波 (混合) と高周波増幅回路の単一調整

以上の方法で、第一検波回路と局部発振回路との単一調整ができたならば、今度は  $C_3$  を元通りに接続して、第一検波回路と高周波増幅回路との単一調整を行うのである。

この調整には、第一検波回路の  $C_2$  のトリマーコンデンサー ( $C'_2$ ) には絶対に手を触れることなしに、高周波回路の  $C_1$  のトリマーコンデンサー ( $C'_1$ ) のみを調節して行う。なおこれで不十分の場合は、 $C_1$  のエンドプレートの切込を曲げて調節するのである。

#### (6) AVC回路の点検

以上の方法で単一調整が完了したならば次は、念のためAVC回路が働いているかどうかを点検してみる必要がある。このAVC回路を点検するには次のような方法がある。

第一の方法 第67-1図に於て、先に調整の際切離したAVC回路の配線を元通

りにつなぎ、ダイナミックスピーカーにアウトプットメーターを接続して、オシレーターの出力を変化してみて、メーターの指度があまり変化しないようならば、AVCは働いていると判断する。

第二の方法 近距離の放送をまず室内アンテナを以って受信し、そのまま屋外アンテナに切換えて受信してみて、音量にあまり変化が無ければ AVC は働いている。

第三の方法 夜間遠距離の放送を受信して AVC を附加しない受信機と比較してフェージングが少なければ AVC は働いている。

### (7) 全体の調整

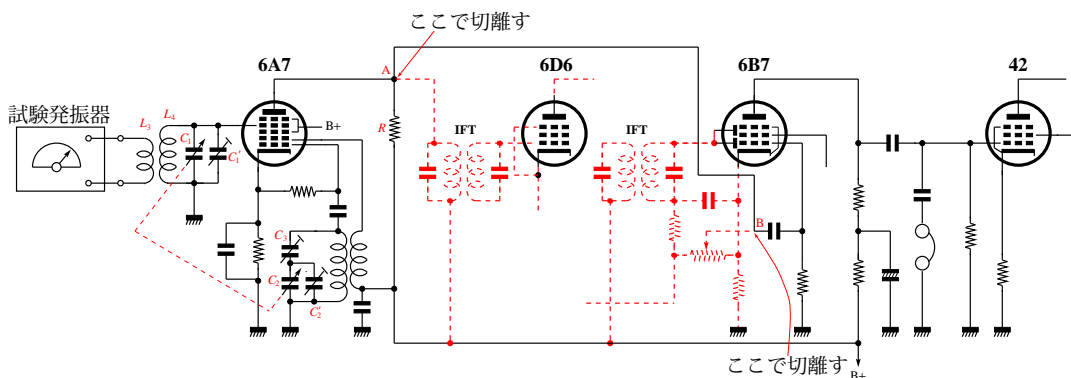
以上の調整を完了すれば、セットはほとんど 80 パーセント以上の能率を発揮することは確実であるが、これだけではまだ十分とはいえないから、今度は夜間遠距離の放送を受信しながら、まず中間周波変成器の調整からはじめて全体の再調整を行ってみる必要がある。

この調整は、第二検波管に近い IFT-3 の調整から行い、順次 IFT-2, IFT-1 とやるのであるが、この場合  $R_1$  の可変レジスターは中間に置き、主として  $R_g$  を調節してスピーカーからでる音をできるだけ小さくしておかないと、最高感度の点に調節することが困難である。そしてこの調節にはネジ廻しの先を絶縁したものをを用い、中間周波変成器のバリオデンスラーを交互にごく僅かずつ調節していくのであるが、この場合、最後に調節する IFT-3 は他のものよりも幾分シャープした方が分離性が良くなる。

斯様にして三個の中間周波変成器を調整していくと、非常に感度が増大していくことがはっきりわかる。しかし、茲で注意すべきことは、この三個の中間周波変成器をあまりシャープに調整し過ぎると、側波帯の一部がカットされて、高音部の欠如した鼻つまりのような音となると共に、雑音（シャーという音）が前よりも目立って大きくなることもあり、時には自己振動を起すようなことがある。このようなときは主として第二及び第三の中間周波変成器の一次側の同調を少しずらしてやればよい。

以上の方法で中間周波変成器の調整が終ったならば、次は連結バリコンのトリマー及びパディングコンデンサーを今一度微細に調節し、完全にこれ等の調整がとれたときは再びこれを動かすことが無いように封蝟のようなもので固定しておく方がよい。

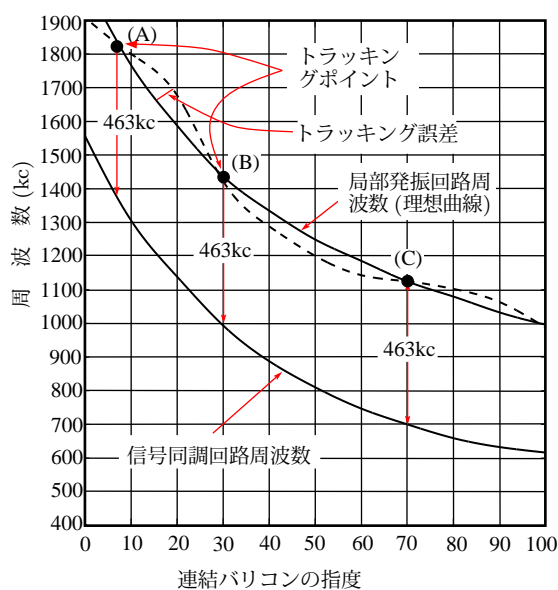




第 68-1 図

〔問-68〕周波数変換回路に於ける信号同調回路と局部発振同調回路との同調曲線を書く方法を教えてください。

〔答〕調整しようとする受信機が第 68-1 図のような回路であると仮定すれば、変換管 6A7 のプレート回路の一部すなわち A 点を切離し、この点と B+ 間に図のように 100kΩ 位の抵抗を接続する。そしてさらに第二検波管 6B7 のストッピングコンデンサー B 点をも切離して、実線で示すようにこの AB 間を導線を以って接続する。こうすると 6A7 は検波管として動作することとなり、R 端に生じた低周波出力電圧を直接低周波増幅回路へ加えることとなる。尚、調整には受信機附属のスピーカーを利用するのが一般の方法であるが、この際、図のように 6B7 のプレート回路へ受話器をつないで行えばさらに精密なる調整を行うことができる。



第 68-2 図

さて、斯様にして準備ができたならば、まず始めに第 68-2 図のうちの信号同調回路の同調曲線を描いてみるのである。それには局部発振回路が動作しないように、6A7 の第一グリッドをアースするか、 $L_3$  を短絡しておく。そして試験発振器からは変調波を出し、 $C_1$  を調節しながら同調をとれば、スピーカーまたは受話器によって変調音を聞くことができる。ゆえにこれによって第 68-2 図の如き

信号同調回路の同調曲線を描くのである。

次は、局部発振回路の同調曲線を描くのであるが、それには、まず6A7の第一グリッドのアースを取り除いて発振回路が動作するようにすると共に、試験発振器は無変調として $A_1$ 電波を出すようにしておく。そして $C_2$ を調節してゆくとスピーカからビート（唸音）が聞えてくる。その時さらに $C_2$ を精密に調節すると、ビートとビートとの中央のゼロビートの点を求めることができる。この点は試験発振器の周波数と局部発振の周波数とが一致したところであるから、 $C_2$ の全回転角に応じてこのゼロビートの点を求めて曲線を描けば第68-2図における局部発振の同調曲線が得られる。よって、これ等二つの曲線を比較し、それ等の差が所要の中間周波数となるように反覆調整を行えばよいのである。

このようにして描いた曲線が第68-2図の実線で示すようになれば理想的であるが、実際は、どんなに入念に調整しても図の点線のようになり、完全に周波数差が所要の中間周波数となるところは(A)(B)(C)の三点であって、他は点線のように幾分の誤差を生ずるものである。この点をトラッキングポイントといいこの差をトラッキング誤差という。

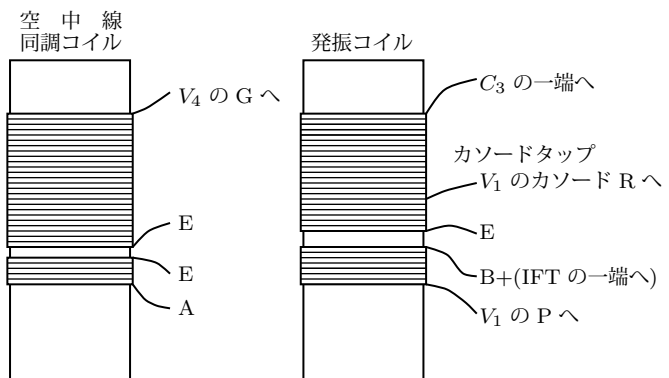
〔問-69〕 普通級国民型受信機をスーパーに改造する方法を教えてください。

〔答〕 高周波一段増幅附加の国民型4号程度の受信機をそのままスーパーに改造する場合の諸注意を述べてみよう。

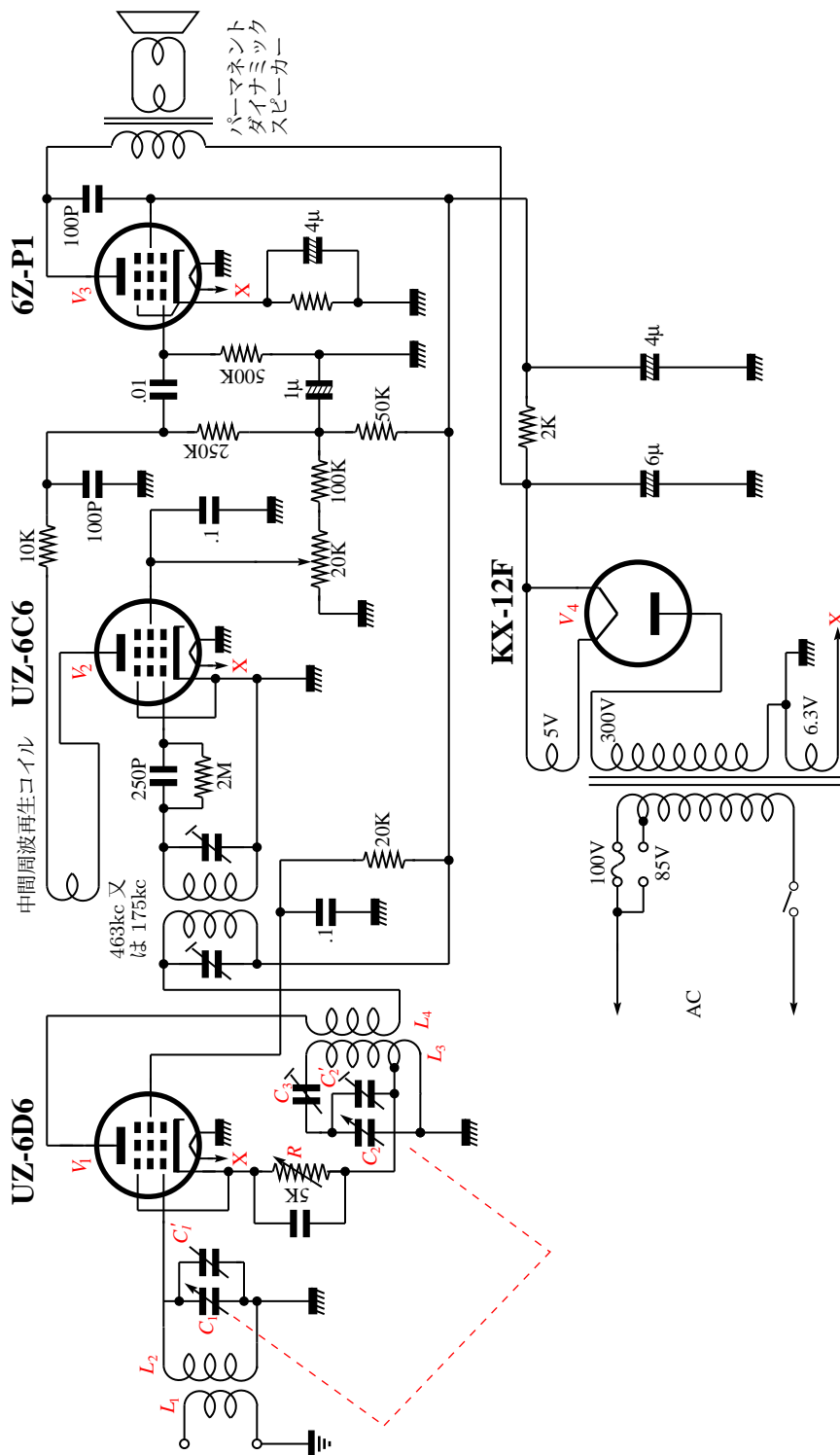
回路方式の説明

第69-1図(次ページ)は国民4号B型(6D6-6C6-6ZP1-12F)受信機を改造したスーパーヘテロダイン受信機であって、 $V_1$ (6D6)で第一検波と局部発振を行い、 $V_2$ (6C6)を第二検波に使用し、そのプレート回路に再生コイルを附加して、中間周波の再生を行っているため、感度と選択度と

を一段と上昇させることができる。尚、この再生の調節は6C6遮蔽グリッド回路なおに挿入してある20k $\Omega$ の可変抵抗器によって行っているが、こうすると再生が非常に円滑に行われると共に音量調節もできる。しゅへい



第69-2図



第 69-1 図

同調コイルと発振コイルについて

同調コイル ( $L_1, L_2$ ) = 二連バリコン ( $C_1, C_2$ ) の最大容量を  $350\mu\mu\text{F}$ 、トリマー容量 + 分布容量を  $30\mu\mu\text{F}$  とすれば、 $550\sim 1500\text{kc}$  の放送周波数帯をカバーするに要する  $L_2$  の値は約  $225\mu\text{H}$  となる。よってこれを、直径  $32\text{mm}$  ( $1\frac{1}{4}$  インチ) のボビンに  $0.2\text{mm}$  DSC 線を巻くとすればシールドケース無しで  $100$  回となる。次に  $L_1$  は第 69-2 図の如く  $L_2$  のアース側に同一線を  $30$  回位巻けばよい。

発振コイル ( $L_3, L_4$ ) = 発振コイル  $L_3$  の値は中間周波数によって異ってくる。

まず中間周波数を  $463\text{kc}$  としたときの計算をしてみよう。

この場合は  $m = L_2/L_1$  の値は第 69-3 図によって約  $0.55$  となるから、

$$L_2 = m \times L_1 = 0.55 \times 225 \approx 124\mu\text{H}$$

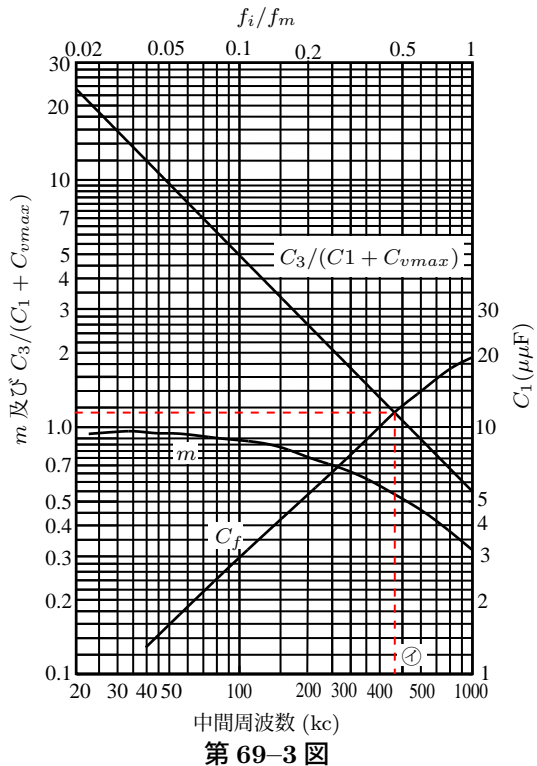
となる。次にこの  $124\mu\text{H}$  のコイルを作るためには直径  $32\text{mm}$  のボビンに  $0.2\text{mm}$  DSC 線を何回巻けばよいかを第 69-4 図 (次ページ) より求めてみると約  $67$  回となる。よって調整の際カットアンドトライによって正確な巻回数を決定することにして  $70$  回位巻き、第 69-2 図のようにアース側から全体の約  $5$  分の  $1$  位のところからカソードタップを出し、これを  $V_1$  のカソード  $R$  の一端につなぐ。このカソードタップの取り方が発振能率に非常に影響するというのを念頭におきたい。

次に中間周波数を  $175\text{kc}$  とした場合の  $L_3$  の値を求めると、この場合は  $m = L_2/L_1$  の値は約  $0.75$  となるから

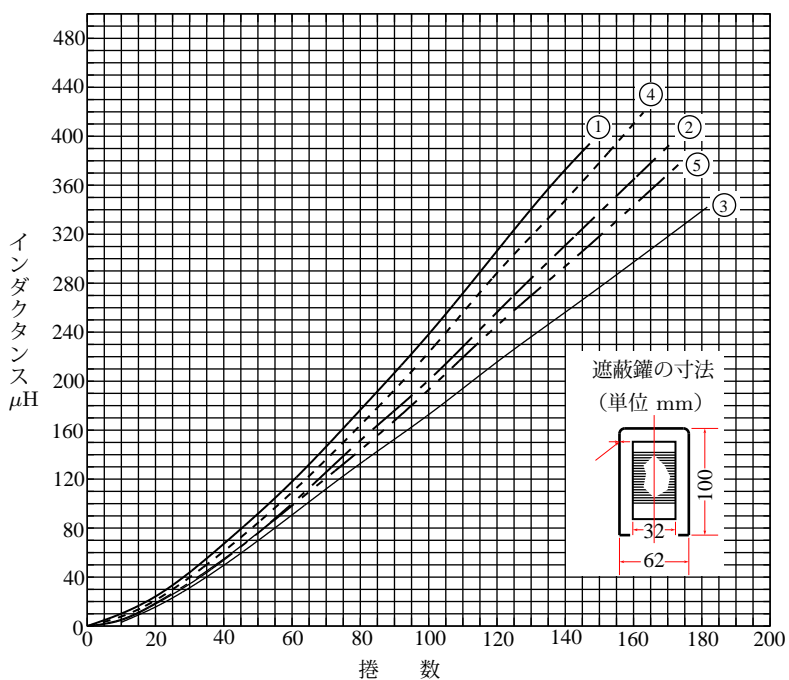
$$L_3 = m \times L_2 = 0.75 \times 225 \approx 169\mu\text{H}$$

となる。よってその巻回数は約  $83$  回となることがわかる。

パッチェンゲンデコンサー ( $C_3$ ) の求め方



第 69-3 図



曲線	ボビンの直径	巻線の種類	遮蔽の有無
①	38mm(1½吋)	径0.32mmDSC	ナシ
②	32mm(1¼吋)	径0.26mmDSC	ナシ
③	同上	同上	有
④	同上	径0.2mmDSC	ナシ
⑤	同上	同上	有

第 69-4 図

この値も第 69-3 図により容易に求めることができる。

まず中間周波数 463kc の場合を求めてみると、

$$C_{vmax} = 350\mu\mu F$$

$$C_{min} = C_1 (= \text{分布容量} + \text{トリマー容量}) = 30\mu\mu F$$

であるから

$$\frac{C_3}{C_1} + C_{vmax} \doteq 1.1$$

となる。そしてこの場合  $C_1 + C_{vmax} = 380\mu\mu F$  であるから求むる  $C_3$  の値は

$$C_3 = 1.1 \times 380 \doteq 118\mu\mu F$$

となる。

また、175kc の場合は

$$\frac{C_2}{C_1} + C_{vmax} \approx 2.8$$

ゆえに  $C_3$  の値は

$$C_3 = 2.8 \times 380 = 1064\mu\mu\text{F}$$

となる。

**中間周波変成器について**

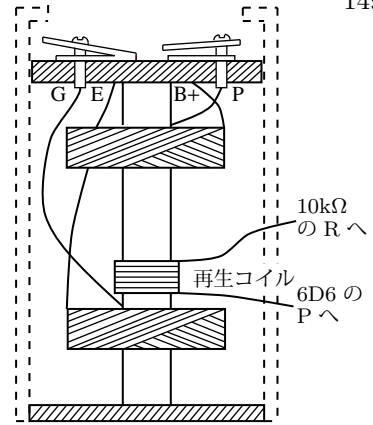
中間周波変成器は、市販品中適当なものを選びこれ

に第 69-5 図のように再生コイルを約 50 回巻き、これを図の符号通りに接続する。

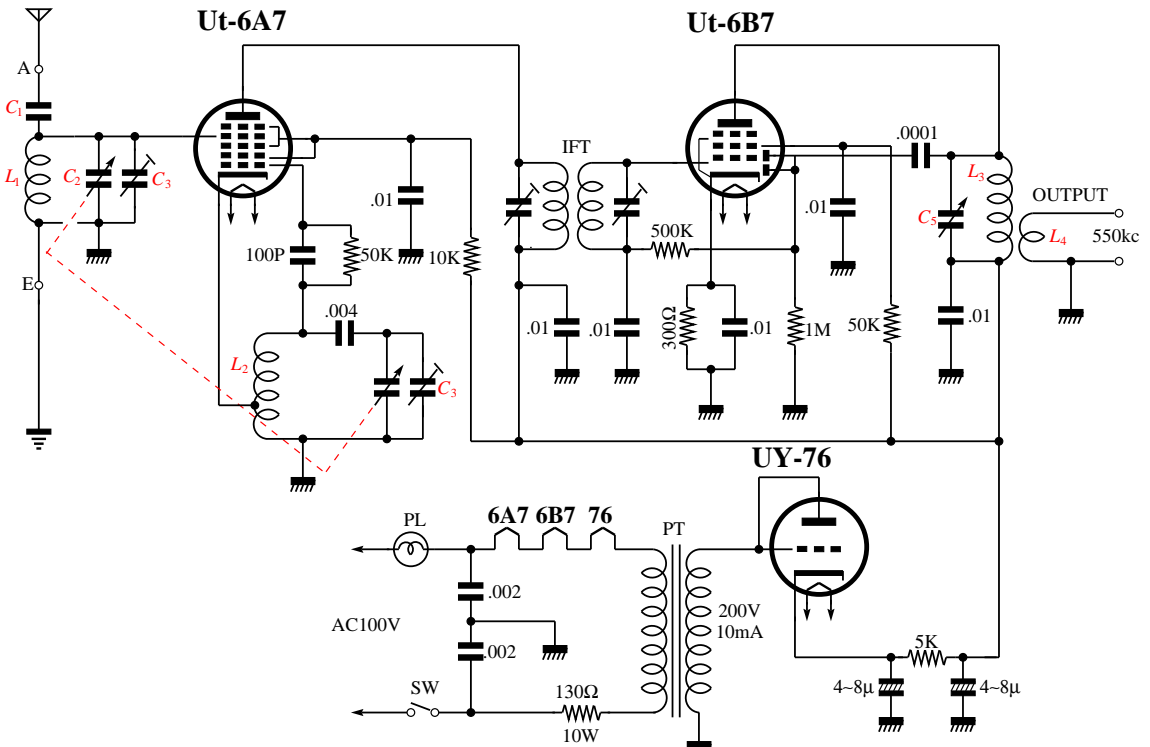
**調整上の注意**

調整法は問-68 を参照されたい。但し本機は  $V_1(6D6)$  が第一検波と局部発振とを兼ねているから、調整の際  $R$  の可変レジスターを微細に調節して最高感度の点を求めてこれを固定するようにされたい。

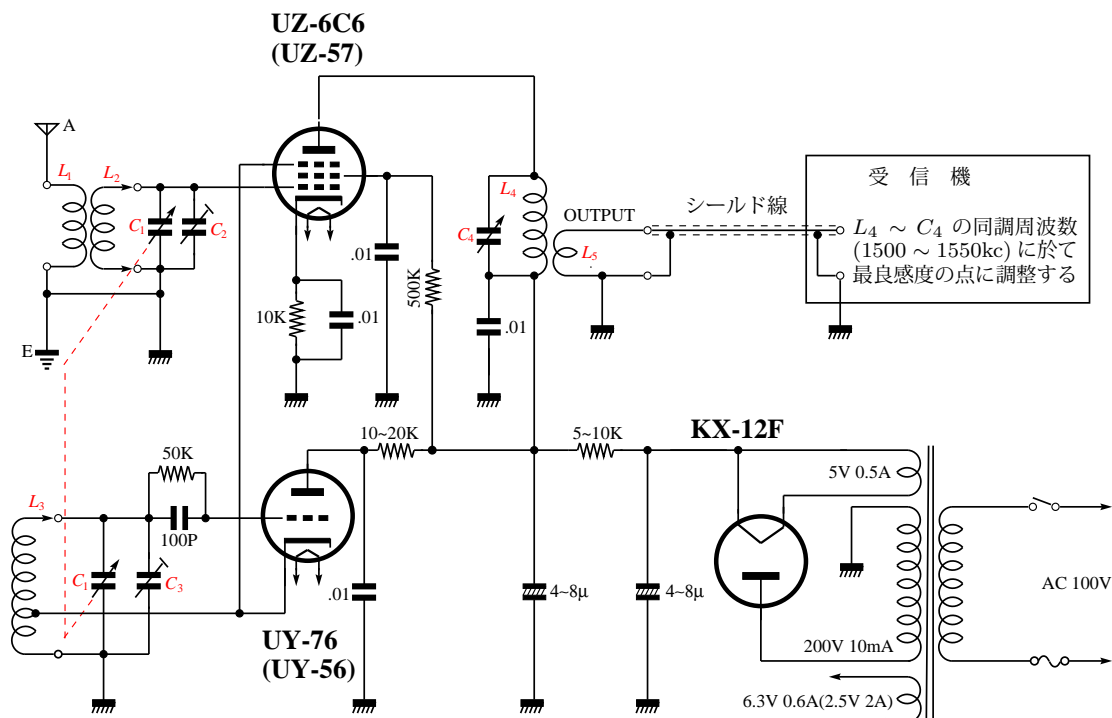
〔問-70〕短波コンバーターの回路を教えてください。



第 69-5 図



第 70-1 図 三球式交流短波コンバーター (その 1)



第 70-2 図 三球交流式短波コンバーター (その 2)

〔答〕 短波用スーパー受信機の間周波数には 460~1500kc が多く採用されているから、高周波増幅回路をもつ放送受信機をちょうどスーパーの周波数変換管につづく回路に代用すれば、僅かの部分品を加えるだけで短波用スーパー受信機にすることが出来る。

これには種々の回路があるが茲では二種の回路を挙げておく、

### 三球式交流短波コンバーター (その 1) 部品表

使用真空管	Ut-6A7, Ut-6B7, UY-76
受信周波帯	5.6~18.5M $\epsilon$ /s
特 長	受信機へ入る前に中間周波増幅を一段行って感度の増加につとめ、かつ AVC を附している。
$C_1$	3~5 $\mu$ F, 絶縁線を 5~6 回撚り合わせたものでもよい。
$C_2$	二連バリコン, 最大容量 350 $\mu$ F 以上のもの。
$C_3, C_4$	トリマー最大容量 30 $\mu$ F のもの。
$C_5$	トリマー, 最大容量 500 $\mu$ F のもの。
IFT	550kc に用いられる中間周波変成器。
PT	電源変圧器の巻線は下表のものを使用する。

## アンテナコイル

巻枠	外径 25mm (1 インチ) 長さ 50mm (2 インチ)
$L_1$	10 回#DSC, 間隔巻 巻幅 24mm
$L_2$	9 $\frac{1}{2}$ 回#20 DSC, 間隔巻 巻幅 24mm カソードタップ 1/5回目

## 中間周波コイル

巻枠	外径 30mm (1 $\frac{1}{4}$ インチ) 長さ 75mm (2 インチ)
$L_3$	130 回#42×7 リッツ線ハニカム巻
$L_4$	20 回#42×7 リッツ線 $L_3$ の上アース側に近く密接巻

## 電源変圧器巻線表

	電 圧	電 流	線 種	巻 数
一次線	100V	300mA	0.32mm (エナメル)	650 回
二次線	200V	10mA	0.10mm (エナメル)	3250 回

ヒーターの両端に規定電圧がかかるよう電源電圧器の鉄芯の枚数を加減する

## 三球式交流短波コンバーター (その2) 部品表

使用真空管	UZ-6C6, UY-76, KX-12F
受信周波帯	0.3~30Mc/s
特 長	サップレサーグリッド注入法を採用している。
$C_1$	二連バリコン, 最大容量 15 $\mu$ F ぐらいのもの。
$C_2, C_3$	バリコン, 最大容量 50 $\mu$ F ぐらいのもの。
$C_4$	トリマー, 3~30 $\mu$ F のもの。

## コイル表

	$L_1$	$L_2$	$L_3$
10m 帯	2 回#24 DCC, 密接巻 $L_3$ のアース側に 5mm 離して	3 回#18E, 間隔巻, 巻幅 20mm	2 回#18E, 間隔巻, 巻幅 20mm, カソードタップ 1/2回目
20m 帯	4 回#24 DCC, 密接巻, $L_2$ のアース側に 5mm 離して	9 回#18E, 間隔巻, 巻幅 25mm	6 回#18E, 間隔巻, 巻幅 30mm, カソードタップ 1 $\frac{1}{2}$ 回目
40m 帯	6 回#24 DCC, 密接巻, $L_2$ のアース側に 5mm 離して	18 回#20 E, 間隔巻 巻幅 30mm	12 回#20E, 間隔巻, 巻幅 30mm, カソードタップ 3回目



80m 帯	8 回#24 DCC, 密接 巻, $L_2$ のアース側に 5mm 離して	27 回#24 DCC, 間隔 巻, 巻幅 30mm	18 回#20E, 間隔巻, 巻幅 30mm, カソー ドタップ 4 $\frac{1}{2}$ 回
-------	--	-------------------------------	--

$L_4, L_5$  は放送受信機用の同調コイルを流用する  
コイルの巻枠はいずれも外径 38mm (1 $\frac{1}{2}$ インチ)

〔問-71〕 シグナルトレーサーで故障診査を行う方法を教えて下さい。

〔答〕 ストレートの受信機とスーパー受信機の二種について述べてみよう。

(1) 国民型受信機 (6D6-6C6-6Z-P1-12F) について

#### 故障状況

まずスイッチを入れても全然聞こえないという状況を仮定する。

#### 故障診査

電源回路には異状なし, 真空管はチェッカーであたってよし, スピーカーにも異状なし, そこでシグナルトレーサーの出動となる。従来のテスターと非常に行き方が異なる点は, これは高周波側から直接電波をプローブでキャッチしていく点で, まずトレーサーをホーンに切換え, 6D6 のグリッドに探針をあててバリコンを静かに廻して同調をとると聞えてくる。そこで次にプレートにあてると一段と大きくなる。この段は OK, つぎに 6C6 のグリッド, プレートとあたるとこれも OK。6Z-P1 のグリッドも OK, ところがプレートに当たると聞えない。スクリーンもカソードも聞えない。そこでカソードの 750 $\Omega$  を調べて見るとアースの半田づけが悪く, 一見ついているようだがその実オッフになっている。これをつけ直してたちまち修理完了。

(2) スーパー受信機 (6A7-6D6-6B7-42-80) について

#### (イ) 中間周波変成器

発振コイルをショートして局部発振をとめておき, 電源を入れて受信機を働かせながら, テスト・オッシレーターの出力を 6A7 のグリッドに入れ, トレーサーはメーターに切換えて IFT-1 の二次側, または 6D6 のプレートにプローブをあて, オッシレーターの周波数を所定の中間周波数の附近で少し変化させてトレーサーのメーターの振れをよみ, IFT-1 の同調曲線をとる。つぎにオッシレーターを 6D6 グリッドに入れ同じ要領で IFT-2 の調整を行う。

#### (ロ) 単一調整

試験発振器を使用して、IFTの調整と同じ要領で同調コイル及び発振コイル共振周波数特性をとり、バリコンのいかなる廻転位置でも常に発振コイルの共振周波数の方が中間周波数（例えば463キロサイクル）だけ高くなるように調整する。

#### （ハ）発振電圧の調整

以上の調整を行った後、受信機に電源を入れて働かせながら、プローブを発振コイルに近づけただけでメーターが振れるから、これを見ながらバリコンを廻し、全廻転範囲で大体一定の振れを示すように、グリッドコンデンサー及びバイアス抵抗を調節する。これでスーパーの調整ができたわけだが、前述の入力容量を考慮し、あとは実際に放送を聞きながら各部のトリマーをわずかに調節すればよい。

以上で大体の使用法を了解されたことと思うが、まだこの他にスピーカー、ピックアップ、マイクロホン等の周波数特性、さらにメーターを校正しておけば真空管、トランス等 $\mu$ の測定、コイルの簡単な $Q$ の測定など、その使用法を工夫すれば用途は無限にあると思う。

〔問-72〕 第72-1図のような五球式スーパー（6W-C5-6D6-DH3-42-80<sup>7)</sup>の故障を診査する方法を教えてください。

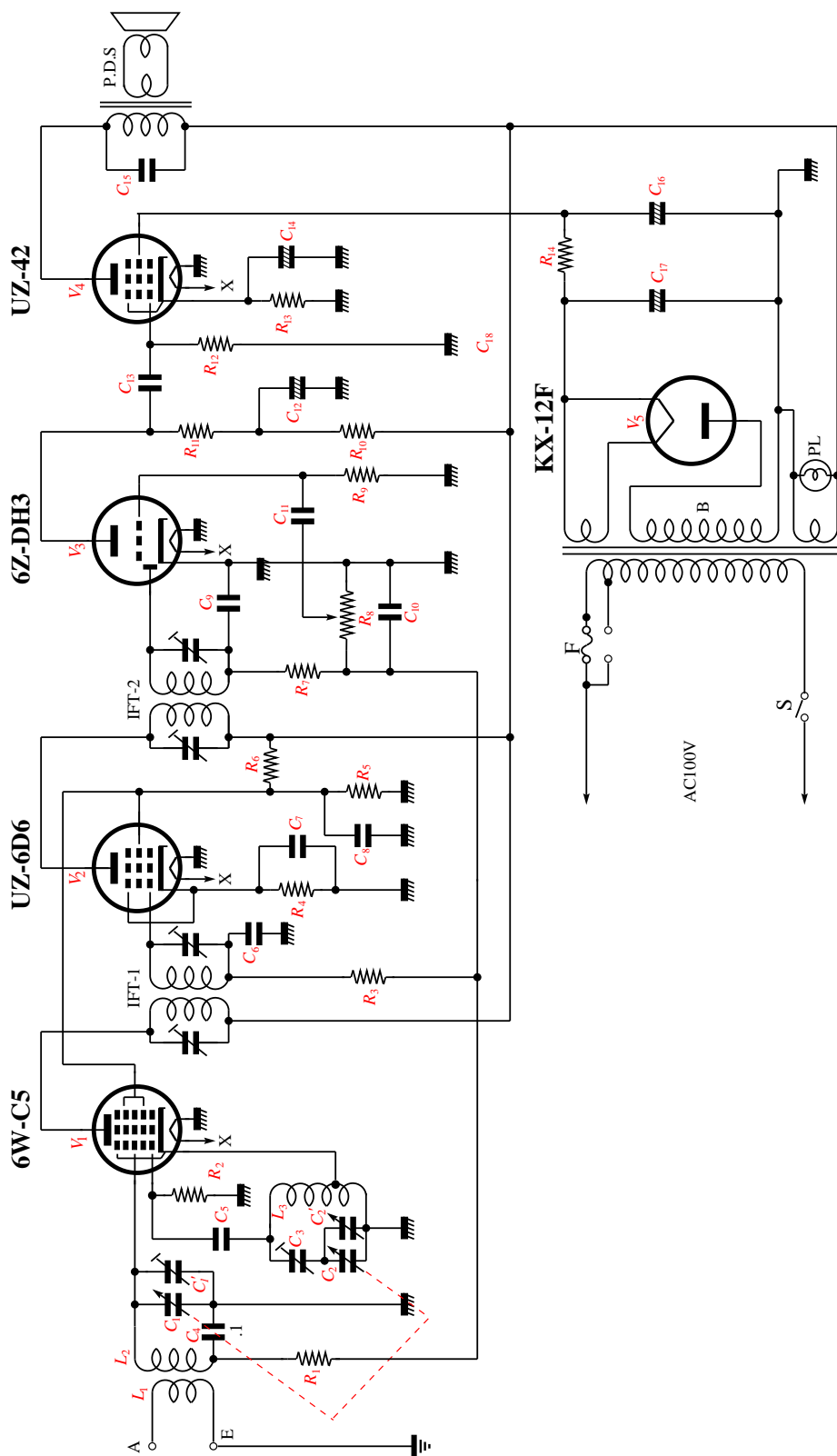
〔答〕 本機が使用中に故障を起した場合は、その故障症状によって、どこが故障であるかを大体見当をつけて診査してゆけばよいのであるが、実際は三～四球程度の一般家庭用受信機と異り、本機のように複雑した回路のものでは、故障修理に相当熟練した技術者でも、そうたやすく故障箇所を発見することが出来ない場合が多い。まして初めてスーパーの修理に携わる人では、シャシー裏面の配線の錯綜しているのを見ただけで、すでに怖気がついてしまって、手も足も出ないようなことがある。しかし、かかる場合、次のような順序で診査してゆけば、比較的簡単に故障箇所を発見するととが出来るものである。

尚、この診査に当っては回路の導通試験、電圧試験等が一通り終るまでは、みだりに中間周波変成器の調節や変換回路の単一調整等を行わないことであって、往々にしてこの調整を狂わしてしまって、かえって前よりも感度の悪いスーパーにしてしまい、修理に非常に手間取ったという例もあるから注意されたい。

#### 真空管の試験

真空管の良否は真空管試験器によって調べてみなければならないが、この試験器が無い場合は、次に述べる電圧計法によってその良否の見当をつけるのである。

7) 回路図では KX-12F になっている。



第 72-1 图

しかし、単に真空管試験器といっても色々の種類があり、普通のものにはグリッド電圧を変化して、これに対応するプレート電流の変化を観察し、これによって良否を判定するものが多く、この方法では6A7, 6W-C5のような複雑した構造の真空管の良否はあまり正確には判らない。ゆえにこの良否を正確に調べるためには相当高級な試験器を必要とする。

### 導通試験

スーパーのような複雑した配線の受信機になると全然導通試験は省略し、直ちに電源スイッチを入れて動作状態として電圧試験に移る人もあるが、それは大禁物であって、次の箇所だけは必ず導通試験を行う必要がある。

もし、これを怠ると電源部に故障があった場合に危険である。

- (イ) 電源トランス二次側両端及び一次側とシャシー間
- (ロ) 電源トランス二次側、すなわち整流管のソケットのPとB-間
- (ハ) B+とB-間

以上のうちで整流管のPとF間の導通の場合は、本機のように $V_1$ ,  $V_2$ のSG回路にブリーダー抵抗 $R_5$ ,  $R_6$ が挿入してある場合は、メーターの指針は数万オームの抵抗を示して静止する、また、平滑コンデンサー $C_{16}$ ,  $C_{17}$ に電解コンデンサーが用いてあるときも同様、数万オームの抵抗を示すことがある。ゆえにこのオームメーターの指針が零オーム近く振れて戻らぬときは、平滑コンデンサーの短絡、B+B-間すなわち各真空管のプレート回路または遮蔽グリッド回路とシャシー間の短絡と判断することができる。尚、電源トランスの一次側すなわちアタッチングプラグの一端とシャシー間に少しでも導通があれば、電源トランス一次コイルとシャシー間の短絡もしくはヒューズホルダーのアース等であって、このままで電灯線アンテナを使用すると、アース線をアンテナ端子に接続した瞬間、その間で火花を生じ、このためにアンテナコイルを焼損することがあるから注意されたい。

### 電圧試験

以上の導通試験の結果、B電源回路に故障が無ければ真空管、スピーカー等を所定のところへ挿入して電源スイッチを入れて動作状態とする。そして、まず最初にアンテナを第72-1図のA端子につないでみる（電灯線アンテナならばアース線をA端子につなぐ）。このとき回路に異状が無ければ、アンテナをA端子につないだ瞬間、スピーカーから「ガリ……」という相当大きなクリック音が出て、

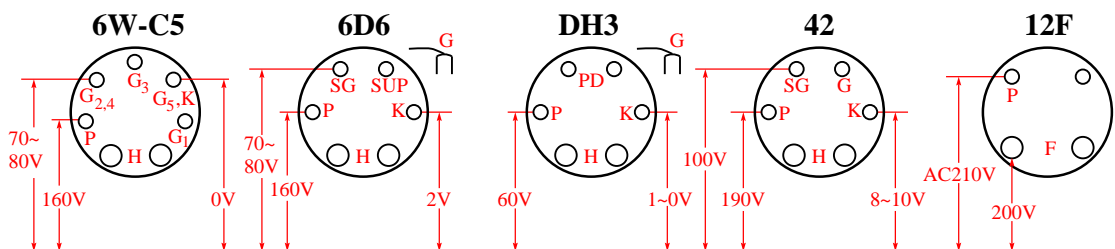
バリコンを調節すれば放送が聞える筈である。さて、以上のような方法で放送電波を受信したとき、音が非常に小さいとかまた全然スピーカーから音が出ないようなときは、回路のいずれかに故障のある証拠であるから、次のような方法で診査を行う。この診査には、回路テスターを使用する方法と、回路テスターとシグナルトレーサーを併用する方法等があるが、茲では回路テスターだけを用いて診査する方法について述べてみよう。まず、第二検波管(6Z-DH3)のキャップを外し、その制御グリッドに指頭をあててみる。この場合検波管以後、すなわち低周波回路に異状が無ければ、指頭をあてた瞬間スピーカーから鳴音(ブーといったような音)が相当強く出る筈である。もしも、この音が出なければ低周波回路に故障があるのであるから、先にその故障箇所から調べてゆかなければならない。

そこでいよいよ電圧試験にかかる。

この電圧試験による診査の方法は、単に故障箇所の探索ばかりでなく、これによって真空管の良否をも同時に判断することができ、高級受信機の故障診査にはぜひ必要であって、故障の大部分はこの電圧試験によって判明するといってもよい位である。

この電圧試験の方法は受信機を動作状態にして於て、シャシーの裏面から行うのであるから、ソケット電極の位置が表面から見たときと反対である。このために初心者はどれがプレートやらどれが遮蔽グリッドやらちょっと見当がつかないことがある。

第72-2図は本機のシャシーを裏面から見た場合の各真空管のソケット端子の位置を示したものであって、記入してある電圧は、本機が良好なる動作状態における時のプレート電圧、遮蔽グリッド電圧、グリッドバイアス電圧等をシャシーを基準として実測した値である。ただし測定には可動線輪型1mA直流電流計を用いた電圧計を使用し、 $E_p$ 、 $E_{sg}$ には500Vレンジを、 $E_g$ には50Vのレンジを使用



第72-2図

して実測した値であって、この値は受信機によって多少の相違があるものである。

測定の順序は、第72-2図に於て、まずB電圧すなわち $V_5(12F)$ のフィラメント(F)とシャーシ間から測定し、順に $V_4(42)$ の $E_p$ 、 $E_{sg}$ 及び $E_g$ 、 $V_3(DH3)$ の三極部の $E_p$ 及び $E_g$ 、 $V_2(6D6)$ の $E_p$ 、 $E_{sg}$ 及び $E_g$ 、 $V_1(6W-C5)$ の $E_p$ 、 $E_{sg}$ の順序で測定してみる。

さて、以上の順序で各真空管の端子電圧を測定して、下記のような結果を得れば大体OKである。

$V_5$ のFとシャーシ間の電圧	200V内外
$V_4$ のプレート電圧	190V内外
P端子に試験棒の+側をあてた瞬間、スピーカーより僅かにクリックあり	
$V_4$ の遮蔽グリッド電圧	160V内外
$V_4$ のグリッドバイアス	8~10V位

もしも、この場合プレート電圧、遮蔽グリッド電圧等がいずれも非常に高く200V以上を示し、反対にグリッドバイアス電圧が非常に低いとか全然出ないときは $R_{13}$ 、 $C_{14}$ 等に異状が無いとすれば $V_4$ の不良ではないかと判断する。

以上のようにして $V_4$ 以下がOKならば、次は $V_3(DH3)$ の電圧を測ってみて、次のような状態ならばOKである。

$V_3$ の三極管部のプレート電圧(クリック大)	60V内外
同上、グリッドバイアス電圧	1V内外

以上のような方法で $V_2$ 、 $V_1$ の順序で電圧試験を行い、大体、第72-2図のような値を示せばOKであるが、これが適当でない時はその回路毎に分けて故障診査を行わなければならない。

### 局部発振回路の点検

本機のように変換管に6W-C5または6A7等を使用している回路では、その変換管及びその回路が故障となって受信不能となる場合が非常に多い。特に局部発振回路の発振不良が最大原因であるから発振の有無を点検することは必ず行った方がよい。この方法は問-62に詳述してあるからこれを参照されたい。

### 中間周波増幅回路の点検

中間周波増幅回路はすでに調整ずみのわけだが、使用中に周波数がずれたり、または素人が出鱈目に調節して中間周波数を狂わしてしまつて、受信能率の低下または受信不能となることも往々にしてあるから、中間周波増幅回路の再調整も

行ってみる必要がある。この調整法は問-61を参照されたい。

### 単一調整回路の点検

これも既製のスーパーならば完全に出来ているわけであるが、念のため再調整を行ってみる必要がある。その方法は問-65にのべてあるように、受信周波数の高い方、すなわち 1400kc 附近では主として  $C'_2$  のトリマーを調節し、周波数の低い方、すなわち 700kc 附近では主として  $C_3$  のパディングコンデンサーを調節すればよいのである。

### AVC 回路の点検

AVC 回路が動作しているかどうかを調べるには、次のような方法がある。

第一の方法=第 72-1 図の出力トランスの一次側に交流電圧計を接続し、アンテナ端子にテストオッシレータをつなぎ、その出力を変化して、メーターの指度があまり変化しなければ、AVC 回路は働いていると判断してよい。

第二の方法=近距離の放送をまず短い室内アンテナをもって受信し、そのまま屋外アンテナに切替えて受信してみる。この場合音量にあまり変化が無ければ AVC 回路は働いているとみてよい。

第三の方法=夜間遠距離の放送を受信して、AVC を附加してない受信機と比較してフェージングが軽減されるようならば AVC は働いている。

**注意**=本機のように中間周波一段増幅程度の受信機では、AVC 電圧は最大 3 ボルト位であるため、充分なる AVC 電圧が得られず、これがため入力電圧の高いときは過負荷となり歪みを生ずるおそれがある。

### 全体の調整

以上の点検が終わったならば夜間遠距離の放送を聞きながら全体にわたって微細に調整を行えばよい。

### 本機の数値 (第 72-1 図)

$L_1, L_2$	空中線コイル
$L_3, L_4$	発振コイル
IFT-1, IFT-2	中間周波変成器 (463kc)
$C_1, C'_1, C_2, C'_2$	二連結バリコン
$C_3$	600PF バリオデンサー
$C_4, C_6, C_7, C_8$	0.1 $\mu$ F
$C_5$	100PF
$C_9$	250PF

$C_{10}$	100PF
$C_{11}$	$0.01\mu\text{F}$
$C_{12}$	$2\mu\text{F}$
$C_{13}$	$0.01\mu\text{F}$
$C_{14}$	$10\mu\text{F}$
$C_{15}$	$0.002\mu\text{F}$
$C_{16}, C_{17}$	$4\mu\text{F}$
$R_1, R_3$	$1\text{M}\Omega$
$R_2$	$20\text{k}\Omega$
$R_4$	$300\Omega$
$R_5$	$20\text{k}\Omega$
$R_6$	$20\text{k}\Omega$
$R_7$	$10\text{k}\Omega$
$R_8$	$500\text{k}\Omega$
$R_9$	$2\text{M}\Omega$
$R_{10}$	$50\text{k}\Omega$
$R_{11}$	$250\text{k}\Omega$
$R_{12}$	$500\text{k}\Omega$
$R_{13}$	$400\Omega$
$R_{14}$	$2\text{k}\Omega$
B	AC 220V

〔問-73〕 スーパーに起りやすい故障の個所を教えてください。

〔答〕 スーパーに起りやすい故障個所を高周波回路から低周波回路へと順に挙げてみると次のようになる。

#### 高周波回路

- (1) アンテナコイルの焼損
- (2) 可変抵抗器（ボリューム）の焼損
- (3) コイルの吸収による  $Q$  の低下
- (4) 単一調整不良
- (5) バイパスコンデンサー不良

#### 周波数変換回路

- (1) 周波数変換管のエミッション減退
- (2) コイルの吸収による  $Q$  の低下
- (3) 単一調整不良



(4) 発振結合コンデンサーの絶縁不良

### 中間周波増幅回路

- (1) IFT の調整の狂い
- (2) 抵抗及びコンデンサーの不良

### 第2検波及AVC回路

- (1) AVC回路のコンデンサーの絶縁不良
- (2) ピックアップの切換不良

### 低周波回路及電源回路

- (1) 真空管の感度低下
- (2) 出力トランスの断線
- (3) バイアスレジスターの断線
- (4) 平滑コンデンサーの短絡<sup>たんらく</sup>または絶縁不良
- (5) 電源トランスの線間の短絡<sup>たんらく</sup>
- (6) フューズ断, 整流管の不良

〔問-74〕スーパーに起りやすい故障症状と故障箇所を教えてください。

〔答〕 下記の通りである。

#### 故障箇所

**電源部分** (症状, 無音) 電源コード, フューズ, 電源スイッチ, 電源トランス断, フィルターコンデンサーパンク, フィールドコイル断線

**増幅部分** (症状, 無音) バイアス抵抗断線, バイパスコンデンサーパンク, ムービング・コイル・リード断線, 真空管不良

**HF, IF 部分** (症状, ハム小) バイアス抵抗, スクリーニンググリッド抵抗断線, スクリーン・バイパスコンデンサーパンク, 真空管不良

**コンバーター部分** (症状, ハム小) バイアス抵抗, 発振アノード抵抗断線, 発振停止 (変周管発振バリコン不良)

**IF 部分** (症状, ハム小) IFT コイル断線, バリオデンサーショート

**AF 部分** (症状, ハム小) プレート抵抗断線

**電源部分** (症状, ハム大) 整流管排気不良, フィルターコンデンサー無容量

**増幅部分** (症状, ハム大) 真空管, グリッドタッチ

**電源部分** (症状, ハム小) 電灯線電圧降下, 整流管エミッション減

**IF 部分** (症状, ハム小) スピーカー・トランスのレヤーショート<sup>8)</sup>, 真空管エミッション減, バイパスコンデンサー無容量

**IF 部分** (症状, ハム小) IFT 損失増加, 調整変化, 真空管エミッション減, パスコンの無容量

**コンバーター部分** (症状, ハム小) 真空管エミッション減, パスコン無容量, 発振コイルインダクタンス変化, バリコン容量変化, パッドングコンデンサー容量変化

**HF 部分** (症状, ハム小) 真空管エミッション減, バイパスコンデンサー無容量, 同調コイル損失増加及びインダクタンス変化

**電源部分** (症状, ハム大) 整流管真空度低下, フィルターコンデンサー容量減退

**AF 部分** (症状, ハム大) 真空管絶縁不良, 真空度低下

**HF, IF 部分** (症状, ハム大) カソード, ヒーター間絶縁不良

**AF 部分** (症状, 音声歪) スピーカートランスのレヤーショート, 真空管グリッドエミッション減退, バイアス電圧不適 ( $R_{13}$ ,  $R_{16}$  変化,  $C_{20}$ ,  $C_{24}$  ショート, グリッドリーク  $R_{15}$  過大, カップリングコンデンサー絶縁不良, フィードバックコンデンサー絶縁不良)

**HF コンバーター-IF 部分** (症状, 音声歪) AVC 動作不良 (バリコン, バイパスコンデンサー絶縁不良, デカップリング抵抗不良, 真空管特性不揃)

**電源部分** (症状, 雑音) モジュレーションハム, ダイナミックフィールドより出るハム

**AF 部分** (症状, 雑音) バルブショート, 配線シールド, ダイナミックフレームのアース不完全, 真空管絶縁不良, トランス類半断線, 抵抗器不良, ボリュームコントロール不良, バイパスコンデンサー無容量

**HF, コンバーター-IF 部分** (症状, 雑音) 真空管絶縁不良, 発振グリッドリーク不良, バリコンほこり附着, シャフト接触不良, スクリーン回路パスコン容量小

**AF 部分** (症状, 発振不安定) ネガティブフィードバック回路不適當

**HF, コンバーター-IF 部分** (症状, 発振不安定) 真空管シールドアース不完全, スクリーンパスコン無容量, 接続不完全, バリコンフレームアース不完全

〔問-75〕 昼間はよく聞えるが夜間になると聞えなくなるスーパーの故障原因及びその手当を教えてください。

8) layer short——層間短絡。電源トランスなどで、本来絶縁されていなければならない部分がショートすること。

〔答〕 原因は、主として電灯線の電圧降下により局部発振部が動作不能となるためである。手当としては、電源トランス一次側に 90V, 80V, 70V 等のタップを設けてこれを切替えて使用するか、電圧調整器を取付ける等の方法がある。

しかしこの発振強度は、変換管の遮蔽グリッド電圧、グリッドリーク、グリッドコンデンサー等の値にも非常に関係するものであるから、その点にも充分注意してみる必要がある。

〔問-76〕 バリコンの指度の小さい方、すなわち同調周波数の高い方へゆくと自己発振を起すような場合はどうすればよいのですか。

〔答〕 原因は局部発振コイルの結合度大、局部発振カソード電圧または遮蔽グリッド電圧の高過ぎ、局部発振グリッドリークの値不適當等である。

手当としては、局部発振コイルの結合度を小さくするために、反結合回路ならば発振プレートコイルの巻回数を減ずるか、両コイル間を適当に離してみる。また 6A7 を使用したような変換回路では、局部発振のプレート電圧 ( $E_{g2}$ ) を下げるためにドロップの値を少し大きくする。尚、局部発振回路のグリッドリークには普通 50k $\Omega$  程度のものが用いられているが、この値を少し高くしてみるのも一方法である。

〔問-77〕 遠距離の微弱電波を受信するとき感度調節が円滑にゆかない場合は、どこに原因があるのですか。またその手当法を教えてください。

〔答〕 原因は、音量調節器として可変レジスターを使用してある受信機では、その抵抗変化がなめらかにゆかないときに起ることがある。また、同調バリコンの容量変化が微細に行われないと、遠距離の弱い電波をキャッチすることがなかなか困難なことがある。特に短波受信に於てしかりである。ゆえに全波受信機などではこの点に留意して、ダイヤルには微動式のものを用いた方がよい。

〔問-78〕 組立たばかりのスーパーですが地元放送局の放送は聞えるが、遠距離の放送が少しも聞えない場合は、どのようにして調整を行えばよいのですか。

〔答〕 まず中間周波増幅回路の再調整を行い、次に局部発振回路の発振の有無を点検し、周波数変換回路の単一調整をやり直してみる必要がある。

また、他の原因たとえば真空管、特に周波数変換管が不良で感度が上らないことがあるから、一応は真空管を良品と取替えて試験してみる必要がある。

〔問-79〕 スーパーの単一調整を行う場合、パディングコンデンサーにネジ廻しを当てた時と離れた時とで感度に誤差を生ずる場合はどのようにすればよい

のですか。

〔答〕 原因は、人体容量の影響によるものであるから、第79-1図のようにパディングコンデンサーの一端がアースするように取付けをかえればよいと思う。

尚、この調整の場合は、ネジ廻しはなるべく柄の長いものを用いた方がよい。

〔問-80〕 第80-1図のような五球スーパーの電源部に起りやすい故障とその修理法について教えて下さい。

〔答〕 電源部に起り易い故障としては次のようなものが挙げられる。

- (1) 平滑コンデンサーの短絡、容量不足、絶縁不良。
- (2) 平滑チョークの断線、インダクタンスの不足。
- (3) 整流管の不良。
- (4) 電源トランスの絶縁不良、線間短絡。

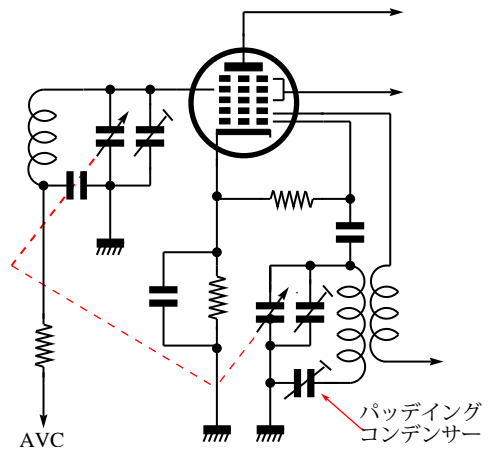
次に、これ等の故障の場合の症状と修理法について述べてみよう。

(1) 平滑コンデンサーの短絡の場合はB+B-間がショートしたこととなるから、スピーカーからはハムは愚か全然音が出ない。そして電源トランスは過熱し、このために線間の短絡を起す場合もある。尚、整流管にKX-80のような全波整流管を用いてある場合、入力側すなわちC<sub>19</sub>が短絡したようなときは整流管からグロウが出る。

修理法としては、良品と取替えるより方法はないが、スーパーに限らず受信機の電源部に於ける故障の大部分はこの平滑コンデンサーの短絡であるから、初めからこれには良品を使用し、ことに全波整流の場合は耐圧1000V以上の紙コンデンサーまたは油入コンデンサーを使用した方がよい。

次に短絡の場合の予防策として、全波整流の場合はBコイルの中間タップとアース間に500mA位のタングステンヒーズか、3V位の豆球を挿入しておき、短絡した場合は瞬間にこれが切れるようにしておけばよい。

また、平滑コンデンサーの容量不足や絶縁不良は、ハムや音量低下の原因となるものである。



第79-1図



(2) 平滑チョークとしては小型スーパーのパーマネントダイナミックスピーカーを働かせるような場合は第 80-1 図の  $R_{16}$  のように抵抗を用いているものが多く、また、励磁型ダイナミックスピーカーを使用している受信機は、そのフィールドコイルを平滑チョークの代用としているものが多い。これ等が断線すれば全然聞えなくなることはもちろんであるが、インダクタンス不足のためにハムが多くなることがあるから注意しなければならない。

このハムは遠距離受信には大禁物であって、これが多いと微弱な電波をキャッチするのが非常に困難であるから、平滑回路におけるハムは極力少なくするように、平滑コンデンサーには許す限り大容量のものをを用いた方がよいのである。

(3) 整流管の不良は、感度不良の原因となるばかりでなく、ハムの原因ともなるものである。

(4) 電源トランスの絶縁不良、特に、一次線と鉄心間の絶縁不良のときは電灯線アンテナを用いた場合に、空中線コイル  $L_1$  に電灯線電流の一部が流れてコイルを焼損するようなことがあるから注意しなければならない。

〔問-81〕スーパー受信機の低周波増幅回路に起りやすい故障と修理法について教えて下さい。

〔答〕スーパー受信機の低周波回路における故障といっても、これは一般のストレート受信機に於けるものと大差なく、その主なるものを挙げると次の通りである。

- (1) 出力管のエミッション減退
- (2) 出力トランスの断線
- (3) ダイナミックスピーカー励磁コイルの断線
- (4) バイアスレジスターの断、及びバイパスコンデンサーの短絡<sup>たんらく</sup>または容量不足

以上のうち、出力トランスの断線であるが、これは出力トランスの一次コイル中には出力管のプレート電流が流れている関係上、断線する場合がしばしばある。出力管に五極管が用いてある場合、音が出なくなると同時に遮蔽グリッドが赤熱してくるような故障は、主として出力トランスの一次側コイルの断線<sup>しゅへい</sup>と見てよい。また半断線のときはガリガリ……という雑音が出ることが多い。

〔問-82〕スーパーの第二検波及び AVC 回路に起りやすい故障とその処置法について説明して下さい。

〔答〕 第 80-1 図のような回路で 6Z-DH3 の二極管部の負荷である  $R_9$  の値があまり小さい ( $100\text{k}\Omega$  以下) と二極管部の入力実効抵抗が増大し、このために感度が低下すると共に、IFT-2 の同調がブロードになることがある。ゆえにこの値は  $200\text{k}\Omega$  乃至  $500\text{k}\Omega$  程度とする。

次に第 80-1 図の回路では DH3 の三極部の陰極回路には、バイアスレジスタ  $R_{10}$  が用いてあるが、これがあるためにハムが増大するようなことがある。それで第 82-1 図 (次ページ) のように DH3 の陰極回路は零バイアスとし、グリッドリーク  $R_9$  値を  $2\sim 5\text{M}\Omega$  位として、ここを通るグリッド電流によって自動的にバイアスを加える方式も行われている。

また、第二検波部に於ける誘導ハムを除くためには、DH3 のグリッド (管頭キャップ) から  $R_9$  までの間にはシールドワイヤーを用いた方がよい。

〔問-83〕 スーパーの中間周波増幅回路に起り易い故障とその処置法について説明して下さい。

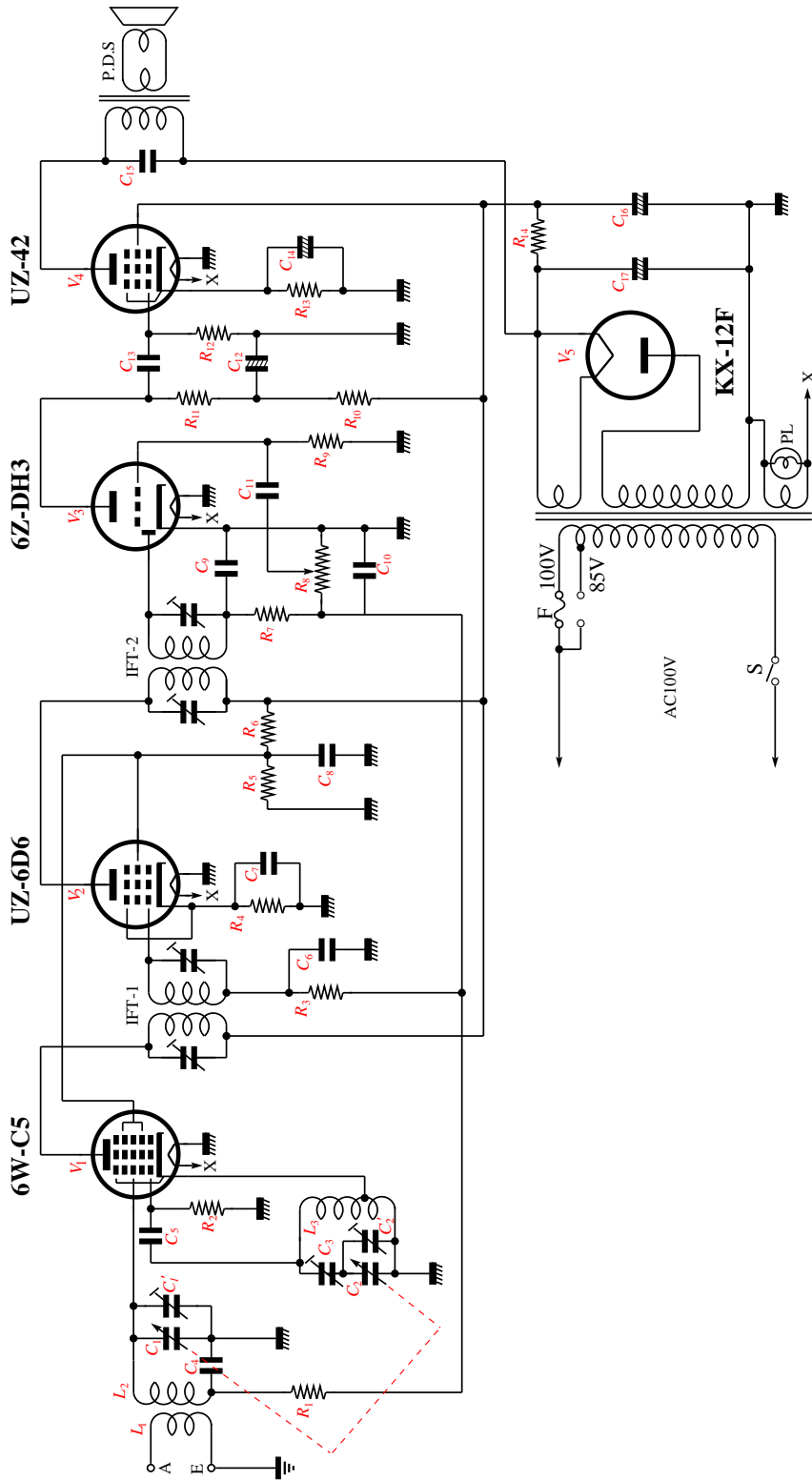
〔答〕 スーパー受信機の感度と選択度の大部分は、この中間周波増幅回路によって得られるのであるから、スーパーの感度や分離が悪くなった場合は、まず第一に中間周波増幅回路の点検を行ってみることを忘れてはならない。

次に中間周波増幅回路に於ける故障の主なるものと、その処置法について述べてみよう。

(1) 中間周波増幅管の感度低下 = 中間周波増幅管には 6D6, 6K7 の如き可変増幅率五極真空管が主として用いられている。かかる内部抵抗の高い真空管を使用した回路の増幅度  $A$  は、 $A = g_m \times Z_p$  で表される。ゆえに、真空管が感度不良となって  $g_m$  が減退すると受信機の感度が非常に悪くなる。

(2) 中間周波変成器の  $Q$  の低下 = 中間周波変成器のコイルが吸収のために  $Q$  が低下し、感度及び選択度が低下することがしばしばある。この現象は湿気の多い夏季に多い。またコイルと並列のトリマーコンデンサーも湿気のために  $Q$  が低下し、その結果中間周波変成器の実効  $Q$  が非常に低下することもある。ゆえに中間周波変成器を購入する場合は、防湿が完全に施されたものを選ぶ必要がある。

(3) 中間周波変成器の調整の狂い = 中間周波変成器を永く使用していると、熱のためにパラフィンが溶けてコイルの間隔が狂ったり、吸収その他の原因でバリオデンサーの容量が狂い、またダストコアを用いた  $\mu$  同調では、固定のトリマーコンデンサーの容量変化により、中間周波数が狂って感度が悪くなることがある



第 82-1 图



から、場合によっては中間周波増幅回路の再調整を行うことも必要である。

(4) 中間周波増幅回路の発振またはモーターボーディング＝中間周波増幅部の感度をあまり上げ過ぎたがために自己発振を起したり、モーターボーディングを起して悩むことがある。このような場合は、例えば第 80-1 図の回路では、中間周波増幅管 (6D6) のバイアスレジスタ  $R_6$  の値を  $2k\Omega$  位に大きくするとか、IFT-1 の一次二次のトリマーを調節して少し感度を下げるようにしてやればよい。

尚、ダイナミックスピーカーの出力トランスの一次コイルと並列につないである  $C_{17}(0.002\mu F)$  は、発振防止のために役立つものである。

(5) イメージ混信、ビート混入＝放送局所在地で遠距離受信を行う場合はイメージ混信といって、地元放送がダイアルの二ヶ所以上で聞えたり、或る周波数の放送を聞こうとするとビートが混入して困ることがある。かかる場合は中間周波数を  $5kc$  程どちらかへずらすと直る。

〔問-84〕周波数変換回路に起りやすい故障と直し方を教えて下さい。

〔答〕スーパー受信機の故障の大半は周波数変換回路にあると考えてよい。そのうち主なる故障とその直し方について述べてみよう。

(1) 局部発振回路の発振不能または発振停止＝現在では周波数変換管として 6A7, 6W-C5 等が多く使用されている。このうち 6W-C5 を用いた第 82-1 図のような回路では、変換管がエミッション不足で発振不能の場合がある。また使用中に急激に感度減退して発振しなくなることもある。いずれにしてもこの回路の発振状態を調べるには、グリッドリーク  $R_2$  と直列に D.C 1mA 電流計を挿入しグリッド電流を測って見るのであるが、このグリッド電流は最も良好なる状態で  $300\sim 500\mu A$  であるから、これが  $200\mu A$  以下であるようなときは 6W-C5 の不良とみなさなければならない。

また発振が弱い場合は  $L_3$  のカソードタップの比を小さく  $1/4\sim 1/5$  位とし、また  $R_2$  の値を小さくしてみる必要もある。

受信機が動作中に突然聞えなくなる場合は主として発振停止によることが多い。この発振停止の原因としては、真空管のエミッション減や電源電圧低下で、特に後者の場合が多いから注意しなければならない。特に全波受信機では短波帯に於てはやっと発振しているような場合が多く、これがちょっとした原因で発振停止となることもある。

(2) 全周波数帯にわたって感度が一様でない＝周波数の高い方で感度がよく、

低い方へゆく程感度が悪いとか、周波数は低い方では異状なく働くが高い方へゆくと自己発振（寄生振動）を起すような場合は、反結合発振回路ではコイル相互間の結合を変える。ハートレー回路では中間タップの位置を換えてみるか、グリッドリーク、グリッドコンデンサーの値も種々変えてみる必要がある。

また、発振部のトリマーとパディングの調整が悪いと全周波数帯にわたって一様の感度が得られない場合がある。

〔問-85〕スーパー受信機より生ずる雑音の原因と、その処置法を教えてください。

〔答〕 スーパー受信機で遠距離の放送を聞いている場合、非常に雑音で悩まれることがある。次にその原因と処置法を次に述べて見よう。

(1) 周波数変換回路より生ずるもの＝受信機内部より生ずるものでは周波数変換回路の局部発振電圧の高過ぎ、グリッドリークの値が小さい場合、遮蔽グリッド電圧の不相当等である。局部発振電圧は受信感度を上げるためには高い方がよいが、これがあまり高過ぎると雑音が大きくなるから、あまり高くすることは好ましくない。それ故雑音が大い場合は、局部発振コイルの結合を疎にし、またグリッドリークを高くし、グリッドコンデンサーを大き目にし、あるいはSG電圧を変えて発振電圧を少し低くしてみる必要がある。

(2) 中間周波回路の利得が上り過ぎている場合＝中間周波変成器を完全に調整し過ぎて利得を上げたがために雑音が大きくなるから、IFTのトリマーを少し調節して利得を下げるのも一方法である。

また、負饋還を行ってみるのもよい。

(3) 平滑回路の平滑不十分によるもの＝B電流中にリップルがあると、雑音の原因となるから、かかる高級受信機のB電源回路はリップルを出来るだけ少くするように、平滑コンデンサーに容量の大きいものを使用した方がよい。

〔問-86〕周波数変換管たとえば6A7の発振グリッドに手を触れてもボコボコという音が出ない時は何処の故障ですか。

〔答〕 6A7の不良、発振プレート電圧の不足、発振グリッド抵抗の不良、発振グリッドコンデンサーの短絡、発振コイルの接続反対、ハートレー回路ではカソードタップの位置不相当、中間周波変成器の同調が外れている場合、中間周波変成器のトリマーコンデンサー短絡等である。

〔問-87〕電源スイッチを入れて、しばらくするとボコボコと連続音（モーター

ボーチング) を起す場合の故障原因と処置法について教えて下さい。

〔答〕 故障原因は、平滑コンデンサーの容量不足、AVC回路のデカップリング抵抗及びコンデンサーの不適當、第二検波管たとえばDH3のプレート回路のB電源側にデカップリング抵抗とコンデンサーが接続していない場合、高周波及び中間周波増幅回路のバイパスコンデンサーの容量不足、または減退、中間周波回路のゲーンを上げ過ぎた場合等である。

処置法としては、上記の故障原因に注意して各部の数値を変えてみると共に中間周波変成器の再調整を行ってみる。

〔問-88〕 放送電波に同調するとピューという音が出る場合は、どここの故障ですか。

〔答〕 第二検波管たとえば6B7のプレート回路と中間周波増幅管(6D6)のグリッド回路との相互干渉、6B7スクリーングリッド回路バイパスコンデンサーの容量不足、6B7のプレート回路に中間周波バイパスコンデンサー(0.001 $\mu$ F)がつかないでない時等である。

〔問-89〕 音量を大きくしようとすると発振する場合はどここの故障ですか。

〔答〕 これは中間周波電流が第二検波管のプレート回路に現われて来るために起る。これを防止するには、6B7またはDH3のプレート回路に0.001~0.002 $\mu$ Fのバイパスコンデンサーを挿入するか、ダイナミックスピーカーの出力トランスの一次コイルと並列に0.002 $\mu$ F位のコンデンサーを接続する。

〔問-90〕 放送は聞えますが、発振しそうなヒーンまたはシーンという音が連続的に出て聞き苦しい場合はどここの故障ですか。

〔答〕 第二検波管6B7の遮蔽グリッド用バイパスコンデンサーの容量不足、変周管、中間周波増幅管、検波管の遮蔽が不完全な場合である。

〔問-91〕 モジュレーションハムの除去法を教えて下さい。

〔答〕 モジュレーションハムは、放送電波に同調させると生ずるハムであって、このハムを除去するには、半波整流の場合は、電源トランスのB捲線の接続を反対にしてみるか、整流管のPとF間に0.001 $\mu$ F位のマイカコンデンサーを挿入する。

また、全波整流管すなわち80、5Z3等を使用している場合は、電源トランスの一次側の両端に0.1 $\mu$ F位コンデンサー二個を直列にしたものをつなぎ、その中間をアースすればよい。

〔問-92〕電灯線の誘導によるハムの除去法を教えてください。

〔答〕 これも問-91 のモジュレーションハムの場合と同様、電源トランスの一次側にコンデンサーをつなぐことによって除去出来るが、スーパーのような高級受信機に使用する電源トランスには、このハムを除くために一次と二次側を銅板で静電的に遮蔽したのものもある。

また、スイッチ附ボリュームを使っている場合、このスイッチで AC ラインを開閉するようにしてあると、誘導ハムを生ずることがあるから注意されたい。

〔問-93〕平滑回路より生ずるハムの除去法を教えてください。

〔答〕 平滑回路の平滑不充分により B 電圧中にリップルが多いと、スーパーのような高級受信機では特にハムの発生が顕著で、このために遠距離受信の能率が非常に低下することがある。ゆえに、この平滑回路より生ずるハムは出来るだけ少なくするように工夫しなければならない。ことにダイナミックスピーカーのフィールドコイルを平滑チョークに代用している場合は、平滑コンデンサーの容量を出来るだけ大きくしてハムを除くようにしなければならない、尚、各真空管のプレート回路に抵抗とコンデンサーによる減結合回路デカップリングを設けることは、モーターボートイングの防止ばかりでなく、ハムを除去するのに非常に役立つものである。

〔問-94〕部分品の配置不良または配線の不良によって生ずるハムを除去するにはどうすればよいのですか。

〔答〕 部分品、ことに電源トランスと低周波トランス、またはその部分品との電磁結合によってハムを生ずることがあるから、これ等は、なるべく遠ざけるか、直角におくようにする。また、グリッド配線とヒーター（フィラメント）配線とが接近並行しているとハムを生ずる場合がしばしばある。ゆえにこれ等の配線に遠ざけるか、直角になるようにすることが肝要である。スーパーの第二検波管たとえば DZ3 の三極部のグリッド配線にシールドワイヤを使用するのは、ハムの発生を防止するためである。

〔問-95〕スピーカー自体より生ずるハムの除去法を教えてください。

〔答〕 セットには異状が無く、ハムの原因がスピーカー自体にあることがある。ことに、フィールドコイルを平滑チョークに代用するダイナミックに多い。この場合はハム打消用コイルを用いると除去できることがある。

このハム打消用コイルは、ダイナミックの可動コイルと直列に 16 回位巻き、こ

れをフィールドコイルの上に、フィールドコイルと巻方向が反対となるように取付けたものである。

〔問-96〕 2バンドのスーパーで中波は発振するが短波が発振しない場合はどこが悪いのですか。

〔答〕 (1) 切換スイッチの接触不良, コイルの $Q$ 低下, パディングコンデンサーの不良, 単一調整の不完全等。

(2) 反対に短波は発振するが中波が発振しないようなときは, 変周管の発振部のグリッドコンデンサーの容量不足, カソードタップの位置不適當, バイパスコンデンサーの容量不足等である。

〔問-97〕 短波に切替えた場合, 周波数の高い方がギャーといって発振する場合の故障はどこですか。

〔答〕 コンバーターの発振グリッドリークの過大, カソードタップの不適當, 単一調整の不良 (アンテナ回路の同調周波数と発振回路の同調周波数が一致するため) 等である。

〔問-98〕 オールウェーブ受信機等でハウリングを起す場合の防止方法を教えて下さい。

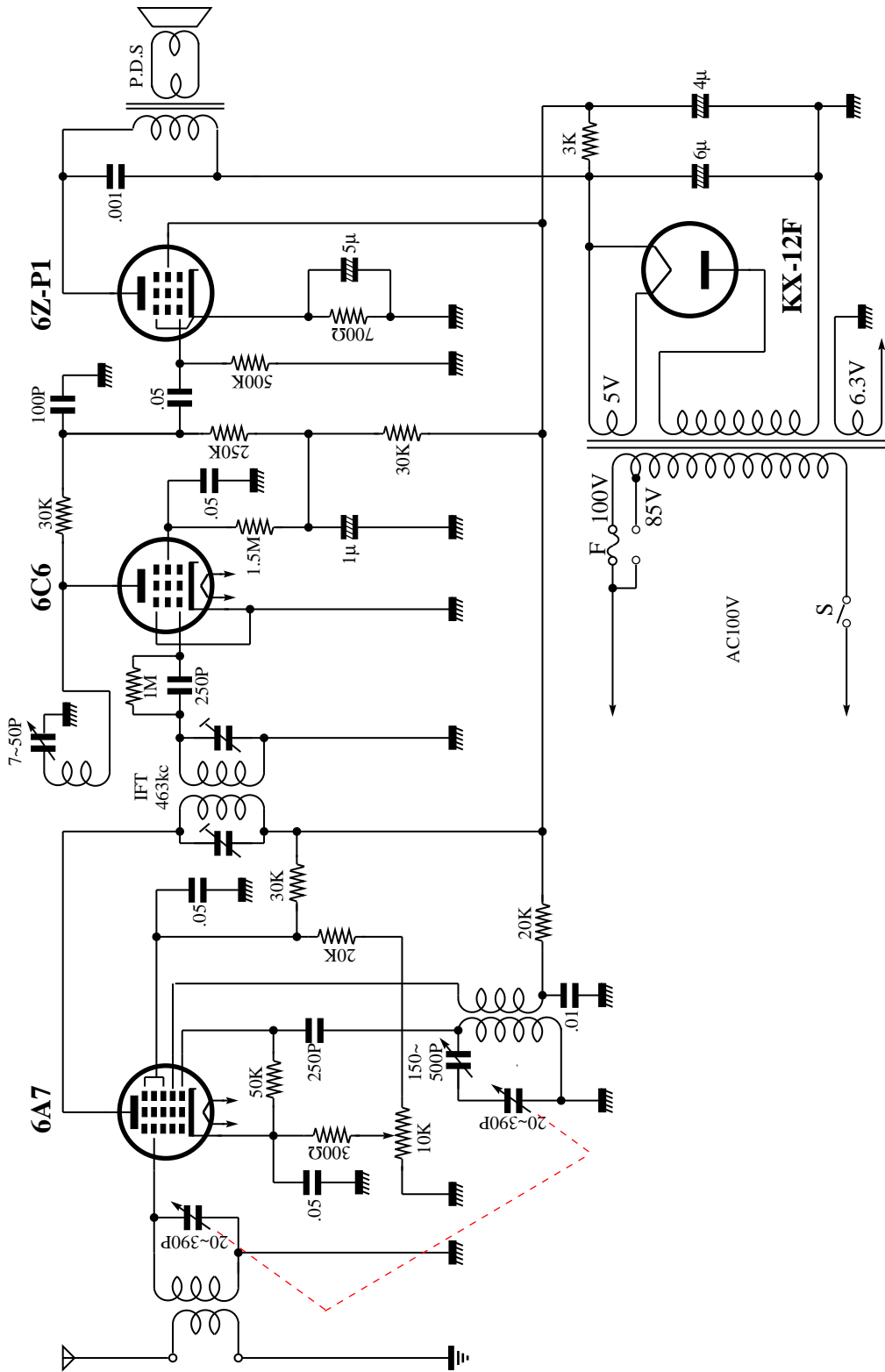
〔答〕 連結バリコンをシャーシに取付ける場合にゴムの座金を用いるか, シャーシにもゴムの座金を用いてキャビネットに取付けるかして振動を防止するようにすればよい。

〔問-99〕 全波受信機で遠距離受信の場合, 感度調節が円滑にゆかない場合はどうすればよいのですか。

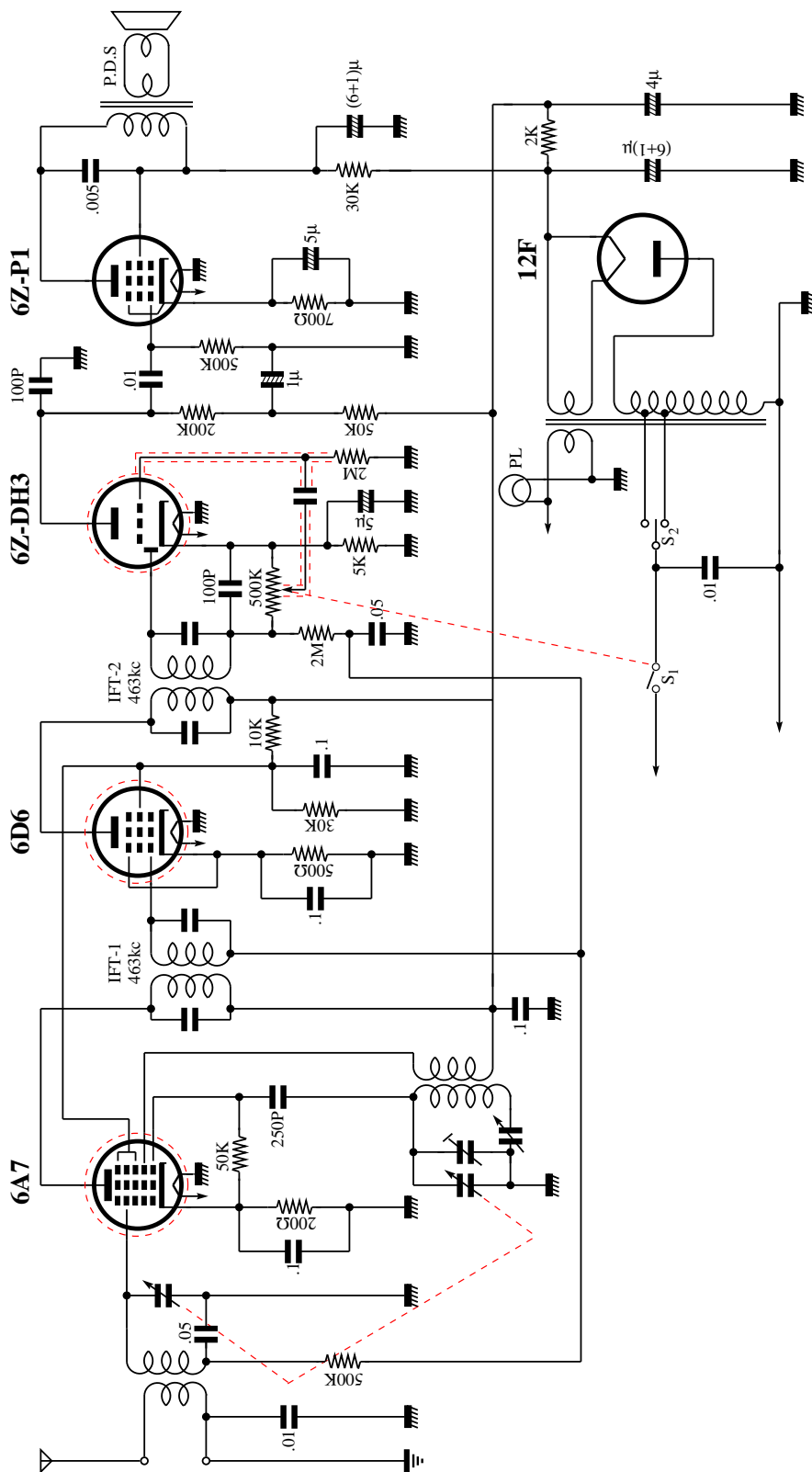
〔答〕 スーパーのような高級受信機で遠距離の放送を受信する場合, 可変レジスターが不良で抵抗値が滑かに変化しないと, 最高感度の点を求めることが出来ないことがある。またダイヤルに微動式のものを使用しないと, 短波帯を受信する時, 希望の電波をキャッチするのが非常にむずかしいことがあるから, この点に注意して, 可変レジスターなどは出来るだけ良品を用いるようにした方がよい。

〔問-100〕 市販の標準型スーパーの回路を教えてください。

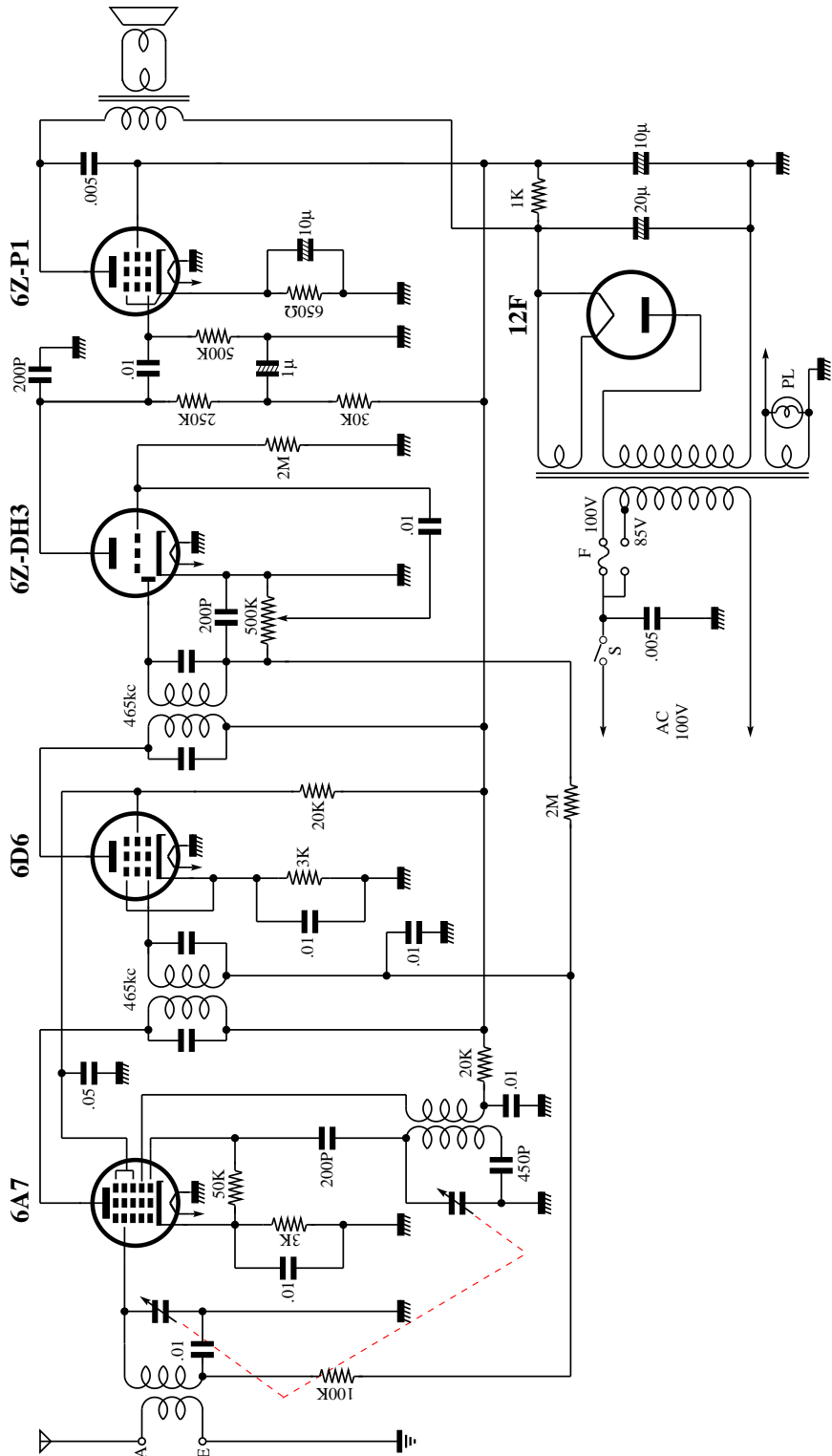
〔答〕 第100-1図から第100-13図まで一流メーカーのもの13種を掲載しておく。



第 100-1 図 帝国電波製 [クラリオン SD-4 型]



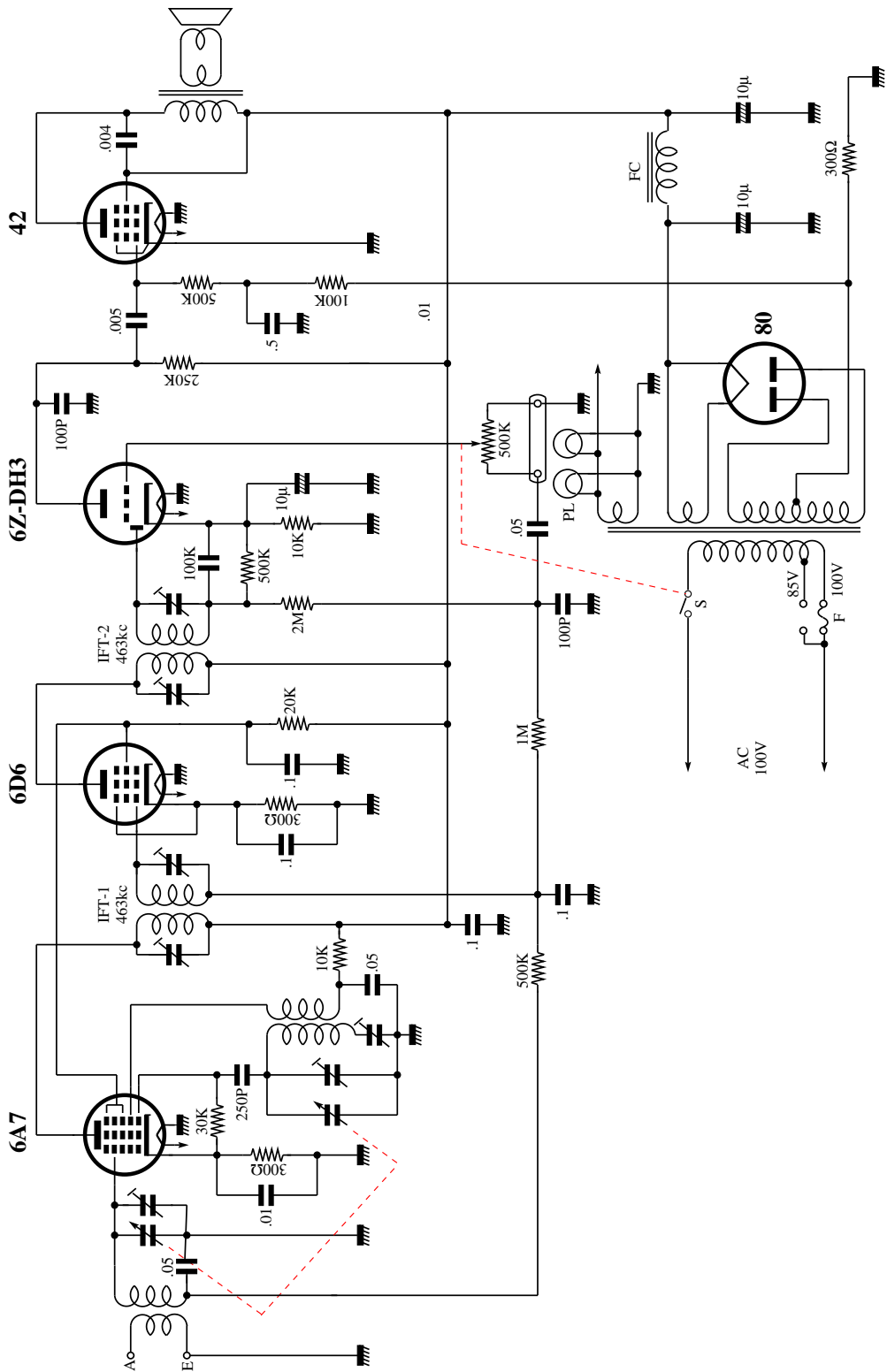
第 100-2 図 三菱電機製〔タイヤトーン 48-G 型〕



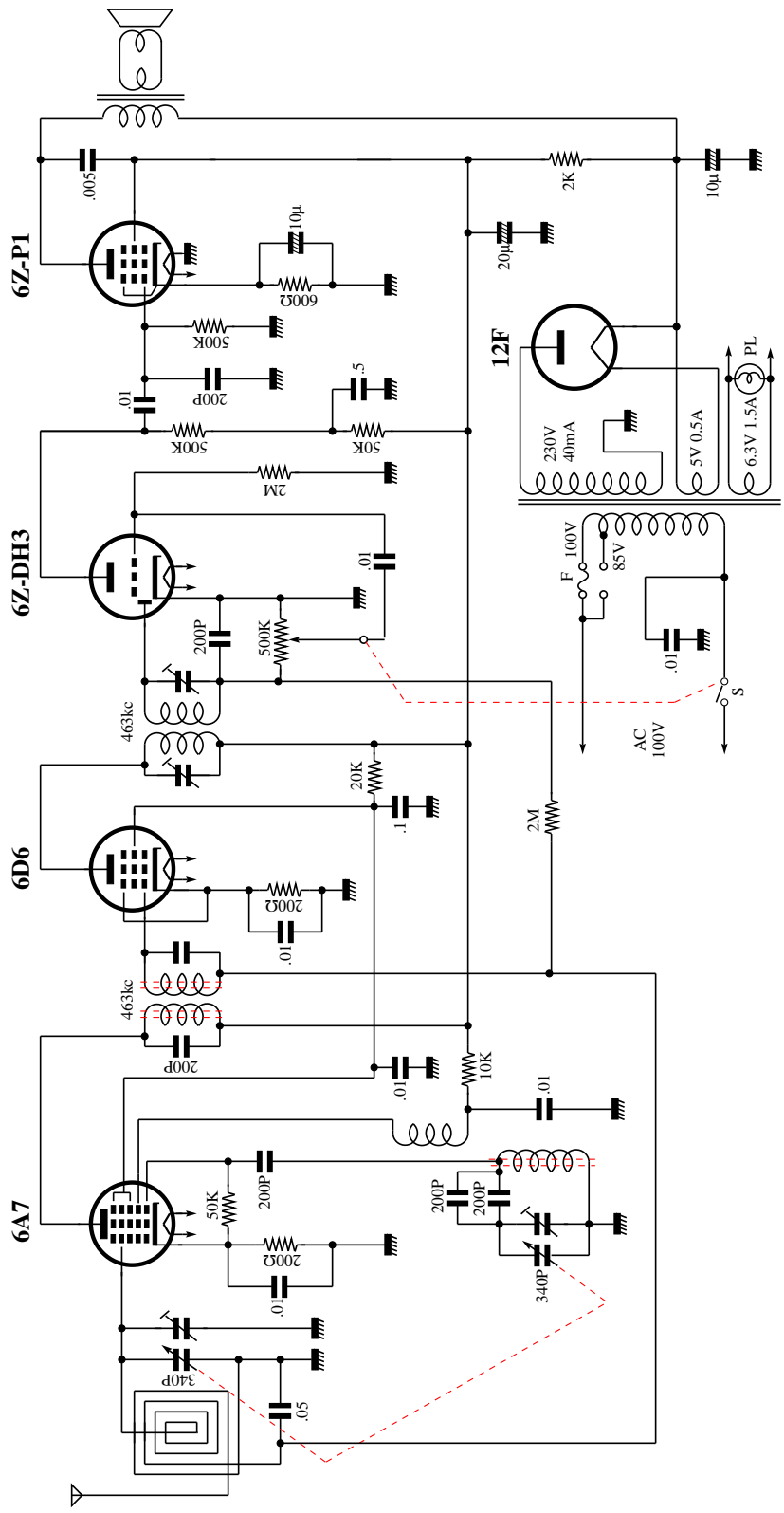
第 100-3 図 八欧無線電機製 [ゼネラル 5NS-1 型]





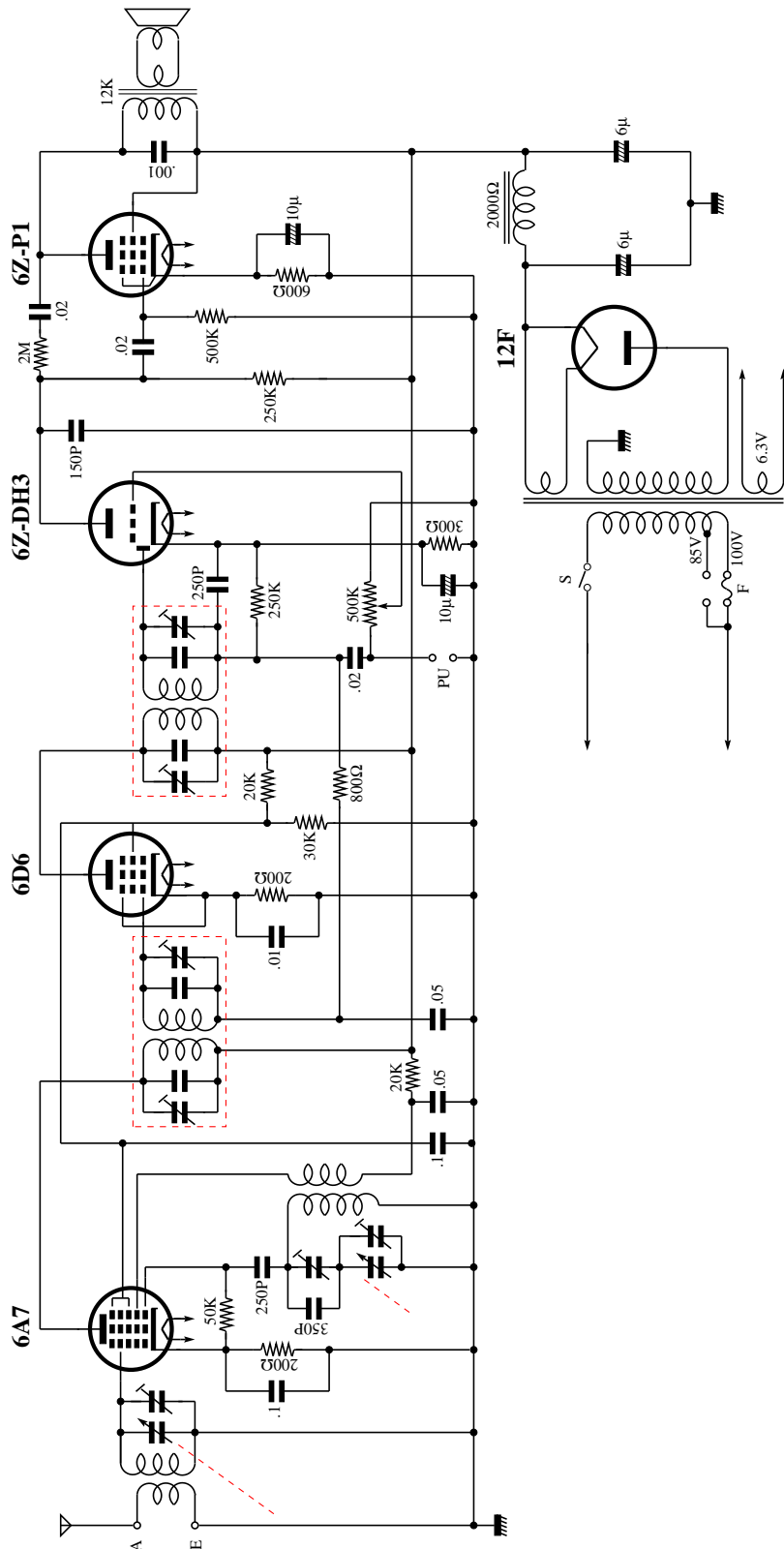


第 100-5 図 日本精機製 [クラウン CR-5S1 型]

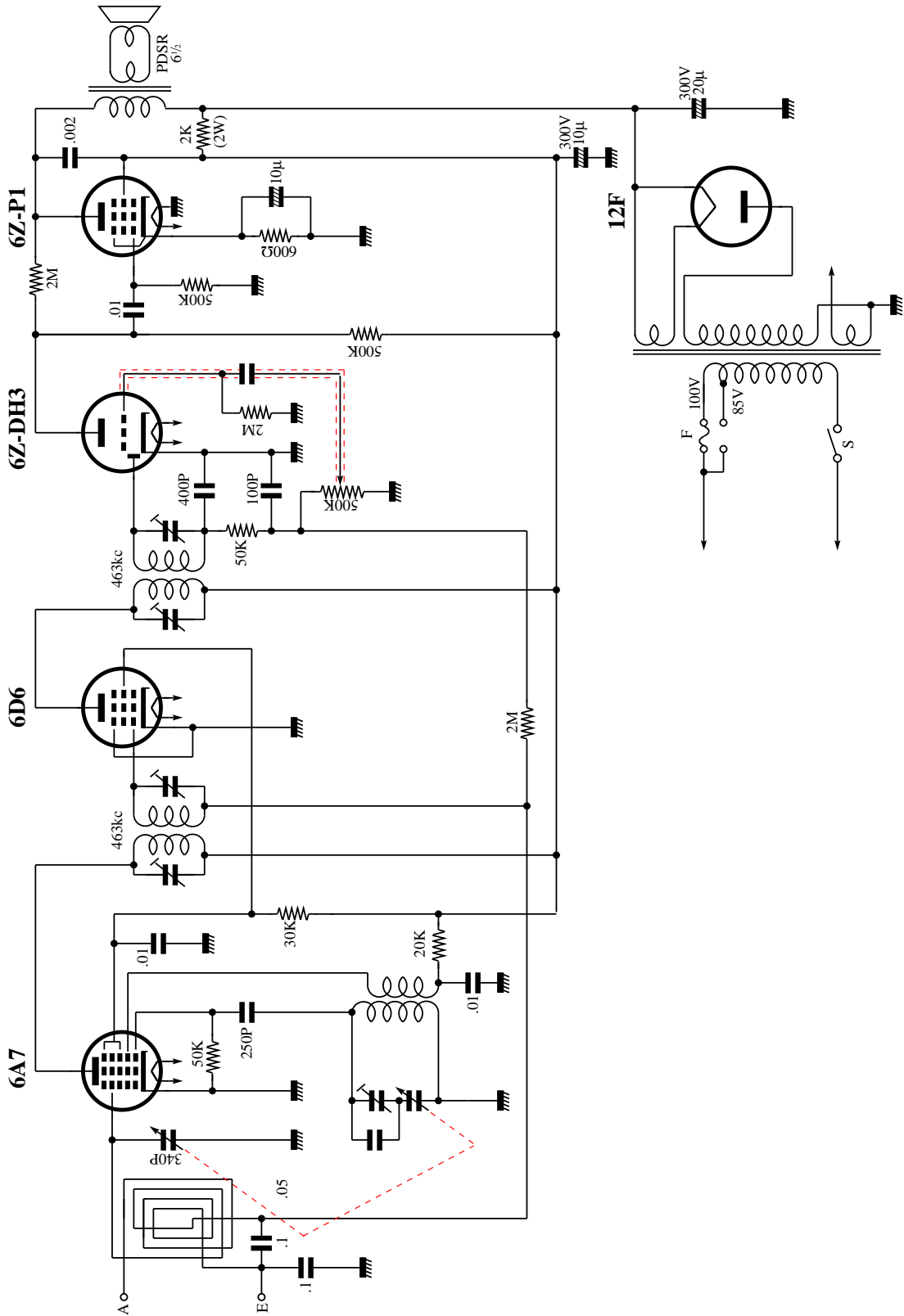


第 100-6 図 日本無線製 [JRC NR-5A 型]

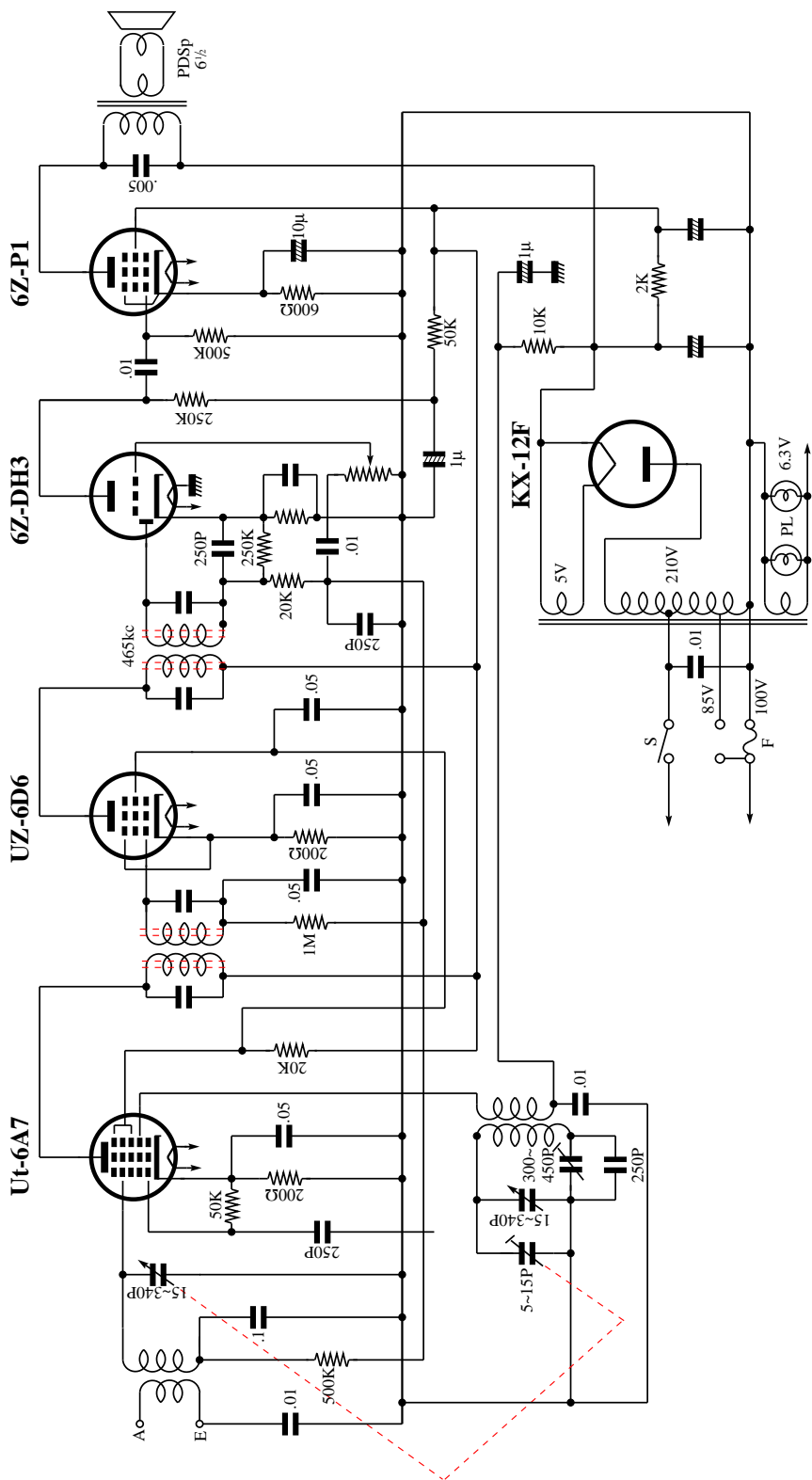




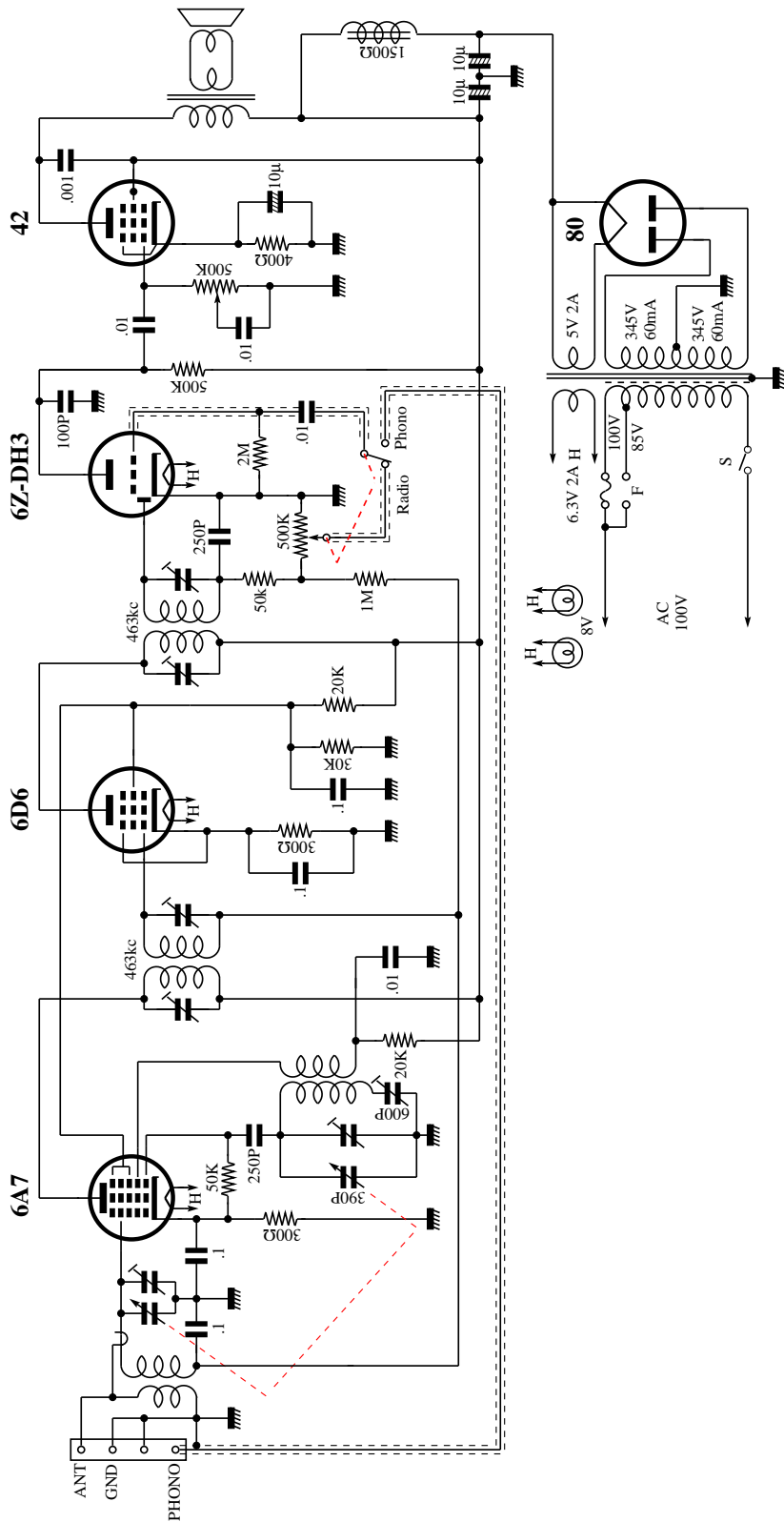
第 100-8 図 富士計器製〔チエリー RA-3 型〕



第 100-9 図 山中電機製〔テレビアン R52 型〕

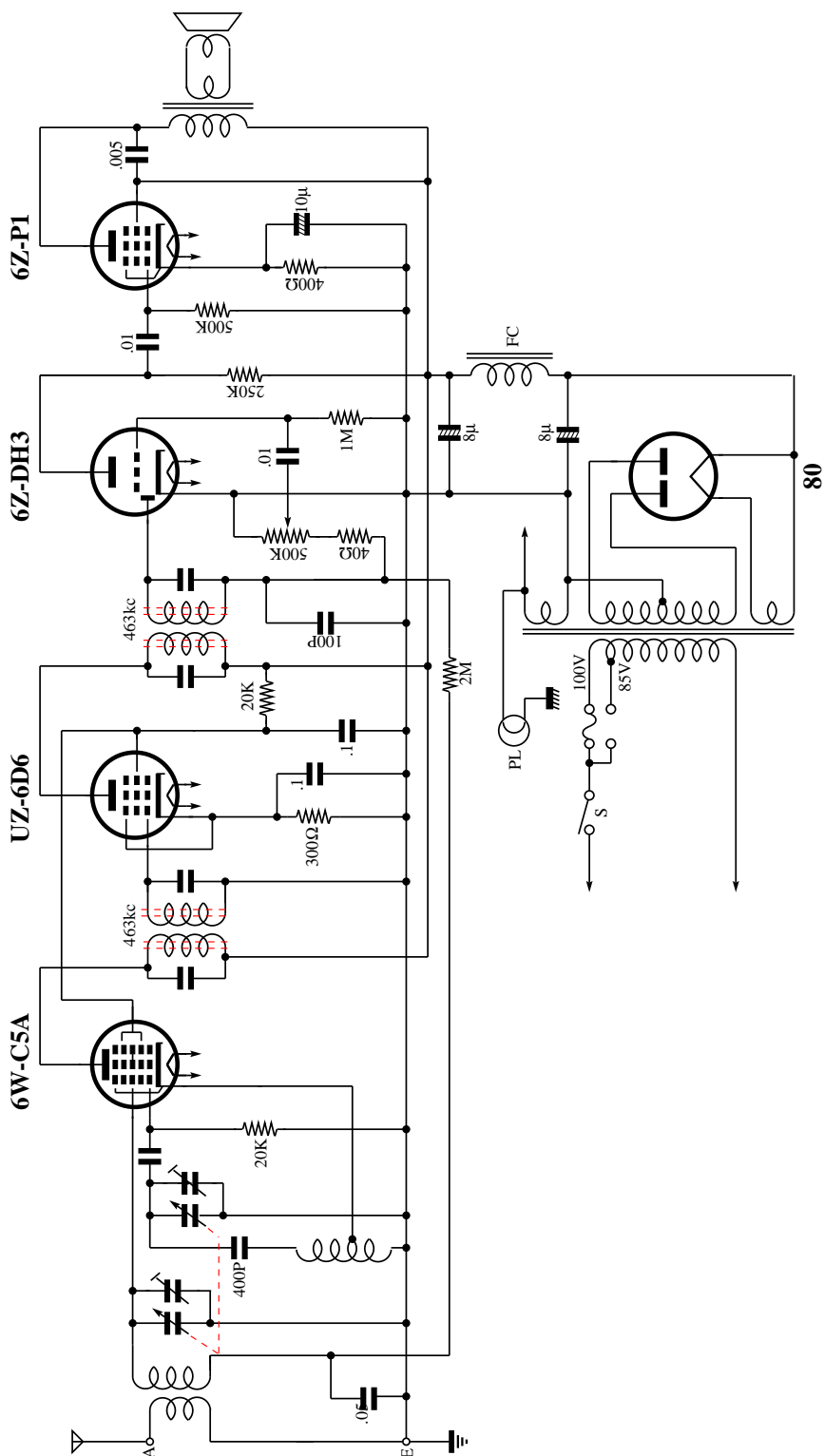


第 100-10 图 双葉電機製 [双葉]

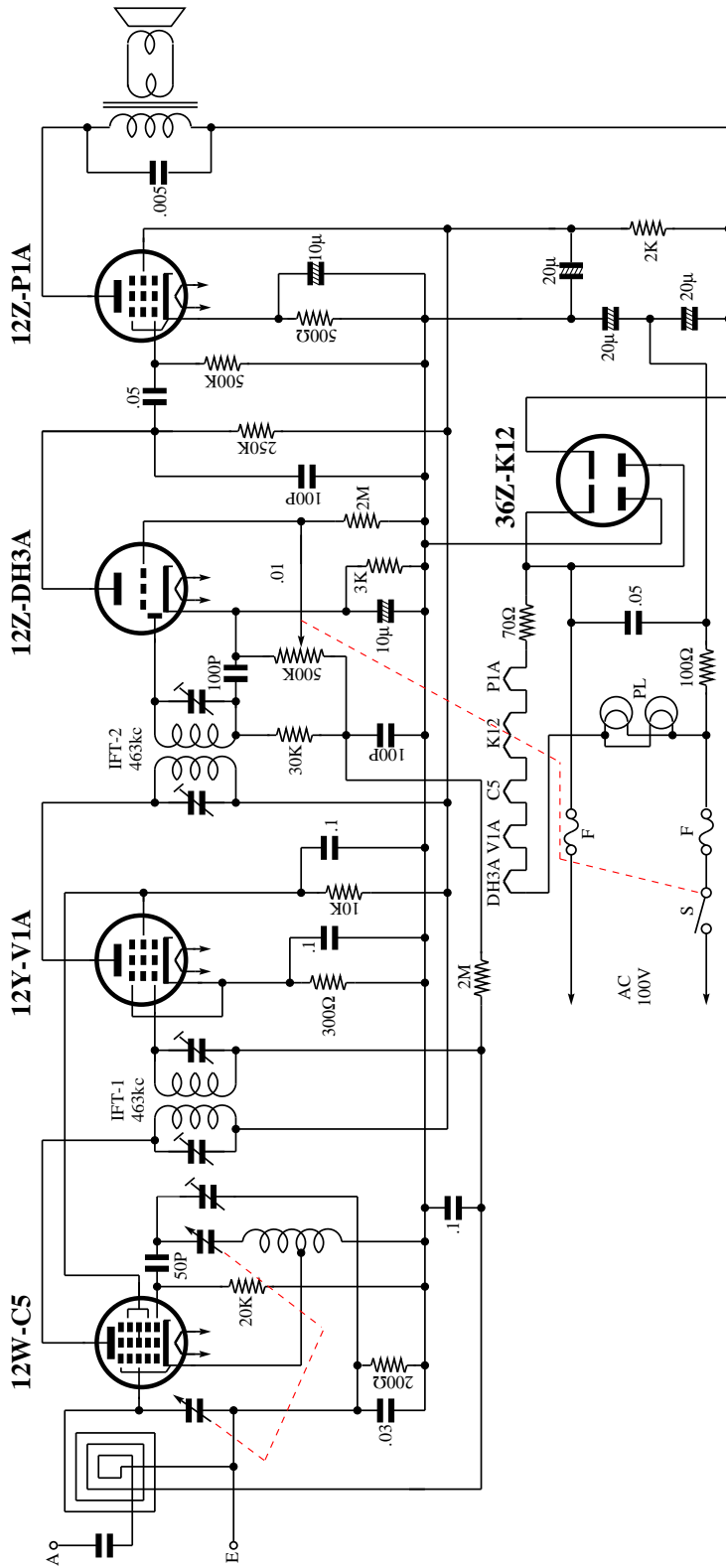


第 100-11 図 原口電機製〔キャラバン D-85 型〕





第 100-12 図 川西電機製〔TEN 五球スーパー〕



第 100-13 図 東京芝浦電気製 [ホートスーパー]

## PDF 化にあたって

本 PDF は、

『スーパー百問百答集：理論設計及製作調整修理 ラジオ技術者必携』（大井脩三著，金鈴社，1951年）

を元に作成したものである。

PDF 化にあたり、旧漢字は新漢字に、旧仮名遣いは新仮名遣いに変更した。

コンデンサーの容量表示について——本書では、 $\mu\text{F}$ 、 $\mu\mu\text{F}$ 、PF が使われているが、本文では原文のままに表記したが、回路図では  $\mu\mu\text{F}$  は PF に変更し、さらに  $0.0001\mu\mu\text{F}$ 、 $0.00025\mu\mu\text{F}$  などは、それぞれ 100PF、250PF に変更した。

脚注は、内容の理解を助けるために追記した。

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://fomalhaut.web.infoseek.co.jp/index.html>)

に、

ラジオの回路図を

### ラジオ回路図博物館

<http://fomalhaut.web.infoseek.co.jp/radio/radio-circuit.html>

に収録してある。参考にしてほしい。