

通信用短波受信機
設計ノート

辻川利雄

序にかえて

アマチュア無線および民間放送局の短波使用，また従来から行われている，わが国はもとより広く海外放送としてしられる国際短波放送業務の受信のためには，中波受信機と異り，多くの点で通信業務に用いられてきた短波受信機の中波のそれと異なる設計の長所を生かした短波受信機でなければ満足な聴取は不可能です．たとえば同調帯域一つとってもちたらずにカバー範囲のみ大きくて選択調整に名人芸を要求される受信機等がそれで，アンテナもまた，中波と異り同調したものを使わねば満足な状態をのぞむことがむつかしい等，一二の例に止まらない特質をもっています．

この本に収められているのは，以上の短波受信機に対する，放送波とことなる点の基礎的な考察から設計上の参考事項のいくつかをまとめた久しい間の SWL 生活を通じての著者の考え方がでているものです．決して具体的な内容をもったものではありません．いわば，通信用短波受信機に関する序章といったものです．

具体的な例については，本書の姉妹編として進行している米国通信用受信機の展望と解説とでもいう書籍¹が JA1FB その他の各位の手で協力を保ちながら編集されて近く発行される予定です．

本書においては，一応のアンテナ系を含めた短波受信機の基本線をつかんでいただけたら幸と思っています．

巻末の回路集は，『無線と実験』誌に掲載された各位の試作済みのもので，流用させていただいたこととお断りすると共に紙上より各位にお礼申し上げます．

1954年11月

編 者

¹ 水上正安著『米国製著名通信用受信機 展望と解説』（誠文堂新光社，1956年）

目次

序にかえて	i
第1章 序論	1
1・1. 電波伝播の理論と実際	1
1・2. 受信機の要素と性能基準	3
1・3. 受信機的设计	4
第2章 受信空中線	7
2・1. 空中線の考え方	7
2・2. 短波受信空中線	10
2・3. ビーム空中線	14
2・4. ウェーブ・トラップ	16
2・5. 空中線入力回路	17
第3章 高周波増幅器	19
3・1. 同調回路の理論	19
3・2. 同調回路的设计	22
3・3. 同調素子	25
3・4. 周波数帯切換方法	27
3・5. 高周波増幅の目的	28
3・6. 受信機の内部雑音	29
3・7. 高周波増幅回路	33
3・8. 真空管増幅器の入力インピーダンス	35
3・9. ミラー効果	36
第4章 周波数変換器	38
4・1. 周波数変換の目的	38
4・2. 周波数の変換方法	38
4・3. 変換コンダクタンス (g_c)	39
4・4. スーパーヘテロダイン受信機の混信と妨害	39
4・5. 周波数変換器の雑音	40
4・6. 周波数変換管	40
4・7. 局部発振器	44
4・8. 単一調整	46
第5章 中間周波増幅器	48
5・1. 中間周波増幅器の選定	48
5・2. 回路方式	49
5・3. 電磁結合の特性	50

第 6 章 検波器	54
6・1. 二極管検波器	54
6・2. 多極管検波器	55
6・3. 検波器の特性比較	57
6・4. 無限インピーダンス検波器	58
6・5. 鉱石検波器	58
6・6. 再生検波器	58
6・7. 混信時の検波現象	59
6・8. 雑音電圧に対するレスポンス	60
第 7 章 可聴周波増幅器	61
7・1. 可聴周波増幅器の特性	61
7・2. 等価回路	62
7・3. 抵抗容量結合増幅器	63
7・4. 再生防止	64
7・5. A 級電力増幅器	65
7・6. プッシュプル増幅器	65
付録 I 回路例	67
1. 50Mc コンバーター	67
2. プリ・セレクター	67
3. HF アマチュア・バンド用 1-V-1	68
4. HF 常用コンバーター	69
5. 11~22Mc 単バンド HF スーパー	69
6. ダブルスーパーヘテロダイン受信機	70
付録 II 主要受信管規格表第	71

第1章 序 論

1・1 電波伝播の理論と実際

受信機の設計に入る前に、まず受信の対象である電波が、送信アンテナから発射されてから受信アンテナで捕えられるまでの一般的な経路について考えてみましょう。

地球をつつむ大気の上層部には稀薄な大気があり、それに太陽からの強烈な紫外線が照射されるために、その稀薄な大気を構成する気体の分子は電離（イオン化）されて電離層（イオン層）が形成されます。

この電離層は発見者の名前を取って、ケネリ・ヘビサイド層（Kennelly-Heaviside Layer）、略して K・H 層と呼ばれています。

送信アンテナから発射された電波がこの K・H 層に到達しますと、電離層内部では、電離された気体内の電子は電波の電界により運動するため電流が流れます。

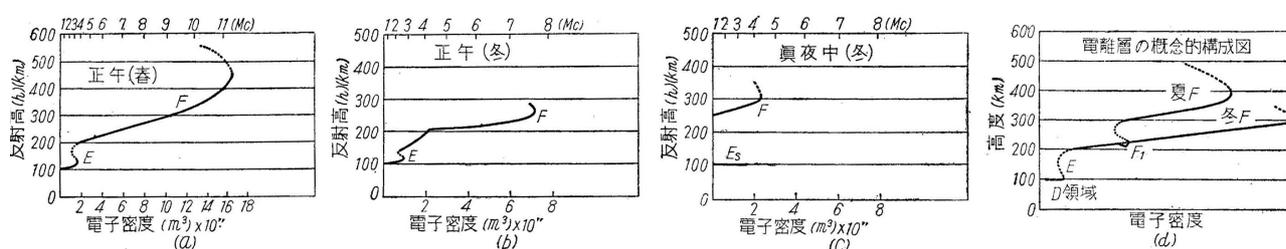
そのため電波の入ってきた部分の電離層の誘電率、導電率が変化し、その結果電波は屈折、反射されるようになります。

電波の周波数や、速度と、電離層の電子密度や屈折率の間には簡単な関係式が既に知られておりますので、電波の周波数を変化しながら、反射して帰ってくるまでの時間を計り、それから高さを求めれば周波数の変化に対する反射層（電離層）の高さの変化や電子密度等が求められます。

これらの重要な一連の要素間の具体的な数値を求めることを電離層観測と呼んでいます。

電離層観測の結果、われわれに関係ある範囲の電波の反射現象については次のような事実が知られています。

短波の発振周波数を低い方から高い方に漸次移して行きますと、まず最初 1Mc では 100km 附近の高さからの反射がみとめられます。これが E 層からの反射です。次に 4.2Mc 付近で反射電離層の高さが急に高くなり 200km 前後から反射波が返ってくるようになります。これがいわゆる F 層からの反射です。E 層から F 層に反射が移る時の周波数が E 層の臨界周波数 (f_{0E}) で、これはいいかえれば E 層を突抜ける最低周波数になります。



第 1 図 電離層

F 層の反射も周波数が高くなるにしたがって電波はその層の中深く入りこむようになり、遂には F 層をも突抜けてしまうようになります。F 層の臨界周波数 (f_{0F}) は 11.4Mc になっています。(第 1 図 (a))

第 1 図 (b) は冬季昼間の 1 例で、F 層の下部に F₁ 層が認められます。

第 1 図 (c) は夜間の 1 例で、E 層、F₁ 層、は消失し F 層反射のみが認められます。

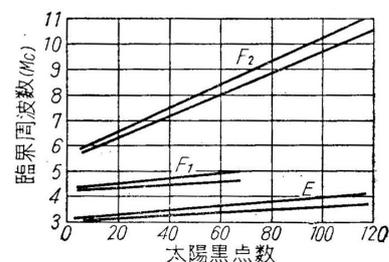
この図では昼間の E 層反射と大体同じ高さに別種の反射が認められます。

この反射層は突発 E 層 (Sporadic E 層) と称され、その臨界周波数は E 層に比べて遥かに高く VHF 帯にまでおよぶことがしばしばあり、実際通信に際しては相当問題になっております。

しかし、現在のところ、まだ詳細な事は判っておりません。

以上を総合的にまとめると第 1 図 (d) になります。

最初に述べましたように、電離層のイオン化の原因としては、太陽より放射される特殊な波長の紫外線、或は微粒子が考えられていますので、したがって電離層の最大電子密度は黒点数を基準とした太陽活動周期と密接な関連を持つことが知られています。(第 2 図)



第 2 図 太陽黒点と臨界周波数

また E 層, F_1 層も太陽高度と深い関係を持っていることが判っています。しかし F_2 層と太陽高度との関係については,

(1) 冬より夏の方が昼間の電子密度が低い

(2) 夜間特に夏の夜間には相当の電子が残存する等の具体的事実不明な点が多く残され今後の研究の進展によって解決されるでしょう。

以上の外に 400km 位のところに中心のある G 層, さらに地表からごく近いところにある C 層等が発見され, それぞれ違った性質を持っていることが明らかにされました。

500kc 以下の長波は主に E 層の底部で反射され, 途中で減衰せず安定に遠距離に到達します。

しかし近距離では地面にそってきた, いわゆる地表波と E 層で反射された空間波とが干渉しあって, 信号強度が細かく変動する近距離フェーディング現象を起すことがあります。

500~1500kc の中波, 放送波長電波は昼間は E 層, F 層下部の D 領域での吸収が甚だしいため空間波は問題にならぬほど減衰し, 地表波のみが利用されます。

夜間は D 領域の減衰が少なくなり, E 層あるいは F 層での反射が強勢となり, 空間波が数 100km の遠方まで到達しますが長波ほど安定ではありません。

短波では地表波が問題となるのは数 10km の範囲で, 実際の通信にはほとんど利用されず, もっぱら電離層で反射される空間波が利用されます。E 層で反射される波長の限界は冬は 2Mc, 夏は 3Mc 以下で, この周波数以上の電波は E 層を突抜けて F 層で反射されます。F 層は E 層に比較して高いので, E 層で反射されるよりも反射の回数が少なくて遠距離に達し得るため, 電波の減衰が少なくすみ安定な交信が期待出来ます。

長波や中波と特にことなる点は, 反射点と反射点の間では, 反射して降りて来る空間波が存在しないため, 全然信号を受信出来ない, いわゆる不感地帯が生じます。

この現象を跳躍 (スキップ, Skip) 現象といい, その距離をスキップ・ディスタンス (Skip Distance) と呼びます。(第 3 図)

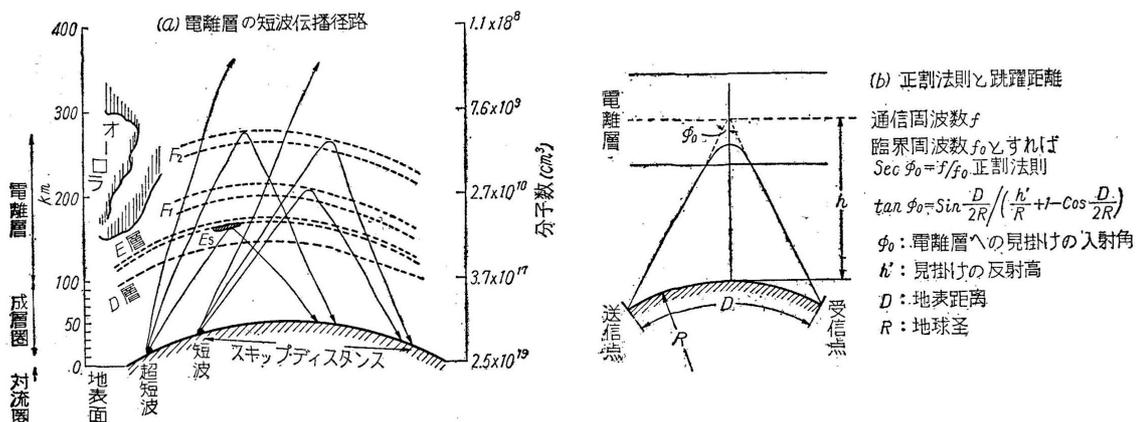
発信地点で, 電波を放射するとき, 地表面となす発射角が小さければ小さいほど反射回数がすくなく, したがって減衰がなく, 遠距離まで低損失で到達しますから, 送信アンテナを設計する際には, いかなる方法で低角放射ができるかが大切な技術的問題となっています。

F 層で反射される電波の周波数は季節, 昼夜間でそれぞれことなります。その数値をその条件における臨界値と呼んでいます。冬季夜間の臨界周波数は大体 9~10Mc。昼間 30Mc。夏季夜間 5Mc。昼間 15Mc になっています。

短波通信の状況を予測するためには, まず時々刻々の地球上の電離層の状況を知る必要があります。この目的のためには世界中にある電離層観測所が協力して仕事をする必要があります。ワシントンの C.R.P.L.(Central Radio Propagation Laboratory, 中央ラジオ伝播研究所) が国際的協力の中心となり, 各国の成績, 資料をまとめて, E 層, F 層, Sporadic E 層等について全世界にわたる電離図の毎月の予報を 3 ヶ月前に作成して関係方面に配布しています。

短波特有の通信障害としてはデリンジャー現象と磁気擾乱に伴う通信障害があります。

デリンジャー現象の原因には, 太陽爆発にともない放射される特殊な紫外線が, D 領域の電離を異常に増加させることによるといわれています。その結果この部分を通る電波が数分~数時間にわたり, いちじるしく減衰して通信が不能に



第 3 図 電離層の短波伝播と跳躍距離

なることがしばしばあります。しかし周波数の特に高い短波は比較的に影響は軽微です。

磁気擾乱にともなう通信の劣化の原因は、太陽爆発により放射される帯電微粒子が地球磁界の作用で高緯度地方に集結し、かなり長時間にわたって極地帯から中緯度地方にわたる電離層を擾乱し、F層最大電子密度の低下あるいはD領域の異常電離をひき起させることに原因します。

この時、帯電微粒子が地球に接近しますと、地球磁界の影響により、地球の赤道に沿って環状運動を行いながら極地帯に集結するため、その反作用として、地磁気の方にも特殊な異常変化が認められ、地磁気の観測から電離層の擾乱を数時間前に予知することが可能です。

電離層擾乱の際も、それに先行して電波の到来方向の変動、太陽面上における異常現象、大黒点の出現や爆発等が認められますので、これらを総合して、短波通信劣化に対する警報を発することが行われています。

日本では東京の標準電波(JJY: 4Mc, 8Mc)に通信劣化を予想される場合 W, 多少劣化の疑ある場合 U, 異常ない場合 N, の3つの符号を挿入して放送されています。

次は電波雑音についてですが、超短波を除き長波から短波帯の外来電波雑音は人工的に発生する雑音を除けばほとんど空電が主になっています。

空電の強度は空電発生源と受信点との距離や伝播中の空電の減衰によって非常に大幅の変化があり、また空電の頻度も、季節や受信地点の地理的位置、条件などによってもかわりますので、空電の強度、頻度の状況を統一的に結論づけることは不可能ですが、概略の傾向をしることは困難ではありません。

しかし電波雑音の強弱は受信可能最低電界も規定する大きな基準となりますので、受信機設計にとって非常に重要な問題になっています。

その他伝播上特異な現象としてエコー(反響)、地理的な問題として感度の地域差の問題があります。

エコーは送信点からの電波が異った経路や反射点を經由するため、その通過距離に差を生じ、受信音に時間的なズレを生じ“尾を引いた”感じを与えます。これは北欧や南米局等のDXを受信されると必ず経験される現象です。受信技術の上からは相当な障害になるものです。

電波が極地附近を通過する時、地磁気に影響されて、某地域では某方面からの電波の感度が常に減衰して到着するという厄介な問題が近頃世界各国のアマチュア間でも取沙汰されて来ました。事実北欧方面からの電波は南になる程この影響を受けないような結果になっています。

しかし、これも周波数や季節によっていろいろな相違があります。

1・2 受信機の要素と性能基準

〔I〕受信機の要素

受信機としての機能をみとすためには、次の各種の要素が必要です。

- (1) 受信空中線 電波を捕捉する
- (2) 同調回路 電波の中から希望するものを選択する
- (3) 検波器 高周波電流に変調された音声電流を取出す(復調)
- (4) 受話器 電流を音に変える(スピーカー)

しかし高い性能を要求するものには、さらにこの上各種の増幅器や補助回路が必要となります。

微弱な電波を捕えるためには検波以前に高周波増幅器をつけたり、或はスーパーとするためには受信周波数を一定のそれより低い周波数に変換して増幅する増幅器が必要になって来ます。

検波出力が微弱でスピーカーを動作させるために電力が不十分な時には、音声電流を必要な電力に増幅する低周波増幅器が必要になります。

〔II〕受信機の性能判定の基準

受信機の性能はおおむね次の4つの条件によって判定されます。

(1) 感度

これは受信機がどの程度の強さの電界まで、いいかえれば弱い電波のどの程度までを受信出来るか、この極限を示す量で表わされ、「規定出力を出すのに必要な空中線端子の入力信号電圧をV(あるいは $1\mu V$ を基準としたdb)」で表わし

ます。

たとえば 120db の受信機 (1,000,000 倍の増幅度を有する) というのは、入力 $10\mu\text{V}$ で 10V のスピーカー出力が得られる能力がある受信機という事です。

しかし、ここで感度の良い受信機では受信機の内部からの雑音が当然妨害になります。すなわち $10\mu\text{V}$ の入力信号で 10V の出力があっても受信機内部雑音が 10V 以上あったとすると、信号は内部雑音の中に没してしまうため、われわれの耳には信号として認識できない事になります。

これらの事情から、一般には信号出力と雑音出力との比 (SN 比) が、ある限度 (普通は -30db 、すなわち雑音出力が信号出力の約 $\frac{1}{30}$) 以下という条件をつけてその感度を表わすことにしています。

結局、受信に際しては受信機の増幅度だけが感度を決定する尺度にはならず、受信機内部雑音による出力電圧の大小が、固有の増幅度以上に重要な要素であるといえます。

受信機の内部雑音の発生機構や特性については後章に詳しく説明しますが、それは主として受信機の初段増幅回路の同調回路と真空管から発生します。原因は真空管内の熱電子の擾乱的運動と同調回路を構成している諸種の材料の、それぞれを構成する分子の電氣的運動の結果によるものです。

SN 比が悪いと DX 受信に際して微弱電波が到来してもそれをわれわれの耳には信号として認識出来ない、まことに残念な結果になってしまいます。

(2) 選択度

希望する電波だけを受信し、他の周波数の電波を排除し得る能力を表わすのが選択度で、希望周波数に受信機を同調したとき、規定出力を出すのに要する空中線入力電圧と、受信機をそのままの状態では妨害周波数を加えたとき、同じ出力を出すのに必要な空中線入力電圧の比を db で表わします。

これは一般には隣接周波数と呼ばれるものです。スーパーヘテロダイン受信機の場合の映像 (イメージ) 周波数選択度 (あるいは映像妨害比) については別に詳細に説明しましょう。

(3) 忠実度

狭い意味では電波にのせられて来た音声の周波数が、如何に忠実に再現されているかをいいます。忠実度の表示は 400c/s を基準として、他の変調周波数に対する出力が何 db 違うかで表わします。あるいは規定された周波数の範囲で最大出力と最小出力の比が、何 db であるという表わし方も使われることがあります。

具体的には受信機の高周波、中間周波増幅段の選択特性、検波器の特性、特に検波歪の有無、低周波及び電力増幅段、スピーカーの周波数特性に左右され又内部雑音や電源部出力のハムの有無でも決定されます。

(4) 出力

受信機のスピーカーから出る音の“大きさ”で出力をきめるのが最も目的に適するのですが、音の測定は非常に繁雑なため、一般的方法としてスピーカーへ入る電力、すなわちスピーカーの入力インピーダンスと等しい抵抗を受信機の出力端子へつないだとき、その抵抗に消費される電力をいいます。

出力の基準には無歪最大出力と規定出力とがあります。無歪といっても絶対の無歪はあり得ませんが、普通は 5% 以下の歪を無歪という言葉で表わしています。そして 5% 歪に相当する最大出力をその受信機の無歪最大出力と呼び、電力 (W, ワット数) で表わし、どの程度の大きさの音を出し得るかを判定する基準とします。

試験の時には 400c/s で 40% 変調した搬送波 (標準信号) を使うことになっています。

規定出力は出力数ワット程度のもものでは 500mW と定められています。

(5) 安定度

受信機内外の温度変化、電源電圧の変化、機械的な衝撃や外力による機械的歪等々種々の条件に変動があっても目的の電波から離調しない能力をいいます。

受信機の周囲の条件が変化しても調整を要せず、長時間にわたって一定の出力を出し得る能力をいいます。

これらはいずれも常におこり得る原因ですが、自作する場合でも、積極的に変動の誘因を除く手段を取り、受信機を構成する部品の選択や、温度係数の逆の組合せを採用するとか、安定装置を附属させることによって相当優秀なものが得られます。

1・3 受信機的设计

(I) 設計の概念

受信機の設計に当って最初に考えなければならないのは検波器です。一般に検波器は二極真空管，あるいは多極管のグリッド，プレート検波器が用いられていますが，検波動作に適当な入力電圧は0.1Vから数Vの範囲で，その出力電圧も数V程度です。それで検波器の入力，出力電圧の範囲が限定されますので，受信する電波の強さに応じて適当に高周波増幅，或は変換して中間周波増幅を行ってから検波器に加えることと，スピーカーを動作させるために低周波増幅が必要になって来ます。

その上に1・2にある性能を満足させる必要があります。項目別とすれば，受信する周波数帯，電界の強さ，所要出力，要求される忠実度，選択度，安定度等の特性を基準として，検波方式，高周波，低周波増幅器の組合せや補助回路を考えて設計します。

設計の順序としては，まずAVCの要，不要及び歪の二点から検波器を二極管あるいは多極管のいずれかに決定し，次に所要出力から終段のパワー管を選び，その間に必要な増幅度(利得)や忠実度から回路の構成方式と使用真空管を決定します。

次に受信周波数帯によって適当する空中線を選定し，受信すべき最低の電界強度から必要な高周波増幅度が具体的に出て来ますから，選択度や忠実度との関係を調べて，ストレートにするかスーパーヘテロダインにするかを決定し，これらに必要な補助回路を附加致します。

回路方式が決定すれば，適当する部品を選び出して具合のよい配置をきめ，取付け配線を行います。

さて今までのところを簡単にまとめてみますと次のようになります。

A. 基本回路

- (a) 入力回路 アンテナ系と整合する。
- (b) 増幅回路 信号勢力を増幅する。
- (c) 選択回路 不要信号勢力を除く。
- (d) 検波回路 復調して変調波を得る。
- (e) 出力回路 スピーカー等と整合する。
- (f) 電源回路 必要な電力を補給する。

B. 補助回路

- (a) 周波数変換回路 無線周波を中間周波に直す。
- (b) 自動制御回路 AVC, AFC(自動周波数制御), AGC(自動利得調整)。
- (c) 衰調防止回路 AVC, リミッタまたはダイバシチーによりフェーディングを防ぐ。
- (d) 混信防止回路 ウェーブトラップやプリセクター等のフィルター回路をいう。
- (e) 雑音防止回路 雑音抑圧, 雑音消去(尖頭値を抑える)をする。
- (f) ひずみの阻止回路 負饋還回路
- (g) 音質調整回路 トーンコントロール。
- (h) 動作監視回路 同調指示回路等。
- (i) 電源安定回路 バラスト管, 定電圧放電管を使用し電源出力の安定を図る回路。

〔II〕ストレートとスーパーヘテロダイン受信機の比較

(1) 感 度

外部雑音や電界強度の限界と高周波増幅の技術的難易を考えるとスーパーの方が数段優れています。

(2) 選 択 度

スーパーの大きな特徴は高選択度特性にあります。周波数変換によって増幅する周波数を下げることは同調回路に同じ Q を仮定しても選択度特性をよくすることに役立ちます。他に中間周波増幅器に結合回路を使うことが容易なため，帯域通過特性を持たせることが出来ます。

ストレート受信機でも結合回路を使用することは出来ますが，構造や調整が非常に複雑になる反面，効果にそれだけの実益はとても期待出来ません。

(3) 忠 実 度

単一同調回路を使用するストレート受信機では，サイドバンド中の変調周波数部分の高い所が削られます。特に高周波増幅段数を増加することによってこの高いサイドバンドカットの傾向が強くなります。また再生をかけるとさらにカッ

トされる傾向が一層強くなります。

しかしスーパーでも此の欠点は認められていますので、音質を生命とする放送受信機を対象とすれば忠実度の向上は将来共に大いに改善されるべき要点です。

(4) 安定度

スーパーでは電源電圧の変動がただちに局部発振器の発振周波数の変化になって表われ、電源電圧が極端に低下すると発振が停止して全然聴えなくなってしまう。また電源電圧の変化がなくても局部発振器の周波数は動作中に熱による機械的変位によって再調整が必要になって来ます。この欠点を全然なくしてしまうためには AFC その他の補助装置が必要になります。

ところがストレート受信機では再生式のもので再生のかかり方が変わって音量が変化する外には全然聴えなくなるという事は認められないので、安定度の点からはストレート受信機が優れているといえましょう。

(5) AVC

中波でも短波でも遠距離受信をする場合にはフェージング (衰調) をまぬがれませんが、その補償を一般には AVC で行います。スーパーでは AVC は既に一般的な受信機にまで入れられる程普及していますが、ストレート方式では利得の点から採用するのに困難が伴います。

(6) 内部雑音

本質的に考えればスーパー方式には本質的に周波数変換管の雑音がとりあげられますのでストレート方式に比較して内部雑音は多くなります。しかしスーパーでも 1 段乃至 2 段の高周波増幅を採用すれば先ず内部雑音の点はネグレクト出来ます。

(7) その他

スーパーには周波数変換という本質的な差異がありますので、ストレート方式では全然認められぬいろいろな妨害が起ります。影像 (イメージ) 周波数妨害や、ビート妨害があります。トラッキング誤差の問題もストレートには起りません。

ストレート方式ではその外に、広い周波数範囲を 1 バンドとしてカバー出来る、機構が簡単で従って資力、資材が僅少ですむ、というような利点があり、スーパーと比較して先ず一長一短という所です。

ストレートからスーパーへ、というのがラジオエンジニアの進む常道ですが、この際の認識を本質的な面から改めることが一番大事です。

しかしいずれにしても、高感度、高選択度の両得点はスーパー方式の最大の特徴で、スーパー全盛時代が招来されたのもこの諸点からなのは疑いの余地がありません。

第2章 受信空中線

Antenna の語原は昆虫の触角から出ています。受信空中線を張る目的は大別して次の2項になります。

- (1) 伝播して来た電波の電界からできるだけ大きな空中線誘起電圧を得る。(利得)
- (2) 希望する電波のみを受け入れ、妨害電波や雑音を排除する。(指向性或は選択性)

しかし一般に使用される受信機では広い周波数範囲の任意方向から来る電波を受信する必要から、無指向性空中線を使用する場合がほとんど大部分ですが、われわれの対象とする電波や受信機操作の上では、指向性空中線が使用されます。

本章では、いわゆる全波受信機用の無指向性空中線と短波用の指向性空中線の双方について、その基礎理論と特性や応用について説明しましょう。

2・1 空中線の考え方

(1) 等価回路

空中線は第4図のように大地に対し分布された静電容量を有し、また全線にわたって分布されたインダクタンス、抵抗を有しますので、空中線回路の電圧電流を考える場合には、起電力 E_{he} と集中インピーダンスとで表わしますが、 Z_a の実際は実効容量、実効インダクタンス、実効抵抗から合成されるもので、中波を対象とする場合には、これらの定数が直列に接続され、これに起電力 E_{he} が直列に加わる等価回路を考えます。

もちろんこの回路は1種の共振回路ですから、その固有波長はその長さから次のようにして求められます。

接地空中線

$$\lambda_0 \cong 4\ell \quad (\text{非接地の場合 } \lambda_0 \cong 2\ell)$$

空中線の等価回路は以上のように考えますが、実際受信機に接続する場合には、その等価回路は第5図のような内部インピーダンス Z_a 、起電力 E_{he} という電源に負荷インピーダンス Z_r が接続されたことになります。

さらに実際的には、周囲の建物、樹木などの影響を受け実効高も等価定数も共に変化して来ます。

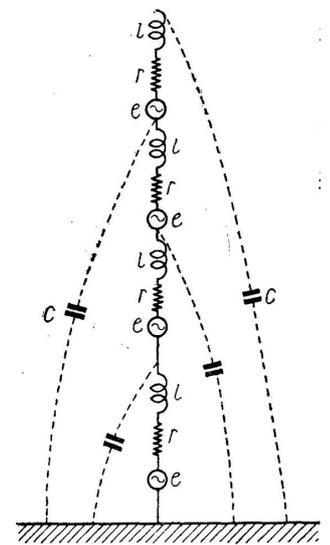
(II) 標準空中線

実際の受信空中線は実情に応じて千差万別ですが、受信機の設計や試験を行う場合には1つの標準を考え、この標準について設計や試験を行います。

空中線の標準については各国とも一定の空中線様式を定め、その等価回路、すなわち擬似空中線を定めています。

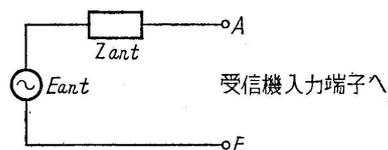
わが国の標準空中線は、次のように具体値が定められています。

高さ8m、水平部の長さ12mの逆L型空中線 等価定数は $L_a = 14\mu\text{H}$ 、 $C_a = 150\text{pF}$ 、 $R_a = 50\Omega$ 、インピーダンスは周波数によってももちろん変化します。



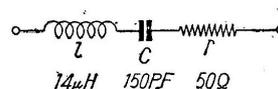
第4図 空中線の等価回路

(a) 空中線の等価回路

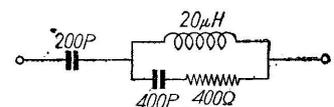


$$E_{ant} = \text{誘起電圧} \\ = \text{電界強度} \times \text{実効高} \\ Z_{ant} = \text{空中線等価インピーダンス} = R_{ant} + jX_{ant}$$

(b) 中波標準空中線の等価回路



(c) 短波(全波)用標準空中線の等価回路



第5図 空中線の等価回路

実効高は平等電界内では、約 7m ですが、実際の場合には周囲の建物等の影響を考え 4m として空中線起電力を算出します。

〔III〕無指向性空中線

現在使用されているものは次の通りで、いずれもその形によって分類されます。

- (a) 垂直空中線
- (b) 傾斜空中線
- (c) 逆 L 型空中線
- (d) T 型空中線
- (e) 電灯線アンテナ

これらは中波の場合には受信機側から見れば、等価回路の項でのべました、入力端子に接続される等価回路、すなわち、等価起電力と等価インピーダンスが問題になります。

すなわち、中波の放送は垂直偏波によって行われますから、受信地点において大地に並行方向に平等電界を考え、その中に垂直空中線を立てた時、電波の強さは電界内の垂直方向の単位長さ (1m) の電位差、(電位傾度 V/m) で表わされます。

従って垂直に h m の空中線を立てれば、電界強度 $E(\text{V/m}) \times h(\text{m})$ の起電力が誘起されます。

しかし実際に空中線に流れる電流は各部分について一様でなく、その分布状態は受信電波の周波数 (波長) と空中線の長さによって変化します。

これを等価的に考えて、接地端に流れる電流がアンテナ線に一様に流れる (電流密度が一様) と考えられる等価的な高さを実効高 (h_e) と名づけ、空中線の等価起電力は

$$E(\text{V/m}) \times h_e(\text{m})$$

で表わします。

逆 L 型空中線の場合も同様ですが、水平部の電流分布により垂直部の尖端の電流は、同じ高さの垂直空中線²より大きくなるから、従って実効高も大きくなります。

〔IV〕アース

アースは空中線に誘起された電圧により空中線回路に流れる電流を大地に導く役目をしますから、その抵抗はできるだけ少くしなければなりません。

空中線等価回路を考えてもわかりますが、接地抵抗が小さければ小さい程、誘起電圧の利用率が好くなります。

² 垂直空中線で、いま電流分布を正弦波形の一部と考えれば

$$\ell_0 = f(x) = \ell \sin \frac{2\pi}{\lambda} x$$

$$I_m = \frac{1}{4} \lambda \text{に相対するところの電流}$$

$$I_0 = \text{接地端の電流}$$

$$\lambda = \text{波長}$$

であるから

$$h_e = \frac{1}{I_0} \int_0^h I_m \sin \frac{2\pi}{\lambda} x dx = \frac{\lambda}{2\pi} \tan \frac{\pi h}{\lambda}$$

$\lambda \gg h$ の場合

$$\tan \frac{\pi h}{\lambda} \doteq \frac{\pi h}{\lambda}$$

だから

$$h_e \doteq \frac{h}{2}$$

となる。

逆 L 型では

$$h_e \doteq \frac{2}{\pi} h \left(1 + \frac{h}{2h + \ell} \right)$$

となる

また受信機からアースへの導線の長さも、空中線回路に不必要なインピーダンスを加えるようになりますので、出来るだけ短くする様に努めねばなりません。

殊に短波受信の場合にはアンテナに考慮をばらうと同様、またはそれ以上にアースを完全にすることが必要で、とくに強調したい事項の1つです。

殊に空中線回路を同調して利得の増大をはかる時には、接地抵抗の減少に努めることがとくに必要です。

実際の接地は水道管を利用したり、アース棒、あるいは30cm平方位の銅板を地下1mくらいに埋めたものを使用します。埋設する場所は湿地を選び、さらに接地導体の周囲に炭粉をいっしょに埋め込んで導電率をよくすることに注意します。

このような接地はおおむね数十オーム以上の抵抗を有します。砂地などでは数百オームにも達することもあります。

さらに、この接地抵抗を数オーム程度にするには、地面との接触面積を大きくせねばなりません。そのためにはさらに大きな銅板や、あるいは径3cm、長さ2m程度の銅管を数本、間隔をおいて打込んだりします。

〔V〕電灯線を利用する空中線

電灯線を利用する空中線は、空中線としては正規な方法ではありませんが、これを利用することによって、空中線を別に建てるための材料や経費がかからぬ利便さによって一部に利用されています。

電灯線に誘起された電圧によって高周波電流がコードからパワートランス内の容量(約400pF)を通じて空中線コイルに流れます。この際の抵抗の概略値は次のようになります。

1. 架空線の場合

抵抗	220Ω
リアクタンス	+180Ω
インピーダンス	280Ω

2. 地下ケーブルの場合

抵抗	150Ω
リアクタンス	+140Ω
インピーダンス	200Ω

(いずれも等価直列インピーダンスとしての計算値)

なお電灯線のインピーダンスに関係ある部分は、屋内配線よりも屋外配線の部分が大きく、大体その家を中心にして30m位の範囲と考えて誤りありません。

電灯線アンテナと独立のアンテナを比較すると次のような欠点があります。

(1) インピーダンスが低い。

その結果普通の受信機では二次同調回路への負荷効果が大きく、同調回路のQを低下する。

(2) 近接受信機の影響、殊に再生妨害を受けやすい。

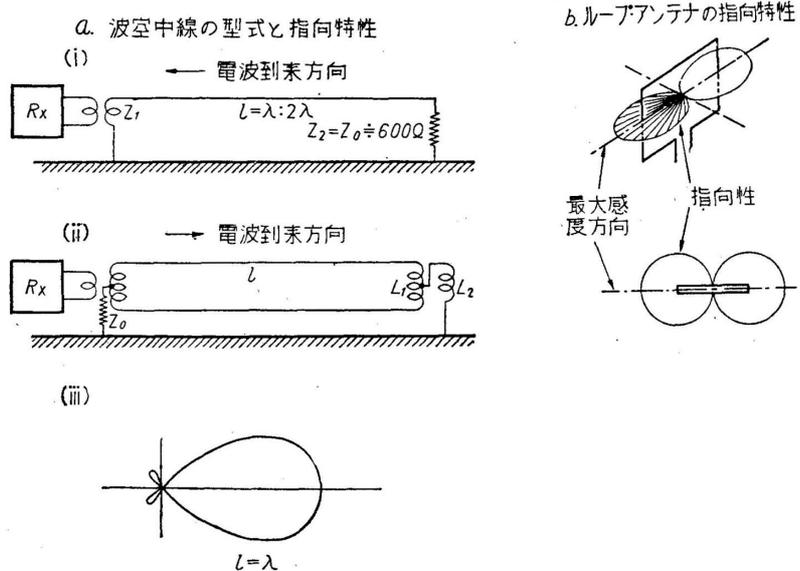
(3) 外来雑音に災される機会が多い。

〔VI〕波空中線(ウェーブ・アンテナ)

地上数mの高さに、1ないし2波長の長さの水平空中線を電波の到来方向に架設したもので、その波動抵抗はおおむね600Ωとして扱い、その先端を波動抵抗に等しい600Ωの抵抗で接地します。この抵抗は反対方向から来る電波による電流を吸収し、指向性を単方向性とするのに役立ちます。

外にも実際架設上にいろいろの型がありますが余り関係がありませんので省略します。(第6図(A))

(b) 棒型空中線(ループアンテナ)



第6図

棒型空中線は第 6 図 (b) のように 8 の字型の指向性を持っていますから、方位の測定、指向性受信、電界強度測定の外、持ち運びの簡単な点からポータブル受信機用として最近賞用されています。

ただ、この棒型空中線は普通の空中線に比較して実効高が非常に小さいことと、ポータブル受信機に組込んだ場合近接していろいろな導体があるとその影響で必ずしも第 6 図 (b) のような 8 の字型の指向性をあらわしません。

特に Q を大きくするために高周波損失と分布容量を少なくする目的でリッツ線が使用されます。

全波受信機に棒型空中線を使用する場合、中波帯も短波帯も棒型にする場合もありますが、中波帯だけ棒型を利用し、短波帯は同調コイルを別に設け、その一次側を棒型空中線に接続する方法が多く使用されています。

2・2 短波受信空中線

短波の受信空中線は中波の場合とは大分違って来ます。一般に短波帯と呼ばれるのは 3 乃至 30Mc の範囲ですが、実際放送やアマチュア通信に使用されるのは 3.5Mc から 28Mc の範囲です。(第 1 表)

第 1 表

放送周波数帯 (kc)			アマチュアバンド (kc)
I. ヨーロッパ アフリカ シベリア	II. 南北アメリカ	III. アジア オーストラリア	
515-1,605 3,590-4,000	535-1,605 3,900-4,000		3,500-4,000(CW) 3,850-4,000(phone) 3,850-3,900(NFM)
	5,950-6,200		7,000-7,300(CW)
7,100-7,200		7,100-7,300	14,000-14,400(CW) 14,200-14,300(phone) 21,000-21,450(CW) 26,960-27,230(CW, phone) 28,000-29,700(CW) 28,500-29,700(phone) 28,500-29,000(NFM)
	9,500-9,775 11,700-11,975 15,100-15,450 17,700-17,900 21,450-21,750		29,000-29,700(FM)
25,600-26,100			
(注)			
500kc 以下	} 省略		
30Mc 以上			
Tropical service			

短波受信空中線が中波の場合と違って来る理由の第一は、電波の伝播状態が変化すること、第二には波長が短くなり使用する空中線の長さを波長と同程度のものになることです。

第一の点では、中波の放送は垂直偏波が使用され、主として地表波を利用する比較的狭い範囲を対象とした放送が行われますが、短波の場合、地表波は直ちに減衰してしまいますので主として空間波が主な対象になります。この空間波の伝播に重要な関係のある電離層の高さは、昼夜、季節によって変り、したがって電波の伝播状態も変化しますので、送受信両地点間の距離、時刻、季節によって適切な周波数の電波が使用されます。

また短波放送では遠距離にある特定地域に向けて放送され、アマチュア・バンドでは比較的小電力が使用されるために、その能率の向上にはいずれも指向性送信アンテナを使用します。

このように水平偏波或は垂直偏波で輻射された電波も、電離層で反射された場合いずれも楕円偏波になりますので、普通の傾斜型や垂直、或は逆 L 型アンテナでも受信出来ます。

しかし、短波受信空中線といえば、まず常識的に水平ダブレット空中線が多く使用されます。理由としては次のような事項があげられます。

- 1) 波長が短いためにアンテナの長さを波長の $1/2$, $1/4$ に造ることが容易になる。
- 2) アンテナのエレメントの数を増し、又は反射器や導波器をつけて指向性を鋭く出来る。(水平及び垂直指向)
- 3) 外来の人工的雑音の波形を利用して雑音を逃れる事が出来る。(人工的雑音は垂直偏波なので、空中線及び二線式の饋電線を大地に対して平衡させて分別する。)

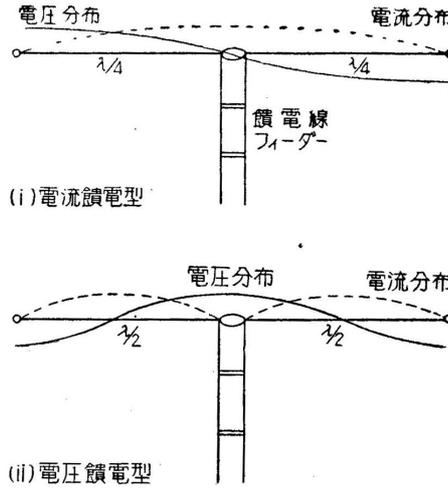
〔I〕ダブレット型空中線

(1) 特性

第 7 図のように空中線を配列したものは水平ダブレット空中線と呼ばれ、短波用として最も一般的に使用されているもので、この方式では全体の長さを受信周波数に対して波長の 1/2(二つのアンテナエレメントはそれぞれ 1/4)にしたもので、この波長に対し利得が最大になり、その他の高低周波数に対しての利得はずっと落ちます。

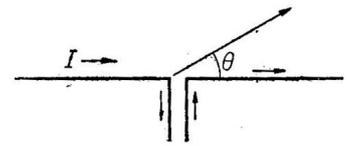
したがって受信周波数が変わるごとに別なものを作らねばなりません。

$\lambda/2$ (半波長)ダブレット空中線を中央から饋電する場合の輻射インピーダンス Z_r は



第 7 図 半波長および 1 波長空中線

$$Z_r = (73.1 + j42.6) \text{ オーム}$$



1. 給電点インピーダンス $73.13 + j42.55\Omega$
2. 指向性は $\cos(\pi \cos \theta/2) / \sin \theta$ で与えられる
3. 全方向に一様に放射する時の絶対利得は 2.17db

第 8 図 水平ダブレット空中線の特性

になります (第 8 図)。

しかし実際の場合には、ダブレットの長さを $\lambda/2$ より少し短かくし、それによって生ずる容量リアクタンスによって、輻射リアクタンスを補償します。また導線の両端の end effect(終端効果)による見かけの容量と碍子の漂游容量(ストレイキャパシター)がありますので、更に長さを約 5% 短かくして補償する必要があります。

また輻射抵抗はダブレットの高さ(地上高)によっても変化します。この大体の傾向は地上高と波長の比 h/λ が、0.25, 0.5, 1.0, 1.25 になったとき、 Z_r の第二項 $j42.6$ が零になり、 $Z_r = 73.1$ オームになります。

さらに垂直指向性も地上高と関係があり、架設する場合にはその高さは電波の入射角を考慮して定める必要があります。その近似値は第 2 表のようになります。

第 2 表 水平ダブレットアンテナの垂直指向係数表

l	仰 角									
	10°	15°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°	90°
1. $\lambda/4$	0.25	0.39	0.5	0.7	0.84	0.92	0.97	0.99	1.0	1.00
2. $\lambda/2$	0.47	0.69	0.86	1.0	0.93	0.69	0.42	0.18	0.55	0△
3. $3/4\lambda$	0.65	0.9	1.0	0.78	0.14×	0.43	0.8	0.95	0.99	1.00
4. λ	0.81	1.0	0.87	0△	0.78	1.0	0.78	0.38	0.1	0△

〔II〕ダブレットの饋電

半波長ダブレット空中線では空中線に第 7 図 (a) のような電圧、電流分布を生じますので、中央饋電点では電圧最小、電流最大となり、従ってインピーダンスは低くなります。このような場合を電流饋電といいます。

これに反して 1 波長ダブレット空中線では同図 b のような電圧、電流分布を生じ、中央饋電点では電流最小、電圧最大となり、インピーダンスは高く数千オームになります。このような条件を電圧饋電といいます。

空中線と受信機を結ぶ饋電線(フィーダー)には

- (a) 平行 2 線式
- (b) 撚線式
- (c) 同軸ケーブル式

第3表 中央饋電型設計表

アンテナ長さ (m)	フィーダー長さ (m)	バンド (Mc)	同調方式
30.84	25.3	3.5	並列
		7.0	直列
		14.0	"
		28.0	直並列
20.57	10.4	3.5	直列
		7.0	並列
		14.0	"
		28.0	"
15.24	13.11	7.0	並列
		14.0	"
		28.0	"
10.06	15.54	7.0	並列
		14.0	"
		28.0	"
10.06	9.45	7.0	並列
		14.0	直列
		28.0	並列

の3種があります。これらの饋電線の波動抵抗はそれぞれの構成材料の定数によってもちろん異なりますが、概数値は、平行2線式³では400ないし600Ω、撚線式で電灯用のコードを使用したとき100ないし200Ω、同軸ケーブルでは100Ω前後となります。

最大の能率を得るためにはアンテナとフィーダーとは完全に整合(マッチング)させるのが理想的ですが、実際には整合せずにそのままつないで、フィーダーに定常波がのったまま受信機の入力側でマッチングさせる方法が一般にとられている実情です。

ただ空中線と受信機との距離が相当あるような特殊な場合には、空中線の直下まで平行2線式で下げ、対称回路を非対称回路に変換し、整合して同軸ケーブルで受信機まで導く方法が採られます。

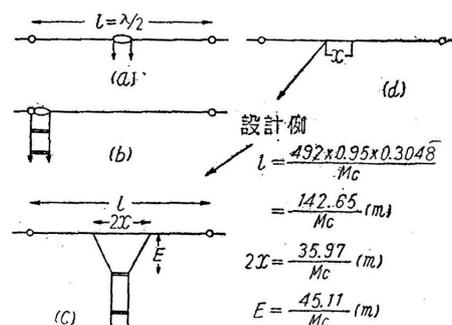
アンテナとフィーダーの結合方法には第9図のような各種の方法があります。

(a)では中央から電流饋電を行う方法で、この場合の輻射抵抗は73~100Ωくらいになりますから、撚線式のフィーダーを使用すれば最も理想に近いインピーダンス整合になります。しかし、撚線コードを使用する場合、使用してある絶縁物のゴムが日光や雨のために絶縁を低下してただちに劣化しやすいのと、他の方法に比して損失の多い欠点がありますので注意せねばなりません。

この点、平行2線式は波動抵抗が他の方法より高いためにマッチングの点では劣りますが、受信機入力側で同調とマッチングを行えばよいのと、機械的強度を大きく出来るのと同時に、絶縁が良い点で一般によく使用されています。

同軸ケーブル方式では、絶縁、機械的強度の点でも問題なく、さらに外来雑音を拾い上げる欠点も構造上から全然なく、フィーダーとしては最良ですが、単位長当りの価格が他の二式と比較して高いのが大きい欠点です。

(b)は電圧饋電を行うものでツェッペリン(Zepp)アンテナと呼ばれている型です。饋電線の二線にはそれぞれ往復電流が流れますので、饋電線からの輻射が抑圧される特色があります。



第9図 ダブルト空中線と饋電線結合方式

³ TV用に150~300Ω, 米国製品に75Ωのものもある。

(c) は平行線式と整合饋電する方法で“Y マッチング” 又は“デルタマッチング” と呼ばれています。一般には饋電線の両端をダブルットの中央から各々約 0.04λ はなして接続します⁴。

(d) は単線式饋電で饋電線をダブルットの途中、饋電点を基準として得られる輻射抵抗をフィーダーの波動抵抗に等しくした点に接続してマッチング回路の必要をなくした方法です。

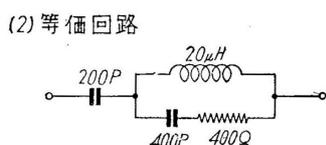
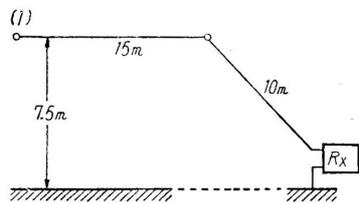
〔IV〕 単一全波用空中線

さきに説明しました、垂直型、傾斜型、逆L型等の一般のアンテナももちろん短波用に使用出来ます。

短波用の単一標準アンテナとしては第10図のような型が使用されます。そのインピーダンスは略附表のようになります。

このアンテナに簡単な同調回路を附加して受信波長にアンテナを同調させると利得が相当上り、また混信も或程度防止出来ます。

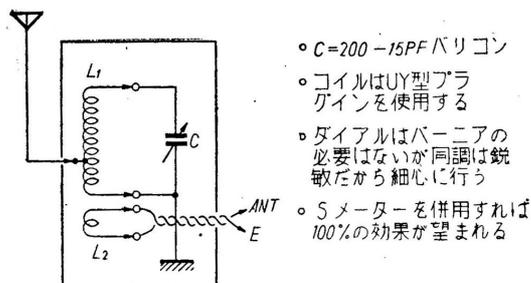
簡単な割合に最も効果の多い回路では是非試用して見て下さい。



(3) 附表 インピーダンス表

インピーダンス(Q)	周波数(Mc)
700 (max)	1.0
250	2.0
230 (min)	2.3
-280	3.0
370	4.0
350	5.0
360	6.0
370	7.0
380	8.0
390	9.0
400	10-26

第10図 短波用全波標準空中線



- C=200-15PFバリコン
- コイルはUY型フラグインを使用する
- ダイアルはバーニアの必要はないが同調は鋭敏だから細心に行う
- Sメーターを併用すれば100%の効果が見られる

附表

アンテナ同調器コイルデータ表

No.	Mc	L1	線種	回数	タップ	L2回数	線種
1	1.5~4.5	32μH	#20 エナメル	33	7	7	#20 エナメル
2	4.5~13	3.6μH	#16 裸	10	2	4	#16 裸
3	12~32	0.5μH	#14 裸	4	1	3	#14 裸

タップ位置は受信機のアンテナコイルの特性により若干変更し最良点を求める

第11図 空中線整合器

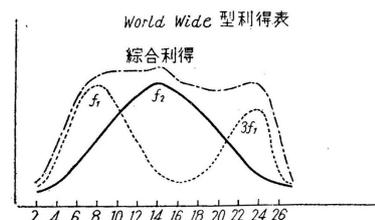
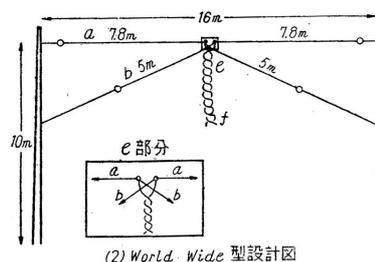
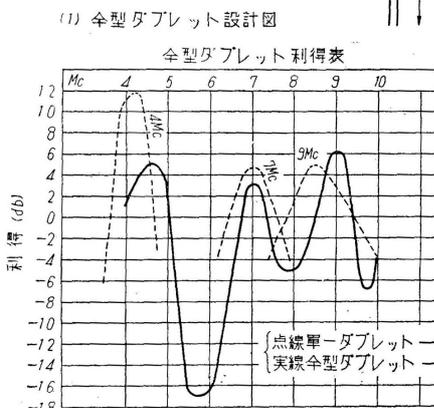
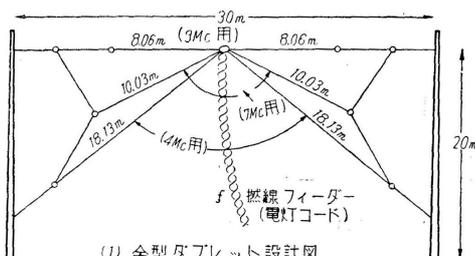
なおこの回路の利得は回路抵抗の大小によって非常に左右されますからアース抵抗をなるべく少なくするように、アースに特に注意して下さい。(第11図)。

〔IV〕 複合空中線

ダブルット空中線は単一の特有の周波数に対しては能率がよく、アマチュアバンド専用としてこれにまさるものはありませんが、SWL用として広い放送波長帯の受信には好適ではありません。

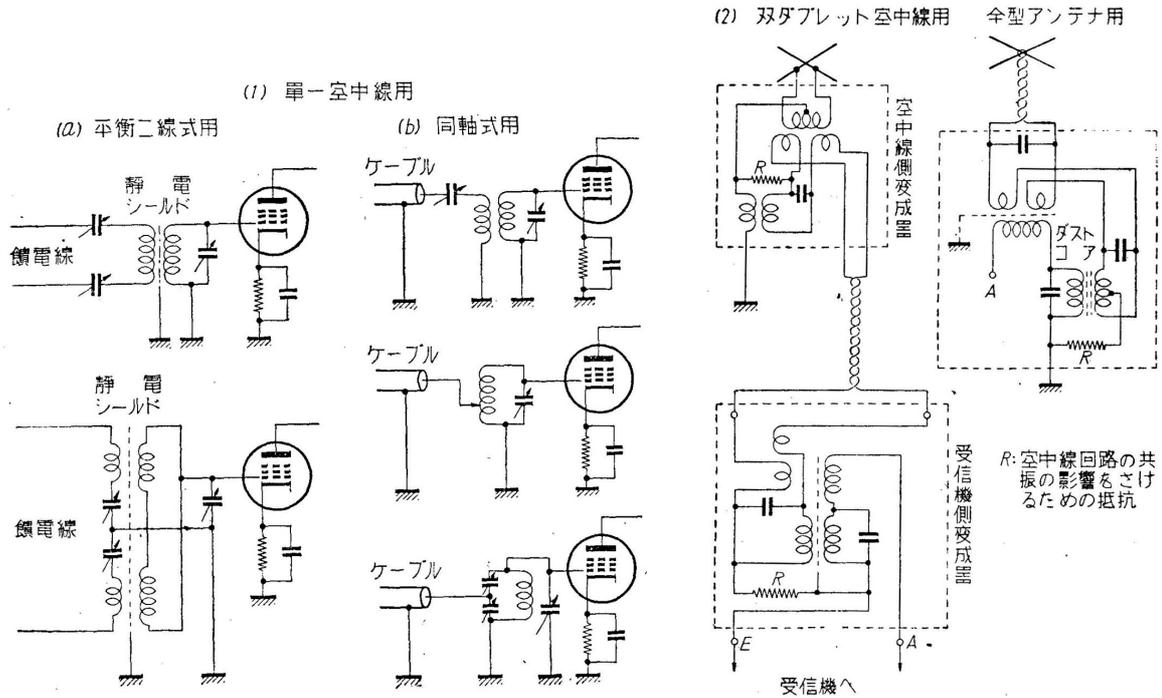
ダブルット空中線の能率の好い点を利用して、そのエレメントを数種類組合せて広い帯域をカバーする方法として複合空中線が用いられます。

次にその型式、デルタマッチング回路結線



第12図

⁴ ダブルットの全長を 0.45λ 、フィーダーの波動抵抗を $400 \sim 600\Omega$ とすれば $(0.125 \sim 0.165) \times (0.45\lambda) / 2$ で求められる。



第 13 図

図をあげておきます。(第 12 図)。

総合的に考えますと $\lambda/4$ のエレメント ($\lambda/2$ ダブルレット) をいくつか組合せた空中線では、各エレメントの長さが $\lambda/4$ となる周波数ではインピーダンスが低くなり(同調)、それ以外の周波数ではインピーダンスが高くなり(離調)ます。従って、このような特性をもつエレメントを並列に接続した場合には、受信波長の $1/4$ の長さ に等しいエレメントが有効に働き、これらからのエネルギーが損失なくフィーダーに伝えられ、その他の周波数の到来電波はその波長に対するインピーダンスが高いために、並列に接続されていても一定以下におさえられて大した影響を及ぼしません。

以上のように空中線のエレメントは周波数によって、その長さが $\lambda/4$ に近いものが有効に働くので、そのインピーダンスは大体 100Ω 前後となります。したがってフィーダーとしては波動抵抗 100Ω 前後のものが適当で、主として撚線フィーダーが用いられます。

アメリカでは 125Ω のものが多く使用されています。

〔V〕受信機との整合法

フィーダーに定常波がのらない場合、不整合 Steady flow の場合には、受信機側からみたフィーダーのインピーダンスは純抵抗となりますので、誘導結合する方法が最も簡単です。

しかしフィーダーは大地に対し平衡した対称回路で、受信機と同調回路は片線接地の非対称回路ですから、両コイル間に静電シールドをおいて、フィーダーの大地に対する平衡を失わせないようにします。

実際的には第 13 図 (a) のような整合回路が使用されます。また同軸ケーブルの場合には (b) の様な整合回路が特性に応じてそれぞれ使用されます。(L, C はそれぞれ使用周波数に合ったものを使用するのはもちろんです。)

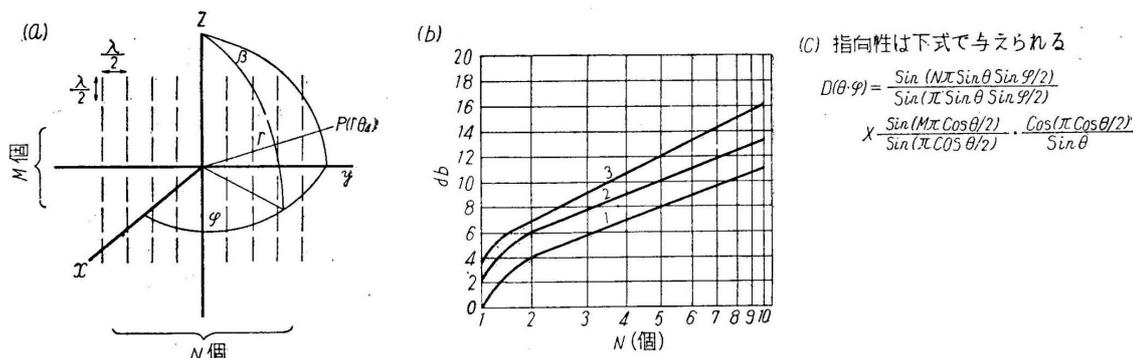
またこれらの全波型複合空中線は中波に対しては饋電線側コイルの midpoint を接地して、T 型空中線 (不平衡型) として働きます。

2・3 ビーム空中線

〔I〕パラスティック要素を使うビーム空中線

ダブルレット空中線のエレメントに近接し、これと平行して同調する長さをもった導体を置く型のアンテナを、パラスティック型と呼んでいます。電波が受信エレメントに到着してダブルレットアンテナに高周波電流が流れると、その輻射によって、近接して置かれた導体にも同相の電流が流れて、2 本ともがまとまった電氣的輻射現象をおこします。このように、ダブルレットアンテナを一平面上に規則正しく配列し、そのおのおのに同大同相の電流を流し、目的方向に鋭い指向性をもたしたものを、ビームアンテナといひます。(第 14 図) パラスティック・ダイポールの長さを、同調アンテナの長

さより 4% 短かくし (0.96λ), 相互の間隔を 0.1λ としたときの最大指向方向は, パラスティック・ダイポールが導波器 (ダイレクター) の役目をするために, 導波器のある側で最大, 反対側で最小になります。



第 14 図 ビーム空中線の特徴

またパラスティック・ダイポールの長さを, アンテナの長さより更に 5% 長くし (1.05λ), 間隔を 0.15λ とした時には, 指向方向はパラスティック・ダイポールのない側で最大, ある側で最小となります。すなわち, この場合には, パラスティック・ダイポールは反射器 (リフレクター) として働くわけです。

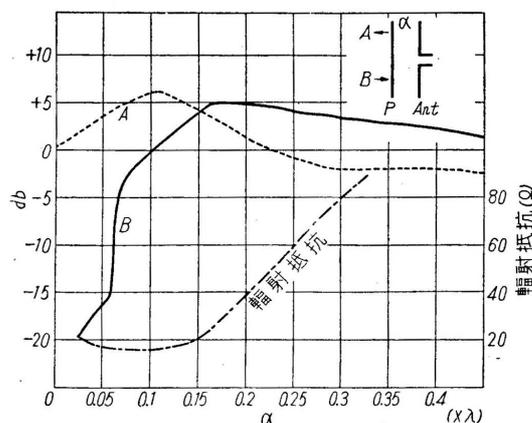
これらの場合の利得はともに約 5db ですが, 導波器として使用する場合の方が利得はずかに優れています。

さらに, 導波器, 反射器をアンテナをはさんでビームアンテナとして使う時には, 利得はさらに 10~16db 程度にまで上昇します。(第 15 図参照)

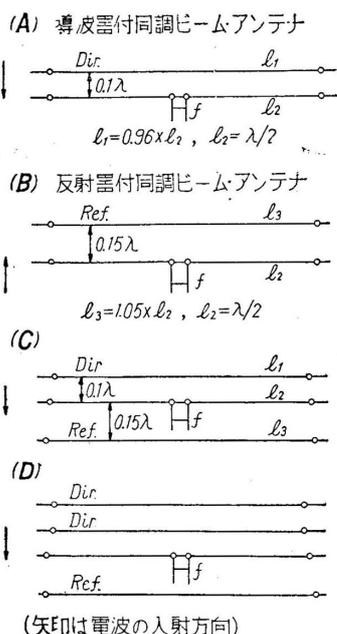
ビーム方式の特性は, 輻射抵抗がきわめて低く, 数 10Ω 前後になり共振 (同調) が鋭くなり, 特定の狭い周波数範囲にのみ使用出来ます。この特性はアマチュア・バンド向として絶好なものとして, 従来より各国のアマチュアの送受信用にさかんに使用されてきています。

実際の設計については第 15 図および第 16 図を見て下さい。

〔II〕 シンプルな単一指向性アンテナ (Simple directive-antenna)



第 15 図 パラスティック要素の距離と輻射抵抗, 利得



アマチュアバンド用ビームアンテナ設計表

	14Mc用	14.0	14.1	14.2	14.3	14.4
1. Ref.	10.92	10.83	10.74	10.65	10.56	
2. Ant.	10.33	10.27	10.21	10.15	10.09	
3. Dir.	9.95	9.88	9.81	9.94	9.70	
	21Mc用	21.0	21.1	21.2	21.3	21.4
1. Ref.	7.28	7.25	7.22	7.19	7.16	
2. Ant.	6.89	6.86	6.83	6.80	6.77	
3. Dir.	6.61	6.58	6.55	6.52	6.49	
	28Mc用	28.0	28.5	29.0	29.5	30.0
1. Ref.	5.46	5.36	5.26	5.16	5.06	
2. Ant.	5.15	5.05	4.95	4.85	4.75	
3. Dir.	4.95	4.87	4.78	4.70	4.62	

備考

- 各エレメントの間隔は 0.1~0.2λ とする
間隔の大きい方が同調は鋭くなる
- 指向性の前後比 (front-to-back ratio) は Ref の長さを加減して調整する

第 16 図 ビーム空中線設計図表

簡単な設計施設で指向性と利得の多い単一指向性アンテナを御紹介します。

第 17 図 (A) は 2 エレメント型 end-fire array と呼ばれる型, (B) は中央饋電型で第二高調波で受信する型, (C) は 4 エレメント終端饋電型, (D) は double Zepp 型と呼ばれる型です。

いずれも同調フィーダーを使用し, そのときの利得は A, B 型は 4 ~ 4.2db, 第二高調波励振では B 型はやや多く約 5db, C では 5 ~ 5.5db, D はやや少く 3db です。

2・4 ウェーブ・トラップ

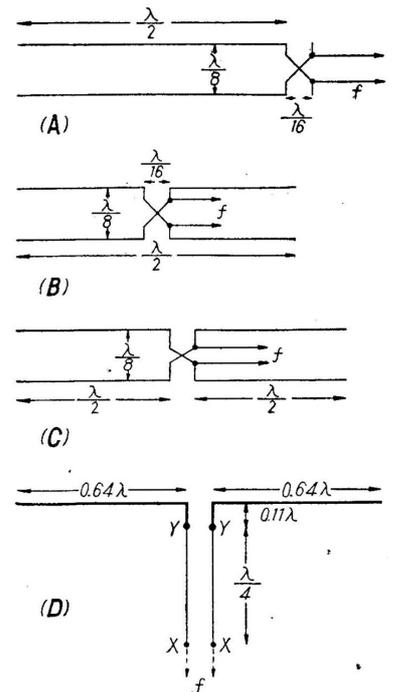
ウェーブ・トラップは受信機の中継回路に同調回路を附加して, 混信電波を除去する装置です。

広い意味ではプリ・セレクター等のいわゆる通波器 (Acceptor) も含まれるわけですが, 除波器 (Rejector) としての, ウェーブ・トラップは混信周波数に共振した並列共振回路を空中線回路に挿入, 混信周波数に対しては高いインピーダンスを, 受信周波数に対しては, 低いインピーダンスを持たせて, 妨害を除去するのが普通の方法です。通波器では, 空中線回路を受信周波数に直列共振させて利得を増大するところに両者の差があります。しかし広い応用面から見れば, 除波器にも直列共振回路が使用され, また通波器としてももちろん, 並列共振回路も使用出来ますから, 厳密な意味で回路を主として両者を区別することはできません。

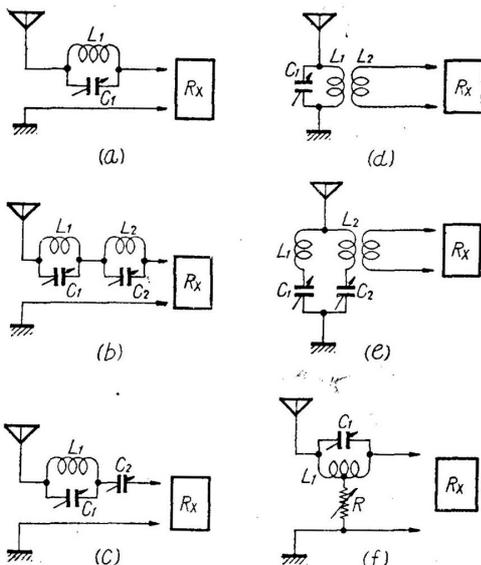
すなわち, 両者共に, 目的の周波数に直列, あるは並列共振回路を同調させ, 受信, 混信周波数に対して適当なインピーダンスを持たせて, 混信を除去するための回路であると考えれば良いと思います。

さて除波器の種類をその目的で分類すると次のようになります。

- (1) 隣接周波数の妨害を除く
- (2) 映像周波数の妨害を除く
- (3) 中間周波による妨害を除く



第 17 図 単一指向性空中線



第 18 図 ウェーブ・トラップ

ウェーブ・トラップは, 近くに強力な電波があって, 受信機自体の選択度では除去できないときに使うものですから上の分類では (1) に該当します。

(2), (3) の妨害は一般に受信機の高周波同調 (増幅) 回路の選択度によって除去されるので, 同調回路の選択度が不十分なときに特に補助的に使用されます。

一般に使用されるウェーブ・トラップの回路例を第 18 図にあげて置きましたが, この内最も良く利用されるのは (a) の場合で, 並列共振回路をアンテナに直列に挿入して使用します。

(b) の場合は (a) を 2 箇直列に入れた場合で, 両方とも妨害周波数に同調する場合と, 一方の受信周波数に対するリアクタンスを, もう一方をその共扼きやくやくリアクタンスに調整して打消するようにする場合の二つが考えられます。後の場合には通波器を使用した場合と結果的に同じになります。

(c) では L_1, C_1 は除波器に C_2 は通波器として働きます。

(d) では $L_1, C_1; L_2, C_2$ 両者共に受信周波数に同調します。この場合に L_1, C_1 の並列回路は受信周波数に対して最高インピーダンスを, L_2, C_2 は最低インピーダンスを, それぞれ表わしますから, 受信周波数の電流は, L_2, C_2 の回路を, 妨害周波数の電流は C_1, L_1 の回路を通ります。

(e) の回路は (d) と逆に L_1, C_1 は妨害周波数に, L_2, C_2 は受信周波数に同調します。

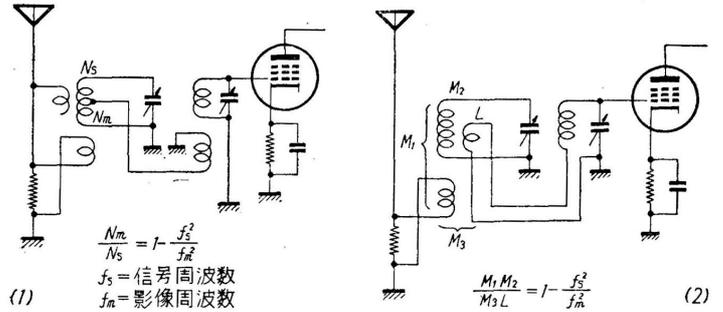
(f) はブリッジ T 型濾波回路で、この T 型回路は、回路定数を適当に選べば、該当周波数に対して零伝送になる特性をもっていますので、中波帯での混信妨害除去回路としては最も有効です。

スーパーでは受信周波数と中間周波数が近接した場合、近くの中間周波数に近い局の電波が同調回路を素通りして、中間周波増幅回路にピックアップされ妨害を生ずることがあります。この場合、アンテナコイルに並列に中間周波数に直列共振する回路を接続する方法がありますが、余り有効ではありません。

並列回路の各々を流れる電流は両回路のインピーダンスの逆比になりますから、アンテナコイルのインピーダンスが或程度以上高くないと効果なく、また受信用周波数が中間周波数に接近すると希望信号がバイパスされて利得が低下する欠点もあります。

それでこのような妨害がいつもあるような場合には、中間周波トランスの設計を少し変更して中間周波数を変える方が、根本的に妨害を除去する手段として賢明です。

イメージ妨害に対しては、一周波数だけの目的ならばウェーブ・トラップによって除去することも出来ませんが、カバーする全周波数帯についての防止対策としては第 19 図にあげるような特殊の回路があります。



第 19 図 イメージ信号除去回路

2・5 空中線入力回路

受信空中線と初段高周波増幅管 (高周波増幅しない時には検波管又は周波数変換管) のグリッドを結合するための回路を、空中線に結合するための回路を空中線結合回路又は入力回路といいます。

空中線結合回路の設計に際しての先ず第 1 の要件は、使用する受信空中線に適合するよう考えなければならないということです。空中線の諸要素については第 2 章ですでに述べている通りです。

空中線は本質的には分布定数回路ですが、受信機の設計や試験の場合には便宜上第 5 図 (a) のように集中定数回路として扱います。

テブナンの定理から、空中線は A, E の二端子から見て等価内部インピーダンス Z_a と等価起電力 E_a の直列回路に置きかえることが出来ます。

一般の受信機では最初の真空管のグリッドに同調回路を接し、これと空中線とを第 20 図の例のように結合します。特別の場合にグリッド回路を抵抗結合のように非同調とすることもあります。

第 20 図の結合回路中最も広く使用されるのは (a) の誘導結合回路です。その他の回路でも相互インダクタンス値に適当な値をとれば等价的に誘導結合と看做すことが出来ます。

受信機は送信機と違い、広い周波数範囲を取扱わなければならないので、問題が複雑になって来ます。

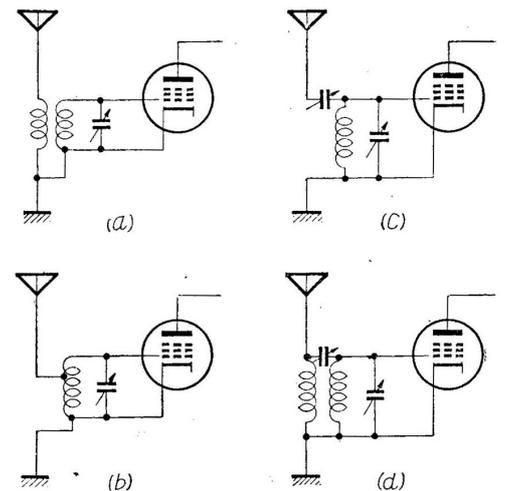
普通の受信機では広い周波数範囲に対し一様な利得を得ることと、取扱の簡単なことが望ましいので、空中線回路は同調せず、グリッド同調回路と結合し能率は或る程度犠牲にします。

しかし特に高い感度を要求される業務用、通信用受信の場合には、受信機内部雑音による制限があり、受信空中線と結合回路の構成が感度を支配する重要な因子になりますから、この点十分な利得を得るために、設計上考慮せねばならない要素が沢山あります。

このような場合には、もちろん空中線回路を同調して利得を上げるようにすることが必要になって来ます。

A. 空中線回路の種類

空中線回路を受信周波数に対して同調せぬ場合に於ても、この回路もそれぞれ特有の L, C 値をもっていますので固有の周波数で共振します。そしてこの共振点の近くでは後にのべるように二次同調回路に大きな影響を及ぼし、いろいろ



第 20 図 空中線結合回路

の有害作用がありますので、これらを防ぐために、設計の際その固有周波数を受信周波数帯の上にとるか、或は下にとります。受信周波数帯より高いところに固有周波数をとったものを低インピーダンスコイル、低いところにとったものを高インピーダンスコイルといいます。

B. 低インピーダンスコイル

受信周波数 f が空中線回路の固有周波数 f_o に接近したときを考えると、

- 1) 回路の Q が低下して選択度が悪くなる。
- 2) 受信周波数範囲にズレを生じ、周波数が高くなる程、そのズレが大きくなる。

などの重大な弊害が表れて来ます。

これ以外に本質的には

- (1) 利得は平均的に大きい周波数に比例して増減し、受信周波数の高低による感度差が周波数に比例して大きくなる。従って
- (2) 単一調整には不向である。

等の特性をあらわします。

一般には、固有周波数 f_o を最高受信周波数 f_{max} の 1.5~2 倍位に取ってこれらのトラブルを防ぎます。また結合度も 20~30% に設計します。

C. 高インピーダンスコイル

高インピーダンスアンテナコイルの本質的な性質としては

- (1) アンテナ回路からの結合インピーダンスによる同調周波数のズレが、周波数と殆んど無関係である。従って単一調整が楽になる。
- (2) 結合コイルのインピーダンスが大きいから、使用空中線が変わってもその影響が比較的少い。
- (3) アンテナ回路の固有周波数が受信周波数帯に入りやすく、近づいた場合には特性が変わって来る。

等があり、近頃のオールウェーブ受信機に多く用いられています。

第3章 高周波増幅器

3・1 同調回路の理論

共振によって希望する電波を選択するための回路が同調回路です．受信機の基本回路として特に重要な要素でありますので，一応理論的に検討して見ましょう．

A．直列共振回路

第21図(a)のようにインダクタンス L ，容量 C ，抵抗 R がそれぞれ直列に接続された回路に，一定の大きさの交番電圧 E を加え，その周波数を変化してやりますと次のような現象が起ります．

- 1) 共振周波数より低い周波数では回路の容量リアクタンス $X_C (= 1/\omega C)$ が大きく，誘導リアクタンス $X_L (= \omega L)$ が小さいから，電圧降下の大部分はコンデンサー C に生じ，従って電流は小さく，その位相は加えられた電源電圧より 90° 近く進む．
- 2) 共振周波数より高い周波数では，回路の X_L が大きく X_C は小さくなるから，電流は小さく，その位相は 90° 近く遅れ，電圧降下の大部分はインダクタンスに生ずる．
- 3) 1) と 2) の状態の間で， X_L が X_C に等しく，その結果，互に他を相殺でき，電流の通過を妨げるのは回路の抵抗 R だけという特定の状態も存在する．

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$$

この(3)の状態が『共振』又は『同調』といわれる状態で，言葉をかえていえば「外からの電波の周波数と回路の固有周波数とが一致した状態」で，この特定の状態の周波数を共振(同調)周波数といいます．

共振周波数 f とインダクタンス L ，容量 C との間には次の式のような関係が存在します．

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

$f =$ サイクル毎秒
 $L =$ ヘンリー
 $C =$ ファラッド
 $\pi = 3.14$

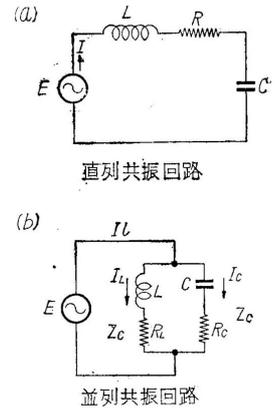
上式を実際を使用するように書きかえると，次のようになります．

$$f = \frac{10^6}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$f =$ キロサイクル毎秒
 $L =$ マイクロ・ヘンリー (μH)
 $C =$ マイクロ・マイクロ・ファラッド ($\mu\mu\text{F}$)
 $\pi = 3.14$

直列共振回路⁵の性質は主として共振時の回路のリアクタンス X_L (又は X_C) と回路の抵抗 R の比で定まります．

$$\frac{X_L}{R} = \frac{\omega L}{R} \left(= \frac{1}{\omega CR} \right)$$



第21図 同調回路

⁵ 直列共振回路の各要素間の一般関係を表わすと次のようになります．

この比は一般に Q (quality factor) と呼ばれる重要な係数で、回路や部分品の“良さ”を表わします。

$$Q = \frac{X}{R}$$

X = コイル又はコンデンサーのリアクタンス (誘導または容量リアクタンス); オーム

R = 抵抗; オーム

Q の変化に対する電流の変化の 1 例を第 22 図にあげて置きます。

図でもわかりますように、共振時の電流は上式の抵抗に従って決定されますから、抵抗 R が増加すると電流は少くなり、共振曲線は平坦でその重さの割合に長く裾をひくようになり、その結果同調回路の選択度が悪くなります。また周波数が同調周波数より相当に外れている時には、回路のリアクタンスが大きいため、電流は少く、結果的には回路の抵抗に無関係で $R = 0$ (損失のない場合) とほとんど変わりません。

共振点では $Z = R$ で電流は加えられる電圧と同相となり、その大きさは

$$I_0 = \frac{E}{R}$$

このときインダクタンスの端子電圧は

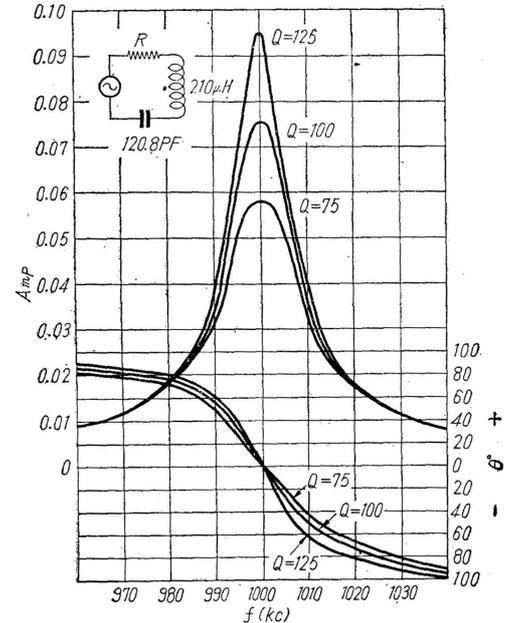
$$E_{L_0} = I_0 \omega_0 L = \frac{E}{R} \omega_0 L = EQ$$

となり、いいかえれば共振点では $\omega_0 L = 1/\omega_0 C$ ですから蓄電器の端子電圧 E_{C_0} も EQ に等しくなります。

すなわち共振点ではインダクタンスまたは蓄電器の端子電圧は加えられた電圧の Q 倍に上昇します。

このとき E_{L_0} と E_{C_0} は互いに 180° の位相差を有するために、互いに打消し合うこととなります。

しかし受信機では一般に E_{C_0} を利用しますから、アンテナコイルに誘起される電圧の Q 倍されたものがグリッドに加えられることとなります。



第 22 図 並列共振回路に一定電流を加えたときの電流位相角と Q の関係

E_0 = 共振周波数電圧	E = 回路電圧 (V)
I_0 = 共振周波数電流	I = 回路電流 (A)
f_0 = 共振周波数	f = 周波数 (c/s)
ω_0 = 共振周波数に於ける角速度	ω = 角速度 $2\pi f$
R = 回路の直列実効抵抗 (Ω)	
L_0 = 共振周波数におけるインダクタンス	L = インダクタンス (H)
C_0 = 共振周波数における静電容量	C = 静電容量 (F)
$Q = \omega L / R$	Z = 回路のインピーダンス (Ω)
θ = 位相角 (度)	

とすれば、

- 共振周波数とは誘導リアクタンス X_L と、容量リアクタンス X_C とが等しくなった時の周波数で次の如く表わされる。

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \quad \text{又は} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

後式では共振周波数 f_0 が LC の積だけ決定されることがわかる。

- 回路インピーダンスは

$$Z = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right), \quad \text{絶対値は } |Z| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}$$

位相角は

$$\tan \theta = \frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}{R}$$

この回路に流れる電流は

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{E}{R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}$$

となる。

このように同調回路の Q はその電圧増幅度を示しますが、 Q はまた回路の選択度も左右します。

これは共振周波数に於て回路を流れる電流と、任意の周波数での電流の比で決定されます。

これらの状況を Δf (離調周波数) と I/I_0 の減衰曲線で示すと第 23 図のようになります⁶。

B. 並列共振回路

第 21 図 (b) のように L と C の並列回路に、電源から高周波電流が加えられる場合、この回路は並列共振回路と呼ばれ、受信機にも多く用いられます。

前にのべた直列共振回路もこの並列共振回路も接続の相異のみで、本質的には異なりません。

第 21 図の形はそのままに高周波増幅器にあてはまりますが、普通のグリッド側に接続される同調回路も、その見方を変れば並列共振回路と考えられます。

Q の余り低くない回路では、周波数の低い場合には、誘導分路に大きな遅相電流が流れ、容量分路の電流は少なくなります。その結果、線路電流は遅相電流となり、並列回路のインピーダンスは低い遅相となります。

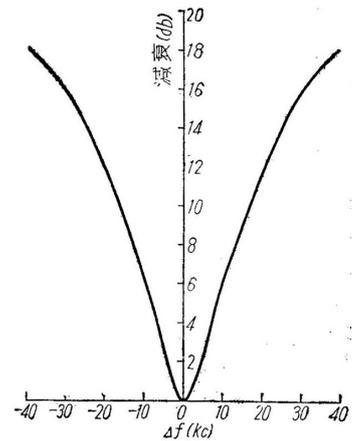
逆に高い周波数では容量分路が誘導分路に比し低いリアクタンスになりますから、線路電流は大きな進相電流となり、並列回路インピーダンスは進相の小さい値になります。

この高い、低い周波数の中間に、誘導分路の遅相電流と、容量分路の進相電流とが相等しくなる周波数が存在します。この周波数の電流がこの回路を流れる時は、各分路の電流は互いに 180° の位相差を有するので、互いに中和し、線路電流は加えられた高周波電圧と同相の小さい値になります。

この場合並列回路のインピーダンスは純抵抗となり、高い値を示し、このインピーダンスを特に、共振インピーダンスと呼びます。

並列回路に於ける共振周波数には次の 3 つの大切な定義があります。

- (1) ωL と $1/\omega C$ が等しくなる周波数の場合
この回路を直列回路とした場合の共振周波数
- (2) 回路の並列インピーダンスが最大となる周波数
- (3) 回路の並列インピーダンスの力率が 1 となる周波数



第 23 図 離調周波数 (Δf) と減衰 (I/I_0) の曲線

6

$$\frac{I}{I_0} = \frac{R_0}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{R_0}{RLj\left(\frac{\omega^2 LC - 1}{\omega C}\right)}$$

いま $\omega = \omega_0(1 + \delta)$ とすれば、

$$\frac{I}{I_0} = \frac{1}{\frac{R}{R_0} + j\delta Q \left(\frac{2 + \delta}{1 + \delta}\right)}$$

共振点附近で Q が変らぬと仮定すれば、

$$\frac{R}{R_0} = \frac{\omega}{\omega_0} = 1 + \delta$$

$$\therefore \frac{I}{I_0} = \frac{1}{1 + \delta + j\delta Q \left(\frac{2 + \delta}{1 + \delta}\right)}$$

$$\frac{r}{f_0} = r \quad (\omega = r\omega_0) \text{ とおけば}$$

$$\frac{I}{I_0} = \frac{1}{Qr \left(1 - \frac{1}{r^2}\right)}$$

$$\frac{E_C}{E_{C_0}} = \frac{1}{Q(r^2 - 1)}$$

これらは影像妨害比の計算にも使用されます。

これらの3つの定義による周波数は回路の Q と各分路の抵抗の割合によってももちろんちがいますが、 Q が 10 よりも大きい普通の回路の場合にはおおむね一致するものとして差支ありません⁷。

3・2 同調回路の設計

〔I〕周波数帯の分割法

受信周波数帯をどういう風を選ぶか、という周波数帯の分割方法は受信機設計上の重要問題の一つです。

いま一つの受信周波数帯の最高周波数 f_{max} と最低周波数 f_{min} の比を k とすれば、 k をいくらにとるかという事は直接感度差(感度特性曲線の最高感度と最低感度の点に於ける入力電圧の比をいい、db で表わします)の問題が最も大きな要素になります。その影響をまとめて見ますと次のようになります。

- (1) k を大きく周波数帯を広くとれば、その間のコイルの Q の変化が大きくなる。
- (2) 同調回路に結合される空中線回路やプレート回路の結合インピーダンスの変化が大きくなる。
- (3) スーパーで単一調整を行う時、トラッキング調整がとれ難くなる。

従って選択度や忠実度が劣って来るわけです。

しかし反面において、全波受信機で k を小さくとり、周波数帯の数を多くすれば、感度差の点からの電氣的設計はでき易くはなりますが、他方、コイルの数や切換スイッチの段数が増してくることから、部品の配置や周波数切換装置など機構的な設計が難かしくなって来ます。

中波専用受信機では操作の便宜上、一般の場合は周波数帯の分割は行いません。従って k は $1605 \sim 535 = 3$ となります。全波受信機の場合でも中波で、 $k = 3$ とする関係で、他の周波帯でも同じ値にする場合が多くなっています、とくに2バンドでは短波帯として $6 \sim 18\text{Mc}$ を採用しています。

しかし3バンド、4バンドまたはそれ以上の多バンド受信機ではその機構上から実際の配線が長くなり、従って漂遊容量も増加し、そのための値は少なからざるを得ないようになります。

また放送聴取用(BCL)の全波受信機では、短波の放送バンドがとびとびになっていますので、その周波数帯だけ同調を容易にするためにバンドスプレッドを行い、周波数帯の数を多くする例は外国製受信機に沢山見受けられます。

業務用、アマチュア用短波受信機では割られた周波数帯を受信するのが主目的になりますので、周波数帯を切換えたとき、目的の受信周波数が大体ダイヤルの同じ所にくるようにするのが便利です。

一般に使用されている同調用可変蓄電器(V.C.)は周波数と回転角度が正確に比例せず、その傾向は、容量の多い方では周波数目盛が粗く、容量の少ない方では目盛が細くなって来ます。従ってこの場合には目的の受信周波数帯がV.C.の容量の多い所に来よう、同調操作が楽になるように、周波数帯を分割します。

要約しますと、感度差や単一調整のトラブルを避けるため、また他方機構上の問題から一概には申せませんが、通信機級受信機としてはまず最小限4バンドという所に落付きましょう。

〔II〕同調回路の設計

⁷ 第21図(b)より電源に対する並列回路のインピーダンスは

$$Z = \frac{Z_C Z_L}{Z_C + Z_L} = \frac{Z_C Z_L}{Z_S}, \text{ 線路電流 } I_L = \frac{E}{Z}$$

各分路の電流はそれぞれ、

$$\text{容量分路電流 } I_0 = \frac{E}{Z_C}$$

$$\text{誘導分路電流 } I_L = \frac{E}{Z_L}$$

$Q > 10$ のような場合、抵抗分はリアクタンス分に対して省略しても実用上に差支ないものとして

$$z = \frac{\omega L}{\omega C} = \frac{L}{C} = \frac{\omega_0 L}{\omega_0 C} = \frac{(\omega_0 L)^2}{Z_S}$$

共振周波数に於ては $Z_S = R_S$ であるから

$$\text{共振インピーダンス } Z_0 = \frac{(\omega_0 L)^2}{R_S} = \omega_0 L Q = \frac{L}{CR}$$

与えられる。

いま一つの受信周波数帯について、

f_{max} = 最高受信周波数 (kc)

f_{min} = 最低受信周波数 (kc)

L = 同調コイルのインダクタンス (μH)

C = 同調コンデンサーの容量 最大値 C_{max} , 最小値 C_{min} (pF)

ΔC = 全漂游容量 (真空管の入力容量, ソケットや配線などの容量の和 (pF))

としますと

$$f_{max} = \frac{1,592 \times 10^6}{\sqrt{L(C_{min} + \Delta C)}} \text{ (kc)}$$

$$f_{min} = \frac{1,592 \times 10^6}{\sqrt{L(C_{max} + \Delta C)}} \text{ (kc)}$$

となり両者の比は k ですから、

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

となります。

換言しますと、 k の値は最大同調容量 ($C_{max} + \Delta C$) と最小同調容量 ($C_{min} + \Delta C$) の比の平方根に比例することになります。

従って $k = 3$ とすればこの比は 9, $k = 2$ とすれば 4 になります。

一般の場合 ($C_{min} + \Delta C$) の値は次のべますように大体 40 ~ 50pF になりますから、これにもとづいて V.C. の最大容量が決定されます。

全波及短波専用受信機では、同調操作を楽にする、或は感度差を少くし、電氣的設計を楽にする点から $k = 2$ とし、最大容量 200pF 前後の V.C. を使用します。

次に ΔC の構成要素を具体的に考えますと、第一に真空管の入力容量ですが、これは真空管の定格が示す通り大体 5 ~ 10pF, それにソケットやコイルの分布容量, それらをつなぐための配線の分布容量が大体 10pF 内外が加わって、漂游容量の合計は 15 ~ 20pF になります。

また C_{min} の値は普通の V.C. では 15 ~ 20pF ですから、($C_{min} + \Delta C$) は 30 ~ 40pF と推定されます。この値は正確に実測することは困難です。しかしはじめに受信周波数帯を定め、単一調整を行うには ($C_{max} + \Delta C$) を正確に定めなければならぬ必要がありますから、普通にはトリマコンデンサーを並列に回路に入れて調整し得られるようにしてやります。

最小同調容量 ($C_{min} + \Delta C$) を 50pF (C_{max}) にみて設計すれば調整その他も楽に出来ます。

多バンド受信機ではコイルが多数になり、したがって配線も長くなり、漂游容量も増加して来ますから設計や調整に十分注意せねばなりません。

とくに単一調整を行うスーパーでは、局発回路と同調回路とのトラッキングを行うために、漂游容量の算定を厳密にせねばなりません。全波受信機の場合には配線が複雑になり、したがって漂游容量も意外に大きくなりやすいものです。発振回路のコイル又は V.C. に並列に入る漂游容量が大きくなりますと、同調回路だけを考えた漂游容量の算定で同調周波数を設計したとき、発振周波数がうまくこれに対応せず、トラッキングがうまくゆきかねることがあります。このトラブルを解決するためには、無理にも ΔC の値を大きく取るようトリマコンデンサーを入れて周波数範囲を狭くせねばならぬ場合も起って来ますから、これらの設計には特に注意せねばなりません。

他にトリマコンデンサーの重要な用途としては、上のように ΔC を補償して単一調整のトラッキングを容易にする外に、結合インダクタンスのリアクタンス分を補償するのに使用します。

高周波増幅回路では結合回路の諸係数が一定ですから不都合は生じませんが、空中線結合回路では使用する空中線が変れば結合リアクタンスも当然変って来ます。

厳密に言えば同一空中線を使用しても受信波長が変ればその定数も変って来ます。通信用やアマチュア受信機では最高効率を発揮させるために、結合インピーダンスのリアクタンス分を補償します。そしてこの場合には容量の大きいトリ

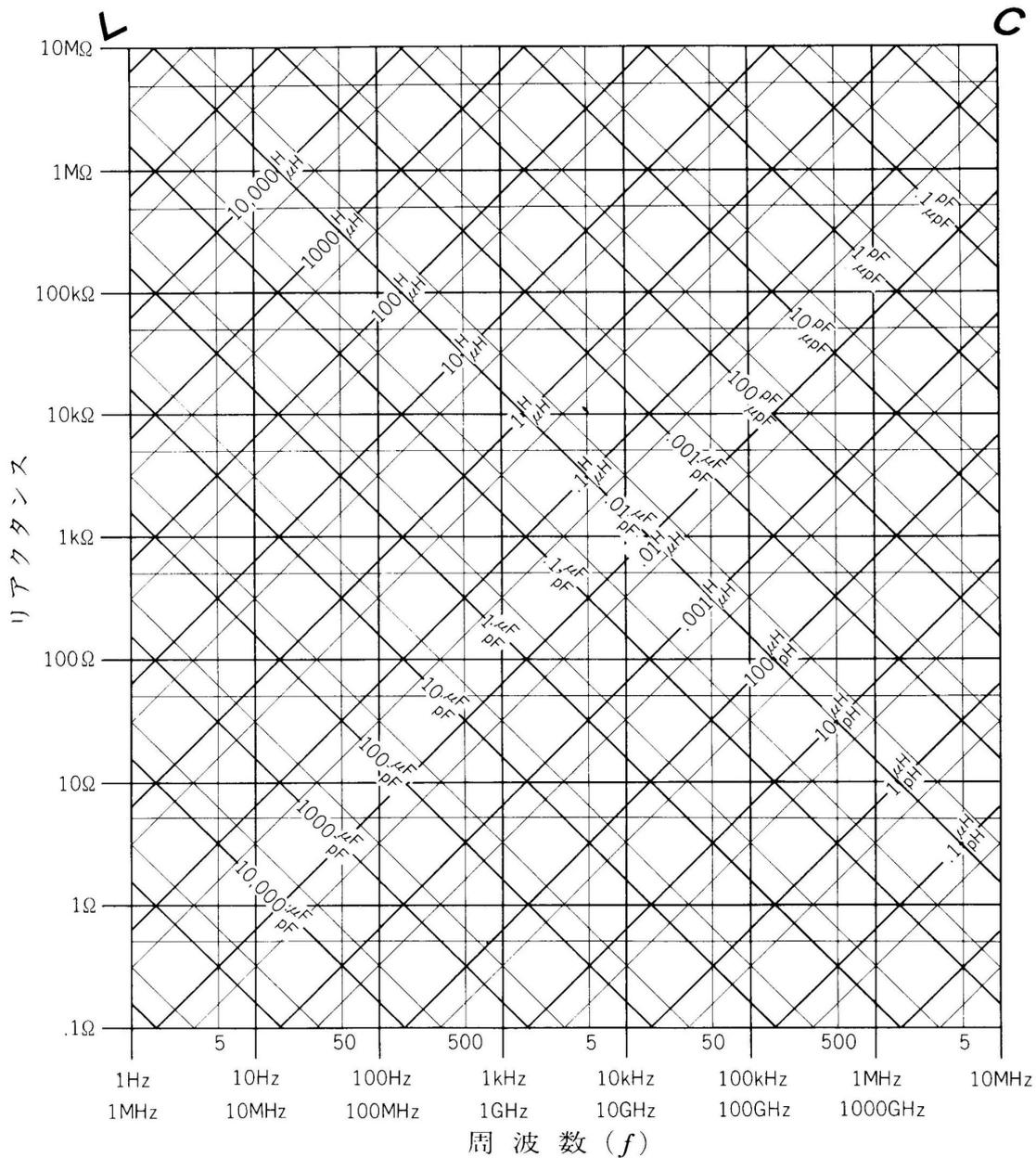
マコンデンサーを使用し、パネルから調整するように取付け、特別に antenna trimmer といいます。これを取付けることにより、トラッキング誤差を補正できます。

以上で同調容量の数値が決定され、従って受信周波数帯に対する同調コイルのインダクタンスは次式から決定することが出来ます。

$$L = \frac{2.54 \times 10^{10}}{f_{min}^2 (C_{max} + \Delta C)} (\mu\text{H})$$

この際、さらに導線のインダクタンスを考慮する必要が生じて来ます。ことに短波の場合には、コイルの全巻数が少く、これに加えてコイルの全長も短いので、リードのインダクタンスの影響は無視することが出来ぬことになりますので注意を要します。

コイルのインダクタンスの計算については上式を解けばもちろん出来ますが、時間を要しますので、手数を省くために周波数計算尺、ノモグラフ、リアクタンス図表等が一般に採用されています。



第 24 図 リアクタンス図表

〔II〕バンド・スプレッド

周波数の高い短波帯では主同調コンデンサーのダイヤル回転角度に対する周波数変化量が非常に大きくなるために、主同調コンデンサーのダイヤルの回転動作のみでは微細調整が難しくなります。

微細同調操作を容易に、しかも正確に行うためバンドスプレッド (同調のための帯域拡張) 法が採用されます。この具体的な方法としては、(1) 機械的方法、(2) 電気的方法の 2 つに大分されます。

一般には互にその長所を採って組合せて使用されています。

(1) 機械的バンド・スプレッド法としてはバリコン軸とダイヤル軸との回転数に 30~40~100:1 位の比を持たせるようにされています。フリクションによるもの、歯車によるもの、ベルトによるもの等、色々ありますが、故障の少ないものとして最も推奨出来るのは歯車式のものですが、これは精密工作を要しますので相当な価格になるのはやむを得ません。フリクションやベルトによるものはスリップしたり或は摩擦係数の変化を生じたりして一長一短はありますが、機構が簡単でしかも価格は前者に比較して相当なひらきがあります。

実際アマチュア局の親受信機としては、機械的に優秀なものを使用すべきです。

(2) の電気的方法としてはその回路の種類によって並列型と直列型とがあります。

並列型は主同調コンデンサーに 20~50pF の並列小容量コンデンサーを接続して、主同調と別な回転装置でこれ进行操作して微細同調を行うもので、第 25 図がその結線図です。

直列型は主同調コンデンサーに直列にコンデンサーを挿入して回転角に対する容量の変化範囲を狭くするものです。

いずれにしても同調コンデンサーの微小容量のズレによる同調くずれを防止するために、精良な部品や材料を使用すること、調整を丁寧に行う事が最も大切なことです。

3・3 同調素子

〔I〕同調コイル

同調コイルの条件は次の 3 つが大切です。

- 1) Q が高いこと、受信範囲周波数の上限と下限で余り Q が変らぬこと
- 2) 温度、湿度等の外周の状態の変化によってインダクタンスや Q が変らぬこと
- 3) 構造が堅固であること、変形やコイルのユルミを生じないこと

短波受信機組立の際は、特殊な場合を除き一般には既製品をそのまま利用することが多いのですが、購入の際はよく調べて、良い材料の使用してある、かつ信用のある優秀なメーカーのものを選ぶことが大切です。

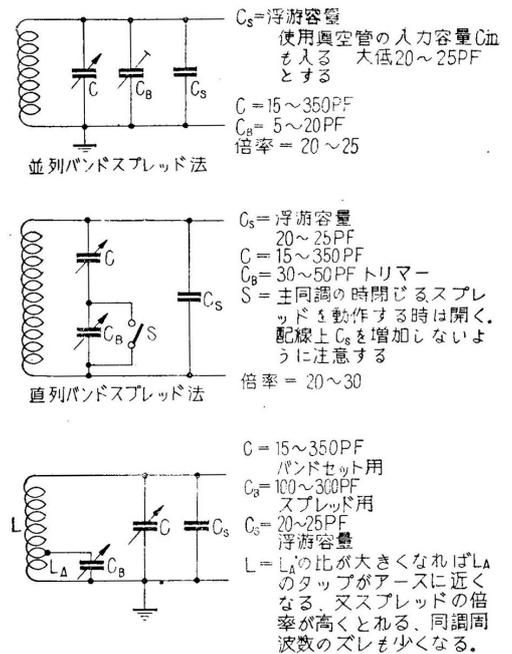
本質的に、コイルの Q はそのサイズにおおむね比例し、大きいものほど高くなりますが、短波受信機では全体の構造から見てそのサイズに先ず制限を受けますので、市販品ではボビンの径が大体 15~25mm に一定しています。

巻き方は短波帯では特に分布容量を極力少くして実効 Q を上げるためすべて間隔捲にしてあります。

実効 Q は分布容量の大きい程急激に低下しますから、コイルの構造・固定及び防湿用の塗料には厳重な注意を要します。また実効 Q の低下にはシールドの方法が相当に影響して来ますが、これは出来るだけ広くスペースを取るという方針で行うことが肝要です。アルミまたは銅板で箱型の堅固なものを造り、十分なシールド効果と実効 Q の上昇をはかるべきです。

オールウェーブ型として幾組かのコイルを同時に使用する方式では、コイル捲線相互間の誘導によるエネルギーの吸収、発振誘起、デッドスポットの形成を防ぐため必要な手段としては次のような各種の方法がとられています。

- 1) 各段の全部のコイルを一つのボビンに間隔を置いて捲く。
- 2) すべてのコイルを別々のボビンに独立させて適当に配置する方法
- 3) 1) と 2) の混合型



第 25 図 電気的バンドスプレッド

1)の方法は受信機を小型に出来るために多くの場合採用される方法ですが、コイル相互間の干渉が、使用しないコイルを短絡してもなお好ましくない影響を免れることが出来ません。通信機級の短波受信機としては大型になっても受信能率の向上を求める点から、この方法は余り感心しません。

2)の方法はコイル相互間の間隔をボビンの直径以上に離せば相互干渉は免れますし、相隣のコイルをそれぞれ互に直角に配置をすれば理想的です。ただ欠点としてコイル配置に大きな面積が必要になるために、個々のコイルを小型にせなければならぬことによる Q の低下と、導線が1)法に比してどうしても長くなるため漂游容量や損失の増加、ひいては好ましくない誘導障害を生ずるおそれがあります。

結局3~4バンドの短波受信機ではbバンド位までを1)の方法で、又c、dバンドは2)の方法でというように3)法に落付きます。

しかし合理的な配置によれば断然2)の方法によって受信能率の向上が大いにはかれます。

高級受信機ではやはり2)法をすべて採用しています。

〔II〕同調コンデンサー

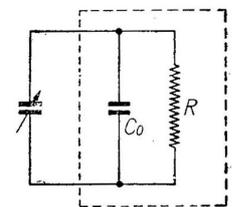
同調コンデンサーの具えるべき条件としては次の各項が要求されます。

- 1) 機械的構造が堅固で回転が円滑であること
- 2) Q の高いこと(損失の少いこと)
- 3) 回転子の電氣的結合(接触)が良好なこと
- 4) 連結バリコンでは各連の容量変化が等しいこと
- 5) 容量曲線からみて周波数直線型が望ましい

バリコンの損失の大部分はステーターを固定する絶縁物の良否に左右されますから、この絶縁物の良質なものを使用したバリコンを購入することが大切です。

各種の絶縁物の試験成績が多数発表されていますが、材質による良否の順序はおおむね a. ステアタイト、b. エポナイト、c. ベークライトとなっており、同一物質でも周波数が上昇するほど Q は低下します。

この場合一般に良否を Q で表わすのが通常ですが、コイルと共に同調回路を構成した場合の損失の表示法として、実用的に等価並列抵抗で表示する方がより实际的、効果的であると考えます。殊に多バンド短波受信機の場合を考える時、同調バリコンは同一のものを使用しますが、コイルは周波数によって一箇ずつ別なものを使用し、従って L の値によってコンデンサーの容量リアクタンスが変り、従って Q も変って来ます。この場合を掘り下げて考えて見ますと、空気の誘電体損失はほとんど無視出来るので、バリコンは無損失のローターと、ステーター固定用絶縁物すなわち損失のある部分とに分けることが出来ます。この損失を等価並列抵抗で表示すれば、次章の同調回路の実効 Q を考える時にただちに役立ちます。(第26図)



第26図 可変蓄電器の等価回路

絶縁物の誘電体損失は使用周波数に比例して増大しますから、並列抵抗は周波数に逆比例して減少するものと考えられます。しかし実際には周波数が高くなると極板各部の電流分布が使用容量によって変化し、また極板自身のもつ抵抗も考えなければなりません。また可動部分の接触抵抗も、さらにこの上に加わりますので、厳密にこの値を求めるには実際の使用容量と周波数について実測せねばなりません。

もう一つ大切なことは、バリコンへの結線です、短波受信機の場合にはローター、ステーター両結線共確実に結線して接触抵抗が出来ぬようにせねばなりません。

また連結バリコンの各セクションの容量変化曲線が一致しない時は、単一調整が不能になり、従ってDX受信に期待通りの効果が得られませんから、購入の際信用のおける優秀なものを選ぶことはもちろんです。

主バリコンの機能や損失については一応吟味されますが、これと並列又は直列に使用するトリマー蓄電器についても同様にその損失に注意されねばなりません。

トリマーは小型でしかも構造の簡単なところから、同調バリコンに比して粗悪なものが多い実情です。

短波用のトリマーには絶対にステアタイト製品を選ぶべきで、ベークライトのものでは20%以上の Q 低下を来すものがよくあります。注意を要することです。

〔III〕同調回路全体の実効 Q

直列共振回路の電圧増幅度と選択度がその Q に支配されることは、「同調回路の理論」の項で既に述べました。

同調回路としての Q はコイルの Q だけを主に考え、その他のいろいろの損失は一般に無視される傾向がありますが、短波受信機同調回路全体としては、損失を生ずる次の各項のような因子があり、その影響が相当に大きくなって来ます。

- a) コイルの損失
- b) バリコンの損失
- c) トリマコンデンサーの損失
- d) 真空管の入力抵抗
- e) 結合回路による結合抵抗
- f) 周波数切換スイッチの損失と抵抗
- g) それぞれを結ぶ結線による損失と抵抗

これらの損失を合計したものが同調回路全体の損失となります。実効 Q は、これらの損失を総合して直列（並列）抵抗であらわした数値とコイル又はコンデンサーのリアクタンスとの比で表わします。

この実効 Q について同調回路の選択度、増幅度の計算が来ます。周波数 10Mc おいて、

$$L = 1.75\mu\text{H} (\omega L = 110\Omega)$$

$$\text{コイルの } Q = 140, \text{ コイルの抵抗} = 0.785\Omega$$

$$\text{切換スイッチの抵抗} = 0.01\Omega, \text{ 結合抵抗} = 0.05\Omega$$

とすれば

$$\text{等価直列抵抗} = 0.785 + 0.01 + 0.05\Omega$$

これを等価並列抵抗に換算すれば

$$\text{等価並列抵抗} = (110)^2 / 0.845 = 14.3\Omega$$

1.75 μH を 10Mc で同調する C は 140pF となり、トリマー容量 + 漂游容量 + 真空管入力容量 = 50pF とすれば、

主バリコン容量 = 95pF

主バリコンの損失抵抗 = 58.4k Ω

トリマーの損失抵抗 = 334k Ω

真空管の入力抵抗 = 170k Ω

とすれば

$$\text{合成抵抗 } (R_p) = \frac{1}{\frac{1}{\text{等価並列抵抗 (k}\Omega)} + \frac{1}{\text{主バリコン損失抵抗 (k}\Omega)} + \frac{1}{\text{トリマーの損失抵抗 (k}\Omega)} + \frac{1}{\text{真空管入力抵抗 (k}\Omega)}} = 10.42\text{k}\Omega$$

$$\text{実効 } Q = \frac{R_p}{\omega L} = \frac{10.42}{0.11} = 94.8$$

この結果、実効 Q はコイルの Q の 68% に低下する結論になります。

$$\text{中間周波数 455kc の影像周波数選択度} = \frac{1}{94.8(1.0926^2 - 1)} = 0.0885 (-21.6\text{db})$$

3・4 周波数帯切換方法

バリコンの構造や容量、同調操作、バンドスプレッドの容易さ、上限、下限周波数での感度差の問題等を考えるとき、一つの周波数帯の上限、下限周波数の比 k の値は実用的に最高 3、一般に 2~1.5 に取るべきです。

従って受信周波帯の広い短波 DX 用受信機では、受信範囲の周波数帯域を相当数に分割しなければなりません。その際主同調バリコンは同一のものを使用し、同調コイルを数組使用するのが最も普通の便利な方法です。

幾組かのコイルの交換使用の方法としては、コイルを 1 組ずつ挿替えて使用するプラグイン方式と、幾組かのコイルを受信機内に組み込み切換スイッチで切換え交互に使用する方式の両式にわけられます。

プラグイン方式として最も便利な方法は 1 バンド用のコイルを 1 箇の接触片附のシールド兼用のケースにおさめ、このケースを挿換える事により周波数帯を切換えます。

この方法は使用しないコイルを取外しておくため、受信周波数帯が相当多くなっても受信機本体のコイルに要する容積は1組分で済むので、受信機を小型に出来ます。

しかし挿換装置の構造が巧緻で堅確が第一の先決条件になり、もし粗悪な場合には接触不良やグラツキを生じ、とても役には立ちません。

切換スイッチによる方法は構造が比較的簡単なので広く用いられています。この方法では使用しないコイルによる吸収現象を防ぐために、このコイルを短絡することが特徴です。

切換スイッチで重要なことは、

- 1) 支持絶縁物は高周波損失がなるべく少いステアタイト系のものを使用してあること
- 2) 接触抵抗の少いこと。抵抗が高いと同調回路の一部に抵抗が入るため回路の実効 Q が低下します。
- 3) 機械的構造堅固で、取付或は回転によって歪や抜けを生じないこと。
- 4) 切換ピッチが正確で回転が過度に重くないこと。

等の条件を必ず調べてから使用することです。

これ等の外にコイルを回転軸の周囲に放射状に取付け、軸の回転によって次々と切換えるターレット方式のものがあります。

いずれの場合でも接触抵抗と高周波抵抗の少いような接触点の構造、機能が最も要求されます。

3・5 高周波増幅の目的

一般に受信した電波の高周波電流をそのままの周波数で変換せずに増幅するものをストレート増幅器と言います。すなわち増幅する対象の周波数の高低は直接に関係がありません。

受信の対象として増幅する周波数がかなり広い範囲に変化するために、本質的には可変周波数の同調増幅器を一般に使用しますが、特殊の場合には非同調増幅器が使用されることもあります。

そこで高周波増幅の目的を簡単に考えれば、微弱な電波を受信するために受信機の利得を高めることにあり、このためにも非同調増幅器はその設計を出来るだけ利得を多くすることに重点をもって行くべきです。

殊に利得を大きくするためには、真空管のプレート負荷に同調回路を使用した方が有利であり、他方同調回路そのものによって選択度を向上出来ますので、同調回路の方がよく使用されます。

ストレート受信機に高周波増幅器を付ける目的は

- 1) 利得の増大
- 2) 選択度の向上

の二つに分けられます。

スーパーヘテロダインの場合は、ストレート受信機の場合とはその特質上より見て

- 1) 利得の増大
- 2) 選択度(イメージ周波数に対する)の向上
- 3) 信号対雑音比(SN 比)の向上

の三つに大別出来ます。

1) では、スーパーヘテロダインの場合、利得と隣接周波数選択度は中間周波増幅器が支配します。スーパーに高周波増幅器が附属している場合には、利得が主な対象となりますが、殊に高感度の受信機で内部雑音が問題になるような場合には、相当程度の利得は必要です。

2) 映像周波数の妨害を除去するのは、高周波同調回路ですから、その段数を増加すればもちろん選択度が向上します。

殊に全波受信機の場合には短波帯にも中波帯と同じ中間周波数を使用しますので、映像周波数選択度が悪くなりやすく、その改善に高周波増幅が与って大いに力があります。

3) 数 μV 以下の受信を対象とする高感度の場合には、受信機内部雑音の妨害が問題になり、信号対雑音比(SN 比)の改善が特に重要になって来ます。

これは周波数変換，或は混合管で発生する雑音が増幅管で発生する雑音にくらべて大きいので，周波数の高い程高周波増幅器の SN 比改善はその効果がハッキリして来ます．そして信号対雑音比の限界の近くでは，少々でもとに角，改善を図るべきですから，短波では先ず 2 段の高周波増幅をつけることが必要と思われます．事実高周波 2 段以下では数 μV 以下の DX 受信は先ず難しいといわねばなりません．

3・6 受信機の内部雑音

受信機の受信し得られる最低電界強度を支配する要素は，受信機内部から発生する雑音と，外部からの雑音の二つに分類出来ます．

外部からの雑音は空電 これは音によってグラインダー，ヒissing，クリック等に分類されます．その他の自然現象によって起るものと，人工的な電気設備から出るものがあります．空電は受信地点の近くに雷雲が発生している時に烈しいものですが，微弱な電波を受信する場合には，熱帯地方に発生する空電も妨害になります．

このような場合の空電のレベルは大体数 $\mu V/m$ 以下で，周波数が高くなるほど小さくなり，超短波以上には妨害がありません．これらの空電除去には主として指向性空中線が使用されます．

また電気設備から出るいろいろな人工的雑音の除去には，その波型を利用した各種の濾波器が使用され，或はノイズリミター，ノイズサイレンサーなどの附属設備が応用されています．

受信機の内部で発生するいわゆる器内雑音の原因としては，次にあげるような沢山のものがあります．

(A) 真空管に基く雑音

1. フリッカ効果
2. 霰射作用
3. 二次電子放射
4. 陰極附近の正イオン
5. グリッド素子上の不純物
6. 排気不十分
7. 電極相互間の絶縁不良

(B) 回路雑音 (熱擾乱雑音)

1. 抵抗体
2. 共振回路

(c) 故障又は不良部品による雑音

1. 回路の不安定，構成 接触，接続不十分
2. 真空管電極の機械的不安定
3. 化学変化によるもの 不良抵抗

これらの原因のうち不良品によるものは別として理論的に不可避の (A) の 1, 2 及び (B) による雑音を総称して受信機内部雑音といいます．いいかえれば，故障でなく正常に働いている受信機に於てもなお発生する雑音を定義づけたものです．

〔I〕回路雑音 (熱擾乱雑音)

ドイツの W. Schottky は熱擾乱雑音の発生原因が電子の物体内に於ける不規則な運動による熱擾乱雑音電圧によることを理論的に研究発表し，引続いて J. B. Johnson が抵抗線や各種の塩類溶液について実験的に雑音電圧が抵抗値に関係し，その構成材料には無関係な事実を発表しました．別に H. Nyquist はこれらの事実を理論的に証明し，現在用いられている熱擾乱雑音電圧の式を導きました．

$$E_n^2 = 4kTR\beta \quad (A)$$

E_n = 雑音電圧の実効値 (V)

k = ボルツマンの定数 = 1.372×10^{-23} (ジュール/度)

T = 抵抗体の絶対温度 ($^{\circ}\text{K}$)

R = 抵抗値 (Ω)

β = 通過帯域の等価帯域幅 (c/s)

実際的には R は抵抗体のみでなく、共振回路も共振インピーダンスを考えれば、上式で示される雑音電圧を発生します。またアンテナについても輻射インピーダンスを対象にすれば、同様な雑音電圧を生じます。

なお抵抗体の場合、上式がなり立つのは直流の重畳していない場合で、直流が重畳する場合には雑音電圧は増大し、また構成材料の性質によってその大きさがいろいろ異ってきます。

受信機の回路雑音は後に述べますように一般に初段増幅管のグリッドに加わるものだけを考えます。

すなわち増幅管のグリッド側からみた抵抗値を前の式に入れて計算します。

同調回路だけが接続されたときは、その共振インピーダンス、また空中線回路が結合されたときは結合インピーダンスも含めて計算します。もしインピーダンス整合が行われていれば、同調回路の共振インピーダンスの $1/2$ になります。

〔II〕 霰射雑音 (shot noise), フリッカ雑音 (flicker noise)

A.

霰射効果による真空管雑音の研究も W. Schottky によって先鞭をつけられました。また RCA の B. J. Thompson, D. O. North, W. A. Harris の 3 人の技術者の研究が有名です。

真空管の霰射雑音の原因はカソードから放射される電子が一定でなく、時間の変化と共に不規則に、あるいは多く、あるいは少く変わります。そのため放射電流の平均値 - 直流分は一定であっても、これを微小時間ごとに分けて考える時は不規則な変化を続け、この変化分が雑音となって現われます。

実際的には霰射雑音は真空管の極数による種類や、その動作状態によって異なります。すなわちプレート電流が温度飽和状態にあるか、空間電荷による飽和状態にあるかで異なり、またスクリーン・グリッドのような正電位のグリッドがある場合には、この極とプレートとの間の電子密度の変化による電流分配が時間的に微小変化するため雑音電流が増加します。

受信機で一番問題になるのは最初の高周波増幅管であることは今までも度々述べましたが、その雑音電圧は次の式で表わされます。

$$E_n^2 = \alpha \frac{I_p}{g_m^2} \beta \quad (B)$$

β = 等価帯域幅

I_p = プレート電流

g_m = 相互コンダクタンス

α = 係数 (五極管では 1.07×10^{-10})

この式で定められるように、初段の真空管は最高感度するとき I_p/g_m^2 が最小になるように動作点を選ぶことが、雑音電圧最小の点を求めることになります。それには $E_p - I_p$ 特性の直線部分と彎曲部との接合点を使うようにせねばなりません。

周波数変換管の雑音はその章で説明しますが、増幅管に比較して格段に大きくなりますので、そのためにもすでに述べたように高周波増幅器の必要が出て来ます。

真空管の雑音電圧は計算の便宜上から、雑音電圧をグリッド入力側に換算し、これと等しい雑音電圧を発生する等価抵抗、等価雑音抵抗で表わします。結果的に見て真空管の雑音電流はプレート電流 I_p に重畳し、プレート負荷に加わって

第 4 表 増幅管の等価雑音抵抗一覧表

	等価雑音抵抗 $R_{eq}(\Omega)$
6AC7(三極接続)	200 ~ 220
6AC7(五極接続)	600 ~ 760
6J5	960 ~ 1,250
955	1,250
6F5	1,670
76	1,720
56	1,720
6302	620
RH-8	770
RH-4	1,820
6SJ7	5,800
RH-2	5,900
954	6,600
6C6	7,000
6SK7	9,400 ~ 11,500
6D6	13,800
1T4	20,000

雑音電圧となって表われますが、入力信号と同じようにグリッドに仮定の雑音電圧 e_n を考え $e_n = i_n$ となるような抵抗値を以て表わすわけです。

第 4 表は各種真空管の規格表に示された使用状態に於ける等価雑音抵抗値です。

真空管の雑音について計算を行う時には (A) 式にこの表の値を代入して使用します。

もちろん市販の真空管には最初に原因の項にあげましたように、排気不良、二次電子放射、グリッド線上の不純物、その他いろいろの原因によっておこる (A) 式以外の大きい雑音発生要素もありますので、機内雑音発生防止の目的には、高周波増幅用の初段真空管としては優良なものを選択して使用せねばなりません。

B.

フリッカ雑音はカソードの電子放射能が各部分ごとに時間的に変動するため、電子流の時間的不平均によって生ずる雑音です。受信に使用されている真空管の酸化被膜カソードではその、範囲は数千 c/s から周波数が低くなる程急激に増大する特性がありますので、高周波増幅器では直接関係はありません。

〔III〕雑音の周波数分布

雑音の周波数分布は各成分が広範囲におおむね一様な分布をして居りますが、第 27 図にその模様を掲げます。

われわれが対象とする中・短波領域では、通過帯域に入るものだけが拾い出されて検波され、可聴周波になって雑音として出力に現われます。従って通過帯域幅が雑音電圧の大きさに関係してくるわけで、スーパーヘテロダインの場合には中間周波増幅器の帯域幅で決定されます。

〔IV〕ノイズ・フィギュア (雑音指数)

最近超短波受信領域での雑音問題の研究が発展し、米国でノイズ・フィギュアという言葉が新しく登場しました。

これは受信機の内部に於て信号対雑音がどのように変るかということを表わします。その定義としては、

$$F = \frac{\frac{N_2}{S_2}}{\frac{N_1}{S_1}}$$

S_1 = 入力信号電力
 N_1 = 入力雑音電力
 S_2 = 出力信号電力
 N_2 = 出力雑音電力

ということになり、これは受信機全体についても、又各段毎にも使用されています。

若し受信機の内部に全く雑音を発生しないか、あるいは内部から発生する雑音が非常に小さく、全体の雑音に対して問題にならぬ程度であれば $F = 1$ となります。

しかし高周波増幅度が小さく、周波数変換管の雑音が影響するような場合には、周波数変換管の F は 1 より大きいこととなります。検波器においてもこのような問題がおこってきますが、それは検波器の項で説明しましょう。

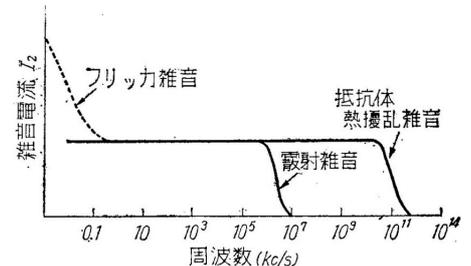
一般の中波、短波の受信機では設計調整さえ良好ならば、初段増幅管のグリッドでの SN 比が重要問題であり、ノイズ・フィギュアはあまり重要ではありません。

〔V〕等価帯域幅

受信機や増幅器の通過帯域 選択度特性は第 28 図 (a) のようなものが代表的なものとしてあげられます。これは受信機や増幅器の入力側から一定信号電圧を加え、周波数を変えて各周波数に対応する出力電圧をとったもので、すなわち周波数と電圧増幅度との関係を示すこととなります。

雑音電圧計算の場合、等価帯域幅は増幅度が (a) の最大増幅度 M と等しく、雑音出力が (a) の場合と等しい (b) のような矩形通過帯域特性の幅 β を考えます。

受信機入力側での雑音電圧は第 27 図のスペクトルからもわかりますように一定ですから、(a) の周波数 f_a での増幅度を M_a 、 f_a を中心に Δf という極めて狭い帯域幅を考え、つぎつぎにその間隔を拡張して考えます。



第 27 図 雑音の周波数分布

実際には第 28 図 (a) のような選択度曲線を測定し、これから、 $a^2(= M_a^2/M^2)$ の曲線を作り、その面積をプランメーターで測るか、方眼紙の目数を数えて、等価な矩形を作り、第 28 図 (b) の β を決定します。

〔VI〕受信機内部雑音と増幅器の利得

今までに述べた雑音の原因をまとめて見ますと、外部雑音が全然ないと仮定しても、受信可能な最低電界は内部雑音によって制限され、受信機自体の利得をある限度以上に大きくしても感度を上げることにはなりません。その限度を求めてみましょう。

受信機を最高感度で働かすには、初段増幅度のグリッドに生ずる回路雑音が受信機内部雑音を支配し、その後生ずる増幅管、周波数変換管などの真空管雑音や回路雑音の影響を省略し得るように、高周波増幅器並びに中間周波増幅器を設計調整すること、空中線の利得 (実効高)、空中線結合回路の利得を出来るだけ大きくすることが最も大切です。

〔VII〕周波数変換管の雑音と中間波増幅器の利得の限度

高周波増幅のない場合、等価帯域幅 12kc、器内温度 $27^\circ\text{C}(300^\circ\text{K})$ 、検波入力電圧 3V、信号対雑音比 30db の条件の受信機を想定して条件を吟味しましょう。

- (1) 周波数変換管に 6L7G(等価雑音抵抗 255k Ω) を使用する場合の雑音電圧を求めて見ますと

$$\begin{aligned} E_{n\text{conv}} &= \sqrt{4 \times 1.132 \times 10^{-23} \times 300 \times 255 \times 10^3 \times 12 \times 10^3} \\ &= 7.1 \times 10^{-6}\text{V}(17\text{db}) \end{aligned}$$

となり、信号対雑音比が 30db ですから、6L7G のグリッドには最少限 47db(224 μV) の信号入力が必要となって来ます。

(2) 中間周波増幅器 (変換管のグリッドから検波入力まで、変換利得も含めて考えますと) は、この信号電圧を必要な検波入力電圧 3V(130db) まで増幅出来るようにすれば充分で、それ以上にすることは、雑音を増加する以外何の効果もありません。結局この場合の増幅の限度は

$$130 - 47 = 83\text{db}$$

となります。

(3) 高周波増幅段のある場合には周波数変換管の雑音を無視出来ますので、中間周波の利得限度はもっと下げて設計します。また、もしこの限度以上に利得があると、高周波 (中間周波) 又は低周波の利得調整を行って、SN 比を 30db になるようにする必要があります。

その他真空管に与える条件によって SN 比が悪化したり、AVC 特性を悪くすることもありますから動作監視が必要です。

〔VIII〕高周波増幅と SN 比の改善

SN 比改善について高周波増幅段の果す実績を具体的に検討して見ましょう。

(1) 初めに対称として高周波増幅のない場合について計算して見ましょう。受信周波、短波 18Mc、空中線結合回路はインピーダンス整合、同調回路の $Q:150$ 、同調コイルのインダクタンス:1.5 μH 、として、インピーダンス整合の場合、同調回路の実効 $Q;Q_{eff}$ は同調回路だけの場合の Q の 1/2 になりますので

$$\begin{aligned} \text{共振インピーダンス} &= \omega L Q_{eff} = 11 \times 10^3 \Omega \\ \text{回路雑音電圧 } E_{N0} &= 1.47 \times 10^{-6}\text{V}(3.35\text{db}) \end{aligned}$$

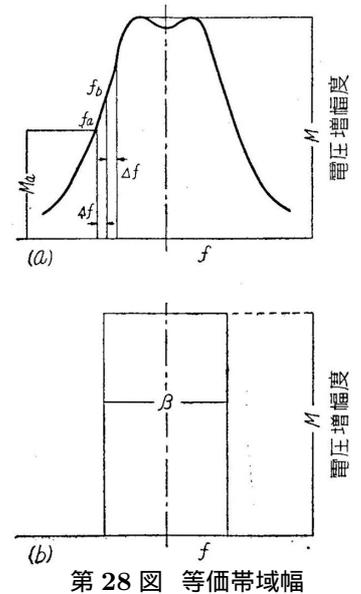
これが変換管 (6L7G) のグリッドに加えられたとすれば、真空管雑音との合成電圧は

$$E_{N1} = \sqrt{7.1^2 + 1.47^2} = 7.25\mu\text{V}(17.2\text{db})$$

SN 比を 30db とするとこの雑音電圧に打勝つために必要な信号電圧は 47.2db 以上となります。

この場合 6D6 を使用して高周波増幅段を設けた時には

$$\begin{aligned} \text{雑音電圧 } E_{NA} &= 1.65 \times 10^{-6}\text{V}(4.35\text{db}) \\ \text{回路との合成電圧 } E_{N2} &= 2.22\mu\text{V}(6.9\text{db}) \end{aligned}$$



第 28 図 等価帯域幅

従って必要な信号電圧は最小 3.69db となり、高周波増幅のない場合に比べて 10.3db 感度が上昇します。これは同一信号入力に対しては SN 比を 10.3db 改善することになる訳です。

高周波増幅による SN 比の改善は受信周波数の高い程共振インピーダンスが低くなる、すなわち回路雑音が真空管雑音に比して小さくなるため、その効果が大きくあらわれて来ます。

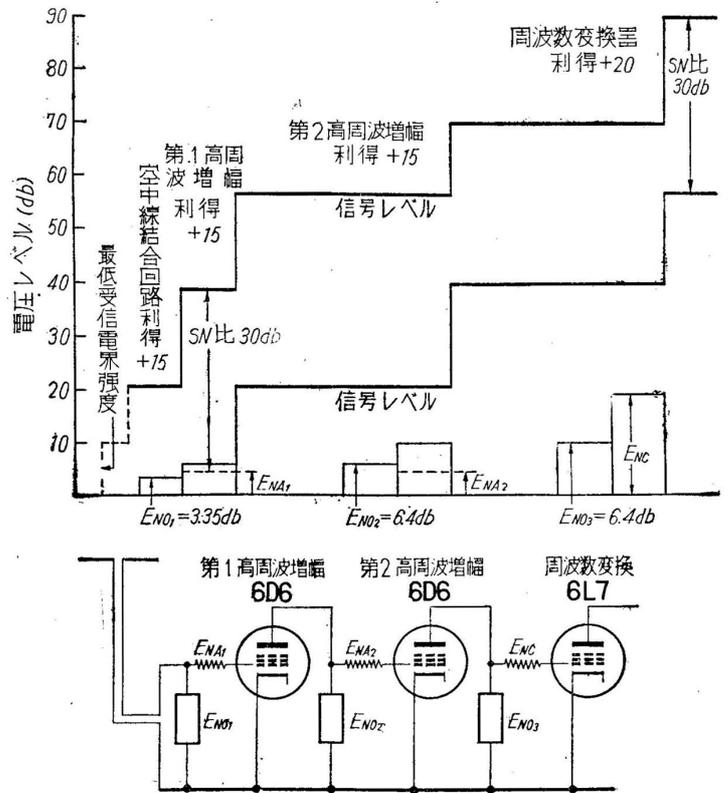
〔IX〕高周波増幅器に必要な利得

SN 比の改善という建前から、少しでも SN 比を良くするためには受信機の内部雑音が、高周波増幅管のグリッドに生ずる回路雑音、真空管の等価雑音の合成値(高周波雑音)だけに支配され、周波数変換管のグリッドにおける回路雑音と変換管雑音(変換器等価雑音抵抗)等が全体の雑音に影響しないようにすることが必要です。

短波、殊に微弱な電波を受ける DX 受信機の場合には、1 段当りの増幅度を 6~8 倍程度とすれば(6D6, 6K7 等), 2 段程度にすることが必要です。

もちろん等価雑音抵抗や内部容量の少ない真空管を使用すれば受信機全体の雑音は高周波増幅管のグリッドの雑音電圧に支配され、特に雑音の大きいといわれる変換管雑音をも無視することが出来ます。

これらの関係を例図で示せば第 29 図の如くなります。図から高周波雑音のレベルと検波入力電圧を基にして考えれば、高周波増幅、中間周波増幅の利得を、どれ位に設計調整するか、また感度が高周波雑音のレベルと空中線、空中線結合回路の利得によってハッキリきまることも諒解して頂けることと思います。



第 3・8 図 受信機の利得配分と S/N
第 29 図 受信機の利得配分と S/N(18Mc インピーダンス整合)

3・7 高周波増幅回路

高周波増幅器の特性としては、空中線回路の場合と同様に、利得、選択度、周波数の三つを考えなければなりません。これらの特性は主としてプレート負荷の種類によって変化して来ますから、目的によって第 30 図の一般用回路の内から、その特徴によって取捨使用されます。受信機では一般に広い周波数範囲を扱う必要があり、受信周波数の範囲によって特性の変化することを設計、調整の際には、あらかじめ考えて置かねばなりません。

真空管増幅回路としての高周波増幅回路の増幅度は

$$A \approx g_m Z_p$$

によって表わされ、その値はそれぞれの回路や、使用する真空管の動作状態で異って来ます。

またどの回路に於てもその回路の実効 Q に支配され、高い周波数の場合には真空管の入力インピーダンスも相当低下します。

また周波数のずれは一次回路が非同調の場合には問題になって来ます。

A) 静電結合一次同調型

この回路はプレート負荷が共振回路で、負荷インピーダンスは共振インピーダンス ωLQ となり、従って利得は前式から次のように誘導されます。

$$A = g_m \omega L Q_{eff}$$

Q_{eff} は回路全体としての実効 Q を表わし、同調コイルの $Q(Q_L)$ だけでなく、増幅器の内部抵抗、グリッド・リーク抵抗 R_g 、同調バリコンの Q_C 次段真空管の入力インピーダンス等々が並列に入りますから、これらの受信周波数範囲での

数値を全部含まねばなりません。受信周波数が高くなって来ますと、グリッド・リークの高周波実効抵抗が直流抵抗に比較してその数十分の一になってしまうものがあり注意を要します。

同調容量には同調バリコンの容量の外に真空管の入力出力容量、配線の漂游容量等の合計値になり、従って最小容量が $(1 + \alpha)C$ となり、最低同調周波数が長い方へ移って来ます。

選択度は実効 Q に支配され、周波数のずれの問題はこの回路では起りません。

ただ実際使用上注意すべき事は、同調回路に B 電圧があらわれることと、そのために GT 管の方が使用に便利という事です。

B) 電磁結合二次同調型

高周波増幅器として広く用いられている回路ですが、実際使用する場合の特性は、コイルの構造や分布容量の实在から考えて次の C) として設計される場合が多くなります。

一次回路の固有周波数を受信周波数帯の限界より上に置く低インピーダンス型と、下に置く高インピーダンス型との二種があり、利得を大きくするためには高インピーダンス型が多く使用されます。

C) 複合結合二次同調型

B) の高インピーダンス一次コイルの場合、一次回路の並列容量の影響で増幅度が周波数の増加と共に低下するのを補償するために、静電容量を結合します。

この場合にコンデンサーを接続しなくても、一次コイルを二次コイルのグリッド端子側に置いて、その間の容量を利用します。

しかしアンテナコイルの場合には一次コイルを二次コイルのアース側において容量結合を避けます。

D) 結合同調型

この回路は中間周波増幅器に広く用いられています。

この回路の特徴は広い通過帯域幅を持たせることができますから、中波で 10,000c/s 以上の帯域幅を要求されるような高忠実度の受信機には、この回路が使用されます。ただ中間周波増幅器として用いられる時には、受信周波数が広い範囲で変ることが条件となり、各周波数について増幅帯域幅を一定に保つことは難しく、実際には最低受信周波数附近で能率が下降します。

一次二次回路の Q を等しいと置けば、利得、選択度は Q と結合度に支配されます。

$Qk = 1$ の場合はいわゆる臨界結合の場合で、この時の増幅度は下式のようにになります。

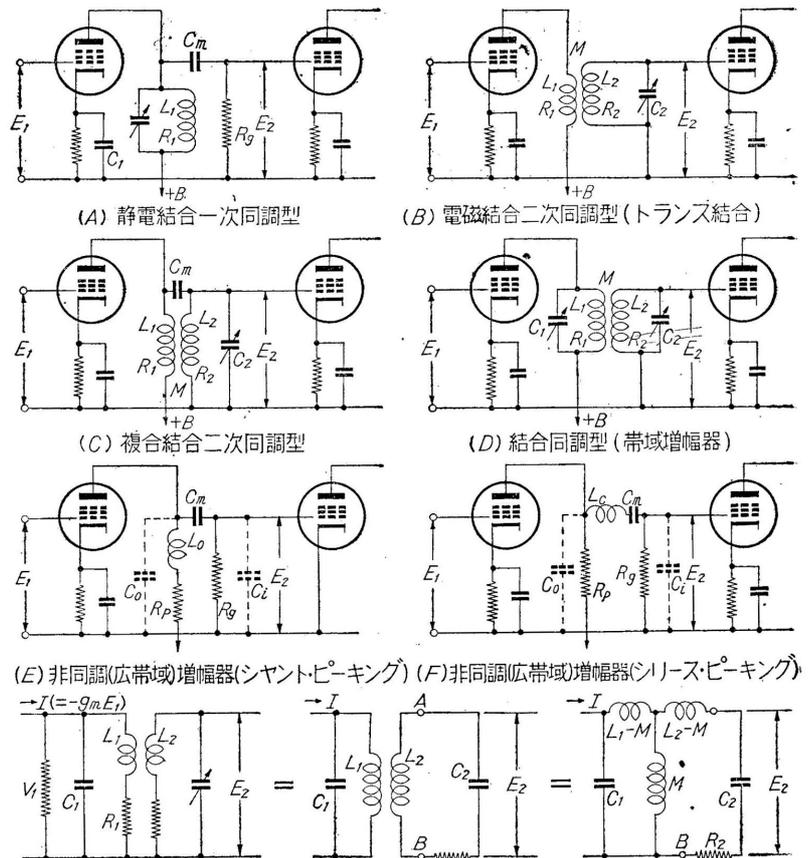
$$A = \frac{g_m \omega L Q}{2}$$

$Qk < 1$ の場合は結合度の低下と共に増幅度は低下し、選択度は鋭くなり、帯域幅は狭くなります。

従って実用されるのは $Qk > 1$ の双峰特性の場合ですが、増幅度は上式と異なりません。帯域幅は結合度と共に増加致します。

一次二次回路が同一周波数に同調しているときは、周波数のずれは問題になりません。(しかし、各回路の共振周波数がずれているような場合には非常に複雑な問題となります。)

E) 非同調増幅器



第 30 図 高周波ステージの結合法

単一調整の手数を省くために用いられますが、利得はあまり大きくありません。 g_m の低い真空管を使用した場合には、高い周波数部分ではかえって減衰器として働くようになりますから注意を要します。

普通の抵抗結合増幅器では、負荷インピーダンスとして抵抗を使用しますが、この抵抗と並列に真空管の入力、出力容量、配線等の漂游容量が加わり、総合負荷インピーダンスが低下します。今この容量を 30pF と測定し、1Mc でのリアクタンスは $5.3k\Omega$ となり負荷抵抗は $5.3k\Omega$ より低く選ばなければなりません。

同調型増幅器では、これらの容量は一括して同調容量と並列に入るために、その一部として設計出来ます。

非同調の広帯域増幅器では、この漂游容量等の影響を避けるために共振を利用します。

最も良く使用されている複合結合高周波増幅器の動作状態での増幅度と周波数の関係は、次式ようになります。

$$Af_{min} = \frac{33.7}{f_{min}} (\text{Mc})$$

つまり各周波数帯の増幅度が f_{min} に逆比例する結果になります。中波帯の約 62 倍 (36db) が 6 ~ 18Mc 帯では約 5.6 倍 (15db) に低下します。

しかし受信バンドの多い受信機や短波等用の受信機では、 f_{max}/f_{min} の比を 2 ~ 1.3 位に取ってこれらの影響をなるべく少くし、また同調コンデンサの最大容量を小さくしますので、増幅度は比較的大きくなりますが、結局周波数の高くなる程、実際の増幅度は低くなる傾向がありますから、 g_m の大きい真空管が必要になって来ます。

高周波増幅用真空管として必要な条件は次の通りです。

- a) 相互コンダクタンス g_m の大きいこと。
- b) プレート、グリッド間の静電容量 C_{gp} の小さいこと。
- c) 入力抵抗の大きいこと。
- d) 等価雑音抵抗の小さいこと。
- e) 可変 g_m 型であること。

上の条件を検討しますと、

a) g_m の大きいことは増幅器として当然で、かつ短波帯以上が周波数では特に g_m の高い真空管が要求されます。中波帯での増幅率は先ず 6D6 程度で十分ですが、増幅器として一段当りの増幅率は、b) でも述べるように、 C_{gp} の大きさに制限されますので、 g_m の高い、かつ C_{gp} の少ない真空管が当然要求されます。

b) 増幅の結果プレート回路に生じた高周波電圧の一部は C_{gp} を通じてグリッド回路に饋還され、グリッド同調回路に正或は負の抵抗を加え、並列容量を増加する結果を招き、極端な場合には発振するようになります。

そのために一段当りの増幅率はあまり大きくは取り得ません。

c) 真空管の入力抵抗は周波数の 1.5 ~ 2 乗に逆比例して減少しますから、周波数が数 Mc の程度まではさほどの影響はありませんが、10Mc 以上では同調回路の実効 Q の影響を与えるようになって来ます。

d) 特に初段管には十分注意して低雑音管を使用します。

e) 可変 g_m 型、いわゆる“remote cut off type”(緩遮断型)を使用することは絶対的な条件ではありません。

高周波増幅も 2 段以上行う特殊な高感度短波受信機では、初段に g_m の高い、雑音抵抗のない“シャープ・カット・オフ形”を使用することもあります。

一般には AVC をかけるため可変 g_m 型が多く使用され、また AVC は前の段程有効ですから、初段増幅器としても可変 g_m 型の真空管が使用されます。

また高周波増幅器の利得調整を手動で行う場合、多くはグリッド・バイアスを制禦しますが、急遮断型では、特性曲線の遮断点附近で g_m の変化が大きく、微細な調整が困難となります。

可変 g_m 型は混変調の防止にも併せて有効です。

高周波増幅器の種類は非常に多く、その特徴も亦いろいろのものがああります、20Mc 以上の短波 DX 用の条件の下では、やはり g_m 、 C_{gp} 、雑音抵抗等の条件が優れたものを使用すべきです。

20Mc 以下の受信には一般用のもので、余りやかましくいう必要もありません。

巻末の規格表を参照して下さい。

3・8 真空管増幅器の入力インピーダンス

受信機の高周波段は A 級電圧増幅器ですから、静特性のみについて考えればグリッド電流は流れません。従って入力インピーダンスは抵抗分を含まず、単にコントロール・グリッドと他の接地電極(カソード・サプレッサー・グリッド) との間の静電容量のみを取扱えば良いようにも考えられますが、実際の動作状態では、真空管自身の入力インピーダンスの問題や、真空管で増幅されて負荷に生じた電圧が、プレート、制御グリッド間の静電容量を通じて饋還されることによって、入力抵抗を生じ、また入力容量も静電的に考えた値とは相当に変化して来ます。

1) 真空管の入力インピーダンス

周波数の低い場合、真空管の入力インピーダンスとしては、制御グリッドと他の接地電極との間の静電容量 C_{gk} , C_{gsg} 等だけを考え、入力抵抗は無量大としても実用上は何等差支ありません。

すなわち真空管内の電子の速度は極めて速く、電極間を走行するに要する時間は 10^{-9} Sec 程度で、1Mc 以下では慣性がないものと見て実際上も少しも差支ありません。

しかし周波数が高くなって電子走行時間が、取扱う周波数の周期に比べて無視し得なくなり、走行時間の影響のため、実際には見掛上入力容量が増加し、また静特性からみてグリッド電流の流れない状態でも入力抵抗分を生じます。

その上カソード導線のインダクタンスの影響も無視し得なくなり、入力抵抗分を生じて来ます。

普通の真空管の入力コンダクタンスは 100Mc 位までは次の式で表わされます。

$$g_i = k_c f + k_n f^2$$

$k_c f$ = 電極間絶縁物誘電体損失により生ずるカソード電流の流れない時のコンダクタンス

$k_n f^2$ = カソード電流の流れている時のコンダクタンス、カソード導線のインダクタンスと電子走行時間とよりなる係数

各種の高周波用真空管の入力抵抗の実測値は第 31 図の通りです。

実際には入力抵抗は真空管の動作電圧によっても変化します。高周波増幅管では入力抵抗は同調回路に並列に入り回路の Q を低下させます。

この状況は図によってもわかります。

3・9 ミラー効果

真空管増幅器のプレート負荷に生じた交流電圧の一部はグリッド、プレート間の静電容量 C_{gp} を通じてグリッド側に饋還され、見掛上グリッド入力インピーダンスが変化します。

この現象を総称してミラー効果といいます。

ミラー効果の影響は C_{gp} の大きさと、グリッド入力電圧とプレート負荷に生ずる電圧比 = 増幅度、プレート負荷の性質の三つによって支配されます。

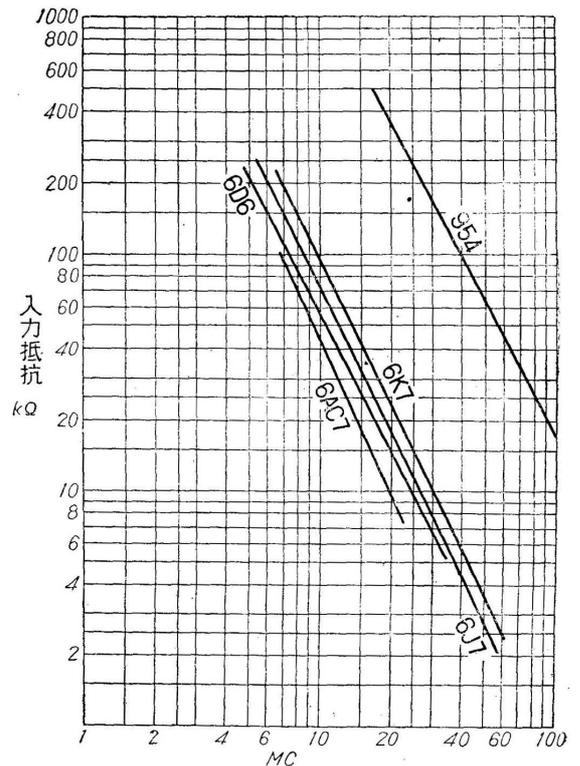
この場合同じ入力容量でも、周波数が高くなればリアクタンスが低くなるのでその影響は大きくなります。

また負荷が位相角を有する場合、例えば並列共振負荷回路である場合には、位相角の正負によって入力抵抗は負にも正にもなり、その値は C_{gp} の大きさに反比例します。この点から三極管は C_{gp} が大きいために、高周波増幅には、特殊な場合は別として、使用されていません。

これに反し五極管はスクリーン・グリッドがあるため C_{gp} が極めて小さく、実用的にはほとんど無視出来ます。

プレート負荷が同調回路である場合、同調周波数では負荷が純抵抗となり、グリッド入力容量を増加するだけになります。

同調点より低い周波数では、負荷インピーダンスが誘導リアクタンスとなりますから、位相角は正で等価並列抵抗は負の値をとることになります。従って同調回路の損失抵抗は減少し、 Q は上昇し、更に饋還量が多くなって負抵抗が損失



第 31 図 増幅管の入力インピーダンス

抵抗を補償し、全抵抗が負になれば発振することになります。

同調点より高い周波数では負荷インピーダンスが容量リアクタンスになり、位相角は負、等価並列抵抗は正の値を取り、従って Q が低下します。

高周波増幅用五極管はスクリーン・グリッドによって C_{gp} が減少し、大体 0.007pF 程度です。

しかし 6D6, 6C6 の様な硝子管 (ST 型) では、頂のグリッド引出線とプレートとの間の漂游容量があると、 C_{gp} が増加することとなり、外部のシールドには十分注意する必要があります。

ミラー効果の影響による入力抵抗値は増幅度に関係します。従って一定の C_{gp} と周波数に対しての増幅度に限界が生じます。安定な増幅を望む場合は、プレート負荷の共振インピーダンスを上げ、シールドを厳重にし、増幅度は 30db 位に留めることが必要です。

又 AVC によって増幅度が変る (g_m も変る) ことによって入力等価容量が変化し、従って同調周波数にズレを生じて来ます。この作用は中間周波増幅器では特に注意が必要です。

第4章 周波数変換器

4・1 周波数変換の目的

真空管増幅器で高周波同一周波数で増幅し得る量には実用的に限度があることは前章で繰返し述べました。

従って更に高利得を必要とする受信機では、到来信号周波数をそのまま増幅する高周波増幅だけでなく、搬送周波数を変換して中間周波数とし、その増幅を行って高利得を得ます。この受信方式をスーパーヘテロダイン方式ということはよく御存知と思います。

周波数変換を1回のみでなく2回変換する場合は2重スーパー、3回行うものは3重スーパーといわれ、特に混信分離、安定な受信を必要とされる場合に使用します。

周波数を変換、増幅する主目的は安定に高利得の増幅を行うことにありますが、中間周波数として一定の周波数を使用し、増幅を行うことは次の各項のようにさらに多くの利点を有します。

- a) 高利得の増幅が安定に行われること。
- b) 周波数を低下すれば一段当りの増幅度が大きく取れること。

これは一段当りの最大増幅度はおおむね周波数の平方根に反比例することと、同調増幅器ではプレート負荷を同調回路の共振インピーダンス (ωLQ) とすれば、この値もおおむね周波数に反比例する結果によるものです。

- c) 一定周波数で増幅を行えば、側帯波も併せて利得が一定となるために、受信機の感度の受信周波数に対する変化が少なくなり、また調整も楽になります。
- d) 一定周波数の帯域増幅器を使用すれば、帯域通過特性の設計、調整が楽にできるようになります。
- e) 周波数を低くすれば隣接周波数に対する選択度が良好になり、殊に短波帯では高周波同調回路で十分な隣接周波数選択度が得られませんから、周波数を変換低下して同調増幅を行う必要があります。

以上のような利点を活かすために、中間周波数は受信周波数よりも低く選びます。

しかし他方また妨害もあります。これは後節にて説明します。

特殊な場合として中間周波数を受信周波数より高くすることがあります。この方式は、Super-infradyne と呼ばれ、以前には QST 誌などにも発表されましたが、周波数変換の目的から考えて、やはり一般的なものではありません。

4・2 周波数の変換方法

変調波を対象とすれば、搬送波がその周波数を $1/x$ に変換されても、側帯波中の変調周波数はそのまま新しい中間周波数である搬送波に移されねばなりません。

周波数変換の方法には受信周波数 (搬送周波数) と中間周波数だけ高い周波数の発振器 (局部発振器) をおき、信号電圧と局部電圧 (ヘテロダイン電圧) とを検波器のような非直線性出力回路に加える方法と、多極真空管のグリッドに信号電圧を加え、他の電極に発振電圧を加えて、信号グリッド・プレート間の g_m を変化させる方法の二通りがあります。

これらの場合、出力電流としては目的の中間周波の外に、加えられた2つの周波数、これらの倍周波数、和の周波数、差の周波数など数多くの周波数成分が含まれますが、このうちからプレート負荷に希望する中間周波数 (信号、局発の差の周波数) に共振する同調回路を使用して必要な成分だけを取り出し、これを後段の中間周波増幅器で必要利得まで増幅します。

周波数変換管として一般に使用されるのは次の通りです。

- 1) 三極管或は五極管のプレート検波器又はグリッド検波器 (6J6, 6AG5, 6AC7)
- 2) 五格子混合管 (6L7, 6L7G)
- 3) 五格子変換管 (6SA7, 6A7)
- 4) 三極六極変換管 (6K8)
- 5) 鉱石又は二極管検波管 (Ge)

1) の方法では信号電圧と局部発振電圧を制御グリッドに加えてプレート又はグリッド検波する方法で、殊にノイズフィギュアの減少を求める場合に、周波数の高い14~30Mcバンドによく使用されます。

しかし専用の周波数変換管、混合管が発達した現在では、強いてこの方法を採用する必要はなくなりました。

5) も1) と同様に考えられますが、主として超短波領域以上の周波数の特に高い場合に問題となりますので本章では省略します。

われわれの対象である短波領域の範囲では、2), 3), 4) が使用されています。

一般に6L7のような変換専門の真空管を混合管(mixer)と呼び、同一管内に発振部を併せて含む6WC5, 6K8のような種類を周波数変換器(Converter)と呼んで区別しますが、これを全部まとめて周波数変換管と総称することもあります。

局部発振を別に発振管で行わせる方式を他励ヘテロダイン、或はセパレート方式、局部発振部を含むものは自励ヘテロダインと呼ばれます。

4・3 変換コンダクタンス (g_c)

混合管或は周波数変換管で、信号電圧 e_s と局部発振電圧 e_o とを混合すれば、そのプレート回路には、それらの周波数、高調波及びそれらの和と差の周波数に相当する周波数の電流を生じます。

この中 $f_e - f_s = f_i$ がプレート負荷の同調回路によって抽出されます。

e_s とプレート電流中の中間周波数分 i_{p_i} との関係を、増幅管に於ける相互コンダクタンス g_m と同様に変換コンダクタンス g_c と呼び、それぞれ次の関係式が成立します。

$$g_c = \frac{di_{p_i}}{de_s}$$

また入力信号電圧 e_s とプレート負荷に生ずる中間周波電圧 e_p との比を変換増幅度、或はその値の対数をとって変換利得といい、次の関係式が成立します。

$$A_c = \frac{e_{p_i}}{e_s} = g_c \frac{r_p Z_L}{r_p + Z_L}$$

r_p = 変換管の内部抵抗
 Z_L = 負荷インピーダンス
 $r_p \gg Z_L$
 $A_c = g_c \cdot Z_L$

4・4 スーパーヘテロダイン受信機の混信と妨害

ストレート受信機においては隣接周波数の混信だけが問題ですが、超ヘテロダイン受信機ではこの外にストレート受信機では起らない、即ちスーパー特有の種々の周波数の混信妨害を生じます。

一般に検波器や混合管のような非直線特性を利用する回路では、回路に加わる二つの交番電圧の間に次の関係が成立するときは、すべて中間周波数の出力を生じます。

すなわち f_i : 中間周波数, Δf_i : 中間周波増幅器の帯域内の可聴周波数, m, n をそれぞれ正の整数とすれば

$$\pm m f_1 \pm n f_2 = f_i \pm \Delta f$$

f_1 : 局部発振周波数

f_2 : 受信周波数

で、 $m = 1, n = -1, \Delta f = 0$ の場合が正常動作時を表わし、 $f_1 - f_2 = f_i$ 以外に電波が入れば不必要な妨害が介入して来ます。

上の式で $m = -1, n = 1$ のとき

$$f_2 - f_1 = f_i \pm \Delta f$$

信号周波数を f_s とすれば

$$f_2 = f_s + 2f_i \pm \Delta f$$

の関係にある周波数も当然妨害を生じ、影像(イメージ)周波数妨害と呼ばれます。

影像周波数に対する選択度(影像妨害比)を受持つのは、高周波増幅器の同調回路です。

また混合管のグリッドに $f_1 \pm f_2 = f_s \pm \Delta f$ のような関係にある二つの電波が到来すると、ビートを生じて妨害となります。実際はこの妨害を起すような電波は高周波増幅回路で濾過されますから余り問題にはなりません。近所に強力な送信局があり、その電波(入力)によって高周波増幅管、又は混合管のグリッドにグリッド電流が流れると、グリッド入力抵抗が低下し、同調回路の Q が下り、従って選択度が低下してビート妨害が生じやすくなります。

$$mf_1 - f_2 = f_i \pm \Delta f$$

$$\text{又は、} f_2 - mf_1 = f_i \pm \Delta f$$

の関係をもつ周波数の電波は混信を生じます。

ことに局部発振器の高調波妨害がこのような妨害混信を誘起しますから、同調回路の選択度を上げることと局部発振器が高調波を含まぬようにすることが必要です。

特殊な場合の例としては、中間周波の高調波とこれに近接した到来電波とのビート妨害、或は長波の妨害があります。

中間周波の信号が検波される場合には、高調波を生じますが、この高調波が AVC 回路や B 回路を通じて、高周波回路や局部発振回路に饋還して到来電波又は局部発振高周波電圧と中間周波に近接したビートを生じ妨害となります。 $f_i = 455\text{kc}$ の時、 $2f_i = 910\text{kc}$ 、 $3f_i = 1365\text{kc}$ ですから、近くに 905、915、1360、1370kc などの局がある場合にはこの妨害が起りやすくなりますから、検波器から高周波電流が饋還されないように AVC 回路などの濾波器に十分注意をする必要があります。

さらに、中間周波数に近い周波数の送信局が近くにある場合には、この信号が高周波回路を通りぬけて、中間周波増幅器に入り混信を生じます。現在日本の海岸局では 460kc 附近の局が相当ありますので、地域的な障害が生ずる場合があります。ダブルスーパーの場合の第 1 中間周波に数 Mc の周波数を使用する場合にも、此の妨害に注意をする必要があります。

これらは中間周波数の 1/2、1/3、1/4 の電波も電界がある程度強い時や、混合管の非直線性から、その第 2、第 3 高調波が中間周波数に等しくなると妨害を生ずることがあります。

スーパーで不可解なビート妨害が起った時には、これらの原因を慎重に調べて対策を立てる必要があります。

現在のように電波の周波数割当がほとんど隙間のない程の現況では、局地的妨害が特にはなだしいような時、受信機の間周波を変更して始めて妨害がなくなるような事さえ起ります。

4・5 周波数変換器の雑音

周波数変換器の発生する雑音の種類と量は、使用する混合(変換)管の種類、動作状況、使用回路によって違って来ます。量においては一般に高周波増幅時に発生する雑音の数十～数百倍になります。殊に局部発振電圧が最適値から減少しますと雑音電圧は 3～5 倍位増加しますから、この点特に注意が必要です。

第 5 表は一般に使用される使用状況での混合管及び変換管の等価雑音抵抗を示しました。

三極管、五極管を増幅管として使用した場合と、混合管として使用した場合を比較しますと、増幅管の場合はプレート電流中に含まれる放射雑音の中、信号周波数を中心に β という等価帯域幅に入るものだけを対象として考えればよいのですが、混合管の場合には中間周波数を中心に β の帯域内に入る増幅管と同じ雑音の上に、更に局部発振電圧とヘテロダインして帯域内に入る雑音とを併せて考えなければなりませんから、等価雑音抵抗は理論的には少くも倍程度増加します。

グリッド側に換算するとき g_m の代りに g_c を使用しますから $(g_m/g_c)^2$ 倍になるわけで、近似値として $g_m/g_c = 4$ とすれば 16 倍になります。

しかしプレート電流の絶対値は増幅管の場合よりも少くなりますので、実際動作時の等価雑音抵抗値は第 5 表のように十数倍程度になります。

4・6 周波数変換管

一般に中波、短波で使用されている周波数変換管の使用定格は附録に、第 6 表は周波数変換帯の電極間静電容量を表示したものです。

第 5 表 周波数変換管の等価雑音抵抗表

Type	規 格							R_{eq}
	E_p	E_{sg}	E_{cg}	I_p	I_{sg}	I_k	g_c	
1R5	90	45	0	0.8	1.8	2.75	250	170
6SA7	250	100	0	3.4	8	11.9	450	240 ~ 210
6L7	250	100	-3	2.4	7.1	9.5	375	210 ~ 255
6K8	250	100	-3	2.5	6	8.5	350	290

混合管 R_{eq} は次式で計算される .

$$\text{三極管 } E_{eq} = \frac{2.5}{g_c^2} g_m$$

$$\text{五極管 } E_{eq} = \frac{I_p}{I_p + I_{sg}} \left(\frac{2.5}{g_c^2} g_m + \frac{20}{g_c^2} I_{sg} \right)$$

局部発振電圧が最適条件又はその近くであれば

$$\text{七極管 } R_{eq} = \frac{20I_p(I_k - I_p)}{I_k \cdot g_c^2}$$

第 6 表 周波数変換管，混合管の電極静電容量 (pF)

	高周波入力	発振出力	発振入力	混合出力	電極間容量			
					$G_3 - P$	$G_1 - P$	$G_3 - G_1$	$G_1 - P$
1R5	G_3 と他電極 7.0		G_1 と他電極 3.8	P と他電極間 7.0	0.4	0.2	0.1	
6SA7	" 9.5		" 7.0	" 12.0	0.13	0.15	0.06	
6SA7GT	" 11.0		" 12.0	" 8.0	0.2	0.2	0.2	
6L7	G_1 と他電極 7.5		G_3 と他電極 10.0	" 11.0	$G_1 - P$ 0.01	$G_3 - P$ 0.1	" 0.2	
6L7G	" 6.0		" 12.0	" 10.0	" 0.005	" 0.24	" 0.2	
6K8	HG_3 と他電極 6.6	TG と他電極 3.2	Hg, TG と他電極 6.0	HP と他電極 3.5	$HG_3 - HP$ 0.003	$HG_3 - TP$ 0.02	$HG_3 - PG$ 0.2	
6K8-GT	" 4.6	" 3.4	" 6.5	" 4.8	0.08	0.05	0.2	
6A7	G_4 と他電極 8.5	G_2 と他電極 5.5	G_1 と他電極 7.0	P と他電極間 12.0	$G_3 - T$ 0.13	$G_3 - G_1$ 0.15	$G_1 - P$ 0.06	
6BE6	G_3 と他電極 3.2		G_1 と他電極 2.3	" 4.2	$G_3 - P$ 0.04	" 0.12	" 0.02	

他励ヘテロダイン方式では，検波（混合）管には三極管又は五極管を使用し入力信号発振電圧は，誘導或は容量結合によって一緒にグリッドに加えられます。（グリッド注入;Grid Injection）

この方法では同調回路と発振回路が互に影響され易く，種々の影響を受けます．また三極管は内部抵抗が低い欠点がありますが，他方等価雑音抵抗の低いことと，高い周波数での動作が多極管より能率が良いので，中短波よりむしろ超短波の分野で盛んに活用されています．（6J6 等）

五極管も三極管と同様にコントロール・グリッドに信号，発振両電圧を加えるグリッド注入方式で使用されます．

この場合には局発振電圧が 1 ~ 2V の低圧で十分動作します．しかし同調，発振両回路の結合による欠点ややはりあらわれます．

もう一つの方法はサプレッサー変調と同様に抑制グリッドに発振電圧を加えて電子結合によって混合を行います．（サプレッサー注入;Suppressor Injection）この方法では同調回路と発振回路が共通の因子を持たずに独立するため，グリッ

ド注入の場合のように両回路の結合による欠点があらわれません。

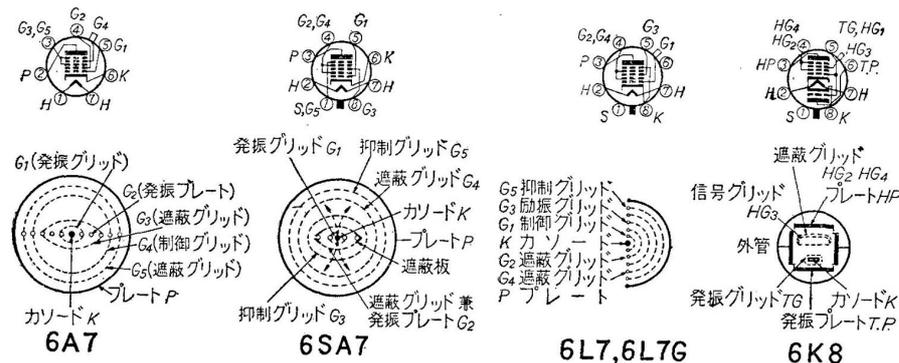
この方法を改良したのが 6L7 です。

更に局部発振電圧をスクリーングリッド，或はプレートに加えることも理論上可能ですし，内部電極間で発振を行う自励ヘテロダインの方法も考えられます。

次に各真空管についてその機能，特徴，欠点を調べて見ましょう。

1) 6A7

1 箇の真空管で発振混合が出来れば，使用真空管の数が減り，配線を短くし漂游容量が小さくなる結果周波数帯が広くとれる，という風な要求から 1932 年に 2A7, 6A7 が発表されました。現在，殊に短波用としては多くの欠点がありますので，全波受信機の発達に従って次に述べる新型におきかえられ，現在ではいささか古典的存在になってしまいましたが，五格子変換管の機能や改良のあとを知るために，詳細に一応説明します。



第 32 図 コンバーター管の構造とベース接続

第 32 図はその構造で，第 1 グリッド G_1 は発振グリッド，第 2 グリッド G_2 には 2 本の側柱で出来て発振プレートとして働き， G_1 とカソード K と共に発振部の三極管を構成します。

K からの電子流は G_1 により発振周波数のパルスの形に変調され，混合部に行きます。 G_2 はこの電子流に影響しないように， G_1 支柱の陰に配置されています。 G_3, G_5 はスクリーン・グリッドでそれぞれ静電遮蔽効果を有し， G_5 はこの上プレート電圧の変化に対しプレート電流の変化を少くし，内部抵抗を高める働きがあります。 G_4 はコントロール・グリッドで，リモートカットオフ（緩遮断）特性を有するため，AVC 電圧をかけることが可能です。

G_1 で変調された電子流は， G_3 で加速されますが，負電位の G_4 の前で減速されて空間電荷を形成します。

その一部は G_4 により入力信号周波数で変調され，いわゆる電子結合による混合が行われて P に到達し，ここで中間周波電流として外部に抽出されます。

また一部の電子は G_4 の前で負電界により反発されて G_2 に集められ，発振プレート電流となります。

6A7 型の五格子変換管は，短波帯では次のような本質的な欠点があることが究明されました。

- 発振部の相互コンダクタンスが少いために高い周波数部分での発振能率が良くないこと。
- AVC 電圧の変動によって， G_4 の電位が変化するとつれて発振周波数もこれに伴い変動する。
- 発振回路と入力同調回路との間に空間電荷による結合（誘導効果）が出来ること。

a の場合は発振プレート電流が G_4 の前の空間電荷の中から追返される僅かな部分を利用しているので，発振部三極管の g_m が小さく，特に短波帯での発振が弱くなり，従って変換利得も低下します。

6A7 以後の改良された周波数変換管では，いずれもこの点の改良に重点がおかれています。

b は a と同様，発振プレート電流が G_4 の前の空間電荷の中から追返される部分を利用するために， G_4 の電位が AVC によって変れば，当然プレート発振電流も変化し，発振の強さが変ると同時に発振周波数も動揺します。

はななだしいときは，この動揺が 0.2~0.3% にもなり，周波数の高い程変動する周波数の値が大きくなりますから，短波帯で当然問題になります。

また信号電圧も同様に空間電荷に影響を与えますので，信号周波数が発振周波数に近い短波帯では，信号電圧が大きい場合に発振周波数が信号周波数に引込まれやすくなります。

c は，周波数変換管には多少の差はありますが，共通の現象であり“誘導効果”といわれております。

一つの真空管の中で発振と混合を行うためには、カソードに近いグリッドを発振に使用し、外側のグリッドを信号グリッドに使用せねばなりません。

発振グリッドで発振周波数 f_i に変調された電子流は、信号グリッドの前に f_i と同じ周波数で脈動する空間電荷を形成し、これが仮想陰極となって、それから後は普通の高極管の場合と同様な増幅作用を考えることが出来るわけです。この仮想陰極から出る電子流が信号電圧で制御されて、 f_i と信号周波数 f_s で制限されたプレート電流を生じ、結局電子結合による混合作用が行われるわけです。

さて仮想陰極を形作る電子群が周波数 f_i で脈動すれば、静電誘導の原理で制御グリッドに電荷を誘起し、 f_i が f_s より高い場合、 f_i に対する同調回路のインピーダンスは容量的となりますから、制御グリッドとカソードの間に一つの蓄電器がつながっていると考えることが出来ます。この蓄電器は上に述べた誘導電荷で周期的に充電され、周波数 f_i の脈動電圧を生じ、発振グリッドが正電位の場合には、カソードから出た電子は大部分制御グリッドの前面に到達し、制御グリッドはカソードに対し負電位となり、発振グリッドとカソードとの間の電圧とは逆位相になり、従って発振グリッドと制御グリッドとの間に見かけ上“負の容量”をつないだと同様になります。普通の動作状態でこの単一方向の負容量は $1 \sim 2\text{pF}$ 程度です。

このように誘導効果によって信号グリッドに周波数 f_i で脈動する電圧があらわれることは、制御グリッド、プレート間の g_m を減少することになり、変換コンダクタンスを減少し、同時にプレート電流も減少するが、プレート電流中の雑音は増加します。

誘導効果は見掛上の負容量で表わされるので、周波数が高くなるほど、その影響は大きくなり、短波帯で f_i と f が接近すれば、 f_i に対する同調回路のインピーダンスが大きくなるので、その作用が大きくなって来ます。もし f_i が f より低ければ、同調回路のインピーダンスは f に対して誘導的になり、反対に g_m が増加する結果になります。

誘導効果はカソードに近い内側のグリッドに信号電圧を、外側のグリッドに局部発振電圧を加える 6L7 のような混合管では起りません。

五格子変換管で誘導作用を除くには、発振グリッドと信号グリッドの間に $0.5 \sim 1\text{k}\Omega$ の抵抗と小容量 ($2 \sim 3\text{pF}$) のコンデンサーを直列に入れて接続する方法がとられています。

2) 6SA7(6WC5)

6A7 の欠点の一つは発振電流がカソード電流の中の制御グリッドで追返された一部分に過ぎないために、発振部三極管の g_m の低いことです。6SA7 ではこの点が改善されています。

6SA7 の構造は第 32 図のように、カソード K を囲んで発振グリッド G_1 、次に遮蔽グリッド兼発振プレート G_2 があり、 G_3 はビーム管の遮蔽グリッドのような作用を行うために遮蔽板が密着しています。 G_2 の側柱は K の対向面に置かれ、 K から出る電子流を二分し、 G_2 の遮蔽板の集成作用によって半径方向にビーム状に彎曲されてプレートに到達します。

制御グリッド G_3 の負電位によって追返された電子の一部は、ほとんど G_2 の遮蔽板に捕獲されてしまい、 G_1 には戻りません。この現象は G_1 、 G_3 間の静電容量を減少して、同調回路と発振回路の結合を軽減し、従って同調回路が信号周波数に同調した時の発振周波数の変動を軽減します。これは G_3 に強力な信号電圧が加わった時に起る引込現象を軽減するのに大いに役立ちます。

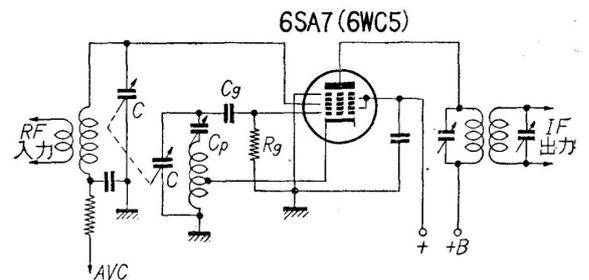
G_4 は G_2 に管内で接続され、遮蔽グリッドとして作用し、 G_5 は抑制グリッドでプレートの二次電子放射を抑制し、内部抵抗を高める働きをします。

6SA7(6WC5) では発振に寄与する電流はカソード電流の大部分を占めていますから、AVC 電圧によっての影響も僅少です。

以上の改良により発振周波数は非常に安定になります。さらに遮蔽グリッドの電圧変動による発振周波数の漂動は、 G_3 の電圧による漂動と反対方向に働き互に打消し合いますから、この点でもさらに安定度が高くなります。

6SA7(6WC5) の使用回路を第 33 図に掲げて置きました。実際にはカソード饋還回路よりもハートレー回路が多く使用されるようです。

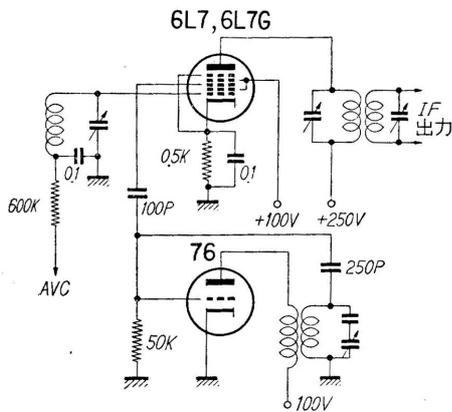
3) 6L7(6L7G)



C: 同調VC, C_p : 直列トリマー, $C_g = 50\text{PF}$, $R_g = 20\text{KW}$
第 33 図 6SA7 使用回路図

6L7 は 6A7 について 1935 年に発表された相当ふるい型ですが、他励ヘテロダインの混合管としてその優秀性が認められて、通信機型にはよく使用されています。

6L7 の構造は Suppressor Injecton の五極管に更に遮蔽グリッドと抑制グリッドを入れて、内部抵抗を高めています。(第 32 図)



第 34 図 6L7 使用回路図

G_1 は制御グリッドで、混変調(クロス・トーク)を少なくし、AVC をかけ得るようにリモート・カットオフ(緩遮断)特性を有するように設計され、遮蔽グリッド G_2 は電子に加速度を与え、スペースチャージグリッドの働きをし、さらに G_1 と他のグリッドとの間を遮蔽して内部容量を減少させます。 G_3 は局部発振プレートの役目をする励振グリッドで、なおこの発振部は高増幅率型に設計されています。 G_5 は抑制グリッドです。

6L7 は、受信機の構造が多少複雑になることや、価格が高くなることを犠牲にしても、良好で安定な動作を望む通信用、業務用の受信機に採用されています。

発振回路を独立した他励式とすることは、発振周波数を安定にし、しかも高い周波数まで発振させることが出来、さらに緩衝増幅管を設けることで一

層良好な動作が期待出来ます。

報告によれば 6L7 は 60Mc 位まで十分確実で良好な動作が得られます。

4) 6K8(三極六極変換管)

6K8 は全波受信機用として設計された周波数変換管で、三極管発振部と六極管変換部と独立しながら共通のカソードを使用している点に特徴があります。

発振周波数の変動が少く、しかも発振部の相互コンダクタンスが高く、能率が良好になっていますが、局部発振電圧を内側のグリッドに入れてありますので、誘導効果の影響が見られます。

カソードは両面を使用するために、その有効面積を最大にするために、断面を^(出)矩形にしてあります。

カソード K を取りまくグリッドは、半面が発振グリッド TG として働き、他面は変換管のプレートに向う電子流を発振周波数によって制御する役目 (HG) をします。

発振プレート TP はカソードの片側だけにあり、他の側には内部外部の遮蔽グリッド HG_2, HG_4 を一箇で兼ねたグリッドがあり、その僅か内側に制御グリッド HG_3 があります。出力の変換プレートは上端にあります。遮蔽板は混合部と発振部を隔離するために設けたもので、同時に抑制グリッドの役を兼ね、内部抵抗を高めます。以上の様に一般の真空管とは構造が異っており、制御グリッド、発振プレート、出力プレートの寸法が小さいため、電極間容量の小さい利点があります。

さらに制御グリッドのバイアス電圧が発振部の相互コンダクタンスに及ぼす影響も無視し得る程に小さくなります。

ただ構造がデリケートなために製作技術が難しくなり、従って価格が割高になります。

5) 6BE6

6SA7 のミニアチュア型として設計されたもので、構造も特性もよく似ています。

ミニアチュアとしてその構造上、内部電極容量が小さいので Max 150Mc 附近でも相当の変換利得が得られます。

ミニアチュアとして殊にプレート損失を減少し、効率的に働かせることによって真空管の生命を延長することが必要です。

6) 6SB7Y

6SA7 をさらに改良した型で、ベースは共通、さしかえて使用出来ます。発振部の g_m が 8000、変換コンダクタンス 950 で、いずれも 6SA7 の約 2 倍、実用可能能力は 150 Mc となっており、記録的な製作ですが、現在のところ日本へは余り入荷されていないようです。

4・7 局部発振器

局部発振器は次の条件をみたすことが必要です。

- 1) 出力電圧が常に最適ヘテロダイン電圧であること。

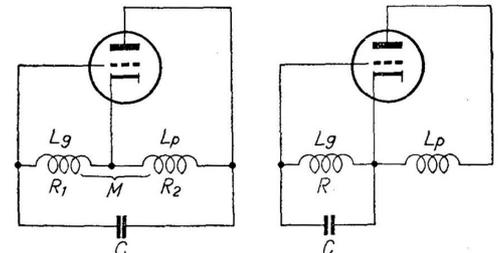
- 2) 周波数が安定であること。
- 3) 高調波を含まぬこと。

第1変換器の場合には受信周波数に対応して発振周波数も広い範囲に変化しなければなりませんから、一般に自動発振器が用いられます。

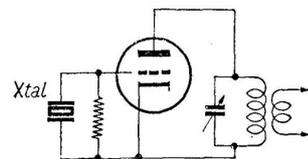
局部発振器として用いられる自動発振器としては主としてハートレー回路、グリッド同調回路が用いられます。(第35図)

自動発振器として特に重要なことは、発振の起動を容易にするために、固定バイアスにせず、グリッド・リーク・コンデンサーによって自己バイアスを与えることです。一旦発振すれば、グリッド電流とグリッド・リークの抵抗でバイアス電圧が増大して g_m が減少し、釣合点が出来て安定します。

従ってグリッド・リークの値は動作基点を定めるのに重要ですから、この決定には注意します。グリッド蓄電器は発振周波数に対する側路の役目をしますが、この容量が大きすぎると時定数が大きくなり、振動の強さが急激に変化してもグリッド・リークの両端に生ずるバイアス電圧は急激に変化せず、固定バイアスを与えたと同様な状態となって発振が停止することがあります。



(1) ハートレー回路 (2) グリッド同調回路
第35図 発振回路



第36図 水晶制御発振器
ピアース回路

発振周波数は信号周波数との差が常に中間周波数に等しくならなければなりません。その上からも又調整の上からも、出来るだけ発振周波数は安定であることが要望されます。

周波数安定度に対する条件は、受信周波数、発振周波数と中間周波数との比、及び中間周波増幅器の帯域幅によって違いますが、一般の全波受信機では $10^{-3} \sim 10^{-4}$ 程度、通信機級で特殊の安定装置を附加したものの最高安定度は 10^{-5} 程度、固定周波数発振器(第2中間周波用)で水晶使用のものは 10^{-6} 程度です。(第36図)

自動発振器の周波数変動を生ずる原因は、主として次のような場合があげられます。

- a. 電源電圧の変動
- b. 負荷の変動
- c. 温度、湿度の変化による構成材料の定数の変動
- d. 機械的な振動

自動式発振器は真空管と振動回路によって構成されますが、電源電圧の変動は真空管の内部抵抗に最も大きい影響があります。この場合グリッド電流が流れていますので、グリッド・カソード間の内部抵抗も考える必要があります。

発振周波数は大体振動回路の固有振動数で決定しますが、厳密にいて、抵抗分の変動は位相を変化させますから、従って発振周波数に影響して来ます。

電源電圧を一定に保つには安定抵抗管、定電圧放電管、自動電圧調整装置などを組合せて使用すれば目的を達することが出来ます。

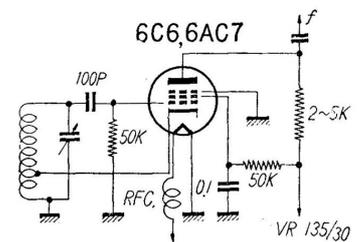
通信機級の受信機で、低周波部と高周波部の電源を分離して好結果を得た体験があります。

なお発振器自体の問題として、電源電圧の変動による影響を少なくするためには次の条件があります。

- 1) グリッド電流を出来る限り減少して、グリッド・リークの影響を少なくする。
- 2) 内部抵抗の大きい真空管を使用する。

b. の負荷の影響は、結合リアクタンスと抵抗の問題になりますが、結合リアクタンスは LC の値に変化させ、抵抗は位相を変化せしめることによって発振周波数に影響します。この理由によって、振動回路と負荷回路の結合は出来るだけ疎結合にした方が影響を少なくします。また緩衝増幅器を使用するのも有効です。

発振器自身を電子結合型式としてプレート側から負荷をとれば、負荷の影響が避けられます。(第37図)



第37図 電子結合発振器

c. の温度、湿度等の変化は、コイル、コンデンサーの寸法の伸縮・同絶縁物の伸縮、絶縁物の誘電率、誘電体損の変化を招来し、いずれもが発振周波数の変動に大きい影響を与えます。

d. は高声器スピーカーを自蔵する場合、高声器の振動によって真空管電極やバリコン極板の振動が周波数変動となって表われ、またハウリングの原因になります。

DX 用受信機では高声器は受信機本体とは別のキャビネットに蔵めた方が色いろな弊害を予防出来ます。

4・8 単一調整

周波数変換器では信号 (f_s) と局部発振出力 (f_l) とを混合し、中間周波出力 (f_i) を発生します。

信号周波数 f_s が変化しても、 f_i が常に一定であるためには、 $f_l = f_s + f_i$ の関係が常に保たれねばなりません。

中間周波増幅器の選択度は、一般に高周波同調回路の選択度よりも遥かに良いと考えられますから、 f_s を受信する場合には、 f_i が中間周波増幅器の中心周波数と一致したとき最大出力が得られるわけです。また発振周波数 f_l は発振回路の固有周波数 F_l でまりますから、次の条件が成立します。

$$\begin{aligned} f_l &= F_l \\ f_i &= F_i \\ f_i &= F_l - f_s \\ F_i &= F_l - f_s \end{aligned}$$

このとき $f_s = F_s$ (同調回路の固有周波数) になれば、出力は最大となります。同調回路と発振回路のバリコンを各々単独に操作すれば、 f_s と F_s は常に一致させることが出来ます。

しかし同調操作を簡単にするために連動コンデンサーを使用するのが一般で、発振回路に直列、並列のトリマ蓄電器を挿入して、 $f_l = F_s + F_i$ の関係を保つようにします。

設計調整がよければ、受信周波数帯内の三点は上の関係を求めることができます。

この調整が三点調整とかトラッキングと呼ばれるものです。そしてこの三周波数は交叉周波数 (Cross over frequency) といわれます。

この周波数以外では f_s と F_s とは一致せず、わずかな周波数差 Δf が生ずることになり、 Δf を一般にトラッキング誤差といっています。

一般に使用されています直並列トリマ蓄電器によるトラッキング法では、交叉周波数は三つしか得られません。そしてトラッキング誤差を全周波数帯に亘って少なくするには、同調回路のトリマ蓄電器を可変にすれば目的を達せられます。

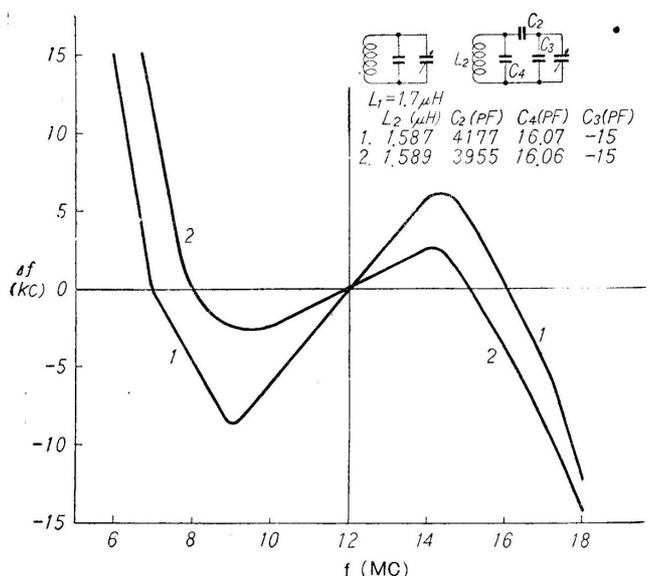
また発振回路の並列トリマ蓄電器を可変にすれば微細な調整が出来て便利です。

トラッキング誤差の主な影響は、利得が低下することで、上側帯波と下側帯波の増幅度が変わって来ます。

忠実度を良くするためには、放送機で変調された各可聴周波数成分の変調度が、そのままの割合で検波されなければなりません。トラッキング誤差のある場合には変調度が見掛け上変調周波数によって、上側帯波と下側帯波によって変わって来ます。搬送波に比し増幅を受ける側帯波分は変調度が深くなる結果となり、甚だしい場合には、検波器で過度調整を生ずることもあります。

このような影響はもちろん、同調回路の選択度によって違って来ますから、当然同調回路の共振周波数と、 Q とでその影響が変わって来ます。

短波帯では Δf 20kc 位では大した問題にはなりません。550kc 位の中波放送帯では、2~3kc の誤差も相当深刻に忠実度や利得の低下に影響して来ます。



第 38 図 短波帯トラッキングエラー曲線の一例

一般には中間周波数が受信周波数に比して低い程，すなわち中間周波数に比して受信周波数の高い程，全般的にトラッキング誤差が小さくなります．

この点から誤差の分配は，受信周波数の上の方で多小誤差が大きくなっても，下の方で誤差が小さくなるように交叉周波数を選ぶ事が良い方法と考えます．

発振回路の定数の設計では，並列容量の計算の際，真空管の電極容量，コイルの分布容量，配線の漂游容量を十分算出しなければ，往々発振周波数が伸びないことが起ります．

短波の場合の実際の調整では，直列トリマ (パデング) 蓄電器が大きいので L_2 との調整で交叉周波数がきまります．従ってまず並列容量を調整して所要の値とし，圧粉鉄心の微細調整をすれば直列トリマの値によって交叉周波数が決定します．

もし直列トリマを先に定め，並列トリマとで上下の交叉周波数を調整しますと，中央の交叉周波数が，直列トリマの値に応じてずれを生じ，調整がうまくとれません．

各定数の極めて僅かの相異が大きい影響を全般に及ぼしますから，設計，調整には十分の注意と忍耐が必要です．

第5章 中間周波増幅器

スーパー受信機で利得の大部分と、選択度の良否を決定するのは中間周波増幅器です。

到来信号周波数を、それより周波数の低い一定の中間周波数に変換して増幅するのは、安定な増幅と、隣接周波数に対する選択度を良くすることの二つが大きい目的になります。

増幅をする際には回路の安定度を主眼に置いて、1段当りの利得は30db内外とし、使用増幅管は相互コンダクタンス1~2m μ の中級増幅高周波用ペントードを使用するのが無難です。

余り g_m の大きい真空管、例えば6AC7を使用しますと、利得が大きくなり過ぎて、ミラー効果の影響や電源回路を通しての正饋還によって発振を起しやすく不安定になり、DX用としてはかえって不向です。

選択度について一寸考えてみましょう。

単一共振回路の選択度が、回路の Q と離調率 $\Delta f/f$ の函数であることは先にのべました。

希望信号周波数を1000kc、妨害周波数を1010kcとしますと $\Delta f/f$ は1%となり、回路の Q を100とすれば、妨害周波数に対する選択度は約7dbとなります。

これと同じ場合にスーパー方式としての1100kc局部発振電圧を加えて周波数変換を行い、差の周波数をとれば、希望信号は100kcに、妨害信号は90kcに変換され、離調率 $\Delta f/f'$ は10%となり、 Q が同様100の回路に加えたときの選択度は約26dbとなり、非常に改善されることがわかります。(第39図)

中間周波増幅器のように一定周波数による増幅器の利点は、結合同調回路を使用し帯域幅を持たせる事が容易な点にあります。またその帯域幅を或程度自由に变化出来ますので、混信を防止することが容易に出来ます。

5・1 中間周波増幅器の選定

中間周波数の選定は、個々の受信機についてその具えるべき特性、受信地点での特有な妨害信号周波数、受信周波数などを考慮して定めるのが原則となっています。

しかし市販品の中間周波トランスを使用する時には、市販品では一定規格による量産の目的から一つの標準が定められるため、一定の周波数のものがきめられています。

我国では戦前には175kc、戦後は463kc、現在は455kcが使用されています。しかし上に述べた通り、いろいろな目的や妨害電波の周波数によって一定不変のものではもちろんなく、都合の良い周波数を選出して増幅器を組立てるのもまた興味深いものです。

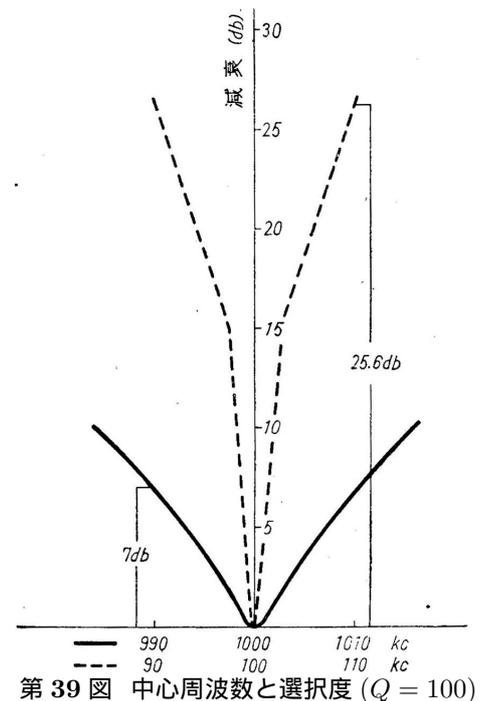
しかし、この際受信周波数の下限と接近し過ぎますと、結合や、誘導によって発振を起す恐れありますから注意を要します。

妨害周波数を対象とする選定条件としては、

- i) イメージ妨害
- ii) ビート妨害
- iii) 局部発振器の高調波による妨害
- iv) 中間周波自身の高調波による妨害
- v) 同一波長の長波による妨害

これらの妨害の要素としては

- a. 受信希望信号電波の周波数



第39図 中心周波数と選択度 ($Q = 100$)

- b. 妨害信号の周波数
- c. 以上の電界強度

等がそれぞれ関連しているから注意せねばなりません。受信周波数帯を対象とする選定条件としては、イメージ（影像）周波数は一般に $f + 2f'$ です。中間周波数 f' が高い程イメージ妨害が少なくなってきますので、受信周波数帯が異なれば、それに従って中間周波数も変えるのが本来のすじです。

超短波、短波専用の受信機、殊にダブルスーパーの場合では、第1中間周波数として、10Mc, 1Mc 附近を使用します。

しかし全波用受信機では、短波帯にも、中波帯にも同一中間周波数を使用する必要から、455kc が使用されますが、その結果当然短波殊に周波数の高い受信周波数程影像妨害比が悪化します。

次に隣接周波数選択度は中間周波数を低く選ぶ程良好になって来ますが、帯域幅も一緒に狭くなって来ます。

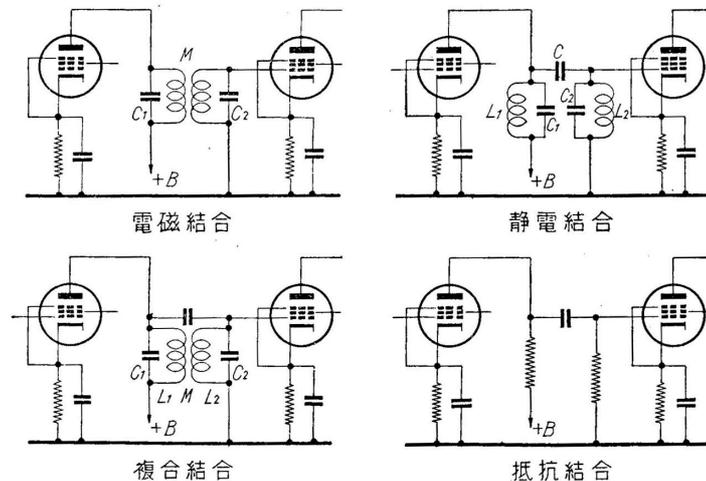
帯域幅を必要としない電信専用の受信機や、電界強度測定器では 55~60kc 程度の中間周波数が使用されます。しかし放送受信機や電話受信機のように忠実度を要求される場合には、ある程度の帯域幅を必要とし、そのためには中間周波数は余り低く取れません。

殊に忠実度の良い受信をするためには 10,000c/s 以上の音声再生を必要とするため、20kc 以上の帯域幅を必要とします。この場合には中間周波数を 200kc 附近に選べば、所要の帯域幅に対して隣接周波数選択度も良好となります。古い型のスーパーでは 175kc が使用された事は前に述べた通りです。

中間周波数を低くとれば、影像周波数妨害が大きくなりますから、これを少なくするために、周波数変換を2回行い、第1中間周波数を高く選び、第2中間周波数を低く選んで、選択度と忠実度の2つの相反する条件を融合させることが出来ます。

5・2 回路方式

中間周波増幅器の回路方式は高周波増幅器と同じく、そのプレート負荷の形式によって同調増幅器と非同調抵抗結合増幅器の2種類があります。（第40図）



第40図 中間周波増幅器の結合回路

同調増幅器では帯域通過特性をもたせるために、結合同調回路が使用されています。その結合方式としては、電磁結合、静電結合、複合結合の3種があり、一般に最もよく使用されるのは電磁結合方式です。

また同調調整の方式によって、次のように分類されます。

- 1) C 同調方式
- 2) μ 同調方式

1) は同調を容量の変化により調整するもので、実際には半固定式の蓄電器を使用するもの、或は大部分の同調容量をマイカまたはチタンコンデンサーに持たせ、微調整をトリマーコンデンサーで行います。

2) は容量分を固定蓄電器で一定とし、 L の変化で同調調整を行います。実際的には、 L の変化にはコイル内に圧粉鉄心を出入させ、実効導磁率を変化するので、 μ 同調方式と呼ばれています。

C 同調, μ 同調には, それぞれの長所短所があり, 優劣を簡単に決めることは一寸難しいことです。

C 同調方式では蓄電器の構造が堅固で温度, 湿度によってその固有容量が変化しないものであることが絶対要件です。もし蓄電器が欠点を持つことになれば, 従って同調周波数が狂いやすいこととなります。殊にネジ圧着によりその容量を加減する半固定蓄電器を使用するトランスには, この欠点があらわれやすいようです。

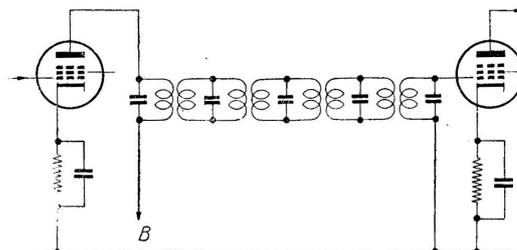
μ 同調方式ではこの種の欠点はありませんが, オキサイドコアの微動及び固定に必要なネジの部分が堅固なことが要求されます。オキサイドコアの微動によって相互インダクタンスが変化し, 特性に影響する欠点があります。

両型共線輪の Q は注目されますが, 他方蓄電器の損失には案外無関心な事が多いようです。

高周波同調回路に比較し, 誘電体に雲母やチタン・コンデンサーが多く使用されますので, それによる損失も材料の良否によって大きく利いて来ますので, 総合特性の上で合点のゆく, 要するに信用あるメーカーの良心的製品を選ぶべきです。

一般に中間周波増幅器は, 真空管と真空管を結合同調回路 (中間周波トランス) を結んでゆく, いわゆる濾波器分配方式が取られます。

特殊な結合方式としては濾波器集中方式があります。これは 1 箇所所要の帯域幅と選択度を持つように, n 箇 ($n = 3 \sim 5$) の濾波器をおき, 利得は抵抗結合の非同調増幅器によって必要なだけを得る方式です。こういう構成では, 普通の分配方式で起りがちな, 一つの中間周波トランスの調整によって前段のトランスの調整が狂うミラー効果という事が避けられ, 動作も設計通りのものが得られます。しかしこの方式ではトランスや使用真空管の数が多くなり, 従ってコストが高くなるので, 高級受信機に向く方式です。(第 41 図)



第 41 図 濾波器集中方式回路例

抵抗結合の非同調増幅器は, 上の濾波器集中方式で利得を増加するのに用いられる外, 2 段以上の中間周波増幅を行う場合に, 調整を簡単にする目的で, その中の 1 段を抵抗結合にすることもあります。しかしこんな場合では, もちろん選択度も利得も結合同調型に比較して低下します。

5・3 電磁結合の特性

中間周波増幅器として最もよく用いられている型式は電磁結合型ですから, この特性について調べて見ましょう。

中間周波数 455kc の場合, 同調回路自身の共振インピーダンスは普通の場合 $100k\Omega$ 程度になります。

これに対して真空管の内部抵抗は $800 \sim 1.5M\Omega$ 位ですから, 同調回路の Q を 10% 程度低下させる結果になります。

また二次回路に対する次段真空管の入力インピーダンスの影響は, その値が数 $M\Omega$ 以上と考えられるので, 無視することも可能ですが, 近似的に前段真空管の内部抵抗に等しいものとすれば, 五極管を使用する場合でもその内部抵抗の影響は無視出来ません。一般の回路の取扱方法としては, 初段と次段の内部抵抗を等しいと置き, かつ一次二次回路の Q を等しいとして計算した方が簡明です。

互いに結合した二つの同調回路を正確に同一周波数に調整することはなかなか難しい問題です。結合度が疎である場合は比較的簡単ですが, 臨界結合を越えて双峰特性を示す場合, そしてその上に電磁結合の上に更に静電結合が加わっている場合には, 殊に双峰の不平衡を生じ易く, 調整が旨く取れなかったり, 所期の増幅が得られなかったりしますから, 必要以上の密結合には特に注意を要します。

一次二次回路が同一周波数に同調する場合でも L_1 と L_2 の値が異なると, 増幅度は両回路が対称な場合と異なり $\sqrt{L_2/L_1}$ に比例して来ます。

一定周波数に同調する場合でも, L と C の数値はある範囲で任意の割合にとれますが, 増幅度が回路の共振インピーダンス (R_0) に比例し, $R_0 = \omega LQ$ 関係から, L を大きくすれば増幅度は大きくなります。

しかし一段あたりの増幅度をあまり大きく取ると, ミラー効果の影響や, 電源回路を通しての正饋還などで, 発振その他不安定なトラブルを起し易く, 所望の効果をあげる事が難しくなります。

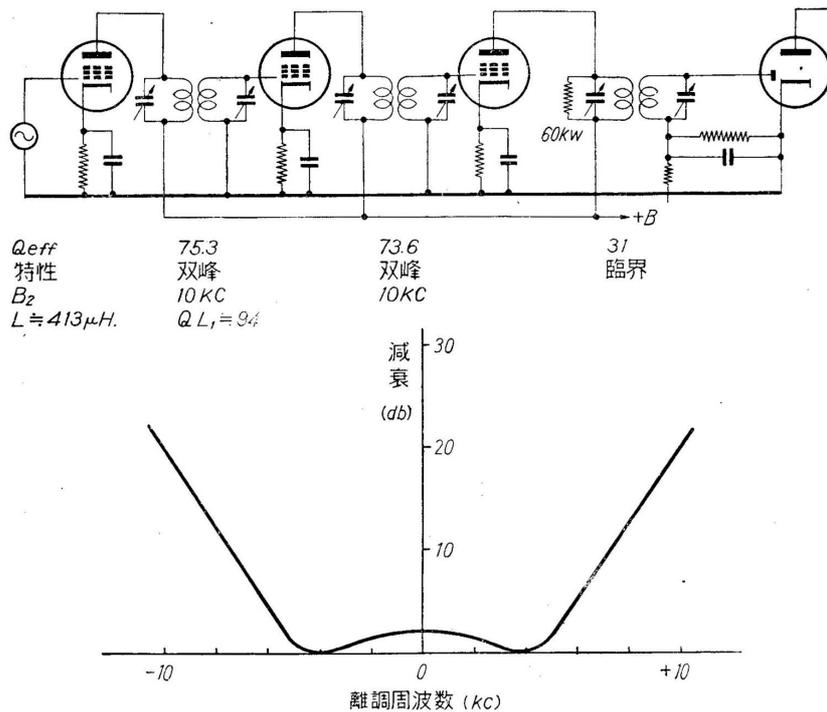
また中間周波増幅にも実用的な限界を有しますから, 多段増幅器とする場合には一段あたりの利得を低くしておかねばなりません。

利得を下げるには L を或程度小さく (従って C を大きく High C) するか、 Q を下げるかせねばなりません、 Q を下げることは選択度を悪くすることとなりますから、やはり L の値を抑えて所要利得を得る様に致します。

他方 L の決定についてもう一つ考えねばならぬ事は、 C の変化に対する f の変化を考えの内に入れねばなりません。同調容量 C は中間周波トランスの同調蓄電器の容量、配線の漂游容量、真空管の出力及び入力容量などで構成されます。この内の可変分、真空管の内部容量の変化による C の無効影響を検討してみましょう。

真空管の容量は個々によっておのおの異り変動があること、また AVC 電圧によって増幅度が変れば、ミラー効果の影響で等価入力容量が些少ではあるが変ること等で、総合的に微小ではありますが或程度の変動があります。この変化量 ΔC に対し、同調蓄電器の容量が小さい程 $\Delta C/C$ の変化率が大きくなる、従って同調周波数の変動も大きくなって来ます。計算によれば容量の 1% の変化は周波数に -0.5% の変化を生ずることとなります。

一般の 455kc の中間周波トランスでは、これらの点を考慮してこの変化をなるべく少くおさえるために、 L の値をおおむね 1mH とし、容量 0.5pF の変化に対し周波数の変化をおよそ 1kc 程度になるよう設計にしてあります。



第 42 図 中間週は 2 段増幅の総合特性

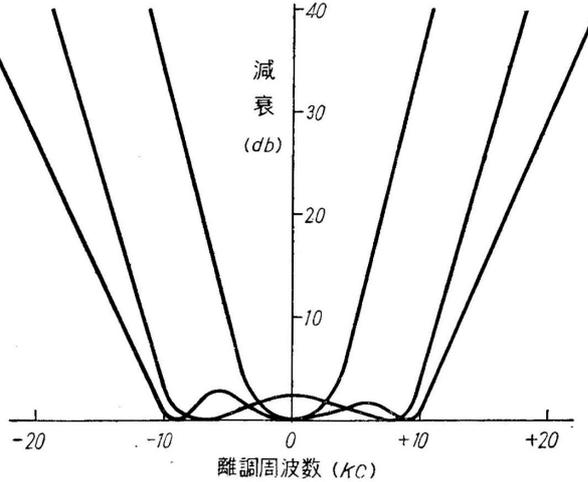
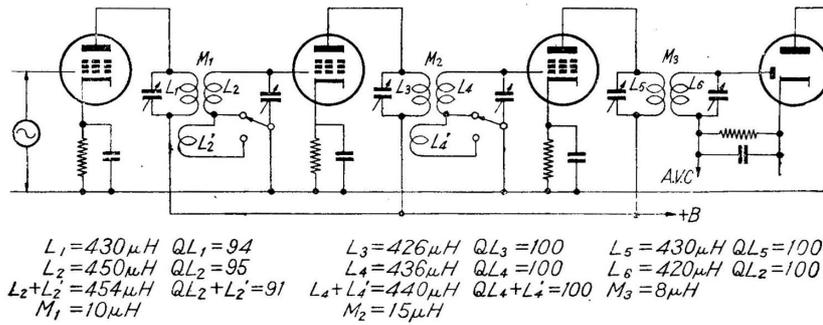
高忠実度を要求される受信機では、帯域幅を広くすると共に、通過帯域内で偏差をなるべく少くする必要があります、 Q を低くとれば帯域幅は広くなりますが、選択度が悪くなり、これは総合特性の低下になりますので、この場合には、使用する中間周波トランスに双峰特性のものと単峰特性のものを組合せて使用し、その総合特性を希望のように致します。第 42 図は中間周波 2 段増幅で、段間の 2 箇のトランスは双峰特性のものを帯域幅を 10kc として使用し、検波器の前のものを臨界結合としたものです。

また別の方法としては各段の同調周波数を少しずつずらして峰をならべ、広い帯域幅を持たせるスタガー同調 (Stagger tuning) 回路がありますが、調整が難しく、専ら TV 用として使用されています。

忠実度を良くするため 10,000c/s の再現を考えますと、10kc の帯域幅を要しますが、このままで DX の微弱電波を受信すれば必ず混信妨害に悩まされます。

混信は希望信号と妨害信号の強さの比によってその大小が決定されますから、強い電波の受信には帯域幅を狭くして選択度を良くしてやります。この方法としては、

- 1) 電磁結合中間周波トランスで、一方のコイルを機械的に動かして、二組のコイルの間隔を変え、結合度 M を変化する。
- 2) 静電結合中間周波トランスで結合容量を変化する。
- 3) 二組の帯域幅の異なる中間周波トランスを備えて切換える。



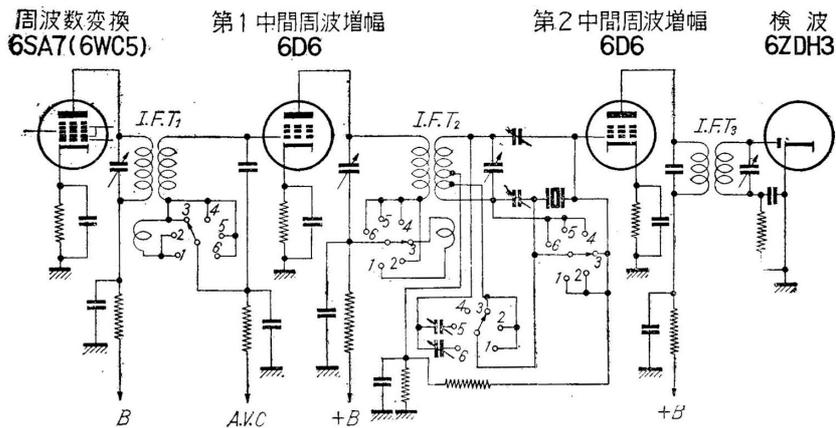
第 43 図 可変帯域増幅器の特性

等が理論上は成立しますが、実際機構上の問題としては複雑になりますので、一般には

4) 結合コイルを別に系内に置いて適時これを切換えて結合度を変える。(第 43 図)

方法によるのが簡単でしかも実効があります。

このほか搬送波の強弱によって自動的に選択度を変える ASC(Automatic Selectivity Control) 方式もありますが、これは附加装置の項で説明します。



第 44 図 可変選択度中間周波水晶濾波器

われわれアマチュア通信の受信機では、電信の受信を行うために数段の切換を行い、電信の受信にはクリスタルフィルターを使用して、最も狭い帯域幅は数百 c/s 程度として、選択性の極度の向上を図っています。(第 44 図)

ここで市販品の中間周波トランスの現況について一寸申します。放送協会認定品としては C 同調と μ 同調の比率が 4:6、種類としては μ 同調のものが多く発売されているようです。L の値は概ね 1mH、QL は 100 内外、2~3 分割、QC は 1000 内外。

半固定圧着式とチタコンが大部分で、アマチュア用としては可変空気蓄電器式が望ましいが、ほとんど絶無。

結合度は、すべてが選択度を良くするため、大部分は疎結合になっている状況です。

第6章 検波器

無線通信の初期には、検波器はただ到来電波を感知するだけで十分でしたが、長足の進歩をとげた今日では、変調高周波を音声周波に変換する能力が要求されるようになって来ました。現在では更に原音の忠実な再現が要求されるようになって来ましたので、検波器の性能や特性についての要求が厳重になって来ました。

もちろん振幅変調波 (AM) でも、周波数変調波 (FM) でも検波に必要な条件は同じで、その目的は、もとの変調を忠実にしかも能率よく復調することにあります。これらの条件を完全に満足することは困難です。

さらに遠距離受信など到来電波の弱い時などには、往々原音を忠実に再生しないのみならず、もとの到来波には含まれていなかった音が一緒に出て来たり、波形が変わったりして不自然な感じを再現に対して与えたりするような結果があらわれがちです。

もちろんこの原因は検波器だけに存在する問題ではありませんが、こと音質音量という事になって来ますと、検波器が受信機全体の中で最も重要な要素になって来ます。

さて振幅変調波の検波を行うには、これを整流して一方向だけの高周波交流から直流分と低周波分を取出します。従って整流作用のあるものは一応検波器として役に立つわけですが、現在検波器として使用されるものには、鉱石検波器、金属整流器、二極管、多極真空管等があり、検波器とこれに附属した同調回路その他の回路の適当な組合によって検波作用が行われます。原信号に含まれる変調を忠実に再生する能力は、一にこれらの検波器と回路によって左右されます。検波器の理想的な特性は一方向だけ電流を通し、一定の低い電気抵抗になり、反対方向に対しては全然電流を通さぬことです。またこの特性が、直流、低周波交流、高周波交流に対して変化しないことが理想的ですが、実際にはこのような理想的特性をもつ検波器はありません。

金属整流器、鉱石検波器は電圧の正負いずれの方向にも電流が流れますが、抵抗値が正負の方向によって異なります。真空管では直流、低周波交流では一方向だけ電流を通じますが、高周波交流では内部容量によって両方向に電流が流れます。金属整流器、鉱石検波器でもその電極の寸法構造によって程度の差はありますが、高周波の場合には、導電電流の他に電極間の静電容量を通じて偏倚電流が両方向に流れます。この現象は検波器としての特性や能率を低下させます。

また電流の流通方向に対して一定抵抗を持つことが理想的ですが、実際にはどの種類の検波器でも、この抵抗値は、加える電圧の小さい時は大きく、電圧が大きくなると小さくなって来ます。

つまり、検波器は加える電圧の値によって連続的に抵抗が変る、いわゆる非直線インピーダンスの特性をもっています。

検波器はそれに加えられる電圧の大小によって、電圧の一方向に於て一定抵抗、他の方向に対して一定抵抗または無限大になる様な特性をもち、それぞれその状態によって 2 乗検波、直線検波といえます。

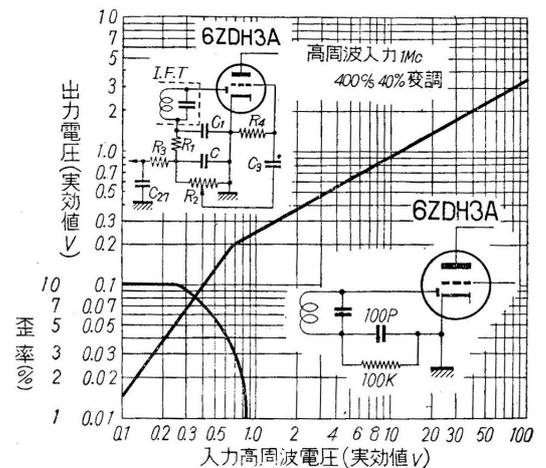
検波器が正常の動作をする範囲は種類によって異なり、検波器によって動作の範囲が定まっています。

実際的な検波器では理想的特性を持ちませんから、波形歪を生じ、また附属回路の定数によって周波数歪を誘起します。これらの歪を出来るだけ少なくするように検波器の特性を考えて、回路の設計をし、少しでも理想に近づけるようにしなければなりません。

6・1 二極管検波器

DX 用スーパー受信機として最も一般的に使用されている二極管検波器の特性、設計、歪について述べます。

受信検波管としての二極管のプレート電圧対プレート電流特性は、電圧の小さい部分の電流変化は電圧の 2 乗におおむね比例し、電圧の大きい部分では直線の変化になります。



第 45 図 二極管検波出力特性

二極管検波器を考える場合には、入力 0.2V 以下の微小電圧に対する 2 乗検波特性と、それ以上の直線検波特性との二つに分けて考える必要があります。

検波器の機能としては、歪のない可聴周波出力を能率良く取出すと共に、スーパー受信機では AVC 電圧を取出すことが常識となっています。しかし特殊な受信機では AVC 専用回路を使用することもあります。

第 45 図を基本として説明を加えましょう。

高周波、中間周波の増幅度の大きい受信機では C の両端に僅かの高調波電圧があらわれても、これが漂游容量や、電源回路を通じて前段に饋還して発振、ビート妨害などを起しますので、この高周波電圧をバイパスして除くために、 $R_1 C_1$ の高周波フィルターを使用します。

搬送波周波数、周波数特性、入力インピーダンスの最低限度検波能率、検波管の内部抵抗、次段増幅器への結合抵抗、AVC 回路の定数などの諸条件は受信機全体の構造から定められます。

C の値の決定には次の各項が条件となります。

- 1) 検波管の電極容量に比し、少くとも 10 倍以上の値を持つこと (容量の最小限度; 高周波による制限)
- 2) 高い変調周波数において負荷インピーダンスが甚だしく低下しないこと。(容量の最大限度; 変調周波数による制限)

$R_1 + R_2$ の決定には、

- 1) 検波能率からの制限
- 2) 入力インピーダンスからの制限
- 3) C との関連による周波数特性の制限
- 4) R_3, R_4 と関連して直流抵抗と可聴周波インピーダンスの差がいちじるしく波形歪を起さないこと。

抵抗とコンデンサーは互に制限し合い、設計条件が定まれば大体の値は定まって来ます。

設計条件の一例

1. 搬送周波数 455kc(スーパー中間周波)
2. 周波数特性 5,000c/s まで 3db 以内
3. 入力インピーダンスの限度 100k Ω (中間周波トランスの特性による)
4. 検波能率 90%
5. 検波管の内部抵抗 2k Ω (6Z-DH3A)
6. 次段結合抵抗および容量 1M Ω , 0.01 μ F
7. AVC 回路定数 1M Ω , 0.1 μ F

C_2, C_3 のリアクタンスはそれぞれ R_4, R_3 に対し小さく、計算では省略します。

C の決定については、検波管の電極容量 C_{pk} との関連を考えます。 C の端子高周波電圧を小さくするには C_{pk} に対して C を十分に大きくする必要がありますが、6Z-DH3A の C_{pk} は 2~3pF ですから C は 50~100pF 以上にとります。

$R_1 + R_2$ は検波能率を大きくするために、 R /内部抵抗 = 100 とすると 200k Ω となります。同調回路のインピーダンスの制限から考えて 200k Ω で、おおむねこの制限に合致します。交波分に対するインピーダンスは、 R_1 がないものとする、 R_2, R_3, R_4 の並列抵抗 (= 143k Ω) となり、歪の起り始める変調度は負荷回路の変調周波数を R で割った商、即ち $Z_m/R = 0.715$ となります。 R_1 と C_1 は C の高周波電圧を減小させる外に Z_m/R を大きくする役目をしますが、検波電圧が次段へ供給される割合を小さくします。

検波器の入力電圧は数 V 以上がもちろん望ましく、次段への供給電圧は増幅度に余裕があれば、全電圧を与える必要はなく、むしろ R_1 を大きくして高周波の遮断の完全と無歪変調度の増加を図る方が適当な処置です。

以上の理由で検波電圧の 2/3 を低周波増幅段に供給し、 $R_1 = 143 \times 1/3 \approx 48$ から 50k Ω とします。

低周波に於ける入力インピーダンスは約 100k Ω 、無歪変調度 = $193/250 = 0.775$ と 0.715 に比し 6% 増加します。

C_1 の値は濾波作用と R_2 の並列効果とを考慮して、 C の高周波電圧を 1/10 程度に減小させるためには $C_1 = 140$ pF となります。変調度の深さは中域で 77.5%、歪率を 5% 許容とすれば変調度 = 87% となり所期の結果となります。

6・2 多極管検波器

〔I〕グリッド検波

第 46 図 (A) 及び第 46 図 (B) は三極管、五極管を使用したグリッド検波器です。そのグリッド回路は二極管検波器と全く同じ構成になっています。

RC が検波器の負荷で R の両端に検波電圧があらわれます。同調回路のインピーダンスは低周波と直流に対して無視出来ますから、検波電圧はグリッド、カソード間に加わり、これが増幅されてプレート回路にあらわれ、検波と増幅とが一つの真空管で行われる巧妙なものです。現在は電圧増幅度の大きい五極管が圧倒的に多く使用されています。

一般にグリッド電流はプレート電圧が高いほど少くなりますから、グリッド検波の場合は増幅だけの時のように高いプレート電圧は不適當です。従ってプレートの出力電圧も増幅器として使用する場合よりも少くなります。

R の両端の検波電圧の限度は小さく、2 乗検波の範囲内にあり、完全な直線検波になる程度に高周波入力電圧を加えても、グリッド回路で飽和してプレート出力電圧として現われて来ません。

グリッド回路の理論的な取扱は二極管と全然同様で、プレート回路の取扱は低周波増幅路とまったく同様です。

グリッド検波では、歪の出来る原因はグリッド回路の検波作用に基づいたものと、プレート電流の非直線性によるものとの二つがあります。両者の歪の起し方は位相が反対になりますから、入力電圧の大きい部分で相殺されて小さくなります。

さらに入力電圧がもっと大きくなると、プレート電流の飽和によって出力電圧の増加が止り、歪が急激に増加して来ます。

このようにグリッド検波器は二極管検波にくらべて違った状態にあるため、回路構成部分の定数は全部変わってきます。

グリッド検波器には総合した検波能率が非常に優れている所に特徴があり、歪の軽減に努力することはあまり効果がなく、周波数特性と検波能率とは両立しない状態にあります。

検波用真空管としては急遮断型 (シャープ・カットオフ) の高周波用五極管が適しています。それは電圧増幅度が大きく、グリッド電圧特性もグリッド検波に適合しているからです。普通に最も多く使用されている 6C6 について諸特性を調べて見ましょう。

プレート負荷 R_p は低周波増幅器として決定され、五極管では内部抵抗が非常に高いので、プレート負荷抵抗の値を変えても比較にならず、プレート電流の特性曲線の形はほとんど変わりません。従って g_m の値は大体一定値を表わします。従って R_p が高い程増幅度が大きくなりますが、低周波回路の結合抵抗、側路蓄電器などの値で制限されて、ある程度以上大きくしても効果がなく、かえって周波数特性を悪くします。この点から R_p は大体 100~250k Ω が目的に応じて選ばれます。

$R_p = 250k\Omega$ としてスクリーン電圧 (E_{sg}) は 20~25V が適當です。即ち動作点がプレート電流の直線部にあるようにします。30V では、小さい入力電圧に対し動作点がプレート電流の飽和点に近くなり不適當です。

C は C_{gk} が 5pF 程度ですから、100pF 以上が必要ですが、周波数特性からなるべく小さくする必要があります。 R は周波数特性の許す範囲でなるべく大きくします。

グリッド検波器の設計に当っては、その検波感度が優れている点を活かし、歪と周波数がある程度出てくる欠点はなるべくおさえるようにしますが、他方これらの欠点はあくまでも本質的なものであることを理解せねばなりません。

歪が入力電圧の増加と共にある程度減少するのは、グリッド回路とプレート回路で歪が相殺されるからです。

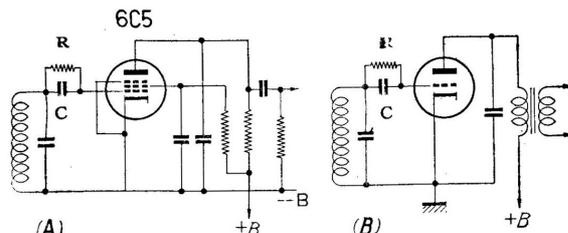
増幅法が発達し、検波の歪が増幅器の欠点として大きくクローズアップされる現在では、グリッド検波回路はストレート受信機にのみ使用されるものです。

ただ、われわれが初歩の時代に初めて電波の声を味わった検波回路が、記念すべきこのグリッド検波であったことを想起して全く感慨にたえません。

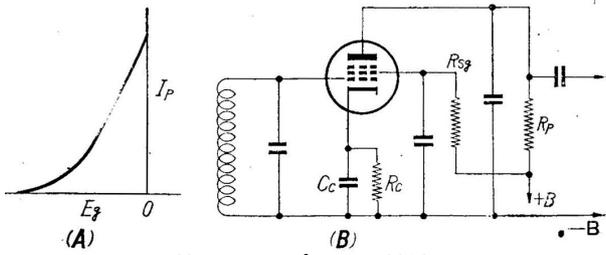
〔II〕プレート検波器

プレート検波は三極管または五極管のプレート電流のグリッド電圧に対する非直線性を利用した検波法です。

一般に第 47 図 (A) のようにグリッド・バイアス電圧の大きい部分ではプレート電流の変化はグリッド電圧の 2 乗におおむね比例します。従って検波出力電圧は入力電圧の 2 乗に比例し、動作範囲の大部分にわたって 2 乗検波で、従って必ず歪を生じます。



第 46 図 グリッド検波器



第 47 図 プレート検波器

基本回路は第 47 図 (B) の通りですが、必要な動作点を得るためにバイアス電圧は R_c 及び C_c によってプレート電流による自動バイアス電圧を作ります。従って入力電圧の高低に従ってバイアス電圧は自動的に増減し、動作点は移動します。歪の出現も出力電圧の最高点に近い処で最小となり、動作特性としては 2 乗変化からむしろ直線変化に移行しているような観があります。

検波出力電圧は、プレート電圧によって限定されますが、

グリッド検波の場合の 10 倍程度とすることが出来ます。

波形歪はグリッド検波とほぼ同程度ですが、電圧の高い部分ではやや大きくなります。

しかし周波数特性を左右する因子はプレート検波が一番少く、従って総合特性は他の検波回路のいずれより良好です。

プレート検波用真空管は μ の大きいシャープカットオフの三極管又は五極管が適当しています。現在は 6C6 が主として使用されますので、6C6 を使用した場合の設計例を述べます。

プレート負荷抵抗は 100 ~ 250k Ω 、スクリーングリッド電圧を 40V としてバイアス電圧は -2.5V、バイアス用カソード抵抗 \approx 13k Ω 、以上の場合 400c/s、40% 変調高周波入力電圧 0.5V で、出力電圧は約 5.65V(いずれも実効値)、周波数特性は、プレート負荷抵抗を 250k Ω 、次段結合コンデンサーを 100pF として、-3db の減衰時の周波数はおよそ 6400c/s となります。

出力特性の実測値からのバイアス抵抗は、およそ 10k Ω 附近であれば検波感度に大した影響はありません。

五極管の場合に、固定バイアス方式では動作範囲のほとんど全域が 2 乗検波ですが、自動バイアス方式では、入力の増加に従って動作点は負方向に移動して直線検波の状態に近づきます。

プレート検波法は実用の当初は“音質が良い検波法”として一世を風靡したもので、ストレート受信機のほとんどすべてがこの方式を採用しています。

AVC 電圧の得られぬ点からスーパー受信機には使用されておりません。

6・3 検波器の特性比較

以上の 3 種類の検波器は、現在主として使用されている真空管検波器の基本型で、それぞれ独特の特徴や欠点があります。

第 7 表 検波器特性比較表

	二極管検波	グリッド検波	プレート検波
検波特性	主として直線検波	三極管 2 乗 → 直線検波 五極管 2 乗検波	三極管 2 乗 → 直線検波 五極管 2 乗検波
40% 変調波に対する最大検波感度	-8db	三極管 +6db 五極管 +28db	三極管 +10db 五極管 +28db
最大検波感度を得る入力電圧	0.5V 以上	三極管 0.5V 五極管 0.3V	三極管 2V 五極管 2V
波形歪 (40% 変調波)	入力電圧 0.5V 以上 1% 以下	10% ~ 20%	三極管 10% ~ 2% 五極管 10% ~ 5%
動作入力電圧の範囲	0.2V 以上	三極管 0.1 ~ 2.0V 五極管 0.01 ~ 0.3V	三極管 0.5 ~ 20V 五極管 0.1 ~ 20V
周波数特性	負荷インピーダンス特性による	グリッド及びプレート負荷の相乗効果による	プレート負荷の特性による
入力抵抗	$\frac{1}{2\eta}R$	$r_g \left(\frac{C_t + C}{C} \right)^2 \rightarrow \frac{1}{2\eta}R$	∞

第 7 表は、その特性の比較を表にまとめたもので、設計に際してはこの特徴を要求に応じて活用するようにすべきです。

6・4 無限インピーダンス検波器

この検波器は陰極結合検波器ともいわれ、第 48 図がその回路です。

グリッド、アース間に加えた信号電圧でプレート電流が変化します。その変化による電圧の全部がカソード抵抗にあらわれ、その方向は入力信号と反対になります。

すなわち全負饋還回路ですから、出力電圧は入力電圧より常にわずかに小さい電圧となり、真空管の増幅作用はありません。

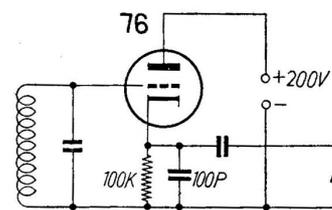
三極真空管 76 を使用した時、カソード抵抗に $100k\Omega$ 、側路コンデンサーに $100pF$ を使用しますと、この抵抗での電圧降下はプレート電流より生じ、その値がバイアスとしてプレート電流と平衡する点まで流れます。このときの偏倚電圧は $-1.4 \sim 2V$ となります。(第 48 図)

特性は三極管検波器によく似ていて、2 乗検波と直線検波を併せて有し、入力電圧 $3V$ くらいから 2 乗検波から直線検波に移ります。

ただ検波感度の点は常に 1 より若干少いので二極管に劣ります。また検波による直流電圧のでき方が二極管の場合と逆方向になりますから、この電圧をそのままに AVC に使用することは出来ません。

入力インピーダンスがほとんど無限大で静電容量も少ないので、二極管のように同調回路のインピーダンスを下げたり、同調周波数を変えるようなことはありません。これらの点はこの回路の最も利用すべき特徴です。

そして検波器の入力インピーダンスに制限されることなく、自由に同調回路の真の特性を発揮させることが出来ますから、この検波回路を使用すれば受信機全体の総合特性を良くすることが出来ます。



第 48 図 無限インピーダンス検波器

6・5 鉱石検波器

鉱石検波器は真空管が発達しなかった無線通信発達の初期に多く使用され、鉱石の適当な組合せによる検波感度の増加も研究されました。

しかし増幅作用がないため、真空管受信方式の進歩によりしばらく過去のものとなっていました。

鉱石検波受信機では、受信機中に増幅作用を有するものが無いので、空中線で誘起した電力を最少の損失で音声出力に変換しなければなりません。従って回路の構成は簡単ですが、部分品の定数を最適の状態において、損失を極力少くせねばなりません。

最近では超短波技術の進歩に伴って、鉱石検波器はその特性が再認識され、超短波分野で活用されています。

真空管検波器では電極管容量が数 pF 以上もあるためと、電極間は寸法の制限による電子走行時間の影響を受けるため、周波数が超短波域に達すると検波能率がいちじるしく降ってしまい実用になりません。

鉱石検波器では接触面の面積が非常に小さいので、電極間静電容量は数十分の一 pF の程度で、また整流層自身の厚さが非常に薄く $10^{-6}cm$ 程度ですから、電子走行時間では制限されません。

上のような特徴から他の検波器では全然役に立たない $30,000Mc$ 程度の周波数でも検波器、周波数変換器として使用することが出来ます。

最近半導体の理論が解明され、鉱石検波器の動作理論も半導体理論から導き出されています。

また整流体として優秀な特性を示すゲルマニウム・ダイオードが登場し、超短波で賞用されています。

また鉱石検波器は入力電圧の小さい範囲で、入力電圧と出力電圧がおおむね正確に 2 乗関係を保ちますので、高周波測定の際の電圧表示に電流計と組合せて使用されます。

6・6 再生検波器

グリッド検波でも、プレート検波でも検波作用には真空管の電流特性の非直線性を利用すると同時に、その増幅作用も利用しています。

これらの検波用真空管のプレート電流中には、検波に必要な変調周波分と同時に、もとの搬送周波数と等しい周波数分も一緒に含まれています。この電流の一部を入力電圧と同相にグリッド回路へ饋還するような回路を作り、その還す量をだんだん多くして、ある限度以上に達すると、同調回路の固有周波数で発振するようになります。

発振を起す少し手前で饋還量を止めると、正饋還のために同調回路の損失が補償された形になり、回路の Q が大きくなって同調回路の総合した検波感度が増大します。この作用は検波器の動作を変更するのではなく、正饋還による増幅法になります。

饋還の方法について各種の回路が案出されましたが、プレート電流をグリッドに饋還する結合法により、電磁結合と静電結合に大分され、いずれもが再生量を滴当にするために調節できるようにする必要があります。

再生量は相互インダクタンス M 、又は容量 C によって増減されますが、 M や C のリアクタンスは周波数の高低によって変化し、同調回路の損失抵抗もまた周波数によって変わりますので、適度の再生は結局受信周波数によって、或は C を適当に変化することによって決定されます。

ただプレート回路に直列に数百乃至数千 Ω の抵抗 R を入れることによって、ある程度の均一性が得られます。

グリッド検波器で再生を行う時と同様に饋還量の増加で Q が増加し、発振しますが、発振を始めると、グリッド、カソード間の電圧振幅が大きいため、グリッド負荷抵抗中のバイアス電圧が高くなり、従ってこれが発振を抑制するように働きます。この理由で発振は徐々に起り急に発振が増すことはありません。

プレート検波ではグリッド検波の様な発振抵抗作用素子が回路中にありませんから、ある程度 Q が上昇すると急激に発振状態に飛躍します。

発振状態では受信信号の周波数 (f) と発振周波数 (f') の差の周波数 ($f - f'$) で発振電圧が変調され、これが検波されてビートが発生し受信を妨げ、他方この発振電圧が空中線から電波となって輻射され、附近の同周波受信機を妨害することになります。

従来我が国でのストレート受信機には再生検波法がすべて採用されていたのは御承知の通りです。

6・7 混信時の検波現象

検波器の前には原則として同調回路があり、さらに高級な受信機では高周波増幅回路又は中間周波増幅回路があり、検波器に加えられる電圧は一種類の信号電圧ですが、信号周波数が非常に接近して同調回路で十分選択が行われず混信する場合は、しばしばわれわれが経験するところです。

この場合前の高周波や中間周波増幅回路の特性や信号の強度によって、いろいろと違った結果が出てくるのはもちろんですが、接近した二つの信号が同時に検波器に加わり、一方が希望する信号で、他が妨害の信号であった場合の結果を次のように、分類して見ましょう。

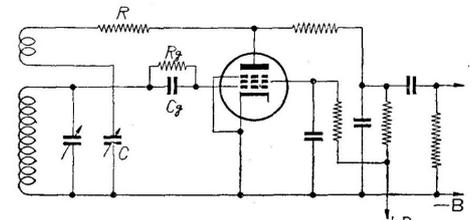
- 1) 希望信号と妨害信号の周波数差が可聴周波数外にあるとき。
- 2) 二つの周波数差が可聴周波数範囲にあるとき。
- 3) 二つの周波数差が非常に小さいとき。

1) の場合、さらに希望信号が無変調で、妨害波が変調されている場合と、この二つが合成されて両波の差の周波数によるうなりが、合成された信号波の上にさらに重なり、検波器に加わる電圧、従って検波出力電圧は増加します。

両波共無変調の時には搬送波の差の周波数で、小さい信号の振幅で定まるうなりが出来ます。うんりの波形は両波の振幅の差が小さいと正弦波からいぢるしく変形します。

波形の山の面積が谷の面積より大きくなり、従って妨害波の信号が聴えます。この時の低周波出力は両信号の振幅の比の函数で表わされ、両者の差が大きくなると、妨害波の低周波出力は減少し、希望信号に覆いかくされてしまいます。このような現象を *masking* といいます。以上は直線検波の場合ですが、2乗検波の場合には *masking* の現象はなく、出力電圧は、入力電圧の2乗の差周波数が出来てさらに複雑となります。

さらに両者が変調されている場合、これが一番多い場合ですが、これは合成信号波形は希望受信信号、妨害信号の合成波形にさらに両者の差のうなりの周波数の重なった複雑な波形となります。



第 49 図 再生グリッド検波器

masking 現象は両者の信号強度の比が 2 以上になるとあらわれ、この比が大きいほど完全に小さい妨害信号は mask されてしまいます。実際的には希望波の妨害に対する選択度が向上したことになり、高周波、中間周波増幅回路の選択度を含めた同調回路の選択度が表面的に向上したことになります。

しかし、電力の小さい希望周波の局の信号と、大電力の妨害局の電波が僅かの周波数の差で隣合っている場合には、丁度上の場合の逆で DX 受信上の悩みはこの点に存在します。

2) の場合、両者が変調されていると搬送波と側帯波の唸りが前の場合に加わりますから種々の周波数の雑音となって現われ、これは 2 乗検波でも直線検波でも起ります。これらの中で最も音量の大きいのは搬送波間の唸りで非常に妨害となります。

3) の場合、搬送波間の唸りの周波数が数 c/s になり、これは搬送波に側帯波の唸りが乗っている形となり、結果としては側帯波による雑音が大きくなったり小さくなったり脈動して聴取されます。

6・8 雑音電圧に対するレスポンス

受信機の雑音については全般的には前に述べましたが、これが検波された時の現象を解析して見ましょう。

雑音電圧は種々の振幅や周波数をもつ成分が時間的に不規則に含まれており、検波器で検波されて低周波になると「サー」という風な一種の雑音になります。

この可聴周波の雑音は搬送波が加わると増大しますが、搬送波が弱い間は搬送波の増大に伴って増加し、ある一定値以上では“雑音”の大きさも一定になります。

この現象は前節で述べました二信号混信の場合の masking と関係があり、次のように説明されます。

検波器の前の雑音電圧は、種々の周波数成分を持ち、各々が互に和と差の周波数を生じ、全体として不規則な複数周波数の集合体といえます。

これにさらに搬送波が加わると、搬送波と雑音電圧の各周波数分とが相互に唸りを生じ、その中の通過帯域周波数のものだけが次段以後で濾過増幅されます。

搬送波は一周波数のものですが、雑音は先に述べたようにあらゆる周波数分を含んでいるために、搬送波が弱い間は搬送波が雑音電圧となってその振幅は搬送波の振幅に等しく、その周波数分は通過帯域の全域にわたって一様に分布し、これが雑音増加となって聴えます。

搬送波の振幅が大きくなりますと、搬送波と雑音電圧とでできる唸りは搬送波に乗ります。(二信号で唸りは小さいものの振幅で大きい搬送波が変調された形になります) 搬送波は一つの周波数ですから雑音の増加が止るわけです。

増加の止む点は通過帯域の形と幅、それに低周波増幅器の周波数特性によって異なりますが、一般には搬送波電圧と雑音電圧の比がおおむね 10~25db の時、雑音電力は 4~5db になります。

次にさらに変調高周波が加わった場合、100% 変調の高周波が加わった時を仮定しますと、その振幅は 0 から最大値まで可聴周波の波形に従って変化しますから、この振幅と雑音電圧との合成による雑音電圧は搬送波の振幅に比例します。即ち高周波電圧の振幅をかえたことによって生じた雑音の増加分は、加えた変調高周波の各サイクルの 2 乗に比例します。

この場合は雑音エネルギーが検波されて音声電流になり、低周波電圧は入力電圧の 2 乗に比例します。

この状態は搬送波の振幅が雑音電圧の振幅に等しくなるまで続き、これ以上になりますと検波器が直線検波では直線的に増加します。どんな検波器も入力電圧の小さいときは 2 乗検波になりますが、上述の現象は直線検波の部分でも起ります。この雑音に対する検波器の特異性は、殊に器内に於て固有の雑音発生機構を有するスーパー受信機で短波或は超短波を受信する時の設計ないしは調整についても重要であることが知られています。

第7章 可聴周波増幅器

短波受信機に使用される可聴周波(低周波)増幅器は、一般の構成と同じように検波器の後で電圧増幅を行い、爾後に電力増幅を行ってスピーカーを働かせるために使用されます。

電圧増幅器には

- 1) 抵抗容量結合方式
- 2) トランス結合方式
- 3) 低周波チョーク容量結合方式(クローフ式)

等の回路が各々その特徴を利用して使用されます。電力増幅器には次の種類があります。

- 1) A級 信号電圧の全周期を通じて常にプレート電流が流れる様にバイアス電圧を加えた増幅器で、上記の電圧増幅器はすべてこの型に属します。
- 2) B級 バイアス電圧を大体遮断点に定め、真空管のプレート電流は大体半サイクルの間、脈流的に流れる特性を有します。
- 3) AB級 A級とB級の間際にバイアス電圧を調節したものです。

以上の内B級、AB級共にプッシュプル方式に使用しなければ歪が多く、受信機では特に大型のダイナミックスピーカーを使用する場合、或はスピーカーを多数同時に使用する場合に限り使用する、いわば特殊の型に属します。

7・1 可聴周波増幅器の特性

可聴周波増幅器で最も必要なことは、雑音またはハム電圧を伴わずに、入力波形がそのままに出力側に増幅されて再現することです。

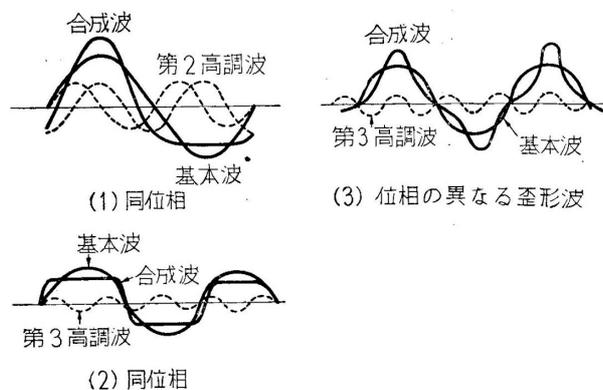
しかし、実際には入力の各周波数成分の帯域を全部一様には増幅しないため、また出力が入力の大きさに正確に比例しないこと、或は出力の各周波数成分相互間の位相関係が入力の波形成分と異なるために、いろいろの有害な波形歪を生じます。これらの歪は、周波数歪、振幅(非直線または高調波)歪、位相歪、過渡歪等々に分類されています。このうち入力信号に含まれる各周波数成分の不均一な増幅の結果生ずる周波数歪は、特に重要で、希望する可聴周波の範囲内で出来るだけこの周波数歪を少なくして、一様な周波数特性にすることが可聴周波増幅器の設計、製作、調整に於て考慮を要するところです。

音楽を対称とする再生可聴周波範囲は30~15,000c/s、音声は400~6000c/sが要求されます。可聴周波増幅器としてのみの場合、それだけの範囲を忠実に一様に増幅することは、さして難しい事ではありませんが、短波受信機の可聴周波増幅部としては、受信機全体の利得、選択度、入力信号強度、或はAVCとの関係等いろいろ複雑な問題が必然的に起つて来ます。

結局DX短波受信機では選択度を害しない程度に於て出来るだけ忠実度をよくするように、可聴周波増幅部を初め全体の機能を調整することが肝要です。

振幅歪は増幅器の入力と出力とが直線関係にないために起る歪で、一般には殊に入力信号の大きいとき、真空管特性の非直線性のため、入力波形に存在しない周波数成分が出力波に含まれることとなります。いいかえれば非直線特性のために出力に高調波を生じて、出力波形は基本波と高調波の合成された形となります。

1例として第50図(1)に第2高調波の加わった場合、(2)に第3高調波の加わった場合の基本波と合成波の関係を示しておきます。



第50図

一般の場合には増幅器入力は1つの単純な正弦波ではもちろんなく、数に於ても形に於てもいろいろな成分が加わって来ますので、非直線性によって振幅歪を生ずる状態では、各成分それぞれの高調波や各種の周波数相互間の混変調を生じます。

入力に f_a と f_b の二つの周波数の正弦波が加えられた時、非直線性のため f_a の高調波 mf_a と、 f_b の高調波 nf_b を生ずると同時に、 $(mf_a \pm nf_b)$ の混変調周波数を生じて来ます。

実際に於てはこれらの関係はさらにもちろん複雑で、なおこの混変調周波数は基本周波数と高調波関係にないため、音声が聴く者にとって不愉快な感を与えることとなります。

さらに、この振幅歪の発生条件としては、出力管の負荷が純粋な抵抗負荷であれば生じ難いのですが、負荷がリアクタンス負荷であれば、この軌跡が楕円となるためこの歪を生ずる場合が起って来ます。

高声器スピーカーを使用する場合に、可聴周波範囲で純抵抗になる周波数は2つしかなく、他のすべての周波数は誘導的か、容量的であるため、高声器負荷の出力管については振幅歪を相当重要視せねばなりません。

また振幅歪は真空管に附属する回路の特性によって誘起されることがあります。例えば可聴周波トランスのような鉄心入りコイルは磁束と電流の間に非直線性があるため、励磁電流(主として直流分)によってインダクタンスが変化して非直線インピーダンスとなりやすく、この特性が振幅歪の原因となります。

位相歪は、入力信号に含まれる各周波数成分相互の位相関係が崩れて、出力側において各周波数成分の大きさの比率は入力側と同じであるが、その波形が違っている場合をいいます。即ち位相の異なる歪波形のことをいいます。

第50図(3)は同図(1)(2)と同様に基本波と第3高調波の結合したもので、各々の振幅は等しいのですが、基本波と第3高調波との位相が第50図(1)、(2)と同図(3)とでは 180° 変化しているために、従ってその合成波の波形がまた変わって来ます。

実際われわれが耳で聴く場合には、この位相差をただちに聴きわかることは一寸困難ですから問題とする程のこともありません。しかしテレビ受像機の場合には、映像の歪をハッキリ眼で見ることが出来ますので、相当重要な問題になります。

過渡歪は増幅器に同調回路があり、そのために周波数特性に狭い帯域のピークを生じ、そのピークを瞬間的に励振すると急に発振して、聴き苦しい音が出ます。

このピークを1db以下に下げようさえすれば、実用的に過渡歪は問題になりません。むしろ高声器スピーカーではその周波数特性に多数の共振点をもっているために、高声器の過渡歪の方が問題になって来ます。

7・2 等価回路

真空管のグリッドへ信号を加えると、プレート電流は変化し、プレート回路の負荷に電圧降下を生じます。

第51図(a)のA級増幅器で、グリッドに加える信号電圧 e_g が小さく、かつ動作範囲を特性曲線の直線部分におけば、相互コンダクタンス g_m 、内部抵抗 R_p は一定とみなすことが出来ますから、プレート電流の交流分 i_p は次式で与えられます。

$$i_p = g_m \cdot e_g + \frac{1}{R_p} e_a$$

e_a はプレート負荷インピーダンス Z_L の両端に生ずる電圧降下

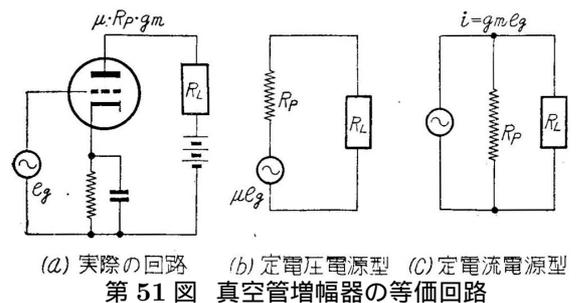
$$e_a = -i_p Z_L$$

これを上式に代入し、 $g_m = \mu/R_p$ を利用すると

$$i_p = \frac{\mu e_g}{R_p + Z_L} \text{ 式 (a)}$$

となり、この式は起電力 μe_g 、内部抵抗 R_p の発電機を、 Z_L という負荷につなぐ時の電流を表す式と全く同様になります。故にこ

の真空管回路の等価回路は第51図(b)の回路になります。この型の回路は上に述べたような関係から定電圧電源型等価回路といい、三極管回路の等価回路や計算によく利用されます。



また (a) 式をさらに変形して

$$i_p = g_m e_g \frac{R_p}{R_p + Z_L}$$

とすれば、この式では発生電流が $g_m e_g$ 、並列内部抵抗 R_p という定電流発電機に Z_L を接続したとき、負荷に流れる電流に等しいこととなります。この場合は殊に内部抵抗及増幅率の高いペントードや遮蔽グリッド 4 極管回路に利用して便利です。(第 51 図 (C))

この両回路共に真空管のグリッド電流が流れず、特性曲線の直線部分で動作させる事が原則ですが、使用周波数が高くなって、従って電極間容量 (C_{pg}) を計算に取り入れなければならない場合にはもう少し複雑になって来ます。

等価回路を扱う場合、特に上記の場合には負荷 Z_L を流れる電流、電圧を主対象としたもので、等価回路の R_p を流れる電流やその両端に生ずる電圧は、真空管の内部を流れる電流、カソード、プレート間に加わる電圧そのものでない事を了解して頂きたいと思います。

すなわち定電圧等価回路の場合に、 R_p を流れる電流は真空管陽極電流に等しいのですが、 R_p の両端に生ずる電圧は、真空管のカソード、プレート間にかかる電圧でなく、また定電流型で R_p の両端に生ずる電圧は真空管にかかる電圧ですが、 R_p を流れる電流は真空管陽極電流そのものではありません。

次に等価回路の位相関係について一寸説明して置きます。グリッド電圧 e_g 、プレート電流 i_p 、プレート負荷の端子電圧 e_p の間で、プレート負荷 Z_L を純抵抗 R_L の時は、グリッド電圧が正の方向に増加すれば、プレート電流も同様に正の方向、同相に増加しますが、 R_L の両端電圧 e_p は R_L だけ減少しますから、丁度 180° 位相が異なって来ます。すなわち、この場合 e_g 、 i_p は同相で、 e_p は e_g と逆相になります。

さらにプレート負荷 Z_L が R_L とリアクタンス X_L とから出来ているときは、動作点の軌跡は楕円となると同時に e_g 、 i_p 、 e_p の関係は次のようになります。

i_p は e_g よりも位相が θ_a だけ遅れ、 e_p は逆位相で i_p より θ_b だけ進みます。

容量性負荷の場合には ($Z_c = R_L - jX_c$)、 i_p は e_g より θ_a 進み、 e_p は逆位相で i_p よりも θ_b だけ遅れます。

ただし E_g 、 I_p 、 E_B はグリッドバイアス電圧、プレート直流電流、プレート電源電圧。

7・3 抵抗容量結合増幅器

抵抗容量結合増幅器を使用する場合は、A 級増幅で歪が少く出力電圧の大きいことが必要です。増幅度を大きくするにはプレート負荷抵抗 R_L を大きくとれば良いこととなりますが、プレート電源電圧は一定ですから、負荷抵抗を増せば、実際にプレートに加わる電圧が低下し、かえって増幅度が減少しますから、この相反する二つの条件をうまく合致させて如何に増幅度を利用するかが、やまになります。

三極管の場合、負荷抵抗を増加すればプレート電流は減少し、その結果内部抵抗が増加するため、負荷抵抗を大きくした利点は少なくなります。

五極管で制禦グリッド及び遮蔽グリッドの電圧を一定として負荷抵抗を増せば、プレート電圧が低下し、抑制グリッドの近くで仮想陰極を生ずるためにかえって増幅度が減少しますので、実際に動作するプレート電圧に応じて遮蔽グリッド電圧も低下させます。

三極管の場合、その増幅率によって負荷抵抗のとり方も違って来ます。すなわち 6Z-DH3A、6SQ7 のような高増幅率管では内部抵抗と同程度の負荷抵抗をとりますが、中級増幅率真空管では内部抵抗値の 2~4 倍の負荷抵抗をとれば所期の効果が得られます。

五極管の場合はプレート電源電圧の 25~50% を実際のプレート電圧とすればよいので、負荷抵抗は先ず 100~500k Ω にとります。この場合遮蔽グリッド電圧もプレート電圧に比例して低下させなければ、前述の様な結果をひきおこし、増幅が十分に出来ないのみならず、歪も相当大きくなります。この場合遮蔽グリッド電圧降下用抵抗は 1~2M Ω にとります。

一般にこの抵抗容量結合回路では、制禦グリッドには十分のバイアス電圧を加えて常にグリッド電流が流れないようにします。真空管には放射速度や接触電圧などのため、制禦グリッドが正電位になる可能性があり、バイアス電圧としてこれに打勝つため、これは少くとも 1V 以上にとらなければなりません。しかしバイアス電圧を必要以上にすると、特性曲線の下の曲線部を使用するようになり、歪を増すこととなります。高増幅率三極管では -1.3~ -1.5V 程度、五極管ではこれより幾分多く -2~ -3V 位が適当です。

グリッド・リーク R_g と結合蓄電器 C_c とは低音域の特性に影響を与えます。グリッド・リークは真空管のグリッドと直列に入り、接触電圧と、管内微量ガスの電離により、イオン電流がグリッド → グリッド・リーク → カソードという風の流れ、この結果グリッドに正の電位を与えて、はななだしい場合には真空管を破損する場合があります。この点からグリッド抵抗値には制限を受けます。例えば 2A3 シングルの場合には $100\text{k}\Omega$ 以下、45 シングルでは $1\text{M}\Omega$ 以下と、真空管の規格によってそれぞれ特定値に制限されます。一般には $1 \sim 0.5\text{M}\Omega$ 程度とし、出力管の場合は制限値をよく守ります。

他方結合コンデンサーの値も、大きくなるに従って漏洩抵抗も小さくなるため、前段のプレート電圧がコンデンサーを通り、さらにグリッド・リークを通してアースに流れるため、これまた制禦グリッドに正の電圧を与えるようになるおそれがあります。また大容量のコンデンサーは形も大きくなり、アースとの間に漂游容量を増す心配もあります。

おすすめ出来るのは絶縁耐力の十分高い良質の雲母蓄電器で、これを使用すれば 300c/s 以下でも充分損失なく伝導します。しかし余りに低音域を出す回路ではプレート・インピーダンスによるフィードバックによってモーターボートینگを生ずるようになります。

またグリッド・リークと結合蓄電器の時定数 $R_g C_c$ を大きくすると、ブロッキングをおこすおそれがありますが、この場合、次段の出力管のグリッドの励振電圧が大きく、グリッド電流が流れるために起るので、これもグリッド電流が流れない範囲ではブロッキングの恐れはありません。

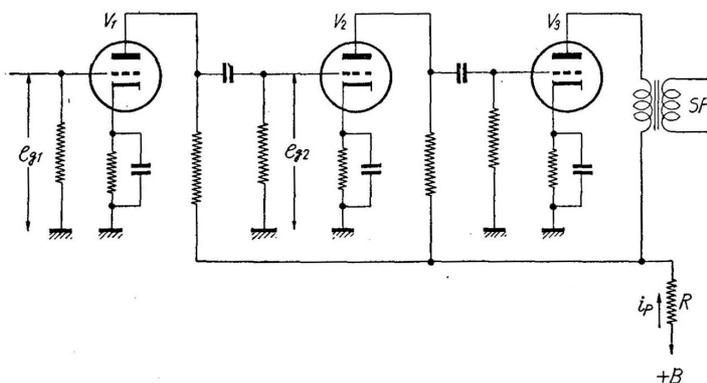
高音部の減衰を防ぐためには、出力容量と配線の漂游容量を出来るだけ小さくします。実際には導線を最短距離とすれば 10pF 以下に出来ますが、普通は 30pF 位としておけば大した事はありません。

三極出力管を使用する場合には入力容量が非常に大きくなるので、高音域の再生をよくするためには、前後のプレート負荷 R_L を小さくする必要があります。

7・4 再生防止

可聴周波増幅器で再生作用をする原因としては、電磁結合、真空管のグリッド・プレート間の容量による結合、プレート共通インピーダンスによる結合等があげられます。

1 個以上の増幅管のプレート電流が共通インピーダンスを流れるとき、1 段の電流の変化による電圧降下の変化が共通インピーダンスに生じ、このエネルギーが他段に移行し、その原因結果が重なりあって再生が起ります。この共通インピーダンスの影響は、最初と最後の増幅段のみを考えて対処すれば解決出来ます。それはこれらの両端の真空管の間のエネルギー差が、他の中間のものに比して大きいからに外なりません。



第 52 図 増幅器の再生作用

第 52 図の抵抗結合増幅器で、その共通インピーダンスを電源側の抵抗 R とすれば R を通過する交番電流 i は、その大部分が終段管 V_3 のプレート電流と考えられ、その電圧降下分 E_R がもし初段 V_1 のプレート回路の電圧と同位相であれば、次段 V_2 のグリッド励振電圧 e_{g2} は R のない場合よりも高くなります。

従って R の値が大きい時は発振の生起する原因となることがあります。

発振を完全に防止する方法としては、共通インピーダンス R がないこと、 R があっても少いこと、

終段のプレート電流の位相が、初段のプレート電流の位相と逆位相であること等が必要です。

一般には電源回路のフィルターの平滑容量を大きくする方法や、初段のプレート回路にバイパスコンデンサーを附加して、デカップル回路を形成させればよいことになります。

殊に 3 段の抵抗結合増幅回路では初段と後段が同位相になりますから、必ず上の注意が必要です。

トランス結合の場合は 2 段でも同位相となり、発振のおそれが十分あり注意を要します。

可聴周波増幅器では、電源の共通インピーダンスによって数サイクルの周波数で発振することがあります。この特に低い周波数の発振現象をモーターボートینگといい、デカップリング回路のバイパスコンデンサーを相当大容量のものにしても有効でない場合があります。これを防止するには、必要以上の低音域レスポンスを良くしないことと、低音域の増

幅度を或程度まで減少させることが必要です。どうしても起る時の最後の手段としては、電源の共通インピーダンスを避けるため初段だけ別の電源を用いれば完全に防止できます。

7・5 A 級電力増幅器

A 級増幅器では特性曲線の直線部分の上で動作するようにバイアス電圧を定め、歪を少なくするためにグリッド励振電圧はグリッド電流の流れない程度に定めます。

従ってこの場合には、グリッド励振電圧のない場合もプレート電流は流れます。

電圧増幅器では、負荷インピーダンスが大きい程出力電圧は大きくなりますが、電力増幅器では、負荷に与えられる電力は負荷があまり大きくなると電流が減少するため電力は減少し、従って最大電力を得られるような負荷の大きさには枠があります。

一般の A 級電力増幅器として最大出力の条件、能率、バイアス電圧等について各々の関係を調べて見ましょう。

グリッド電圧を制限する条件としては、グリッド電圧が正になってもグリッド電流を生じないように最大ピーク値をバイアス電圧に制限し、最小ピーク値はプレート電流を 0 とする値までとります。

三極管ではプレート負荷抵抗が真空管の内部抵抗の 2 倍に等しいとき、最大出力が出、最大能率は 25% となります。

五極管でもプレート電圧の低い部分では非直線歪を生ずるので、特性曲線の肩の曲りを連ねた直線を限界としたプレート電圧の高い部分を対称とすれば、ほぼ三極管と同様になります。ただ五極管ではプレート電圧の低い時でも、遮蔽グリッドがあるためプレート電流は三極管に比較して大きな値となり、実際の能率は 40~45% となります。

以上では非直線歪を考慮しませんが、実用的には非直線歪をある値に制限して、その時の出力を最大無歪出力といっています。三極管では第 2 高調波が大きく、通常 5% の時の出力を最大無歪出力とし、五極管などでは第 2 高調波の 0 になる負荷があり、通常第 3 高調波が多く歪率 10% を最大無歪出力の基準としています。

7・6 プッシュプル増幅器

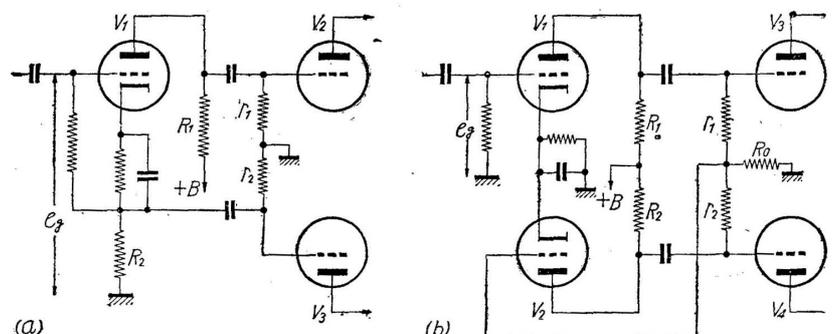
〔I〕A 級プッシュプル増幅器

プッシュプル増幅器は 2 個の真空管を使用し、そのグリッドに大きさ等しく位相が 180° 異なる電圧を加え、その出力は中央に B 電圧タップのある出力トランスによって抽出します。

プッシュプル増幅器の利点は次の通りです。

- 出力変成器の直流励磁は 2 個の真空管によって互に打消し合い、出力トランスの一次インダクタンスの磁気飽和による低下がありませんから、低音域特性が良好になります。
- 電源回路に流れるプレート電流の交流分は互に打消し合いますから、カソードバイパスを必要としません。電源回路で他の増幅段と共通インピーダンスが有っても再生を生じない。
- プレート電源に含まれるハム、リップルも出力トランスの一次側で互に打消してしまう。
- 高調波歪も互に打消され、偶数高調波はあられない。

プッシュプル増幅器の励振入力は位相が 180° 異ると、同時に等電圧にならないので位相反転回路が必要です。通常はプッシュプル用トランスが用いられます。しかしトランスではその特性上周波数に制限され、また周波数が高くなるに従って位相関係が設計通り 180° 違うように動作しません、その上価格も特性の良いものは相当に高くなりますので、抵抗結合法による位相反転回路が多数考案、実用化されています(第 53 図)



分割負荷型 自動平衡
第 53 図 低周波位相反転器

〔II〕B 級増幅器

B 級増幅はバイアス電圧を遮断点に置き、プッシュプルの場合は一方の真空管が入力電圧の正の半サイクルで増幅を行えば、他方の真空管は負の半サイクルで増幅を行います。この増幅器はプレート能率の高いこと、グリッドを正電位まで駆動すれば真空管の大きさに比して大出力が抽出できます。

AB₂ 級プッシュプルは AB 級の場合よりもバイアス電圧が B 級に近く、B 級同様にグリッドを正電位まで励振して動作させる方式で、B 級と同様の利点がありますが共に歪が増加する欠点があります。

普通の受信機では B 級は殆ど用いられず、AB₂ 級までが用いられる程度ですから、簡単に必要な注意事項を上げるに止めます。

B 級、AB₂ 級ではグリッド電流が流れ、従ってグリッド回路で電力が消費されるため、励振管には出力に余裕のある三極出力管を使用することが必要です。

励振管出力は AB₂ 級でその出力の 5%、B 級ならば 15% に取ります。

プッシュプルのグリッド回路の抵抗は小さくすることが必要です。このためにトランスまたはチョーク結合が使用され、入力トランスは常にステップ・ダウン型とします。

励振管に 5 極管を使用すると内部抵抗が高いため、入力側インピーダンスが高くなるので、波形歪を生じ、出力は増加しません。強いて 5 極管を使用する場合には 5 極管用の遮降比の大きいトランスを使用します。

セルフバイアスではプレート電流が瞬間に変化し、プレート電流が大きくなればバイアス電圧が高くなり、出力の増加を押えてしまうことになります。

バイアス電圧は固定バイアスとした方が好結果ですが、プレート電源と同じ回路からとるのではセルフバイアスと同じ結果になります。従って出力管のバイアス電源は出来るだけ別の電源とし、またグリッド電流がこの回路に流れますから、電圧変動率の良い回路を使用します。

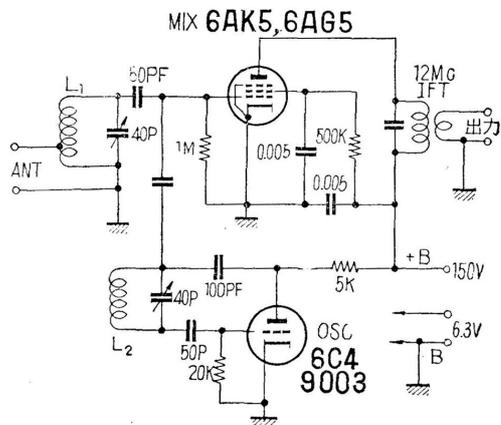
大きいプレート電流が瞬間的に流れますから、電圧変動率の小さい良いプレート電源を使用することが必要です。

変動率の大きい悪い電源では、プレート電圧が変動し、従って出力管の動作点が移動し、出力が減じ、歪が増加するという悪い結果を招来します。

変動率を良くするにはチョーク・インプット型の平滑回路と水銀蒸気整流管を使用すべきです。

付録I 回路例

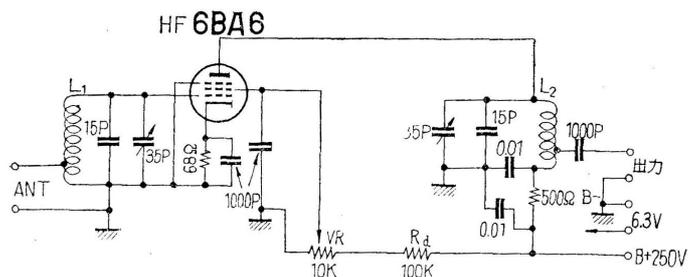
1 50Mc コンバーター



	L_1^*	L_2
直径	12mm	12mm
巻数	6	8
線種	No.18 EC	No.18 EC
巻方	スペース自立	スペース自立

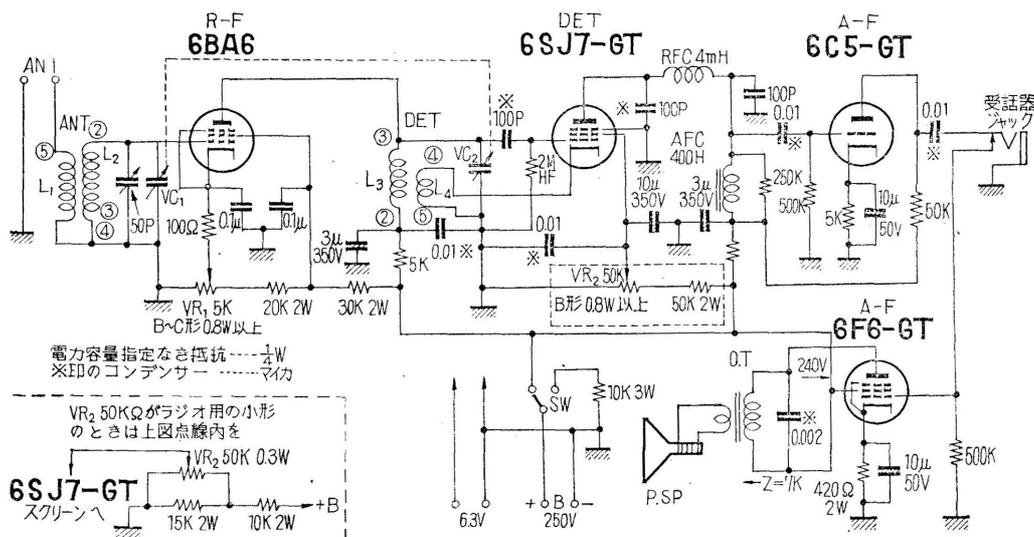
* L_1 のタップはアースより1回目

2 プリ・セレクター



	L_1	L_2		L_1	L_2
使用線	#20 エナメル	#20 エナメル	直径	12mm	12mm
巻回数	9.5回	9.5回	長さ	12mm	12mm

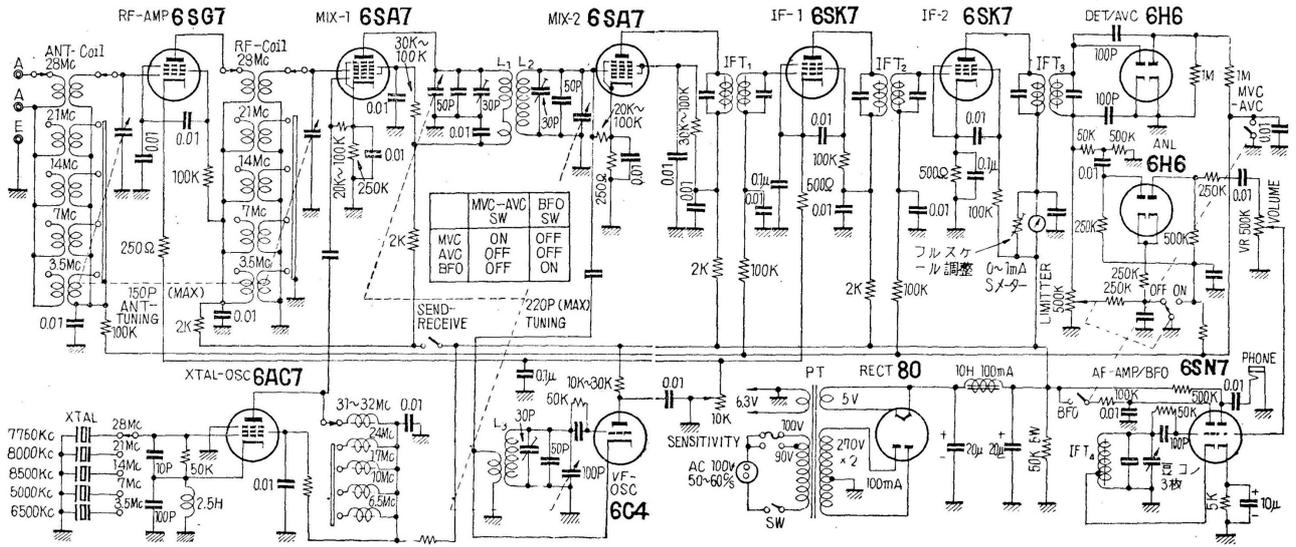
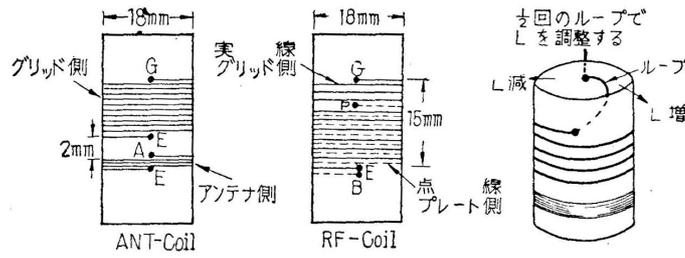
3 HF アマチュア・バンド用 1-V-1



	バンド	3.5Mc	7Mc	14Mc	28Mc
	周波数帯	1.7 ~ 3.5Mc	3.4 ~ 7.6Mc	6.7 ~ 15Mc	13 ~ 30Mc
ANT コイル	L ₁	L ₁ のアース側より 1 回タップ	0.6EC 5 ¹ / ₂ 回	0.6EC 4 ¹ / ₂ 回	0.6EC 3 ¹ / ₂ 回
	L ₂	0.6EC 40 回	0.6EC 20 ⁶ / ₈ 回	0.6EC 8 ⁶ / ₈ 回	1.0 裸 3 ⁶ / ₈ 回
DET コイル	L ₃	0.6EC 48 回	0.6EC 20 ¹ / ₈ 回	0.6EC 8 ¹ / ₈ 回	1.0 裸 3 ¹ / ₈ 回
	L ₄ *	0.2DSC 1 ⁶ / ₈ 回	0.2DSC 1 ¹ / ₂ 回	0.2DSC 1 ¹ / ₄ 回	0.2DSC 1 ¹ / ₈ 回

6 ダブルスーパーヘテロダイン受信機

(斉藤健氏設計-JA1AD 局)



ANT コイル	グリッド側巻線		アンテナ側巻線		同調に必要な
	巻回数	使用線種	巻回数	使用線種	容量
28Mc 用	4 回	0.5mm DSC	3 回	0.26mm DSC	70pF
21Mc 用	6 回	"	3 回	"	80pF
14Mc 用	9 回	"	3 回	"	90pF
7M c 用	18 回	0.35mm DSC	5 回	"	100pF
3.5Mc 用	36 回	"	8 回	"	100pF

RF コイル	グリッド側巻線		アンテナ側巻線		同調に必要な
	巻回数	使用線種	巻回数	使用線種	容量
28Mc 用	4 回	0.5mm DSC	3 回	0.26mm DSC	70pF
21Mc 用	6 回	"	4 回	"	80pF
14Mc 用	9 回	"	6 回	"	90pF
7M c 用	18 回	0.35mm DSC	9 回	"	100pF
3.5Mc 用	36 回	"	12 回	"	100pF

付録 II 主要受信管規格表

備考 { E_f =ヒーター電圧 E_{g2} =スクリーングリッド電圧 I_{g2} =スクリーングリッド電流 μ =増幅率
 I_f =ヒーター電流 E_{g1} =コントロールグリッド電圧 r_p =プレート抵抗 R_L =負荷抵抗
 E_p =プレート電圧 I_p =プレート電流 g_m =相互コンダクタンス P_o =出力
 * =ミニアチュア (7ピン) ** =ミニアチュア (9ピン)

真空管名	種別	E_f	I_f	E_p	E_{G2}	E_{g1}	I_p	I_{g2}	r_p	g_m	μ	電極間容量 (pF)			R_L	P_o	備考
		V	A	V	V	V	mA	mA	k Ω	$\mu\Omega$		C_{pg}	C_{1B}	C_{out}	k Ω	W	
1B3-GT	半波整流	1.25	0.2	逆耐 30kV, 平均電流最大 2mA ピーク電流最大 20mA, 周波数 300kc 以下													
1L4*	5 極	1.4	0.05	90	90	0	4.5	2	260	1025		0.01	3.6	7.5			
1R5*	5 格子変換	1.4	0.05	45	45	0	0.7	1.9	600	第 1 グリッド							$g_c = 300\mu\Omega$
				90	67.5	0	1.6	3.2	600	抵抗 100k							
1T4*	5 極リモート カットオフ	1.4	0.05	90	90	0	1.6	0.5	1000	900		0.01	3.6	7.5			
1U4*	RF5 極	1.4	0.05	90	90	0	1.6	0.5	1000	900		0.01	3.6	7.5			
1U5*	2 極・5 極	1.4	0.05	プレート電圧 1M Ω を通じて 90V, スクリーン電圧 3.3M Ω を通じて 90V, グリッド抵抗 10M Ω , 電圧利得約 66													
1X2-A*	半波整流	1.25	0.2	逆耐 20kV, 平均電流 1.1mA ピーク電流 10mA, 周波数 300kc 以下													
2A3	電力増幅	2.5	2.5	250		-45	60		800	5250	4.2				2.5	3.5	単管
				250		-62	80								5	10	プッシュ
3S4*	ビーム電力	1.4	0.1	90	67.5	-7	7.4	1.4	100	1575					8	0.27	
		2.8	0.05	90	67.5	-7	7.4	1.4	100	1425					8	0.235	
5U4-G	両波整流	5	3	交流電圧最大 450V(r.m.s), 直流出力最大 225mA 逆耐 1550V, ピーク電流 675mA													
5V4G	"	5	2	交流電圧最大 375V(r.m.s), 直流出力最大 175mA 逆耐 1400V, ピーク電流 525mA, 入力チョーク最小 3H													
5Y3-G	"	5	2	交流電圧最大 350V(r.m.s), 直流出力最大 175mA 逆耐 1400V, ピーク電流 375mA, 入力チョーク最小 10H													
5Y3-GT	"	5	2	交流電圧最大 350V(r.m.s), 直流出力最大 175mA 逆耐 1400V, ピーク電流 375mA, 入力チョーク最小 10H													
5Z3	"	5	3	5U4-G と同じ													
6AC7	5 極	6.3	0.45	300	150	(160 Ω)	10	2.5	1000	9000		0.02	11	5.5			
6AF6-G	マジック アイ	6.3	0.15	ターゲット 125V, 制御電圧 0 で 95°, 0.65mA, 80V で 0° ターゲット 250V, 制御電圧 0 で 95°, 2.2mA, 160V で 0°													
6AG5*	5 極	6.3	0.3	180	100	180 Ω	4.5	1.5	700	4250		0.025	6.5	1.8			5 極管
				250	150	200 Ω	7	2	800	5000							3 極管
				180		330 Ω	7		8	5700							
6AG7	5 極電力	6.3	0.65	300	150	-3.0	30	7	130	11000		0.65	13	7.5	10	3.5	
6AH6*	5 極	6.3	0.45	300	150	160 Ω	10	2.5	500	9000		0.03	10	2			
6AK5*	"	6.3	0.175	120	120	180 Ω	7.5	2.5	300	5000		0.02	4	2.8			
				180	120	200 Ω	7.7	2.4	500	5100							
6AK6*	5 極電力	6.3	0.45	180	180	-9	15	2.5	200	2300		0.12	3.6	4.2	10	1.1	
6AL5*	双 2 極	6.3	0.3	逆耐電圧 330V, 電流出力最大 9mA (各プレート) ピーク電流 54mA (各プレート)													
6AQ5*	ビーム電力	6.3	0.45	180	180	-8.5	29	3	58	3700		0.35	7.6	6	5.5	2	単管
				250	250	-12.5	45	4.5	52	4100					5	4.5	
				250	250	-15.0	70	5	60						10	10	プッシュ
6AQ6*	双 2 極 3 極	6.3	0.15	100		-1.0	0.8		61	1150	70	1.8	1.7	1.5			3 極管部
				250		-3.0	1		58	1200	70						
6AQ7-GT	"	6.3	0.3	250		-2	2.3		4.4	1600	70	2.8	2.3	1.5			3 極管部
6AR5*	5 極電力	6.3	0.4	250	250	-16.5	34	10	65	2400					7	3.2	
				250	250	-18	32	10	68	2300					7.6	3.4	
6AS6	5 極	6.3	0.175	120	120	-2	5.2	3.5	110	3200		0.02		3.4	3		
6AS7-G	双 3 極	6.3	2.5	135		250 Ω	125		0.28	7500	2.1						直熱増幅管 プースター 管
				逆耐 1700V, ピーク電流 125mA (各プレート) 直流最大 100mA													
6AT6*	双 2 極 3 極	6.3	0.3	100		-1.0	0.8		54	1300	70	2	2	0.8			
				250		-3.0	1		58	1200	70						
6AU6*	5 極	6.3	0.3	100	100	150 Ω	5	2.1	500	3900		0.005	5.5	5			
				250	150	68 Ω	10.6	4.3	1000	5200							

真空管名	種別	E_f	I_f	E_p	E_{G_2}	E_{g_1}	I_p	I_{g_2}	r_p	g_m	μ	電極間容量 (pF)			R_L	P_O	備 考	
		V	A	V	V	V	mA	mA	k Ω	μS		C_{pg}	C_{1B}	C_{out}	k Ω	W		
6AV6*	双2種3種	6.3	0.3	100 250		-1.0 -2.0	0.5 1.2			80 62.5	1250 1600	100 100	2	2	0.8			
6BA6*	5極リモートカットオフ	6.3	0.3	100 250	100 100	68 Ω 68 Ω	10.8 11	4.4 4.2	250 1000	4300 4400			0.005	5.5	5			
6BA7	5極リモートカットオフ	6.3	0.3	100 250	100 100	-1.0 -1.0	3.6 3.8	10.2 10	500		$g_c = 950\mu\text{S}$		0.19	9.5	8.3			
6BD6*	5極	6.3	0.3	6SK7-GT と略同様										0.005				
6BE6*	5格子変換	6.3	0.3	100 250	100 100	$\$-1.5\%$ $\$-1.5\%$	2.6 2.9	7 6.8	500 1000		$g_c = 475\mu\text{S}$							
6BG6-G	ビーム電力	6.3	0.9	プレート電圧最大 700V, 正パルス最大 6000V 最大直流 100mA											11	6.5	0.3	A 級増幅 水平偏向増幅
6BH6*	5極	6.3	0.15	150 250	100 150	-1.0 -1.0	3.6 7.4	1.4 2.9	700 1400	3400 4600			0.035	5.4	4.4			
6BJ6*	"	6.3	0.15	150 250	100 150	-1.0 -1.0	9.0 9.2	3.5 3.2	250 1300	3650 3800			0.035	4.5	5.0		水平偏向増幅	
6BQ6-GT	ビーム電力	6.3	1.2	プレート電圧最大 550V, 正パルス最大 4000V 最大直流 100mA										0.95	14	9.5		A 級増級 水平偏向増幅
6C4*	3種	6.3	0.15	100 250 300		0 -8.5 -27	11.8 10.5 25		6.25 6.7	3100 2200	19.5 17.5		1.6	1.8	9.5		C 級 $I_g = 7\text{mA}$ 入力 0.35W	
UZ-6C6	5極	6.3	0.3	100 250	100 100	-3 -3	2.0 2.0	0.5 0.5	3000 1000	1185 1220			0.007	5	6.5			
6CB6*	"	6.3	0.3	200	150	180 Ω	9.5	2.8	600	620			0.02	6.3	1.9			
UZ-6D6	"	6.3	0.3	100 250	100 100	-3 -3	8.0 8.2	2.2 2.0	250 800	1500 1600			0.007	4.7	6.5			
6E5	マジックアイ	6.3	0.3	プレート 125V, 抵抗 1M Ω , -4V で 0°, 90° 時 0V プレート 225V, 抵抗 1M Ω , -7V で 0°, 90° 時 0V														
6F6	5極電力	6.3	0.7	250 315	250 285	-16.5 -24	34 62	6.5 12	80	2500			0.2 0.5	6.5 8.0	13 6.5	7 10	3.2 11	単球 A 級プッシュ
6H6 6H6-GT	双2種	6.3	0.3	プレート電圧最大 150V(r.m.s), 直流出力 8mA 各プレート 最小電源インピーダンス 15 Ω (117V), 40 Ω (150V)														
6J5-GT	3種	6.3	0.3	90 250		0 -8	10 9		6.7 7.7	2000 2600	20 20		3.8	4.4 4.0				
6J6	双3種	6.3	0.45	100		50 Ω	8.5		7.1	5300	38		1.6	2.2	0.4			
6K6-GT	5極電力	6.3	0.4	250 285	250 285	-18 400 Ω	32 55	5.5 9.0	90 110	2300 2100			0.5	5.5	6.0	0.76 0.90	3.4 9.8	単球 A 級プッシュ
6K8 6K8-GT	3種・6種 変換	6.3	0.3	100 250	$R_g = 50k$ 100	-3.0	3.8 2.5	6.0	発振ピーク電圧 7V 400 $g_c = 325V$				0.03 0.08	6.6 4.6	3.5 4.8		発振部 混合部	
6L6 6L6-G	ビーム電力	6.3	0.9	250	250	-14	72	5.0	22.5	6000			0.4 0.9	10 12	12 10	2.5 6.6	6.5 26.5	単球 AB ₁ 級プッシュ
6L7 6L7-G	混合	6.3	0.3	250	100	-3.0	7.1	2.4					0.2 0.2	7.5 6	11 10		発振グリッドバイアス -10V 第一グリッド入力 12V	
6N7 6N7-G	混合	6.3	0.3	300		-6.0	7.0		11	3206	35					2~4	0.4	
6SA7-GT	5格子変換	6.3	0.8	100 250	100 100	0 -2.0	3.3 3.5	8.5 8.5	1000 1000	$R_{g_1} = 20k\Omega$ $g_c = 450\mu\text{S}$			0.13 0.5	9.5 11	12 11		自励 他励	
6SC7	双3種	6.3	0.3	250		-2.0	2.0		53	1325	70		2	2.2	3			
6SD7-GT	リモートカット オフ5極管	6.3	0.3	250	100	-2.0	6.0	1.9	1000	3600			0.008	9.0	7.5			
6SH7 6SH7-GT	5極	6.3	0.3	100 250	100 150	-1.0 -1.0	5.3 10.8	2.1 4.1	350 900	4000 4900			0.008	8.5	7.5			
6SJ7 6SJ7-GT	5極	6.3	0.3	100 250	100 100	-1.0 -3.0	2.9 3.0	0.9 0.8	700 1000	1575 1650			0.005 0.006	6 7	7 8.5			
6SK7 6SK7-GT	リモートカット オフ5極管	6.3	0.3	100 250	100 100	-1.0 -3.0	13.0 9.2	4.0 2.6	120 800	2350 2000			0.003 0.005	6 6.5	7 7.5			
6SL7-GT	双3種	6.3	0.3	250		-2.0	2.3		44	1600	70		2.8 2.8	3 3.4	3.8 3.2			
6SN7-GT	双3種	6.3	0.3	90 250		0 -8.0	10 9		6.7 7.7	3000 2600	20 20		3.8 4	2.8 3	0.8 1.2			
6SQ7 6SQ7-GT	双2種 3種	6.3	0.3	100		-1.0	0.5		110	925	100		1.6	3.2	3.0		250k Ω を通してプレート電圧 300V, $R_k = 3.9k\Omega$, $A = 52$	

真空管名	種別	E_f	I_f	E_p	E_{G2}	E_{g1}	I_p	I_{g2}	r_p	g_m	μ	電極間容量 (pF)			R_L	P_O	備考
		V	A	V	V	V	mA	mA	k Ω	$\mu\Omega$		C_{pg}	C_{1B}	C_{out}	k Ω	W	
6T8*	双2極 3極	6.3	0.45	100		-1.0	0.8		5.4	1300	70	2.4	1.5	1.1			
6U5	マジック アイ	6.3	0.3														
6V6 6V6-GT	ビーム出力	6.3	0.45	250	250	-12.5	45	4.5	50	4100	218	0.7	2.0	7.5	5	4.5	A ₁ 級増幅 AB ₁ 級増幅
6W4-GT	半波整流	6.3	1.2	250	250	-15.0	70	4	60	3750		5.3					
6WC5	5格子変換	6.3	0.35														
6W6-GT	ビーム出力	6.3	1.2														垂直偏向 増幅
6X4*	両波整流	6.3	0.6														傍熱
6X5 6X5-GT	両波整流	6.3	0.6														傍熱
6Z-DH3A	単2極 3極	6.3	0.3									2	2	3.5			
6Z-P1	ビーム電力	6.3	0.35	250	180	-10	17	2.5	150	1800					12	1.5	
12AT7*	双3極	12.6	0.15	180	180	-10	16	2.5	130	1750					12	1.0	
12AU7*	双3極	12.6	0.15	250		-2	10			5500	55	1.45	2.5	0.45			
12AX7*	双3極	12.6	0.15	100		-1	3.7			4000	54	1.45	2.5	0.35			
UX-42	5極電力	6.3	0.7														
UY-76	3極	6.3	0.3	250		-13.5	5		9.5	1450	13.8	2.8	3.5	2.5			
KX-80	両波整流	5.0	2.0	100		-5	2.5		12	1150	13.8						
KX-80HK	半波整流	5.0	0.6														傍熱 (マツダ)
KX-142	半波高圧 整流	2.5	1.75														
UY-807	ビーム電力	6.3	0.9	600	300	-30	60~ 100	5~ 10				0.2	11	7.0		75	AB ₂ 級
3035*	5極	6.3	0.3	150	150	110 Ω	13	4.5		12500		0.40	7.8	3.2			(マツダ)

