

# ラジオ受信機

原理・組立・調整・一般原理

## 全訂版

近藤耕明著

# はしがき

学校を卒えて放送協会にはいり、ラジオ受信機と取り組んで、何もしないうちに、30年の歳月が流れた。そして今、新任務につくに当たっているいろいろと感慨深いものがある。一般アマチュアの皆さんと同様に、電池式受信機で電池を結び違えて、あっという間もなく、真空管を切ってしまったたり、真空管の接続がわからず一晩考えたり、単一調整が取れなくて溜息をついたり、またファンから奇抜な質問をされて、眼を白黒させたりした。おかげで、ラジオ受信機は鳴るものであるという信念を得た。本書はこれらの信念を基として、実際に応用できるように、その原理を説いたものである。

もともとラジオ受信機は、高周波工学応用の一部門であるが、各家庭にも、なじみ深いものである。誰でも、故障の際はすぐに直し、進んでは、自作するくらいにはなりたいたいものである。本書は、これら家庭の人人からラジオ商に至るまでを対象として、その原理と実際を説いたものである、一体に原理というものは無味乾燥で、それだけを知っていても、なかなか実地に応用し難いものである。このため、本書では努めて枝葉を去り、ラジオ受信機の回路を中心として述べたつもりである。初めてラジオを学ばれる読者は、面倒な数式は飛ばして読んでいただきたい。またアマチュア諸氏には、初めの方の章はやさしすぎるので、略して読まれた方がよい。

本書も初版を出してから足掛け10年の歳月を経た。この間に、わが国の聴取者の受信機は、並4球からスーパーヘテロダインに移行し、トランジスター受信機が生まれた。しかしながら、家庭用受信機技術については、10年前と大した差異を見出せないのので、本書は内容においてその大項は初版をもととした。ただ、読者からの質疑・ご意見を参考にして、記述の不適當な所を正し、さらにトランジスター、電蓄等については、新たに書き加えた。

本書が、読者のラジオ知識の一助となり、かつ、さらに高遠な理論の足がかりとなれば著者の最も幸とするところである。

ただ著者浅学非才のため、過誤や、ずさんなところ、また不適當な記述のところが少なくないと思われる。この点は読者諸氏のご叱正を受けて、他日訂正したいと思う。

本書編述にあたり、種種懇切なご指導を賜った同僚諸氏、いろいろと鞭撻下さった理工学社編集部の方方に深く感謝するものである。なお本書を編述するについて、参考としたおもな書籍はつぎの通りである。

- Terman; Radio Engineering.
- Henney; The Radio Engineering Hand Book.
- R.C.A. Receiving Tube Manual.
- F. Langford-Smith; Radio Designer's HandBook.
- Sturley; Radio Receiver Design.
- 日本放送協会編『新ラジオ技術教科書』.
- 日本電波協会編『無線工学ポケットブック』.
- 電気通信学会編『無線工学ハンドブック』.
- 関英男著『電波受信工学』.
- その他 I.R.E 等の文献.

1960年2月

再出発の門出に

著 者

# 目次

第1章 ラジオの基礎	1
1 ラジオ受信機の調節	1
2 受信機の内部	2
3 回路接続図	3
4 電気	6
5 ラジオ受信機を組み立てている回路	7
6 ラジオ受信機	8
第2章 電波	10
1 波	10
2 電波の種類	10
3 ラジオの電波	11
4 ラジオ電波の伝播	13
5 短波および超短波の電波伝播	15
第3章 受信アンテナ	16
1 受信アンテナ	16
2 ループ・アンテナ	17
3 電灯線アンテナ	17
4 アース	18
第4章 電気回路	19
1 抵抗	19
2 インダクタンス	21
3 キャパシター	24
4 交流	25
5 インピーダンス	27
6 共振回路	30
7 並列共振	33
第5章 アンテナ回路と共振	34
1 単回路共振	34
2 結合回路に用いるアンテナ・コイル	35
3 結合回路	36
4 アンテナ・コイルが同調コイルにおよぼす影響	37
第6章 真空管とトランジスター	39
1 真空管の構造	39
2 真空管の働き	39

3 真空管の分類 . . . . .	41
4 トランジスターの原理 . . . . .	44
5 トランジスターの働き . . . . .	45
6 トランジスターの構造と定格 . . . . .	46
<b>第7章 検波回路</b> . . . . .	<b>48</b>
1 検波 . . . . .	48
2 ダイオード検波 . . . . .	49
3 プレート検波 . . . . .	51
4 グリッド検波 . . . . .	52
5 再生検波 . . . . .	53
<b>第8章 高周波増幅回路</b> . . . . .	<b>55</b>
1 増幅回路 . . . . .	55
2 高周波増幅の目的 . . . . .	57
3 非同調高周波増幅 . . . . .	57
4 高周波増幅の基本回路 . . . . .	58
5 高周波増幅の1次コイル . . . . .	58
6 高周波増幅の実際と欠点 . . . . .	61
7 単一調整 . . . . .	62
<b>第9章 低周波増幅回路</b> . . . . .	<b>63</b>
1 低周波増幅回路 . . . . .	63
2 抵抗結合 . . . . .	63
3 低周波チョーク・コイル結合 . . . . .	65
4 低周波トランス結合 . . . . .	74
5 A級電力増幅 . . . . .	75
6 並列およびプッシュプル接続 . . . . .	77
7 B級プッシュプル接続 . . . . .	81
8 トランジスターのパラメーター . . . . .	83
9 トランジスター低周波増幅器の利得 . . . . .	84
10 トランジスターの終段増幅 . . . . .	85
<b>第10章 スーパー・ヘテロダイン回路</b> . . . . .	<b>89</b>
1 スーパー・ヘテロダイン受信機 . . . . .	89
2 周波数の変換 . . . . .	89
3 局部発振器 . . . . .	90
4 中間周波増幅 . . . . .	91
5 周波数変換管 . . . . .	95
6 スーパー・ヘテロダイン回路における混信 . . . . .	97
7 スーパー・ヘテロダインの調整 . . . . .	99
<b>第11章 スピーカー</b> . . . . .	<b>100</b>
1 ダイナミック・スピーカー . . . . .	100
2 イヤホン . . . . .	102
3 パツフルおよびキャビネット . . . . .	102
4 受信機出力とスピーカー . . . . .	103

第 12 章 電源回路	105
1 電源	105
2 直流電源	105
3 交流 A 電源	106
4 交流 B 電源	107
5 C 電源	109
6 トランジスター受信機の電源	110
7 バイブレーター電源	111
第 13 章 補助回路	113
1 補助回路	113
2 音量調節	113
3 音質調節	115
4 負饋還	120
5 自動周波数制御	122
6 選択度制御	124
7 同調指示装置	126
8 ノイズ・リミッター	127
第 14 章 受信機の特性	129
1 総合特性	129
2 感度	129
3 出力	130
4 忠実度	130
5 選択度	131
6 歪み	131
7 安定度と寿命	132
8 デシベル	132
9 増幅と雑音	133
第 15 章 部分品	135
1 同調コイル	135
2 同調コンデンサー	138
3 高周波トランス	140
4 高周波チョーク・コイル	142
5 低周波チョーク・コイル	142
6 低周波トランス	143
7 コンデンサー	144
8 抵抗器	144
9 電源トランス	146
10 導線	148
11 絶縁材料	149
12 プリント配線	150
第 16 章 受信機的设计と製作	151
1 ストレートおよびスーパー・ヘテロダイン受信機的设计	151
2 自作受信機の工作	153

3 オール・ウェーブ受信機的设计 . . . . .	154
4 オール・ウェーブ受信機の製作と調整 . . . . .	157
5 トランジスタ受信機的设计と製作 . . . . .	159
第 17 章 電 蓄 . . . . .	167
1 電蓄の構成 . . . . .	167
2 レコード・プレーヤー . . . . .	167
3 プリ・アンプ . . . . .	170
4 メーン・アンプ . . . . .	172
5 ステレオ・レコード . . . . .	177
付 録 . . . . .	179
PDF 化にあたって . . . . .	185

# 第1章 ラジオの基礎

## 1 ラジオ受信機の調節

童は見たり  
野中のばら  
清らに咲ける  
その色めでつ  
あかずながむ  
紅におう  
野中のばら

シューベルトの美しいメロデーが、演奏室の中にあただよっている。放送局から、電波が野を越え、山を越え、村へ、町へ、都会へと流れて行く。夕げの一時を、1日のつかれを忘れて、うっとり聞きほれるラジオ。

情操としてのラジオ、科学としてのラジオ、このラジオの聞こえるわけを、またどうしたらラジオがうまく働くかをつぎに書いてみよう。

図 1.1(a) は、ある家庭のラジオ受信機の外観である。この右側にツマミが三つある。ツマミは手でつまんで回すから、ツマミと呼ぶ。なかなかよい名である。ツマミは一般に時計の針の進む方向と同じ方向に回した場合 (⌚) に、音量が大きくなるように作られている。右端のツマミを回すと、ダイヤルの針が同時に動く。これは聴きたいと思う放送局に調子を合わせるもので、同調ツマミという。左端にあるのは、受信機に電気を入れたり、切ったりするスイッチで、音を大きくしたり小さくしたりして、適当の大ききにする音量ツマミが兼用されている。中央のツマミは、周波数切り替え用のツマミで、短波放送と標準放送を切り替えて聞くツマミである。

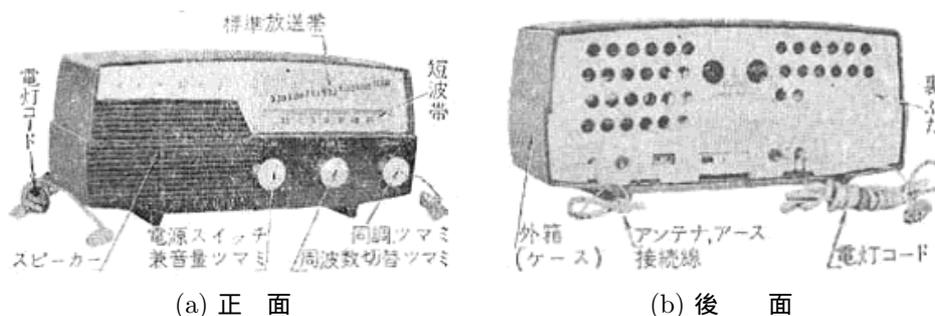


図 1.1 ラジオ受信機

物事には、表裏があるというから、ついでに受信機の裏をながめよう。まず目につくのは、電灯コードである。電灯コードは、約 1.5~2メートル (m) の長さがあり、電灯線に接続し得るようにアダチング・プラグ (さし込みプラグ) がついている。また左の方にビニール線が 2 本でている。

これは、アンテナ (Antenna 空中線) とアース (Earth 接地) を結ぶ線である。アンテナは、長さ数メートルの電線を高さ数メートルの空中に張ったものである。アースは地中に銅板を埋めたもの、または、水道管を利用してもよい。もっとも都会地では、アンテナを外に張ることをせず、アースだけで間に合わせることが多い。この場合はアンテナをアースに結ぶだけである。

そこで、受信機は図 1.2 のように、アダチング・プラグを電灯線へ接続する。さて、受信機を調節して、放送を聞こう。まず、スイッチを入れる。30 秒~1 分くらいたつと、かすかにブーン

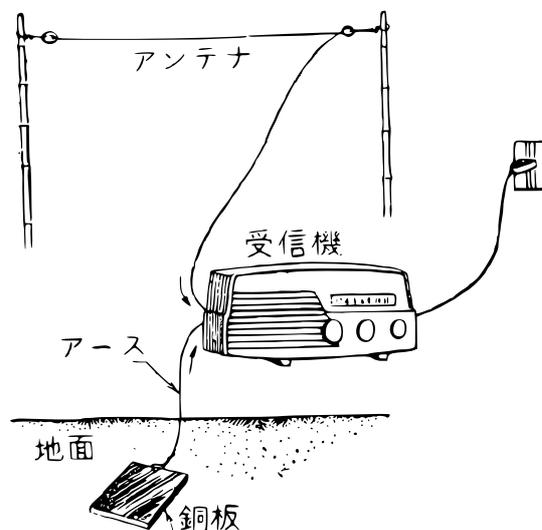


図 1.2 ラジオ受信機の取り付け

と受信機のうなり声が聞こえてくる。

左の音量ツマミを、時計の針と同じ方向に止まるところまで回しておく。中央の切替ツマミは聞こうとする周波数帯に合わせておく。右の同調ツマミを回して希望の放送局の周波数に合わせる。音が大きすぎたら、音量ツマミを徐々に、時計の針の進む方向と反対の方向に回して、適当な音量にする。これが正しい受信機の調節方法である。この際、右の同調ツマミを回しても、音が小さくなるが、これを回して音を小さくすると、音がゆがんでぐあいが悪い。

受信機の出し得る音の最も大きな点、すなわち能力は、このようにして正しく調節できたところである。これ以上望むのは、無理である。今までよく聞こえていて、急に音が小さくなったり、聞こえなくなった場合に、以上に述べた調節法を行なっても、なお音が小さかったり、聞こえない場合は、調節がまちがっているのではなく、受信機が故障しているのである。

世の中には種類のファンがある。野球ファン、カメラファン、ラジオファンと。ファンは愛好者である。愛好者であるから、寝ても、さめても、ラジオとともに生きている。愛撫する、あるときは叱り<sup>しか</sup>もする、ラジオ受信機を丁寧に扱うかと思うと、今度は受信機的能力以上に大きな音で聞こうとする。当然うまく聞こえない。赤ん坊に立って走れというのに等しい。無理に立たせて、こづきまわせば、赤ん坊は泣いてしまう。

ファンは、一種の気遣いである。受信機的能力を意に介しない。もっと聞こえろ、もっと聞こえろと、ダイヤルをぐるぐる回す。受信機はピー、ピー、キュー・キュー悲鳴を上げる。ファンの受信機は不幸である。

## 2 受信機の内部

ファンの受信機は不幸であるが、ファンは種々なことを覚える。わたしたちも一つファンになって、明日のラジオ界をリードしようではないか。そこで受信機を試験台に使って、内部をのぞいて見ることにしよう。

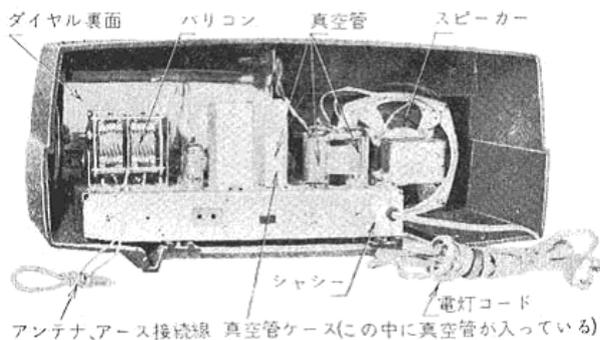


図 1.3 ラジオ受信機の裏ぶたをはずしたところ

まず、受信機の裏ぶたをはずして見ると、図 1.3 のようになっている。外箱に直接のっているのはシャシーである。シャシーには種々な部分品が取り付けられその土台となるので、基板ともいわれる。それから真空管 (Valve バルブ) が見える。真空管は、ガラス管内に電極<sup>1</sup>を封入して、排気をしたものである。

ついでに、シャシーを箱から出してみよう。ツマミはネジ止め、または押し込みになっている。ネジ止めのものはネジをゆるめればはずれる。押し込みのものは前に引っぱれば取れる。なお、シャシーは一般に外箱にネジ止めされているから、これもはずす。そしてシャシーを徐々に引っぱると、箱の外に出る。

図 1.4 は、シャシーを前面から見たところである。

図でわかるように中央にダイヤルの指針が見える。ダイヤルは、この受信機では外箱に直接ついていて、周波数目盛が

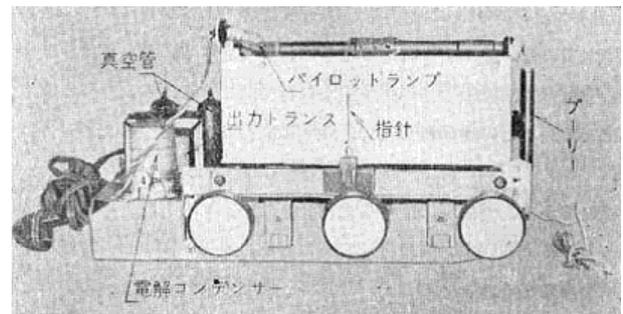


図 1.4 シャシーを正面から見たところ

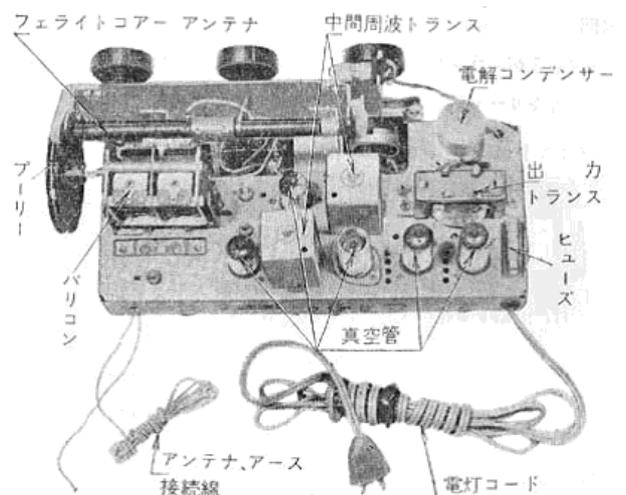


図 1.5 シャシーを上から見たところ

<sup>1</sup> 後に述べるが、ヒラメント、プレート等を電極という。

つけてある。このダイヤルに同調ツマミの軸から琴糸がかかっている、ダイヤルを回すと、糸がベルトの役目をして指針を動かす。

図 1.5 は、上方から見た図である。左側のダイヤルの後方には、バリコンがある。同調ツマミを回すと、バリコンのローターが回る。バリコンは、2組のアルミニウム板を組み合わせたもので、一方の板を回転させて（この回る方の板をローターという）、相互の重なり合う面積を、可変できるようにしたものである。手前には真空管が並んでいる。ちょうど5個並んでいるから、この受信機は5球受信機である。

今度はシャーシの底から見よう。図 1.6 はシャーシを裏返したところである。これは大変である。何だか品物がごちゃごちゃあって、わけがわからない。しかしよく見ると、真空管のソケットが見える。ソケットは真空管を抜き差しする受け台である。ソケットから電線がたくさん出ている。あるものは小さな円筒型のコンデンサー（これをチューブラーコンデンサーという）につながっている。また一方では円筒型の抵抗器につながり、コイル、コンデンサー等にもつながっている。

これらの部分品はただ漫然とあるのではない。一つ一つなくてはならない理由があって存在するのである。そのなくてはならない理由を調べてみよう。

### 3 回路接続図

わたしたちが山登りをする。地図が必要だ。地図があっても見かたを知らなければ、ないのと同じである。ラジオの勉強には、回路接続図（配線図）が必要である。しかし見かたを知らなければ、何にもならない。

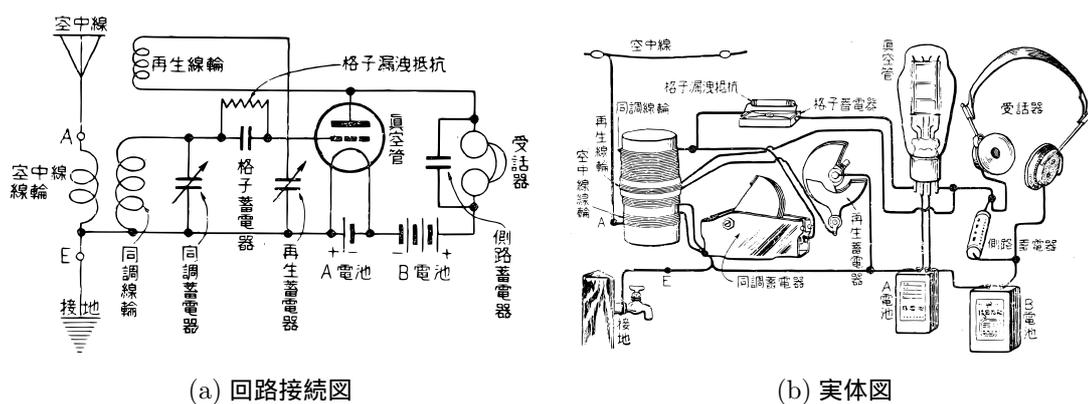


図 1.7 簡単な受信機の例

回路接続図は、名の示す通り部分品と部分品との組み合わせかた、線の結びかたを示した図面である。

図 1.7 は、簡単な受信機の配線図と実体図の例である。まずこれについて説明しよう。(a) は回路接続図で、(b) はその実体図である。この受信機は真空管を一つしか使っていないので、1球受信機である。

ここでは受信機の動きぐあいは述べない。それは後章でしたいにわかるから、部分品の名前と図面とが、覚えられればよい。

図 1.8 も一緒に見てほしい。受信機の配線は、互に接続する場合と、しない場合とがある。前者は交叉した所に黒点を付ける。

名称	記号	実体図	名称	記号	実体図
接続した線			真空管 (2 極)		
接続していない線			真空管 (3 極)		
アンテナ			真空管 (5 極)		
アース (接地)			低周波トランス		
コイル (線輪)			電源トランス		
バリコン (可変蓄電器)			電池		
コンデンサー (固定)			スイッチ		
電解コンデンサー			ヒューズ		
抵抗 (可変)			受話器		
抵抗 (固定)			ダイナミックスピーカー		

図 1.8 部分品の名称と記号

コイル<sup>2</sup>(Coil 線輪)は、導線<sup>3</sup>をぐるぐる巻いたものである。線をぐるぐる巻くので、記号ではで表わされる。コイルを構造から

- (i) 可変コイル (バリアブル・コイル)
- (ii) 固定コイル (フィクスト・コイル)

<sup>2</sup> 一般にコイルと呼ばれているが、日本の学術名としては線輪であって、また標準用語である。本書では、あなたが標準用語によらず、通用語等を用いた。これは本書がアマチュアを対象としたためである。参考にその他の言葉を括弧の中に入れておいた。以後の単語もおよその例になっている。

<sup>3</sup> 物質には電気をよく流すことができる導体と、流すことができない不導体がある。銅、銀等の金属は導体で、エポナイト、雲母等是不導体である。導体を細く長くしたのが導線である。

に分ける．可変コイルはコイルのインダクタンス<sup>4</sup>を可変できるようにしたもの，固定コイルは可変できないものである．コイルを使用場所から

- (i) 高周波コイル (High frequency coil ハイ・フレクエンシー・コイル)
  - a. アンテナコイル (Antenna coil)
  - b. 同調コイル (Tuning coil チューニング・コイル)
  - c. 再生コイル (Reaction coil リアクション・コイル)
  - d. 高周波チョークコイル (High frequency choke coil ハイ・フレクエンシー・チョーク・コイル)
- (ii) 低周波コイル (Low frequency coil ロー・フレクエンシー・コイル)
  - a. 低周波チョーク・コイル (Low frequency choke coil ロー・フレクエンシー・チョーク・コイル)

等に分ける．これらの名称は，そのものの使用場所からできた名前である．図 1.7 のアンテナ・コイル，同調コイル，再生コイルは，一つのボビン (Bobbin 円筒) に巻かれている固定コイルである．

コンデンサー (Condenser 蓄電器) は，2 枚または 2 枚以上の金属板を向き合わせたものである．板と板とを向き合わせてあるので，記号は $\overset{\#}{\parallel}$ で示す．この向き合わせた面を，変化させることができる場合がある．この場合は， $\#$ の記号で示す．コンデンサーは，可変できるかできないかによって

- (i) 可変コンデンサー (Variable condenser バリアブル・コンデンサー)(略してバリコンという．)
- (ii) 半固定コンデンサー (Semi-fixed condenser セミ・フィクスト・コンデンサー)
- (iii) 固定コンデンサー (Fixed condenser フィクスト・コンデンサー)

に区別される．バリコンは，相互の対向する面積を可変できるようにしたもの，半固定コンデンサーは必要に応じて可変することができ，ふだんはあまり可変しないものである．固定コンデンサーは，可変できないものである．

また対向している金属板間の材料<sup>5</sup>によって区別がある．雲母 (Mica マイカ) の場合には雲母コンデンサー，紙 (Paper ペーパー) の場合には紙コンデンサー，空気 (Air エアー) の場合には空気コンデンサー，酸化アルミニウム等を用いた電解コンデンサー等である．

さらにまた使用場所により

- (i) 同調コンデンサー (Tuning condenser チューニング・コンデンサー)
- (ii) 再生コンデンサー (Reaction condenser リアクション・コンデンサー)
- (iii) グリッド・コンデンサー (Grid condenser)
- (iv) 結合コンデンサー (Coupling condenser カップリング・コンデンサー)
- (v) 平滑コンデンサー (Smoothing condenser スムージング・コンデンサー)

等の名がある．

図 1.7 の同調バリコンは，使用場所によって，つけられた名称である．構造等の名を併記すると，これは空気可変同調コンデンサーという長い名になる．同様に再生コンデンサーは，空気可変再生コンデンサー，グリッド・コンデンサーは雲母固定グリッド・コンデンサー，バイパス・コンデンサーは，紙固定バイパス・コンデンサーとなる．そこでふつうは，略して使用場所を主とする場合は，同調コンデンサー，変化を主とする場合は，バリコンと使い分けをするのである．

抵抗は電気を流れにくくする働きがある．このため，凹凸の $\updownarrow$ の記号で表わされる．抵抗も，その値を可変できるかできないかによって，可変抵抗と固定抵抗とに分かれ，使用場所により

- (i) グリッド・リーク抵抗 (Grid leak resistance 格子漏洩<sup>ろうえい</sup>抵抗)
- (ii) 結合抵抗 (Coupling resistance カップリング・レジスタンス)
- (iii) バイアス抵抗 (Bias resistance バイアス・レジスタンス)
- (iv) 平滑抵抗 (Smoothing resistance スムージング・レジスタンス)

<sup>4</sup> 4 章 2 節参照．

<sup>5</sup> この材料を誘電体物質 (Dielectric material) という．

- (v) 負荷抵抗 (Load resistance ロード・レジスタンス)
- (vi) 結合阻止抵抗 (De-coupling resistance デカップリング・レジスタンス)

に区別される。

真空管は構造上により、2 極、3 極、4 極、5 極.....と区別される。2 極真空管は、プレート (Plate 陽極) とヒラメント (Filament 織条) の二つの要素 (これを電極といっている。) からできたものであるから、2 極真空管という。3 極は、これにグリッド<sup>6</sup>(Grid 格子) を入れて、三つの電極となるので 3 極真空管という。

3 極以上は、1 電極を追加するごとに 4 極、5 極といっている。

そこで電極数に応じて、図 1.8 のような記号で表わされる。これから図 1.7 に用いている真空管は 3 極真空管であることがわかる。

その他、スピーカー、電池等の記号は、図 1.8 に示した通りである。このように、部分品の記号がわかれば、後は線でそれぞれを正しく接続すればよい。

## 4 電気

図 1.7 は、電池で受信機を動作させている電池式受信機(直流受信機ともいう) である。図 1.1 図の受信機は、電灯線から電気を供給している。これを交流式受信機という。

もともと、電気は電子<sup>7</sup>の流れである。電子の流れがつねに一定しているのを直流といい、時時刻刻流れる方向が変わるのを交流という。

例えば電灯線は交流であり、電池は直流の電気である。

電気は、手を触れればピリッといやな感じがするが目に見えない。そのため、目に見える水にたとえて覚えるのが一番理解しやすい。

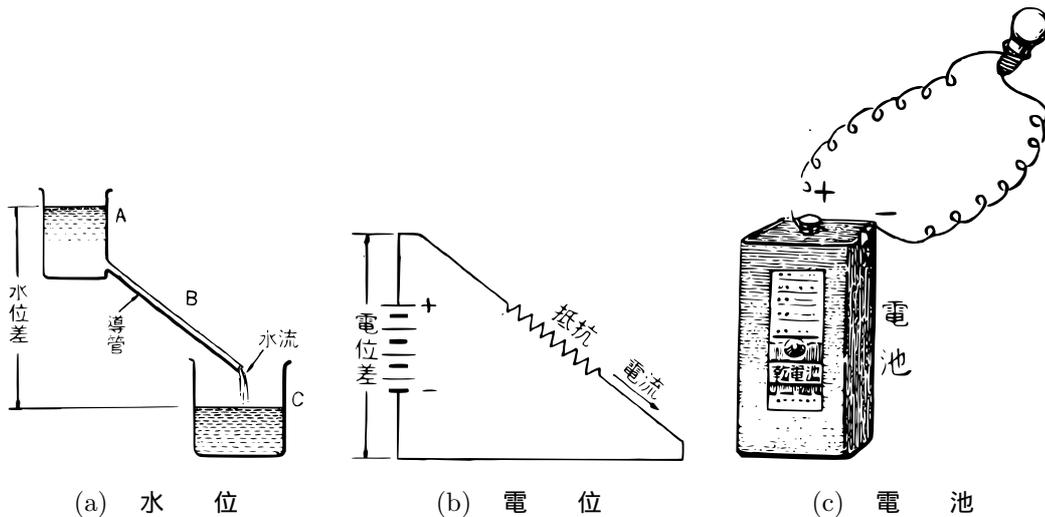


図 1.9 電 流

高い所から低い所に水を導くと水が流れる。これを水流という。水流は高い所と低い所との高さの差が大きいほど、よく流れる。この高さの差を水位差 (落差) という。

電気の場合も、電気の流れを電流という。習慣上、電子の流れと反対方向を、電流の流れの方向ときめている。電気にも高低があると、水位差に相当する電位差<sup>8</sup>を生じ、高い方から低い方へ電流が流れる。電位差は電圧ともいう。

<sup>6</sup> ヒラメント、グリッド、プレートは、真空管内部の電極であって、ヒラメントはタンゲステン、グリッドは細目のニッケル、プレートはニッケルまたは鉄の板からできている。グリッドはヒラメントとプレートとの間にあって、ヒラメントからプレートに電子が行くのを制御する。

<sup>7</sup> 物質を細分し、これ以上細分すると、そのものの性質を失うという極限の微粒子がある。この微粒子を分子という。例えば水を細分すると水の分子となる。分子は原子からできているものと考えられている。例えば、水の分子は水素原子二つと酸素原子一つから成り立っている。また原子は陽電気を帯びた原子核と陰電気を帯びた電子からできていて、その電気の量が等しいため、外部に対しては電気的作用が現われない。金属物質の原子には外部から電気の力が働くと、これによってたやすく働くことのできる電子がある。この電子を自由電子という。自由電子の流れが電子流である。

<sup>8</sup> 電位差は 2 点間の電位の差である。電位とは単位陽電荷を無限に遠い所から、その点にもって来るに要した仕事をいう。この定義は正しいが難しいので、単に電位差という言葉だけ覚えておけばよい。



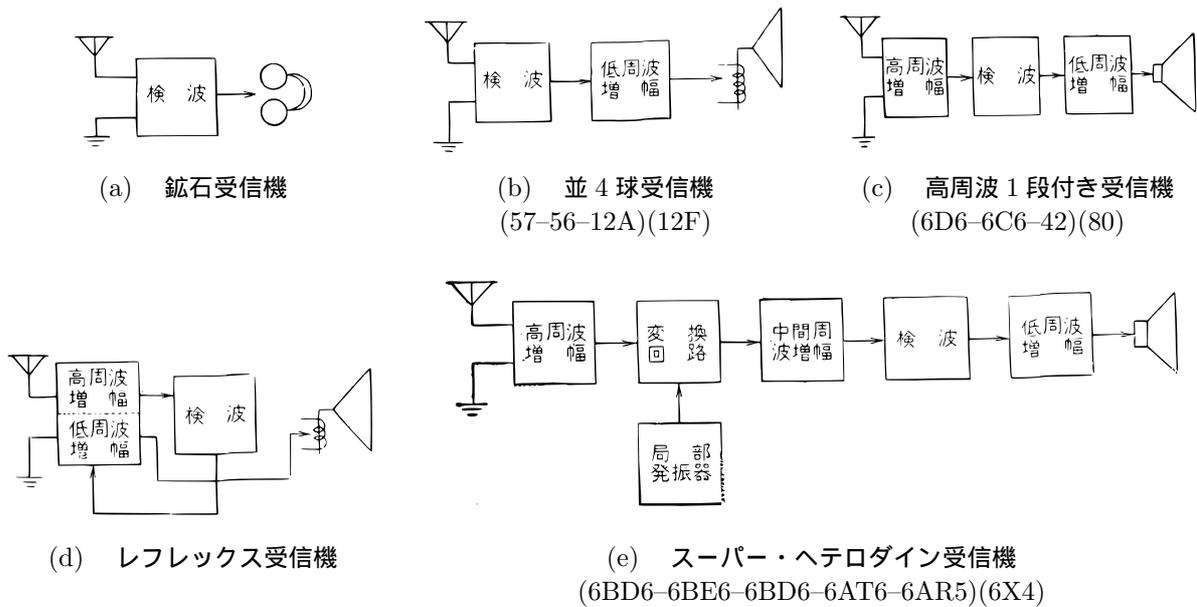


図 1.11 各種ラジオ受信機の回路

この最も簡単な例が、鉱石受信機である。いちいち回路接続図で書くのは面倒であるし、またかえって理解し難くなるので、単に検波回路という文字で、検波回路内の接続図を示すと、図 1.11(a) のようになる。この鉱石受信機は、放送局にごく近接した所で、しかも小人数で聞くのに適する。従ってふつうの受信機は真空管で音を大きくする回路、すなわち増幅回路を用い、また真空管を動作させるための回路、すなわち電源回路を付属させてある。こうして遠い所でも、多人数で聞くことができる。

増幅とは、電圧または電力（電力は電圧と電流の積である）の大きさを増大させることである。この増大させる回路が増幅回路である。

電気に直流と交流とがあることはすでに述べてある。この交流をさらに区別すると、電灯線のような、1 秒間に電流の方向が 100 回または 120 回変わるもの（電流が右から左へ流れ、つぎに左から右へと 2 回電流の方向が変わる度数を、サイクルとっている。電灯線は 50 サイクルまたは 60 サイクルである）と、わたしたちが音として感知できる範囲（16～15,000 サイクル）内で変わるものがある。これはスピーカー等で音として感知できるので、可聴周波、音声周波、低周波電流等と呼ばれている。さらに 15,000 サイクル以上も電流の方向が変わるものがある。これは、音として感知できない。これを高周波電流とっている。

ラジオに用いられる電気のうちで、電波は高周波電流、スピーカーを鳴らす電流は音声電流、電源トランスで用いられる電流は 50 サイクルまたは 60 サイクルの低周波電流である。

従って、ラジオ受信機で用いる増幅回路の場合には、高周波電流そのものを増幅する回路、すなわち高周波増幅回路と、音声電流を増幅する低周波増幅回路とがある。

一般に検波回路に入る前の増幅回路は、高周波増幅回路で、検波回路の後につづく増幅回路は、低周波増幅回路である。

ラジオ受信機を、高周波増幅回路、検波回路、低周波増幅回路、スピーカーと、順に動作させたのが、ストレート回路 (Straight circuit) である。図 1.11(b), (c) がこの系統図である。

受信機の中には、真空管を節約する目的から、1 個の真空管で高周波増幅および低周波増幅を行なわせているものがある。これをレフレックス回路 (Reflex circuit) という。図 1.11(d) がその例である。

高級で性能のよい受信機としては、スーパー・ヘテロダイン回路 (Super heterodyne circuit) と称するものがある。これは、到来電波の周波数 (1 秒間のサイクル数) を、一度他の周波数に変えて、増幅する方法である。図 1.11(e) は、この系統を示したものである。

## 6 ラジオ受信機

音を遠くに伝える方法としては、種種のものがある。有線電話もその方法の一つである。これは図 1.12(a) に示すように、送る方で送話器に向かって話すと、送話器に流れる電流は、話された音と同じ変化の電流 (音声電流) となって電線

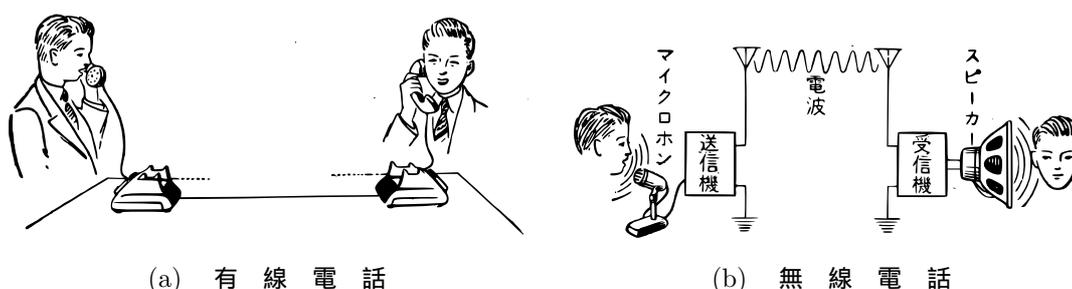


図 1.12 電話の原理

を伝わって流れて行く。受ける方は、この電線に受話器を接続して、流れて来た音声電流を再び音にもどして聞く。すなわち電線を仲立ちとして使用しているのが、有線電話（または単に電話）といわれる。

この仲立ちの電線を、電波に置き替えて通信を行なうものが無線電話である。電線がないから、無線と称されるのである。しかし、この場合は電波を利用するため、電波を発生する送信機と、電波を受ける受信機とが必要となる。

電波にも種類の種類がある（2章参照）。電波はその周波数によって、長波、中波、短波等に区別されている。

ラジオ受信機は、このの中波、すなわちわが国では、535～1,605 キロサイクル<sup>12</sup>の周波数の電波を受ける受信機である。

一般に、放送局からの電波を受けて通信する無線電話を、ラジオというようになったのは、3極真空管を発明したド・フォーレ (De Forest. L.) 博士が、初めてニューヨークで自作の無線電話器を実験したとき、ラジオ・テレホン (Radio-telephone) と名づけたのに始まっている。ラジオ (Radio) とは、輻射の意味である。

受信機はその動作からすると、電波 アンテナ回路 高周波増幅回路 検波回路 低周波増幅回路 スピーカー、および電源回路と順に働くので、以下この順を追って、原理と実際について述べてみよう。

<sup>12</sup> 1 キロサイクルは、1 サイクルの 1,000 倍であって、すなわち 535 キロサイクルは 535,000 サイクルである。

## 第2章 電波

### 1 波

水波，音波および電波のそれぞれの波の性質は，似ている点が多いので，目に見える水波にたとえると理解しやすい．  
静かな池の水面に石を投げると，投げられた点を中心として，水面に円い波紋を生じ，その波紋は四方にひろがっていく．いま，中心から比較的離れた点を考えよう．

図 2.1 は，その有様を示したもので，A 点にある木片は，ただ同じ所を上下しているだけで，別に中心から遠ざからない．この場合，木片は上下に振動しているという．A 点にある木片が 1 秒間に上下する数を，振動数または周波数 (Frequency) といい，1 回上下してもとの位置になるまでを 1 周波または 1 サイクルという．例えば，1 秒間に，10 回上下するならば，周波数は 10 サイクル/秒または単に 10 サイクルであるという．

このように，波とは，隣り合った各部分が順順に少しずつ遅れて，同じ振動を繰り返す現象である．波の高い所 (山) とつぎの山との距離，または低い所 (谷) とつぎの谷との距離を波長という．

波の伝わる速さは，波の大きさや，周波数の大小にかかわらず一定していて，音波が空気中を伝わる速さは 1 秒間に約 340 メートル，電波が空間を伝わる速さは 30 万キロメートル [ $3 \times 10^{10}$  センチメートル/秒 (cm/sec)] である．放送局では，放送機によって，高周波電流を起し，送信アンテナとアースに流して電波を発射するのである．

波が 1 秒間に伝わった距離には，波の周波数と同じだけの山と谷の形ができるから，波長，周波数，速さの間には，つぎの関係がある．

$$\text{波の速さ} = \text{波長} \times \text{周波数} \quad (2.1)$$

この式によって，速さ，波長，周波数のうち，任意の二つがわかれば，他を計算することができる．

例えば，1,000 サイクルの音波の波長を求めるには，音波の速さは 1 秒間に 340 メートル (m) ということがわかっているから

$$\begin{aligned} 340 &= \text{波長} \times 1,000 \\ \text{波長} &= 0.34 \text{ メートル (m)} \end{aligned}$$

となる．

### 2 電波の種類

銅線のように電気をよく通じるものを導体という．導体に高周波の電流を通じると，電波ができるようになる．ちょうど，うちわをゆっくり動かしては風がでないが，速く動かすと，空気の振動が風となってでて行くのと同じである．電波は導線の周囲の空間に，水波と同じような線を書いてひろがっていく．従って，水波と同様に周波数，波長，の言葉が用いられる．

電波は周波数が 10,000 サイクル (10 キロサイクル) から 300,000,000,000 サイクル (300,000 メガサイクル) の波で，表 2.1 のように区分されている．

また場合によっては表 2.1 によらず長波 (15~100 キロサイクル<sup>13</sup>)，中短波 (1.5~6 メガサイクル)，短波 (6~30 メガサイクル)，とし，特に 535~1,605 キロサイクルのものを標準放送周波数帯ということもある．

<sup>13</sup> 1 サイクルの 1,000 倍を 1 キロサイクル (kc) という．従って 1 キロサイクル = 1,000 サイクルである．また 1,000,000 サイクルをメガサイクル (Mc) という．

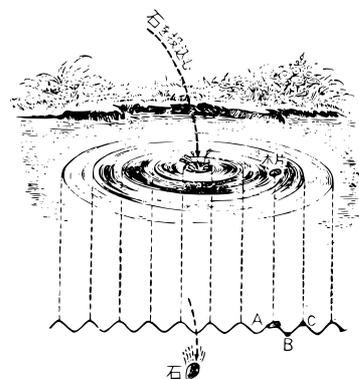


図 2.1 水 波



図 2.2 波 長

表 2.1 電波の周波数

記号	周波数範囲	名称
VLF	30 キロサイクル以下	ミリメートル波
LF	30 ~ 300 キロサイクル	キロ "
MF	300 ~ 3,000 キロサイクル	ヘクト "
HF	3,000 ~ 30,000 キロサイクル	デカ "
VHF	30 ~ 300 メガサイクル	メートル波
UHF	300 ~ 3,000 メガサイクル	デシ "
SHF	3,000 ~ 30,000 メガサイクル	センチ "
EHF	30,000 ~ 300,000 メガサイクル	ミリ "

なお、赤外線、光線、紫外線、X線等も、その発生する方法は、電波とは違うが、電波より周波数が非常に高いものであって、本質的には同一のものであると考えられている。電波およびこれら光線、X線等を総称して電磁波という。

同じ周波数でも、利用目的によって種々な使いかたがある。例えば無線電信のように、発射される電波が電信符号として送り出されるもの、ラジオのように発射される電波を音声電流で変化するもの等である。これら電波の種々な使いかたを、簡単に区別して表わすために、表 2.2 のような記号が定められている。

以上のことから、標準放送周波数帯の電波は中波で、 $A_3$  に相当することがわかる。

以上に述べたことは、後節で説明するように、電波の大きさ(振幅)を音声電流で変化したもので、振幅変調波(A.M.)といわれる。変化の方法は振幅だけに限らず、周波数を変えても通信の役に立つので、これを周波数変調波(F.M.)という。わが国のTV(テレビジョン)の標準方式では、画の方の電波はA.M.であるが、音声の方の電波はF.M.である。

また、その他位相変調波(P.M.)といって、電波の位相<sup>14</sup>を変えて通信することもある。

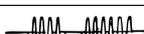
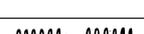
### 3 ラジオの電波

わたしたちが、マイクロホンに向かって話をすると、マイクロホンを流れる電流は、これに応じて、音と同一周波数に変化する。この電流の周波数は、音声によるから、約30~15,000サイクルである。

15,000サイクル以下の周波数の電流(低周波電流または音声電流)では、電波となって空間に放射されない。もっと周波数が高いことが必要である。

ラジオの電波<sup>15</sup>は535,000~1,605,000サイクルの高い周波数の電流が用いられる。このように、高い周波数の電流を

表 2.2 電波と記号(1947年 国際無線電信会議で決定)

振幅変調形式記号	電波の状態	例
形式 A0	振幅を変化しない持続電波	 周波数標準電波
" A1	振幅を電信符号で変化する持続電波	 持続電波無線電信
" A2	振幅を電信符号とともに可聴周波で変化する持続電波	 変調持続電波無線電信
" A3	振幅を可聴周波で変化する持続電波	 放送無線電話(ラジオ)
" A4	振幅を可聴周波以上の周波数で変化する写真電送	 写真電送
" A5	振幅を可聴周波以上の周波数で変化するテレビジョン	 テレビジョン
" A6	復式伝送および以上に含まれない場合	

<sup>14</sup> 4章を参照のこと。

<sup>15</sup> 本書では特に断わらない限り標準放送周波数帯(535~1,605キロサイクル)の振幅変調波をラジオの電波ということとする。

高周波電流<sup>16</sup>という。

高周波電流は、電波として発射することができる。高周波電流は、電波として発射しやすくつづぐうはよいが、一方、高周波電流は周波数が高すぎて、音として感じられる周波数 (30 ~ 15,000 サイクル) の範囲以上であるので、わたしたちには音として感知できない。

このためつぎに述べるように、電波としては発射されやすい高周波を用いるが、ただ高周波電流をそのまま用いるのではなく、高周波電流の大きさ (振幅<sup>17</sup>) を、音声電流の変化に応じて、大きくしたり小さくしたりして、電波として発射するのである。

高周波電流を、音声電流で変化させることを変調<sup>18</sup>(Modulation) といい、変調された電波を変調波 (Modulated wave)、変調されないもとの電波を、搬送波 (Carrier wave) という。また搬送波の周波数を搬送周波数 (Carrier frequency) という。

N.H.K の東京第 1 放送の周波数は、590 キロサイクルであるが、この 590 キロサイクルは、搬送周波数を指しているものである。

変調波については二つの重要な事項がある。(1) は搬送波と音声電流との変調の割合、すなわち相互の振幅の大小の関係、(2) は搬送周波数と変調周波数との関係である。

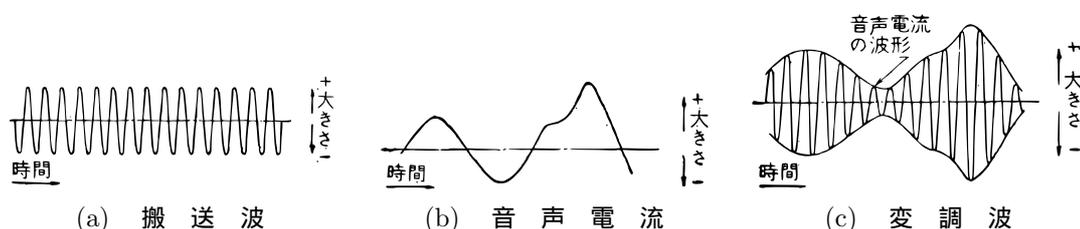


図 2.3 ラジオの電波

図 2.3(a) は、搬送波を示したものである。縦軸には大きさ、横軸には時間をとってある。同様に、(b) は音声電流を示したものである。いま、音声電流で搬送波を変調すると、(c) のように、音声電流の振幅の大小に応じて、搬送波の振幅も大小となり、変調された電波すなわち変調波となる。

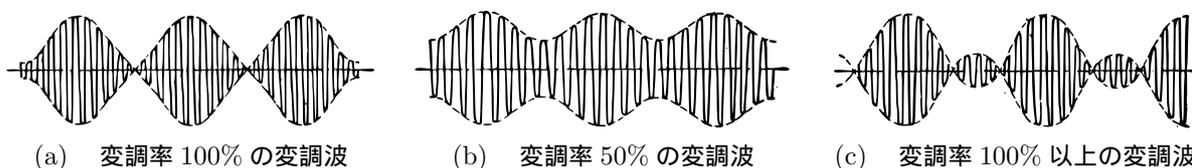


図 2.4 変調率

この大小の程度を表わすのに変調率 (Modulation percentage) という語を用いる。変調率 100% とは、両者の振幅が等しい場合である。変調率が 100% 以上になると、音がゆがんで、原音を再現することができなくなる。

わが国の放送局の平均変調率は、30 ~ 40% である。規則正しい変調波は、三つの搬送波からできあがっているものと考えられる。三つの搬送波とは、もとの搬送波およびもとの搬送波に変調周波数を加えたものとそれを減じたものとの三つである。

例えば搬送周波数を 1,000 キロサイクル、変調周波数を 1 キロサイクルとすれば、変調波は、1,000 キロサイクル、1,001 キロサイクル ( $1,000 + 1 = 1,001$ ) および 999 キロサイクル ( $1,000 - 1 = 999$ ) の電波から成り立っているものと考えられる。

図 2.5(c) の変調波は、1,000 キロサイクルの搬送波 (b) を、音声電流 1,000 サイル (a) で変調したものである。これは一面 (d) と (b) との合成したものと考えられ、(d) はさらに (e) と (f) との合成したものと考えられるから、結局 (c) は (b), (e), (f) と三つの波が合成したものと考えることができる。

すなわち周波数でいえば、1,000 キロサイクル、1,001 キロサイクルおよび 999 キロサイクルの三つの電波が合成したものと見える。

<sup>16</sup> 15,000 サイクル以上の周波数の電流を、高周波電流という。

<sup>17</sup> 振幅 (Amplitude) は、波の振動する幅であって、一番振動する幅の大きい点である。交流の振幅はその強さを示すものである。

<sup>18</sup> ここでいう変調は振幅変調 (A.M.) である。

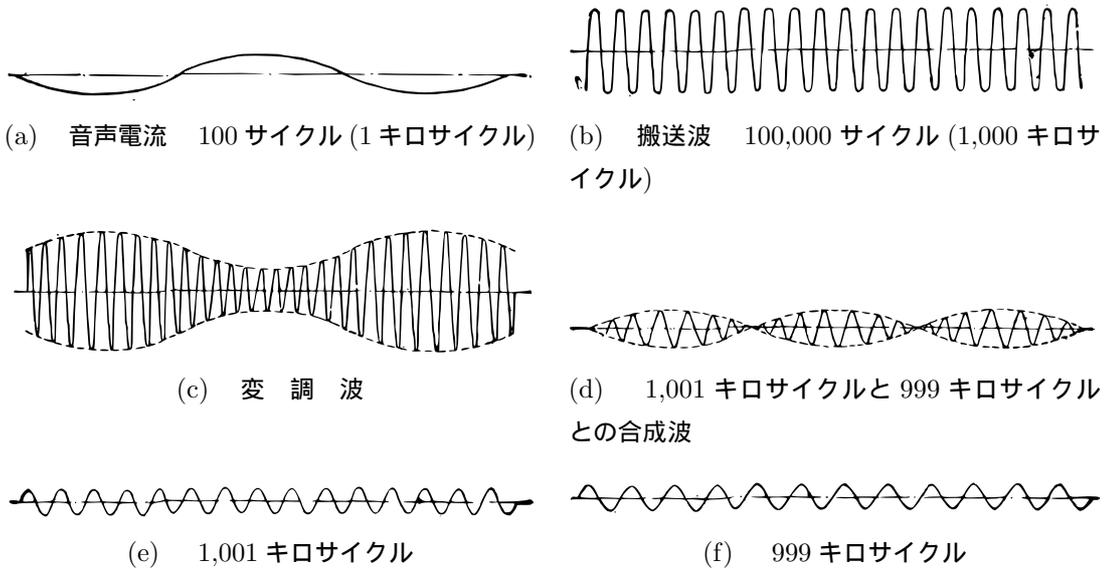


図 2.5 周波数と変調波

一般にわたしたちの会話のように、多くの周波数をもった音声電流で変調する場合は、それに応じた幅の周波帯域が、搬送波を中心としてできるので 搬送周波数 + 音声周波数 を上方側波帯 (Upper side band), 搬送周波数 - 音声周波数 を下方側波帯 (Lower sideband) という。

例えば、搬送周波数 1,000 キロサイクルを、50 ~ 5,000 サイクルの周波帯を持つ音声電流で変調すれば

$$\begin{aligned} \text{搬送周波数} &= 1,000\text{kc}^{19} \\ \text{上方側波帯} &= 1,000 + 0.05 = 1,000.05\text{kc} \\ &\sim 1,000 + 5 = 1,005\text{kc} \\ \text{下方側波帯} &= 1,000 - 0.05 = 999.95\text{kc} \\ &\sim 1,000 - 5 = 995\text{kc} \end{aligned}$$

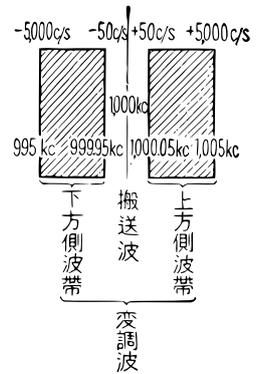


図 2.6 変調波

となる (図 2.6 参照)。

このように、変調波は搬送周波数を中心に、上下に音声周波数だけの幅を必要とするから、音を忠実に再現するためには、これだけの幅を持った受信機が必要となる。

#### 4 ラジオ電波の伝播

ラジオ電波は昼間<sup>20</sup>では放送局から遠ざかるにつれ弱くなり、だいたい距離に反比例する。距離が倍になれば、電波の強さ (電界強度) は 2 分の 1 になる。

電界強度は、1メートルの有効高さの垂直受信アンテナ<sup>21</sup>に誘起される電圧の大きさで示される。すなわち、1メートル当たり何ボルトとして、ボルト/メートル (V/m) で表わされる。実際には、この 1,000 分の 1 の、ミリボルト/メートル (mV/m)、さらにその 1,000 分の 1 の、マイクロボルト/メートル (μV/m) で表わされることが多い。

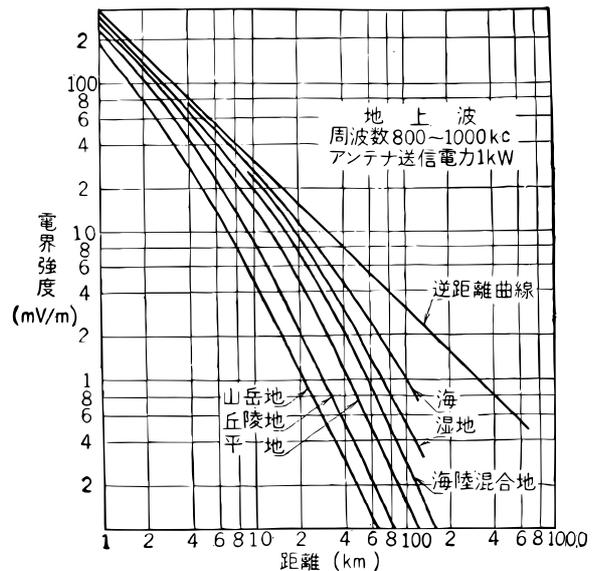


図 2.7 地上波の伝播

<sup>20</sup> ここに昼間とただし書きがついているのは、後述するようにラジオ電波の内、地上波についてのみしか言えないからである。

<sup>21</sup> 1mの有効高さの垂直受信アンテナとは、地面に垂直に立てた、金属棒のアンテナであって、その棒の高さが約 2m のものをいう。実際の電流は、後に述べるように各部一様でないため、1mの長さがあっても、その 5 割か、6 割かが有効に用いられるのにすぎない。また周囲の状態により多少違うこともあるから、このため 1mの有効高さという、面倒な言い表わしかたをするのである。

図 2.7 は、ラジオ電波の送信アンテナ電力と、電界強度を示したものである。

これによって放送局のアンテナ電力がわかれば、受信地点（聴取する地点）の大体の電界強度を知ることができる。

例えば、ある放送局のアンテナ電力を 1 キロワット<sup>22</sup>とすると、電界強度 15mV/m の地点は、放送所と受信地点の地形が平地であるならば、放送所から半径 10km の円周上にあることがわかる。

しかし、放送所から同じ距離の受信地点であっても、放送所と受信地点との地勢によっては、電界強度は左右され、必ずしも同一の電界強度とはならない。

このため放送局からの電波の強さを、地図上に記入して、聴取者の便利をはかった電界強度地図がある。

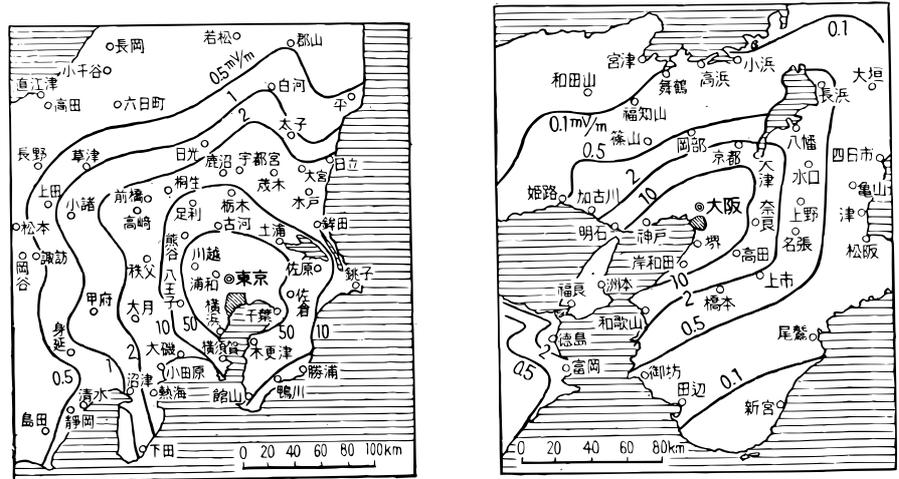
図 2.8(a), (b) はその一例を示したもので、(a) は東京 150 キロワットの電界強度地図、(b) は大阪<sup>23</sup>10 キロワットとした場合の電界強度地図である。この地図を一見すれば、その土地、その土地の電界強度がわかる。この例では、日立市の電界強度は、2 ミリボルト/メートルである。

送信アンテナから発射される電波には、地面にそって進行する地上波<sup>24</sup>(Ground wave) と、空間に高く発射される空間波 (Sky wave) とがある。地上波は地面にそって進むので、地上の種類の障害物のために吸収され、早く弱まってしまいが、空間波はそのようなことがないので、遠方まで充分伝わる。

空間波の伝播状態は標準放送周波数帯では、およそ図 2.9 の通りとなる。夜間、遠距離では地上波は減衰してしまうので、空間波のみと考えてよい。同図中、準最大値、中間値とは、聴取している時間中、電界強度のある値を越す時間が、全観測時間のそれぞれ 5 および 50% の値である。後に述べるフェージングのために、このようないかたをするのである。

地球の上空 100~400km の所には、希薄なガスが、太陽光線のために電離<sup>25</sup>密集した、電波を反射する性質を持つ層があると考えられている。この層を電離層<sup>26</sup>(Heaviside layer ヘビサイド層) といっている。ラジオ電波の場合には、昼間は太陽光線が強く、分解された電子の数が多いために、電波がこれに衝突すると、ほとんど吸収されて反射しない。しかし夜間になると、太陽光線が弱まるため電子数が減じ反射されやすくなる。夜間、遠方の放送局の放送が聞こえるのは、この理由によるのである。従って、わたしたちが、ある放送局の放送を聞く場合は、昼間は地上波を、夜間は地上波と空間波と合成したものを受信することになる。夜間合成したものを聞くため、ここにフェージング (Fading) という特殊な現象にあうことになる。

図 2.10 のように A 点を放送局、B 点を受信地点とし、B 点で空間波と地上波とが同時に受信される場合を考えよう。



(a) 東京第 1 放送の場合 (150KW,590kc) (b) 大阪第 1 放送の場合 (10KW,640kc)

図 2.8 電界強度地図

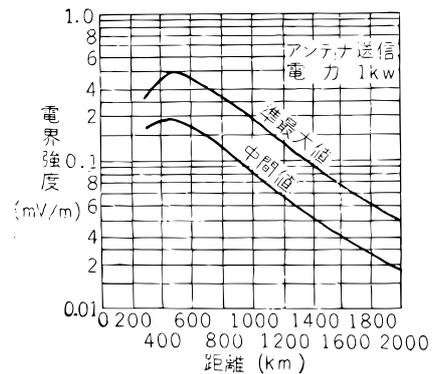


図 2.9 空間波の電界強度

<sup>22</sup> 1 ワットは、1 ボルトと 1 アンペアの積である。1,000 ワットを 1 キロワットという。

<sup>23</sup> 東京 150kW、大阪 10kW として電界強度地図が画いてあるが、電波の周波数および出力は、ときどき変更となることがあるから注意されたい。なお放送局のアンテナ電力のみ増力となった場合は、受信地点の電界強度は電力の比の平方根に比例する。例えば電力が 2 倍となれば電界強度は 1.4 倍となる。

<sup>24</sup> 地上波は電波の直接波、大地の反射波、地表波、そのほか地球表面の回折波、大気屈折波等を総称していう。

<sup>25</sup> 電離とは、電子が高速で他の分子に衝突すると、その分子中から電子をたたき出して、分子が電氣的平衡を失なって、陽電荷を帯びた現象をいう。また紫外線を分子に当てると同様の現象を生じる。

<sup>26</sup> 電離層は多くの層よりなり地上約 100km の高さで、約 20km の厚さを持つ E 層と、約 200~400km の高さの F 層が主要なものである。このほかに E 層と F 層の間に E<sub>2</sub> 層、E 層とほとんど同じ高さに E<sub>1</sub> 層、E 層の下、地上 60~90km に D 層がときとして生じると考えられ、また F 層は F<sub>1</sub>、F<sub>2</sub> 層の 2 層に考えられている。

この場合空間波，地上波が図 2.11(a) で示すようになるなら，相互の電波は打ち消し合い，(b) のようになるなら助け合う．一方電離層の高さは一定不変のものでなくて，緩慢であるが，つねに上下に浮動している．特に日没および日の出の時刻では太陽の影響を受けてはなはだしく，上下に浮動している．従って空間波は，その浮動に相当する距離<sup>27</sup>だけずれることとなり，それに応じて打ち消し合い，助け合いの状態が交互に繰り返され，受信音に，大小または歪みを生じることになる．この現象をフェージングといっている．

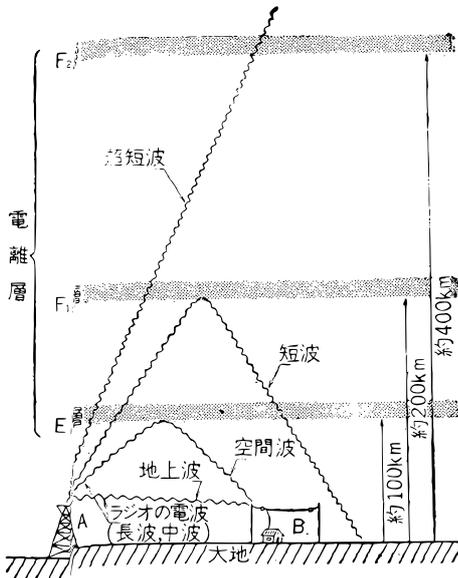


図 2.10 電離層

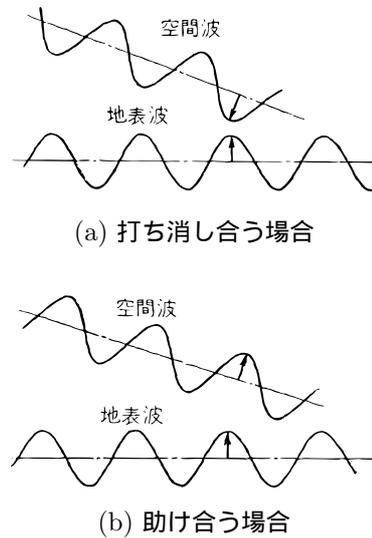


図 2.11 地上波と空間波

フェージングは，放送局から 50～100km の遠距離の所，すなわち空間波と地上波の大きさのほぼ等しい所にひどく現われる．フェージングは，空間波と地上波との間に生じる近距離フェージングのみでなく，経路の異なる空間波同士が，相互に干渉して生じる遠距離フェージングもある．遠距離フェージングは，近距離フェージングに比べて，強弱の変化は少なく，動作が緩慢である．

フェージングの中には，わずかな周波数の違いに対しても，はなはだしくその状態の異なるものがある．変調波がこのようなフェージングに会うと，側波帯中の周波数の違いに

よっても，フェージングの状態が異なり，受信音に歪みを生じる．すなわち，変調周波数中，高い周波数の部分は弱められないが，低い周波数の部分はいちじるしく弱められるという現象になる．これを選択フェージング (Selective fading) といっている．単なるフェージングは，後で述べる自動音量調整によって防ぐことができるが，歪みをともなう選択フェージングの防止は，いまのところ困難である．

## 5 短波および超短波の電波伝播

電波の周波数が高くなるに応じて，地上波の減衰がはなはだしいから，短波通信には空間波による電波が利用される．図 2.10 図に示したように，短波の空間波は電離層の E 層では反射せず， $F_1$  層で反射する．大地に下降した電波は，大地でまた反射され，これが繰り返されて，遠方の地点で受信できるようになる．

短波では地上波は早く減衰してしまうから，減衰地点から，空間波の反射波 (間接波ともいう) が下降してくる地点までの間は，電波の存在は希薄で，受信困難である．この受信困難の距離を跳躍距離 (Skip distance) という．跳躍距離は，周波数や夜と昼および季節等によって変化する．

無線通信では，ある一つの信号電波を受けてから，わずかの時間を経て，同じ電波の信号を再び聞くことがある．これをエコー効果 (Echo effect 反響効果) といい，電波の一部が近い路を通り，他の一部が遠い路を通ってくるから生じるのである．これが地球を回るのに，近回りしたものと，遠回りしたものをほぼ同時刻に受信すると，エコー効果を生じる．とくにこのエコー効果をクェック効果 (Quäch echo) ということがある．

超短波以上では，空間波は電離層をつきぬけて，反射波として地球にかえってこないから，通信の伝達は，もっぱら地上波によって行なわれる．大体見通しのきく地点間が利用されると考えればよい．

<sup>27</sup> 送信アンテナの状態により距離が違ふ．送信アンテナが良好でない場合は，50km の所で聞こえなくなるほどフェージングが生じるし，良好な場合 (アンチ・フェージング・アンテナ使用の放送局) では，150km でもあまりフェージングの影響を受けないこともある．

# 第3章 受信アンテナ

## 1 受信アンテナ

電波を受信するには、アンテナ (Antenna 空中線) とアース (Earth 接地) を用いる。アンテナは、図 3.1 に示すように、空間に導線を張ったものである。アースは、地下 1~2メートルの深さに、銅板等を埋めたものである。

受信機のアンテナおよびアース端子は、それぞれアンテナおよびアースに接続される。このようにアンテナ (受信に用いられるアンテナを受信アンテナという)、アースを設けることによって、電波を受信することができる。

すなわちアンテナとアースとの間に、電波の高周波電流が流れる。

一般に、電気の回路で電流が負荷を流れると、負荷の端子に電圧を生じる。同様に高周波電流がアンテナ回路を流れると、高周波電圧を生じる。

この高周波電圧は、受信地点の電界強度とアンテナの高さ (すぐ後に述べるように、アンテナの実際の高さではなく、実効高である) に比例する。

例えば、電界強度 2 ミリボルト/メートルで、受信アンテナの実効高が 4メートルであるならば、アンテナに生じる電圧は

$$2 \times 4 = 8 \text{ ミリボルト}$$

である。

受信アンテナを流れる高周波電流は、ふつうの電気回路のように、一様ではなくて、突端は零であり、アースに近づくに従って大きくなる。ちょうど川が多くの支流を集めて、段段に大きくなり、海にそそぐようなものである。すなわちアンテナを流れる電流は、場所場所によって、電流の値が違うのでくあいが悪い。このため各部一様に電流が流れるものと仮定した方が、理解上または計算上もつごうがよいから、アンテナを流れる電流の中で一番たくさん流れる個所の電流を基準として、その電流がアンテナのどこでも同じ値で流れると仮定する。

こうすると、当然アンテナの高さだけ流れたのでは、多過ぎるので、電流が一様に流れない場合と、同じ効果のアンテナを考えざるを得ない。この同じ効果のアンテナの高さが、実効高 (Effective height) である。すなわち実効高とは、アンテナ内の最

大電流が、いずれの部分をも流れていると仮定したアンテナの高さをいうので、実際の高さの何%にしかならない。表 3.1 は、代表的なものの実効高である。ふつうアンテナ用電線としては 0.8mm くらいの錆び止め 7 本よりの<sup>すず</sup>錫メッキ銅線を使うのであるが、1本の銅線でも絶縁銅線でも、支障はない。ただ強風にあっても切断しないような、充分の強さを持つことが必要である。また付近に電信電話線、電灯電力線、鉄筋コンクリート建築物等がある場合は、できるだけ遠ざけることが必要である。あまり近接すると、電波がさえぎられたり、万一アンテナが切断した場合、電灯線に触れて危険を生じるおそれもある。一般に、アンテナはより高く、長く張った方が、実効高は大きくなるが、実際には地形や費用に制限され、そう理想的なものを設けることは困難である。ふつう高さ 5~15m、水平部の長さ 5~15m あればよい。

図 3.2 は、アンテナの張りかたを示したものである。(a) は逆 L 型、(b) は T 型、(c) は傾斜型と称されるもので、このうち (a) が最も多く用いられている。

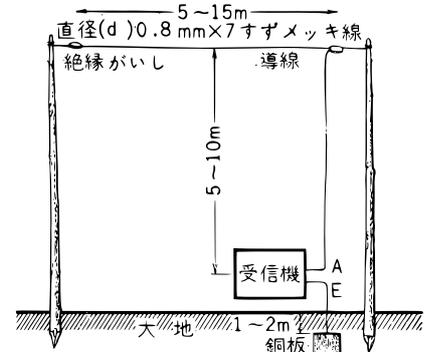


図 3.1 受信アンテナ

表 3.1 実効高

アンテナの形状	実効高
垂直型	実際の高さの 0.5~0.6 倍
T 型	" 0.5~1 倍
逆 L 型	" ほぼ 1 倍
電灯線アンテナ	
{ 架空線	" 約 2 m
{ (金属管工事または地下線)	" 約 0.5 m
{ (鉄筋コンクリート建物内)	ほぼ実用性なし

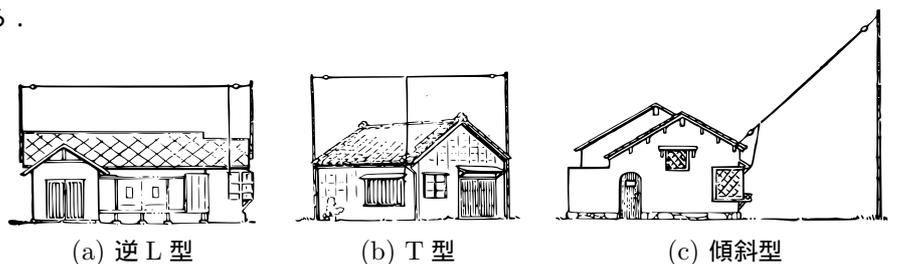


図 3.2 受信アンテナの形状

## 2 ループ・アンテナ

アンテナには、図 3.3(a) に示すように、1m 内外の大きさに、電線を 10 数回コイル状に巻いた形のアンテナ、また同図 (b) のように高さ 20cm、長さ 30cm、電線を巻いてあるところの幅 6cm 位の、ほぼ小判形のアンテナもある。

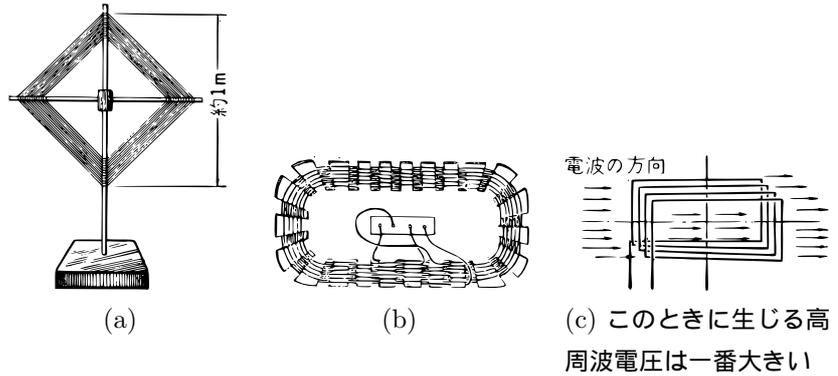


図 3.3 ループ・アンテナ

これをループ・アンテナ (Loop antenna または Frame antenna . わく型

空中線) という。ループ・アンテナは、同図 (c) のように、その側面を電波のくる方向に向けた場合に誘起する高周波電圧が一番大きく、電波の方向に直角に向けた場合に一番小さくなる。このような現象を、アンテナは指向性 (方向性) を持っているという。

逆 L 型、T 型等のふつうのアンテナは、指向性がほとんどない。ループ・アンテナは指向性はあるが、アンテナ自体が小型なので、実効高がはなはだ小さい。このため、これとともに用いる受信機は、感度の良いものを必要とする。しかし、構造が簡便であり、指向性あるので、携帯用とか、その他特殊の目的に用いられる。

携帯用の受信機には図 3.4 に示すように、フェライト<sup>28</sup>・コア (Ferrit core) にコイルを巻いたフェライト・コア・アンテナ (圧粉心アンテナ) もある。このアンテナは、コイルの軸が電波の来る方向に直角 (図 3.4 の場合ならば、電波の来る方向は紙面に垂直の方向) の場合に感度が一番よい。携帯用受信機では、小型となるため、構造上金属部分がアンテナに近づきがちである。ループ・アンテナは、金属部分により感度が下がることがある。フェライト・コア・アンテナはその心配がなく、鉄など磁気作用するものを近づけなければ感度はあまり下がらない。しかし一般にアンテナの実効高は小さく約 1~10cm である。

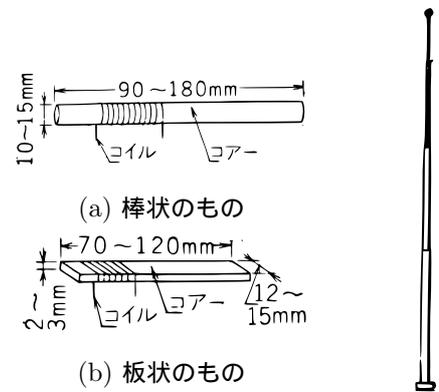


図 3.4 フェライト・コア・アンテナ

図 3.5 垂直アンテナ

図 3.5 は、約 1m の長さの金属でできた垂直アンテナ (棒状アンテナ Rod antenna ロッドアンテナ) である。使用する場合は延ばして用い、不用の際は縮めることもでき携帯に便利である。

このアンテナは指向性はないが、一種の垂直アンテナなので、ループ・アンテナよりも、実効高が大きく、感度の悪い携帯用受信機にも用いることができる。

## 3 電灯線アンテナ

架空された電灯線は、アンテナと同じ働きをするから、アンテナの代用として用いることができる。これを電灯線アンテナといっている。電灯線アンテナの結合方法は、図 3.6(a) のように、電灯線から小型コンデンサーを介して受信機のアンテナ端子に結ぶ方法と、受信機のアンテナ端子にアース線を結ぶ、いわゆる

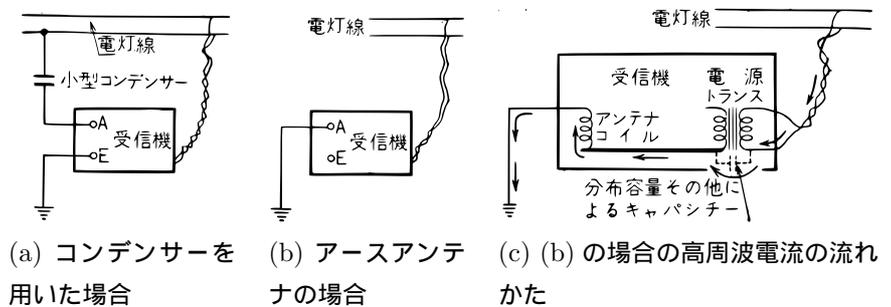


図 3.6 電灯線アンテナの結合方法

アース・アンテナ (接地空中線) の方法があるが、後者がもっとも普及している。後者は電源トランスを介して図 3.6(c) のように結合され、アンテナコイルを逆に流れて、接地するものと考えられる。

<sup>28</sup> フェライトはその結晶構造がスピネル構造と呼ばれる立方晶系に属するもので、その化学式は一般に  $Mo, Fe_2O_3$  で表わされる。亜鉛、カドミウム、鉄、銅、マンガン、ニッケル、コバルト、マグネシウムおよびその酸化物等から成り立っている。

電灯線アンテナは複雑であるが、架空線の場合は、ほぼ一定の高さ(3~6m)の垂直部を有し、水平部の非常に長いアンテナと見なすことができる。そして、水平部もその方向はまちまちで、終端は開放または短絡し、きわめて複雑しているが、だいたいの実効高は2mくらいと見なすことができる。しかし、地下ケーブルの場合には、はなはだしく小さく1m以下で、平均実効高は0.5mくらいである。

電灯線アンテナの利点は、ふつうのアンテナを設ける手数と費用とが省けることである。欠点としては、(1)分離が思わしくなく、(2)一般のアンテナに比べて受信感度が低く、(3)再生のついている受信機では、再生がなかなかききにくい。また(4)状態が一定でなく、安定性に乏しく、(5)近接受信機に影響されること、(6)雑音が多いこと等である。

従って、もし雑音があつたり、混信を生じて困るような場合は、ぜひともふつうのアンテナを設備しなくてはならない。

#### 4 アース

アンテナ回路に吸収される電波の勢力は、アンテナの大きさとアースの抵抗の大小に関係する。このためアース抵抗はなるべく小さくなるようにしなければならない。アース抵抗を小さくするためには、アースをアンテナ引き込み口近くの、なるべく湿気のあるところを選んで設けることが必要である。

湿気のあるところならば60cm~1mの深さに、乾燥しているところでは、なるべく深く水分のあるところまで堀下げて、30cm平方くらいの銅板、または長さ1m、直径1cmくらいの銅棒をハンダ付けして埋める、水道管のある所では、これを利用してよい。

しかし最近の水道管にはビニール・パイプのような化学製品を用いているものがある。これは絶縁物であるからアースにはならない。また、ガス管は、引火のおそれがあり危険であるから、アースに利用してはならない。

## 第4章 電気回路

### 1 抵抗

ラジオ受信機は真空管，抵抗，インダクタンス，キャパシター等を含む回路から成り立っている．従って，抵抗，インダクタンス，キャパシターのことについて，よく了解しておく必要があるから，つぎにこれらのことについて述べることにする．

銅線等の導体に電流を通じると，大なり小なりこの電流を流すことを妨げる反作用がある．この性質を抵抗(Resistance レジスタンス)という．

コンスタンタン，ニクロームという金属は，銅よりも抵抗が大きい．このように抵抗が大きいもので作られた電線を抵抗線といい，特に抵抗をもたせたものを抵抗器(Resistor レジスター)という．

レジスターは，ラジオ受信機にはなくてはならないものである．このレジスターを図に示すには，図 4.1 のような記号を用いる．電線の抵抗は直径が細いほど，また長いほど大きくなる．

図 4.2 は，各種電線の 1 キロメートル (km) 当たりの抵抗を示したものである．例えば直径 0.26 ミリメートル (mm) の銅線で長さ 1 キロメートルの抵抗を求めるには，同図の横軸を見て電線の直径 0.26mm の A 点から垂線を立て，銅と示してある曲線との交点 O を求める．さらに O から縦軸に直角に OB を引けば，B 点の値が求める値であって，すなわち 320 オームである．

もし直径 0.26mm の銅線で，長さ 5km であるならば，この抵抗は

$$320 \times 5 = 1600 \text{ オーム}$$

となる．

水が導管を流れる場合に，その落差を大きくすれば，水流は強くなり，また導管を太くして抵抗を小さくしても，水流は強くなる．いいかえれば，導管の水流は，落差に比例し，導管の抵抗に反比例するということである．

同様に電線に電流を通す場合にも，電流は加えられた電圧に比例し，電線の抵抗に逆比例する．これをオームの法則(Ohm's law)という．

式で書くと

$$\left. \begin{array}{l} \text{電流} = \frac{\text{電圧}}{\text{抵抗}} \\ \text{あるいは} \quad \text{電圧} = \text{電流} \times \text{抵抗} \end{array} \right\}$$

となる．

いま，電圧の単位<sup>29</sup>をボルト (Volt)，電流の単位をアンペア (Ampere) とすると，(4.1) 式から

$$\text{抵抗} = \frac{\text{電圧}}{\text{電流}}$$

となり，これに各単位の 1 ボルト，1 アンペアを代入すると

$$\text{抵抗} = \frac{1(\text{ボルト})}{1(\text{アンペア})} = 1(\text{オーム})$$

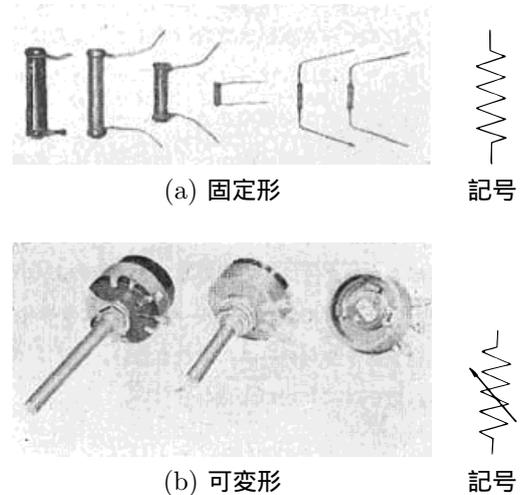


図 4.1 レジスターとその記号

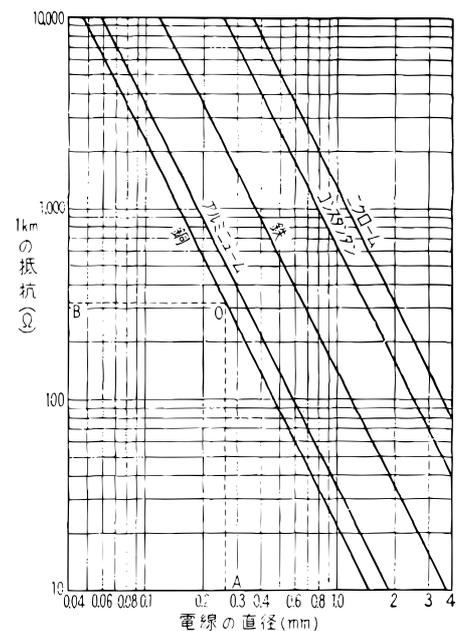


図 4.2 各種電線の 1km 当たりの抵抗<sup>(4.1)</sup>

<sup>29</sup> ある値の大きさを表わすために，定められた基本の値で，例えば長さの単位は 1 メートル，時間の単位は 1 秒というようなものである．

すなわち抵抗の値は 1 となる．これを抵抗の単位としてオーム(Ohm 略号  $\Omega$ ) という．

ラジオ受信機では， $1\Omega$  の千倍の  $1,000\Omega$  をキロオーム ( $k\Omega$ )， $1k\Omega$  のさらに千倍の  $1,000k\Omega$  を 1 メガオーム ( $M\Omega$ ) とすることがある．

例えば，図 4.3 のように  $6V$  の電池に  $20\Omega$  の抵抗を結べば，これに通じる電流は (4.1) 式から

$$\begin{aligned} \text{(電流)} &= \frac{\text{(電圧)}}{\text{(抵抗)}} \\ &= \frac{6}{20} \\ &= 0.3 \text{ アンペア} \end{aligned}$$

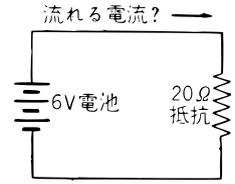


図 4.3

となる．

抵抗は 1 個でなく，数個が互いに接続して用いられる場合がある．このような抵抗の接続方法には，図 4.4 のように，直列，並列および直並列接続がある．

直列は，図 4.4(a) に示すように，抵抗を順順に結んだもので，並列は，抵抗を並べて，おのこの端を一まとめに結んだもの，すなわち同図 (b) に示したものである．また直並列は，直列，並列の組み合わせであって，ある抵抗は直列に，他のものは並列に結んだものである．同図 (c) はこれを示したものである．

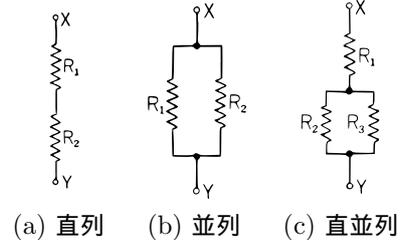


図 4.4 抵抗の接続法

直列接続の場合，XY 間の抵抗 (多くの抵抗を一つの抵抗としてみた抵抗を合成抵抗という) は，おのこの和で表わされる．合成抵抗を  $R_s$ ，おのこの抵抗を  $R_1, R_2$  とすれば

$$R_s = R_1 + R_2 \tag{4.2}$$

となる．

いま， $R_1 = 2\Omega, R_2 = 4\Omega$  とすれば

$$R_s = 2 + 4 = 6\Omega$$

となる．図 4.5 は，この計算図表である．すなわち A 軸の  $2\Omega$  と，B 軸  $4\Omega$  とを結べば，C 軸との交点  $6\Omega$  が求める答である．

並列接続の場合，XY 間の合成抵抗は，おのこの抵抗の逆数の和の逆数で表わされる．

合成抵抗を  $R_p$ ，おのこの抵抗を  $R_1, R_2$  とすれば

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \tag{4.3}$$

となり，なかなか面倒である．

いま， $R_1 = 5\Omega, R_2 = 10\Omega$  とすれば

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{5} + \frac{1}{10}} = 3.33\Omega$$

となる．

図 4.6 は，並列接続の場合の計算図表である．A 軸の  $5\Omega$  と B 軸の  $10\Omega$  とを結び，C 軸との交点を求めれば， $3.33\Omega$  の答がでて簡単に求められる．

直並列接続の場合は，直列および並列接続が組み合わさったものであるから，まず並列接続の合成を求め，つぎに直列接続として全体の合成抵抗を求めればよい．

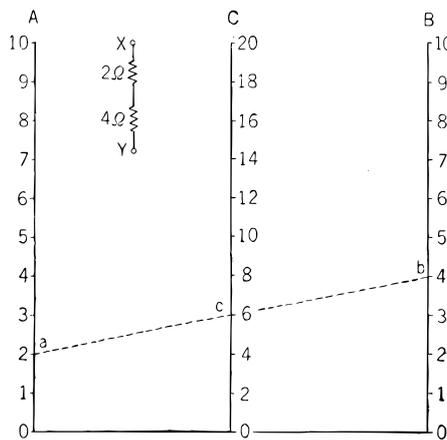


図 4.5 直列接続の場合の抵抗計算図表

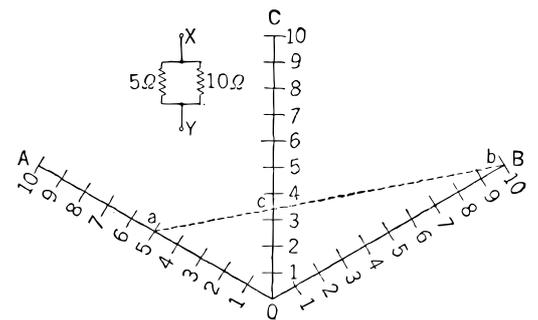


図 4.6 並列接続の場合の抵抗計算図表

いままで述べたことは直流の場合であるが、交流でも周波数が低いうちは、実効値<sup>30</sup>を用いればそのまま適用することができる。交流でも 15,000 サイクル (c/s) 以上になると、その他種々な現象を生じてくる。導体を流れる電流は、直流の場合は図 4.7(a) のように導体の内部を一様に流れるが、交流では周波数が高くなるにつれて、だんだんと導体の中心を流れる電流が減じ、(b) のように、表皮に近い部分に電流が多く流れるようになる。このため、導体の抵抗が見掛け上増してくる。これを、表皮作用(Skin effect) という。

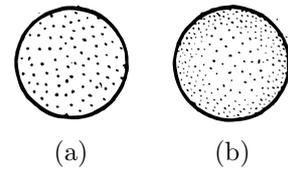


図 4.7 表皮作用

表皮作用による抵抗の増加は導体の直径と周波数の大きいほど大きくなる。従って、高周波では抵抗を減らす目的で、導体の直径を大きくしても、あまり効果がない。

図 4.8 は、銅線の表皮作用による抵抗の場合を表わしたもので、直径 0.9mm の銅線は、1000kc では直流の場合の 4 倍の値になることを示している。

その他交流では、種々な余分の抵抗を生じる。例えば、コイルが巻き枠に巻かれると、巻き枠に用いた絶縁物によって、一種の抵抗を生じる。また電線に電流が流れていて、その付近に導体があると、これにより一種の抵抗を生じる。これらの抵抗は電線自体の抵抗ではないが、あたかも電線自体にこれらの抵抗があるかのように作用するので、これらをひっくるめ、みな、電線中に抵抗があったように考えて、一つの抵抗で代表する。この代表した抵抗を、実効抵抗(Effective resistance) という。実効抵抗に対して、もとの導体の直流による抵抗を特にオーム抵抗(Ohmie resistance), または直流抵抗(D.C. Resistance) ということがある。

## 2 インダクタンス

導線を何回か、らせん状に巻いたものをコイル(Coil 線輪) という。このコイルに電流を通じると、付近にある磁針を傾けるようになる。またコイルの中に鉄を入れて電流を通じれば鉄は磁石となり、付近の鉄片等を吸引するようになる。これはコイルに磁力<sup>31</sup>ができたためと考え、鉄を入れた場合は磁力線がたくさんでき、付近の鉄片を吸引するものとする。磁力線は、コイルの状況、巻き数、電流の大小および鉄心の有無によって違ってくる。

図 4.9 のように、2 個のコイル P と S が接近している場合に、一方のコイル P を流れる電流を変化させると、この電流に応じて磁力線も変化する。また P の磁力線が他のコイルを貫通すると、コイル S にも電圧を生じる。この場合、コイル P を 1 次コイル(Primary coil), コイル S を 2 次コイル(Secondary coil) という。

2 次コイルに生じる電圧の方向は、つねに磁力線の変化を妨げる方向、すなわち 1 次コイルを流れる電流の変化を妨げる方向に生じる。また電圧の大きさは、磁力線の変化する場合、すなわち 1 次コイルの電流の変化の割合に比例する。

いま、きわめて小さい時間 ( $\Delta t$  秒間) に、1 次コイルを流れる電流が  $\Delta i$  アンペアだけ変化した場合に、2 次コイルに  $e$  ボルトの電圧が生じたとすれば

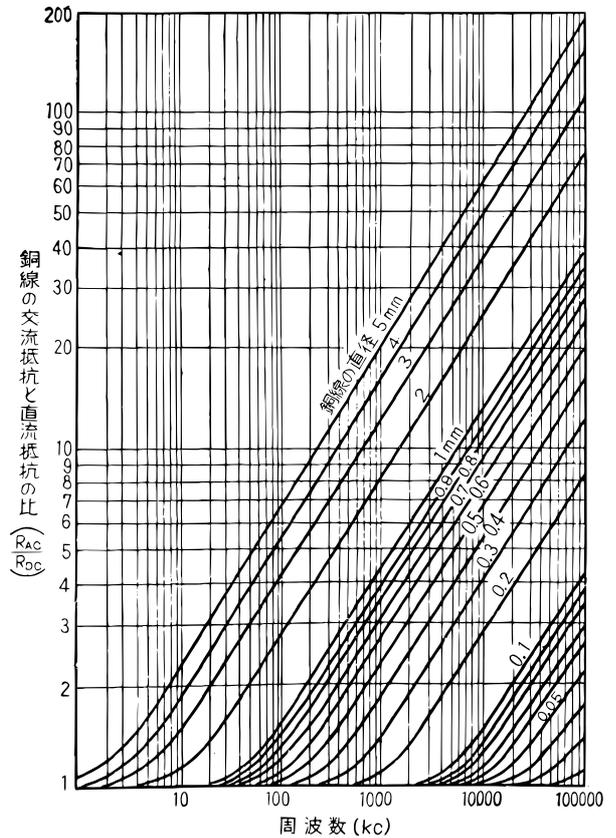


図 4.8 銅線の表皮作用による抵抗

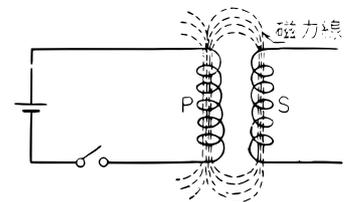


図 4.9 インダクタンス

<sup>30</sup> 交流は、直流と違って、時時刻刻に電流の大きさが変化するので、電流の大きさといっても、どの瞬間だかわからない。このため交流は、直流を流した場合と同様の効果を生じる電流の値をもって、交流の電流値とする表わしかたがあるので、これを交流の実効値という。

<sup>31</sup> 磁力は目に見えないので、その働きを理解するのに便利のように、目に見える線で磁力を置き表わすことがある。この線を磁力線といい、磁石の場合には北極から南極に向かって書く。

$$e \propto \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad \left( \begin{array}{l} \Delta \text{はきわめて小さいことを示す} \\ \propto \text{は比例する意味。} \end{array} \right)$$

$$e = M \frac{\Delta i}{\Delta t} \text{ ボルト} \quad (4.4)$$

となる。

電流が同じ割合で変化しても、両コイルの巻き数、接近の状態その他によって、2次コイルに生じる電圧の大きさが異なる。この程度を表わす数が  $M$  である。これを相互インダクタンス (Mutual inductance 略号  $M$ ) という。

いま1秒間に、1アンペアの電流が変化するとき、2次コイルに1ボルトの電圧が生じた場合は、前式から  $M$  の値は1となる。この場合の  $M$  も相互インダクタンスの単位に定めこれをヘンリー (Henry 略号  $H$ ) という。

今度は、コイルが一つしかない場合を考える。これは前の場合で、2次コイルがだんだん接近してきて、ついに1次コイルとすっきり重なり合ってしまった、特別の場合を考えればよい。

この場合、コイルに流す電流を変化すると、コイル自体に電圧を生じる (これを電圧が誘起または誘導されたといい、誘導された電圧を誘導電圧という。また、この作用を誘導作用という)。この電圧の大きさは、前と同様に、電流の変化の割合に比例し、誘起する電圧は、電流の変化を妨げる方向に生じる。この電流の変化の割合を  $\frac{\Delta i}{\Delta t}$  とすれば、誘起される電圧  $e$  は

$$e = -L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (4.5)$$

となる。 $L$  は比例常数である。式に (-) を付けたのは、誘起される電圧は電流に逆らう意味である。

これも電流の変化の割合が同じでも、コイルの巻き数等により、誘起される電圧が異なるので、この程度を表わす数が  $L$  である。 $L$  を自己インダクタンス (Self inductance)、または単にインダクタンスという。

いま1秒間に1アンペアの電流の変化があったとき、1ボルトの電圧が誘導された場合は、式から  $L = 1$  となる。この場合の  $L$  を自己インダクタンスの単位に定め、相互インダクタンスと同様にヘンリーといっている。

図4.10は、インダクタンスの記号を示したものである。

わたしたちが電車に乗っているとき、発車の場合には後方に、停車の場合には前方に倒れようとする。これは慣性のためである。インダクタンスが回路にあると、電流の変化に対してこれを阻止するように誘起電圧が生じる。ちょうど電氣的慣性のように作用するのである。従って、電流の方向および大きさがつねに変化する交流回路に、インダクタンスがあると、一種の抵抗として作用するのである。直流の場合には、電流が一定であるから、スイッチを開閉するときのほかにこの作用はない。

この交流に対する抵抗力をインダクタンスによるリアクタンス (Reactance) といって、単位は抵抗と同じく、オーム ( $\Omega$ ) を用いる。

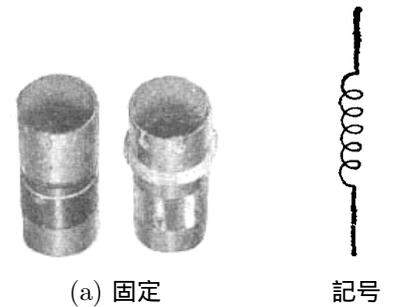
いま、コイルのインダクタンスを  $L$ 、電源の周波数を  $f$  とすれば、リアクタンス  $X_L$  はつぎの式によって示される。

$$X_L = 2\pi f L \quad (4.6)$$

例えば、インダクタンス10ヘンリー ( $H$ )、周波数50サイクル ( $c/s$  または  $c$ ) であるならば

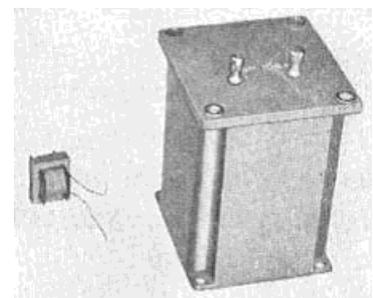
$$X_L = 2 \times 3.1416 \times 50 \times 10 = 3,141.6\Omega$$

である。



(a) 固定

記号



(b) 鉄心入り

記号



(c) フェライトコア入り

記号

図4.10 インダクタンスの記号

表 4.1 コイルのリアクタンス

( $\pi = 3.14$ )

インダクタンス (H)	リアクタンス ( $\Omega$ )					
	50c/s	100c/s	400c/s	1 000c/s	10 000c/s	100 000c/s
0.0001	0.0314	0.063	0.125	0.628	6.28	62.8
0.0002	0.0628	0.126	0.502	1.26	12.6	126
0.001	0.314	0.628	20512	6.28	62.8	628
0.005	1.57	3.14	12.55	31.4	314	3140
0.1	31.4	62.8	151.2	628	6280	62800
1	314	628	1512	6280	62800	628000
5	1570	3140	12560	31400	314000	3140000
10	3140	6280	15120	62800	628000	6280000
30	9420	18840	75360	188400	1884000	18840000

表 4.1 は、ラジオに用いられる、主要インダクタンスに対するリアクタンスの値を、周波数ごとに算出したものである。

インダクタンスを含む交流回路は、オームの法則に準じて取り扱われる。図 4.11 において、周波数  $f$  サイクル、電圧  $E$  ボルトの交流電圧をインダクタンス  $L$  ヘンリーのコイルに加えると、それを流れる電流  $I$  アンペアはつぎの式で表わされる。

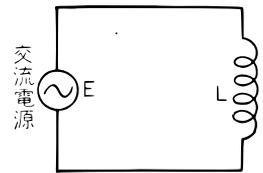


図 4.11 (4.7) 式の図

$$I = \frac{E}{2\pi fL} \tag{4.7}$$

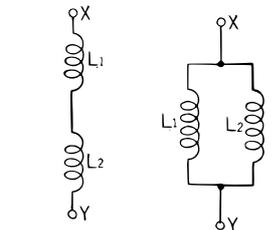
ただし式中の電圧  $E$  および電流  $I$  は、実効値でなければならない。

インダクタンスを数個接続する場合、相互のインダクタンスに干渉がないときは、その合成インダクタンスは、抵抗と同様に算出することができる。図 4.12(a) のように直列接続であるならば、合成インダクタンス  $L_s$  は、おののおののインダクタンス、 $L_1, L_2$  の和である。

$$L_s = L_1 + L_2 \tag{4.8}$$

(b) のように並列接続であるならば、合成インダクタンス  $L_p$  は、

$$L_p = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}} \tag{4.9}$$



(a) 直列 (b) 並列  
図 4.12 インダクタンスの接続

となる。

従って、インダクタンスのリアクタンスも、同様に

$$\text{直列の場合 } X_{LS} = 2\pi f(L_1 + L_2) \tag{4.10}$$

$$\text{並列の場合 } X_{LP} = 2\pi f \left( \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}} \right) \tag{4.11}$$

となる。

一般に、空心のコイルに鉄を入れれば、インダクタンスは増大する。しかし使用周波数が高くなると、鉄心を入れたための損失が増し、利益とはならない。

従って、ラジオに使用される同調コイルは、空心のものが多く、平滑用周波チョークコイルのように、低周波で用いられるものは鉄心入りである。

図 4.13 は使用周波数に対し、どんな鉄心を用いたらよいかということを示したものである。

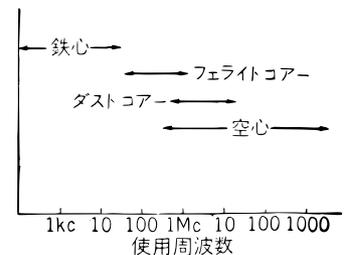


図 4.13 コイルと鉄心

### 3 キャパシター

図 4.14 のように、空気のような絶縁物（電気を通さないもの）の中に対向した導体があり、これに電池を結ぶと、きわめて短い時間ではあるが、電流が流れて、導体の電圧が電池と等しくなったとき、電流は止まる。つぎに電池を取り去っても導体に電気が蓄えられている。この両導体に蓄えられる電気の量は、加えられた電圧に比例する。

すなわち蓄えられる電気量を  $Q$  クーロン、電圧を  $E$  ボルトとすれば

$$Q = CE \quad (4.12)$$

$$= \frac{Q}{E} \quad (4.13)$$

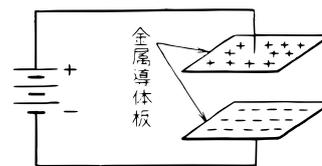


図 4.14 キャパシター

と表わされ、この比例定数  $C$  をキャパシター〔Static capacity 静電容量または単に容量 (Capacity) ともいう。略号  $C$ 〕といい、これはコンデンサーの蓄電能力を示す値である。

いま、1 ボルトの電圧を加えたとき、1 クーロンの電気が蓄えられた場合のキャパシターを単位として、これをファラッド (Farad 略号  $F$ ) という。

しかしこの単位はあまり大きすぎるので、百万分の 1 のマイクロ・ファラッド (Micro farad 略号  $\mu F$ )、またマイクロ・ファラッドのさらに百万分の 1 のマイクロ・マイクロ・ファラッド (Micro-micro-farad 略号  $\mu\mu F$ ) (これをピコ・ファラッド Pico-farad ともいう。略号  $pF$ ) が普通に用いられる。

キャパシターは導体の対向面積に比例し、導体間の間隔に反比例する。また導体間にある材料によって違う。

図 4.15 は、キャパシターの記号を示したものである。

いま、コンデンサーに交流を加えたときを考えよう。交流は時時刻刻電圧が変化するので、電圧が増していく間は充電され、反対に電圧が減り始めると、いままで充電されていたものが放電するようになる。すなわち交流に対して、一種の抵抗の作用をすることとなる。この抵抗力をキャパシターによるリアクタンス ( $X_C$ ) といい、単位はオームで表わされる。

キャパシターによるリアクタンスは、インダクタンスによるリアクタンスとは反対に、キャパシターが大きいほど、また周波数の高いほど小さくなる。

いま、キャパシターによるリアクタンスを  $X_C$ 、キャパシターを  $C$  で表せば

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (4.14)$$

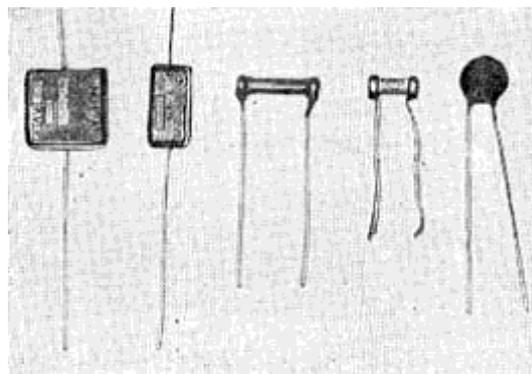
となる。

表 4.2 は、キャパシターによるリアクタンスを、周波数ごとに計算したものである。例えば、1 マイクロ・ファラッドのキャパシターは、100 サイクルにおいては、1,592 オームの抵抗となる。

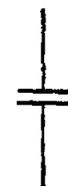
従ってキャパシター  $C$  ファラッドのコンデンサーに、電圧  $E$  ボルト、周波数  $f$  サイクルの交流を加えると、流れる電流  $I$  アンペアは、つぎの式で示される。

$$I = \frac{E}{\frac{1}{2\pi fC}} \quad (4.15)$$

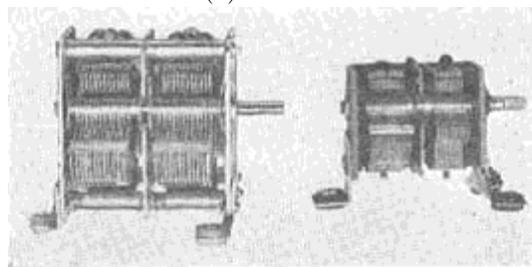
コンデンサーを組み合わせる場合、その合成キャパシターは、抵抗やインダクタンスの場合と違って、



(a) 固定



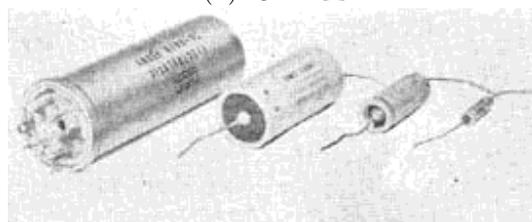
(記号)



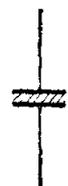
(b) 可変



(記号)



(c) 電解コンデンサー



(記号)

図 4.15 キャパシターの記号

表 4.2 コンデンサーのリアクタンス

( $\pi = 3.14$ )

キャパシター ( $\mu\text{F}$ )	リアクタンス ( $\Omega$ )					
	50c/s	100c/s	1 000c/s	10 000c/s	550Kc/s	1 500kc/s
0.0001	31 847 133	15 923 566	1 592 357	159 236	3 184.7	1 061.6
0.00025	12 738 853	6 369 426	636 942	63 694	1 273.8	424.6
0.001	3 184 713	1 592 356	159 236	15 924	318.5	106.2
0.01	318 471	159 236	15 924	1 592	31.8	10.6
0.05	63 694	31 847	3 184	318	6.4	2.1
0.1	31 847	15 924	1 592	159	3.2	1.1
0.5	6 369	3 185	318	32	0.64	0.21
1	3 185	1 592	159	15.9	0.32	0.11
2	1 592	796	79	7.9	0.16	0.05
4	796	378	39	3.9	0.08	0.03
6	531	266	27	2.7	0.05	0.02
10	318	159	15.9	1.6	0.04	0.01

直列の場合は (図 4.16 参照)

$$C_S = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} \tag{4.16}$$

並列の場合は

$$C_P = C_1 + C_2$$

となり、直列と並列との場合が逆になる。

従って、コンデンサーのリアクタンス  $X_C$  も

直列の場合は

$$X_{C_S} = \frac{1}{2\pi f \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)} \tag{4.17}$$

並列の場合は

$$X_{C_P} = \frac{1}{2\pi f(C_1 + C_2)} \tag{4.18}$$

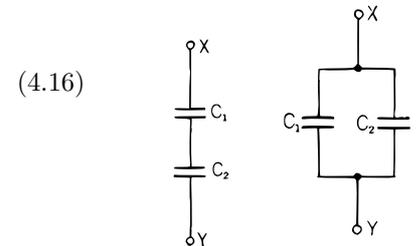
となる。

コンデンサーも極板間に用いられる絶縁物によって、そのキャパシターを増すことができる。空気のときを 1 とすれば、紙ならば 2 倍くらい、雲母ならば 5~9 倍にすることができる。しかし使用周波数が高くなると損失が多くなるので、図 4.17 のような使いかたをしている。

#### 4 交流

交流は、時時刻刻に電流の大きさおよび方向が異なる電流である。電灯線の電流は交流である。

交流は、交流発電機から得られる。図 4.18 は、交流発電機の原理を示す図である。交流発電機は磁石の間に、長方形のコイルを備え、それを反時計式に、等速度で回転したものである。磁石は北極から南極に向かって磁力線を出している。コイルが (b) の位置から、(c) の位置に回転すると、磁力線を切るのので、コイル内に電圧が誘起される。コイルの両端には滑動環と呼ばれる金属環がついているので、これにブラシを触れて外部に電流を取り出す。この場合にコイルに誘起される電圧は、磁力線をたくさん切った場



(a) 直列 (a) 並列

図 4.16 コンデンサーの組み合わせ

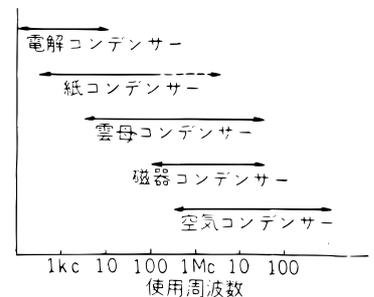


図 4.17 コンデンサーの使用区分

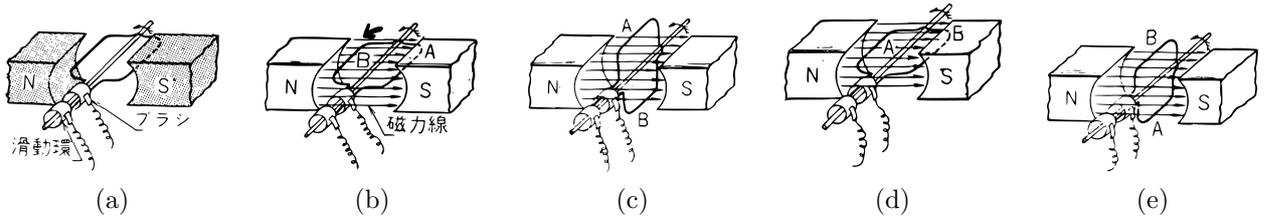


図 4.18 交流発電機の原理

合に大きいから，図 4.18(b) の場合は最大で，(c) の場合は零である．(d) の場合も最大であるが，(b) と磁力線の切りかたが違うので，電圧の生じる方向が (b) の場合と反対となる．この状態<sup>32</sup>を図で示せば，図 4.19 のようになる．

すなわちコイルが 1 回転すれば 1 回方向を変えて，図 4.19 のような変化をする．この一波を 1 周波(サイクル)といい，1 秒間の周波の数を，周波数というのである．また 1 周波に要した時間を，周期(Period) という．電圧が一番大きくなった場合の値を最大値(Maximum value) または振幅(Amplitude) という．

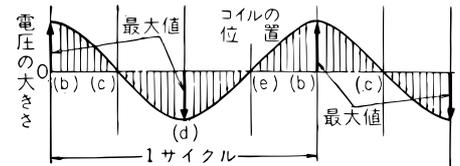


図 4.19 サイクル (周波)

交流はベクトル(Vector) で表わすことができる．ベクトルとは，大きさと方向をもった量を表わすのに用いられる一種の図示表示である．

例えば，交流発電機の誘起電圧の最大値は，図 4.20 のように，最大値に等しい大きさ  $\overline{OA}$  で示される．いま  $\overline{OA}$  を，原点  $O$  のまわりに，周波数と等しい回転数をもって回転させると， $\overline{OA}$  の  $YY'$  軸上の投影  $\overline{OB}$  は，交流発電機の各瞬時に於ける誘起電圧を表わす(これを瞬時値という)．従って，交流発電機の誘起電圧を示す場合に， $\overline{OA}$  というベクトルで示すことができる．

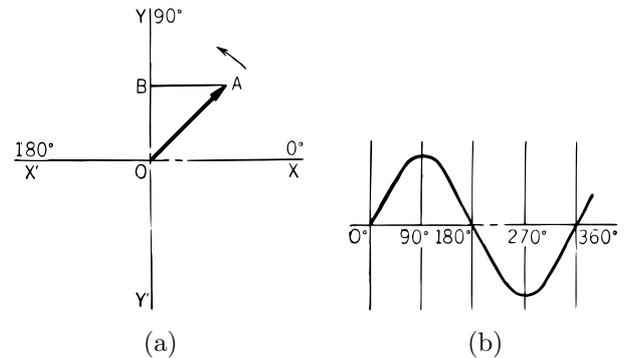


図 4.20 ベクトル

この場合，1 周期に要した角度を  $360^\circ$  と定める．この角度の定めかたを電気角(Electric angle) という．交流発電機において，図 4.18 に示したように，磁石が 1 対しかない場合には，幾何学における空間角と電気角とは同じものであるが，図 4.21 のように磁石が 2 対あると，それに応じて空間角の半分 ( $360^\circ \div 2 = 180^\circ$ ) が電気角の  $360^\circ$  に相当することになる．

交流発電機は，実際上図 4.22(a) のように，コイルは固定し磁極が回転するように作られている．いま，電線 a および b を  $\alpha$ (アルファ) だけへだてて配置し，磁極を矢の方向に回転すると，両線に誘起される電圧の大きさは同じであるが，b に誘起される電圧は，a に誘起される電圧と時間的に相違がある．すなわち b は a より

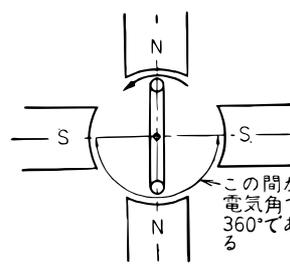


図 4.21 発電機と電気角 (極が 2 対の場合)

$\alpha$  の角度に相当するだけ遅れて磁力線を切るから，(b) 図のように，それぞれの誘起電圧は  $e_a$  および  $e_b$  のようになる．この場合  $\alpha$  を，電気角で測ったものが位相差(Phase difference) である．すなわち  $e_b$  は， $e_a$  より  $\alpha$  だけ位相が遅れているといい，反対に  $e_a$  は， $e_b$  より  $\alpha$  だけ位相が進んでいるともいう．位相差は単に位相(Phase) ともいわれる．

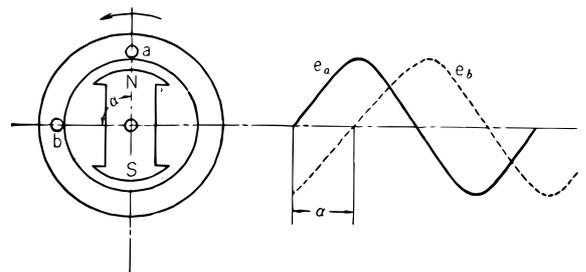


図 4.22 位相差

つぎに述べるように，直流では電圧と電流とに位相差がない．これを電圧と電流は同位相にあるという．ところが交流では，回路に抵抗のみを結んだ場合は，電圧と電流とは同位相であるが，インダクタンス，またはキャパシチーを結んだ

<sup>32</sup> 交流発電機で得られる電流は，時間に対して規則正しく増したり減ったりしており，その変化の形(これを波形という)は，正弦波(Sine wave) である．正弦波は，円において半径が等速度で回転している場合，半径が横軸に投影する長さの変化に等しい．

場合は、電圧と電流とは同位相ではなく、遅れたり進んだりする。

### 5 インピーダンス

実際の受信機回路では、抵抗、インダクタンス、キャパシチーが共存していて、組み合わせにより種々な抵抗力を生じるのである。この合成した抵抗力をインピーダンス (Impedance 略号  $Z$ ) といい、単位はオームで表わされる。

図 4.23 のように、インピーダンス  $Z$  オームの負荷に電圧  $E$  ボルトの交流を加えれば、流れる電流  $I$  アンペアは、オームの法則と同形となる。

$$I = \frac{E}{Z}$$

例えば、インピーダンス  $10\Omega$  の負荷に、 $6V$  の交流電圧を加えれば

$$I = \frac{6}{10} = 0.6A$$

の電流が流れる。

純粹の抵抗に交流電流を通じた場合を再検討して見よう。加えられた交流電圧と流れる交流電流との間には、なんらの時間的差がない。これを同相にあるという。

純粹のインダクタンス (これはインダクタンスのみで、抵抗分がまったく含まれないという理想状態を考えた場合である) に、交流電圧を加えた場合は、電流は電圧と同位相とはならない。電流は電圧より電氣角で  $90^\circ$  だけ遅れる。

純粹のキャパシチー (これも、抵抗分をまったく含まないキャパシチーということである) に交流電圧を加えると、反対に電流の方が電氣角で  $90^\circ$  だけ進む。

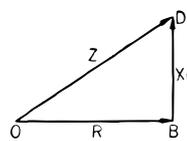
このため抵抗、インダクタンス、キャパシチーを含んだ合成抵抗力インピーダンスは、大変厄介なことになる。

図 4.24 のような、抵抗  $R$  とインダクタンスによるリアクタンス  $X_L$  とが直列に接続している場合を考えてみよう。抵抗分に加わる電圧  $E_R$  と、流れる電流  $I$  は同位相であるから、 $\overline{OB}$ 、 $\overline{OA}$  で示される。インダクタンス分に加わる電圧  $E_{X_L}$  は、電流より  $90^\circ$  だけ進んでいるから  $\overline{OC}$  で示される。このように、方向と量とを持ったベクトルの合成は作図により  $\overline{OD}$  となる。 $\overline{OD}$  がちょうど加えられた電圧  $E$  と等しくなるはずである。従って、インピーダンス  $Z$  も  $R$  と  $X_L$  とのベクトル和になる。ベクトル和は、つぎの形で表される<sup>33</sup>。

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

例えば、 $R = 3\Omega$ 、 $X_L = 2\Omega$  とすれば、求めるインピーダンスは

$$Z = \sqrt{3^2 + 2^2} = \sqrt{13} = 3.61\Omega$$



となる。これを、簡単に計算するには、図 4.25 のように、作図によるのが便利である。まず  $\overline{OB}$  を  $R$  とし  $3\text{cm}$  にとる (これは、 $3\text{cm}$  に必ずしもとる必要はない。ある単位の長さの  $3$  倍にとればよい)。つぎに  $\overline{BD}$  を  $X_L$  として  $2\text{cm}$  にとる。そして  $OD$  を結べば、 $\overline{OD}$  の長さが求めるインピーダンス  $3.61\Omega$  を示している。

図 4.26 のような、抵抗  $R$  とキャパシチーによるリアクタンス  $X_C$  とが、直列に接続している場合を考えてみよう。抵抗分に加わる電圧  $E_R$  と流れる電流は同位相であるから、 $\overline{OB}$ 、 $\overline{OA}$  で示され、インダクタンスの場合と同様である。キャパシチーに加わる電圧  $E_{X_C}$  は、電流より  $90^\circ$  だけ遅れるから、 $\overline{OC'}$  で示される。従ってこの回路に加えられた電圧  $E$

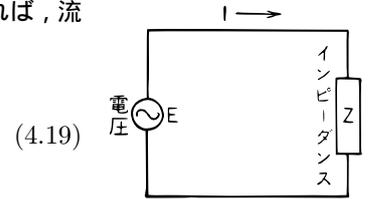


図 4.23 インピーダンス

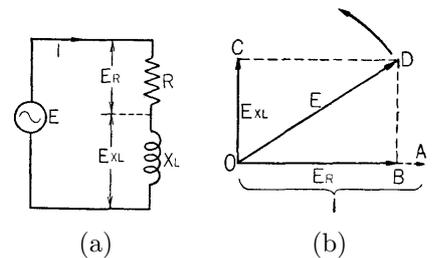


図 4.24 抵抗とインダクタンスが直列に接続している場合

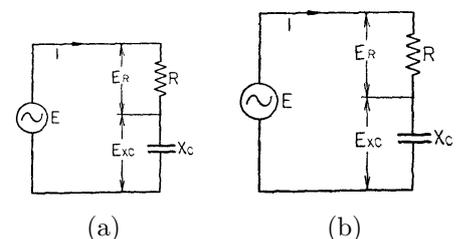


図 4.26 抵抗とキャパシチーが直列に接続している場合

<sup>33</sup>  $\sqrt{\quad}$  の記号は平方根を示しルートと呼ぶ。  $4 \times 4$  を数学上では  $4^2$  で表わす。すなわち  $4^2 = 4 \times 4 = 16$  である。逆に  $16$  は何の  $2$  乗であるかを求める場合に、 $\sqrt{16}$  と書く。すなわち  $\sqrt{16} = \sqrt{4 \times 4} = 4$  となる。

は、 $\overline{OD}$  で示されることとなる．インピーダンスを  $Z$  とすれば，つぎの式で表わされる．

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} \quad (4.21)$$

例えば， $R = 3\Omega$ ， $X_C = 6\Omega$  とすれば，求めるインピーダンスは

$$\begin{aligned} Z &= \sqrt{3^2 + 6^2} = \sqrt{45} \\ &= 6.71\Omega \end{aligned}$$

となる．

つぎに，図 4.27 のように，インダクタンスとキャパシチーとが直列に接続されている回路のインピーダンス（この場合は抵抗がないので，リアクタンスのみである）を考えよう．インダクタンスによるリアクタンス分  $X_L$  に加えられる電圧  $E_{X_L}$  は， $90^\circ$  進んで  $\overline{OC}$  で示され，キャパシチーによるリアクタンス分  $X_C$  に加えられる電圧  $E_{X_C}$  は， $90^\circ$  遅れて  $\overline{OC'}$  で示される．従って，この回路に加えられた電圧  $E$  は， $\overline{OE}$  で示されることになる．これに応じてインピーダンスを  $Z$  とすれば

$$Z = X_L \sim X_C \quad (4.22)$$

で表される．

このことから，インダクタンスによるリアクタンス（これをインダクティブ・リアクタンスという）と，キャパシチーによるリアクタンス（これをキャパシティブ・リアクタンスという）の共存する直列回路では，その合成リアクタンスとして，両者の差をとればよいということがわかる．すなわち合成リアクタンスを  $X$  で示せば

$$X = X_L \sim X_C \quad (4.23)$$

となる．

例えば，インダクティブ・リアクタンス  $2\Omega$ ，キャパシティブ・リアクタンス  $6\Omega$  とが，直列に接続されている回路の合成リアクタンス  $X$  は，つぎの通りとなる．

$$X = 6 - 2 = 4\Omega$$

最後に，抵抗，インダクティブ・リアクタンス，およびキャパシティブ・リアクタンスが，直列に接続されている，最も一般的な図 4.28 の場合を考えてみよう．まず合成リアクタンス分を考えてみると，前と同様インダクティブ・リアクタンス  $X_L$  分に加わる電圧  $E_{X_L}$  は  $\overline{OC}$  で，キャパシティブ・リアクタンス  $X_C$  分に加わる電圧  $E_{X_C}$  は， $\overline{OC'}$  と相反した位相で示されるから，合成リアクタンス  $X$  に加わる電圧  $E_X$  は， $\overline{OE}$  すなわち  $\overline{OC'} \sim \overline{OC}$  で表わされる．抵抗分に加えられる電圧  $E_R$  は，電流と同位相で示されるから  $\overline{OB}$  となる．従って，回路全体に加わる電圧  $E$  は， $\overline{OB}$  と  $\overline{OE}$  とのベクトル和  $\overline{OD}$  で示されることになる．これに応じてインピーダンスは

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L \sim X_C)^2} \quad (4.24)$$

で表わされる．

例えば， $R = 3\Omega$ ， $X_L = 2\Omega$ ， $X_C = 6\Omega$  が直列に接続されている回路のインピーダンスはつぎの通りとなる．

$$\begin{aligned} Z &= \sqrt{3^2 + (6 - 2)^2} \\ &= \sqrt{3^2 + 4^2} \\ &= \sqrt{25} = 5\Omega \end{aligned}$$

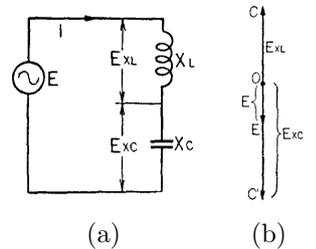


図 4.27 インダクタンスとキャパシチーとが直列に接続する場合

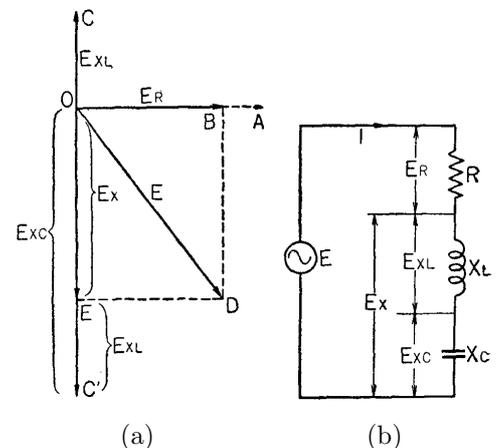
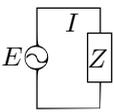
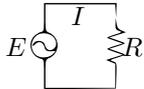
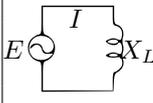
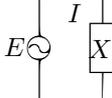
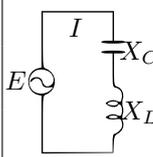
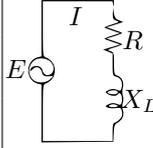
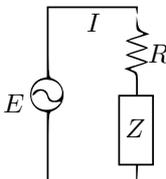
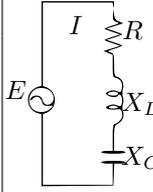


図 4.28 抵抗，インダクタンス，キャパシチーが直列に接続している場合

以上の関係を図示すれば表 4.3 のようになる .

表 4.3 電流とインピーダンスとの関係

<p>一般型</p>  $I = \frac{E}{Z}$ $(Z = \sqrt{R^2 + X^2})$	<p>抵抗だけの場合</p>  $I = \frac{E}{R}$
	<p>リアクタンスだけの場合</p>  <p>インダクタンスだけの場合</p> $I = \frac{E}{X_L}$
	 <p>キャパシターだけの場合</p> $I = \frac{E}{X_C}$
	 <p>インダクタンスとキャパシターの場合</p> $I = \frac{E}{X_L \sim X_C}$
	<p>抵抗とリアクタンスの場合</p>  $I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$
	 <p>抵抗とキャパシターの場合</p> $I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$
	 <p>抵抗インダクタンスおよびキャパシターの場合</p> $I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (X_L \sim X_C)}}$

例えば、図 4.29 に示すように、 $R = 10\Omega$ 、 $X_L = 20\Omega$ 、 $X_C = 30\Omega$  からなる交流回路に、100V の交流電圧を加えた場合、流れる電流を求めてみよう。

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L \sim X_C)^2}$$

$$= \sqrt{10^2 + (30 - 20)^2}$$

$$= 14.1\Omega = \sqrt{200}$$

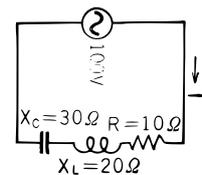


図 4.29 共振回路例

となり、従って

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{100}{14.1} = 7.07\text{A}$$

となる。

### 6 共振回路

図 4.30 のような抵抗  $R$ 、インダクタンス  $L$ 、キャパシター  $C$  の直列接続回路に、一定電圧の交流を加え、その周波数を变化した場合を考えてみよう。

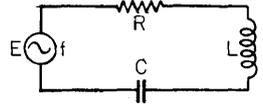


図 4.30 共振回路例

インダクタンスによるリアクタンス  $X_L$  は、周波数とともに大きくなり、キャパシターによるリアクタンス  $X_C$  は、反対に周波数に従い小さくなる。

この有様を図示すると、図 4.31 に示したように  $X_L$  は直線的に周波数とともに大きくなる。 $X_L$  と  $X_C$  とは相互反対の性質があるので、 $X_L$  に対して  $X_C$  を、逆に下向きにとってある。 $X_C$  は周波数に従い、曲線的に小さくなる。従って合成リアクタンスは、周波数の低い所ではキャパシター・リアクタンスとなり、高い所では、インダクター・リアクタンスとなる。そして、ある周波数(本図では 1,000kc)で  $X_L$  と  $X_C$  とが互に打ち消し合っ、合成リアクタンス  $X$  が零となる。

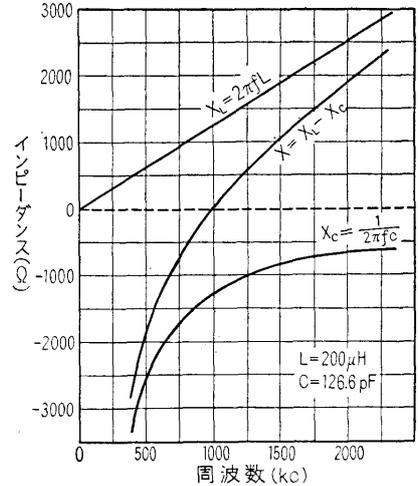


図 4.31 インピーダンスと周波数との関係

もともと、図 4.29 の交流回路のインピーダンス  $Z$  は、

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

によって示されるから、このような周波数  $f_0$  では、 $X_L$  と  $X_C$  とが打ち消し合っ、合成リアクタンスが零となる。従って合成インピーダンスは、抵抗のみとなり、回路のインピーダンスは最小となる。

$$Z_0 = \sqrt{R^2} = R$$

この状態を共振(Resonance)にあるといい、この回路を共振回路(Resonance circuit 同調回路)、そのときの周波数を共振周波数(Resonance frequency)、回路の共振状態を求めることを同調(Tuning)をとるといふ。

共振周波数は、インダクタンスとキャパシターにより定まり、合成リアクタンスが零となった場合で、回路の抵抗には無関係であるからつぎの関係が成り立つ。

$$2\pi f_0 L \sim \frac{1}{2\pi f_0 C} = 0 \tag{4.25}$$

$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C} \tag{4.25}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4.26}$$

(4.26) 式の  $f_0$  は、共振周波数で単位はサイクル、 $L$  の単位はヘンリ、 $C$  の単位はファラッドである。実際には、 $L$  の単位にマイクロ・ヘンリ ( $\mu\text{H}$ )、 $C$  の単位にはマイクロ・ファラッド ( $\mu\text{F}$ )、またはマイクロ・マイクロ・ファラッド ( $\mu\mu\text{F}$ )、周波数の単位にはキロサイクル (kc) を用いた方が、便利であるので、これらの単位を用いた式に書き直すと、つぎの通りになる。

$$f_0(\text{kc}) = \frac{159.2}{\sqrt{L(\mu\text{H})C(\mu\text{F})}} \tag{4.27}$$

$$f_0(\text{kc}) = \frac{159200}{\sqrt{L(\mu\text{H})C(\text{pF})}} \tag{4.28}$$

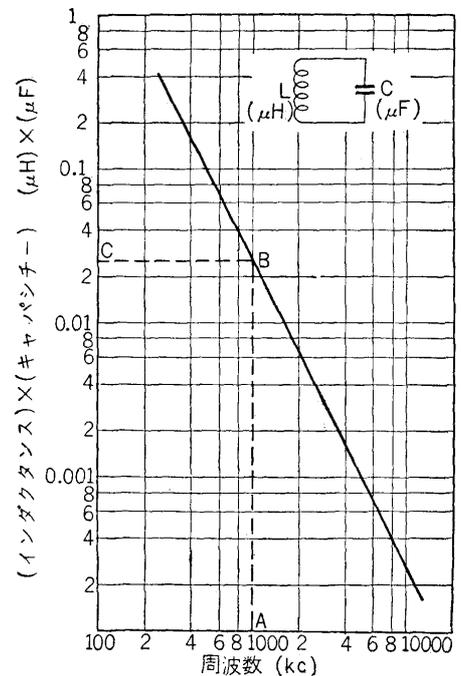


図 4.32 周波数と(インダクタンス)×(キャパシター)との関係

図 4.32 は、(4.27) 式を図表に示したもので、例えば  $f_0 = 1000\text{kc}$  とすれば、 $L$  と  $C$  の積は ABC と結ぶことによって、0.02533 となることが知れる。

従って  $L = 200\mu\text{H}$  とすれば

$$C = \frac{0.02533}{200} = 0.0001266\mu F = 126.6\mu F$$

と、ただちにキャパシチーを算出することができ

図 4.33 は (4.28) 式をモノグラフ (計算図表) に示したもので、 $L = 200\mu H$ 、 $f_0 = 1,000kc$  とすれば、AB の延長と C 軸との交点 c から、 $c \approx 127pF$  であることがわかる。

つぎに、共振の場合の回路電流について考えてみよう。

回路の抵抗  $R$  は、周波数に無関係であるから、図 4.34 のように横軸との平行線  $R$  で表わされる。インダクタンスによるリアクタンスは  $X_L$  で、絶対値だけについて考えれば、キャパシチーによるリアクタンスは、 $X_C$  曲線で示される。従ってインピーダンスの絶対値は、図のように共振周波数で最小になる  $Z$  曲線で表わされる。

いま、加えた交流電圧 (印加交流電圧) を、一定とすれば、電流は  $Z$  曲線と反対に表わされるわけであるから、共振周波数のとき最大になり、それより遠ざかるにつれ減少するから、図 4.35 のような、山形の曲線が得られる。この曲線を共振曲線 (Resonance curve) という。

つぎに共振の場合のインダクタンス、またはキャパシチーの端子電圧を考えよう。共振状態では、回路を流れる電流  $I_0$  アンペアは、加えた電圧  $E$  ボルトを抵抗  $R$  オームで割ったものである。すなわち

$$I_0(A) = \frac{E(V)}{R(\Omega)}$$

従って、インダクタンスの端子電圧  $E_{L_0}$  は

$$E_{L_0} = 2\pi f_0 \times \frac{E}{R} = \frac{2\pi f_0 L}{R} = E$$

となる。

$$\frac{2\pi f_0 L}{R} = Q$$

と仮定すれば

$$E_{L_0} = QE$$

となる。

これは、共振状態ではインダクタンスの端子電圧は、加えた電圧 (これを印加電圧という) の  $Q$  倍された電圧になることを示す。ラジオでは、 $Q$  の値は通常 75~150 倍であるから、それだけ大きく利用することができる。

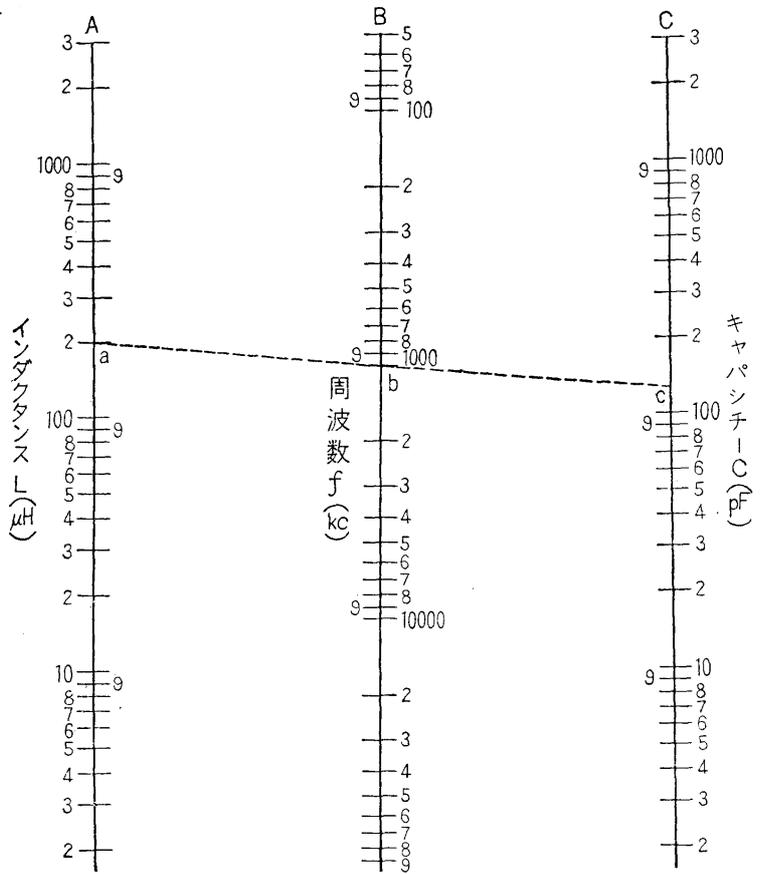


図 4.33 中波用および短波用周波数計算表

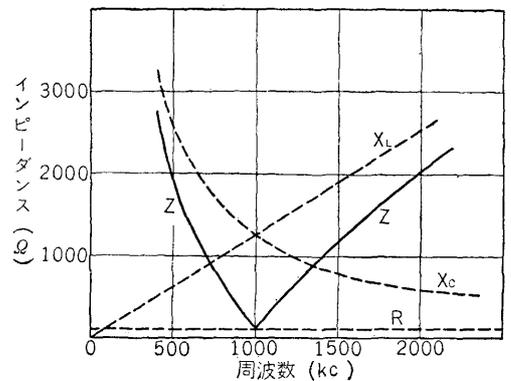


図 4.34 インピーダンスと周波数との関係

$Q$ (キュー) は、邦語では良さということもある。クオリティー・ファクター (Quality factor) の略語である。  
 $Q$  は、またつぎのように形を変えて用いる場合もある。

$$\begin{aligned} Q &= \frac{2\pi f_0 L}{R} \\ &= \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \end{aligned} \quad (4.31)$$

キャパシターの端子電圧  $E_{C_0}$  は、同様にして

$$\begin{aligned} E_{C_0} &= \frac{1}{2\pi f_0 C} \times \frac{E}{R} \\ &= \frac{1}{2\pi f_0 C R} \times E \end{aligned}$$

共振状態では

$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

であるから

$$E_{C_0} = \frac{2\pi f_0 L}{R} E = QE \quad (4.32)$$

すなわち

$$E_{L_0} = E_{C_0}$$

となり、インダクタンスの端子電圧も、キャパシターの端子電圧も等しくなる。

いま、図 4.35 で  $R = 12\Omega$ ,  $L = 200\mu\text{H}$ ,  $E = 1\text{V}$  とし、1,000kc で回路が共振したときのインダクタンスの端子電圧  $E_{L_0}$  を求めてみよう。

$$\begin{aligned} Q &= \frac{2\pi f_0 L}{R} \\ &= \frac{2 \times 3.14(1000 \times 10^2) \times (200 \times 10^{-6})}{12} \\ &= \frac{1256}{12} \approx 105 \end{aligned}$$

従って

$$\begin{aligned} E_{L_0} &= QE \\ &= 105 \times 1 = 105\text{V} \end{aligned}$$

図 4.35 は、 $Q$  の種々な値に対する共振曲線の状態を図示したものである。共振回路の抵抗は、共振周波数に無関係であるが、共振作用には大きな影響がある。一般に共振点以外では、リアクタンスが非常に大きいので、インピーダンスはほとんどリアクタンスの値によって決まってしまうが、共振点に近づくるとリアクタンスは小さくなり、今度は抵抗の影響が現われ始め、共振点では、回路の電流は抵抗で左右されるようになる。(4.29) 式に示したように、抵抗は  $Q$  に反比例するので、 $Q$  の値も共振回路を取り扱う上にきわめて大切な事柄になる。

図 4.35 のように、 $Q$  が 2 倍になれば、電流も 2 倍となる。ちょうど抵抗が 2 分の 1 になれば、電流が 2 倍になるのと同様である。

$Q$  が大きいと、共振電流も大きくなり、共振周波数以外の電流との差がますます大きくなるので、曲線は急に立ったものとなる。 $Q$  が小さいと共振電流も小さく、曲線も平らとなる。

ラジオでは、多くの電波から、聴取希望周波数の電波の電流だけを強くして、それ以外の周波数の電流は、流さないようにしなければならない。このために、 $Q$  はつとめて大きくしなければならない。この共振特性は、無線回路ではつね

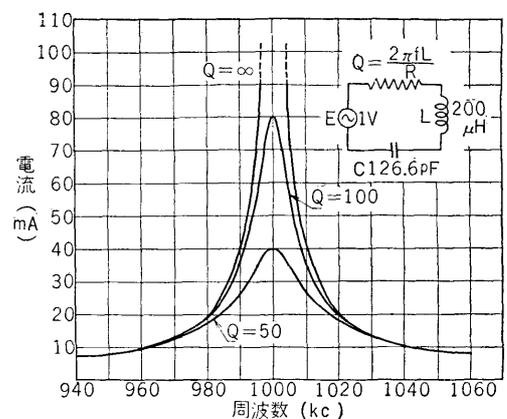


図 4.35 共振回路

に利用される重要な原理で、ラジオの場合、多数の電波が同じ空間を伝わってくるのにかかわらず、妨害なしに聴取できるのは、共振によって、特定の周波数だけ選択するからである。

## 7 並列共振

電源に対して、インダクタンスおよびキャパシチーが直列に接続されている回路を直列共振回路、並列に接続されている回路を並列共振回路という。

図 4.36 のような、並列共振回路の電流について考えて見よう。インダクタンスならびにキャパシチーを流れる電流を  $I_L, I_C$  とすると、これらはそれぞれ

$$I_L = \frac{E}{2\pi fL}$$

$$I_C = \frac{E}{\frac{1}{2\pi fC}} = 2\pi fC E$$

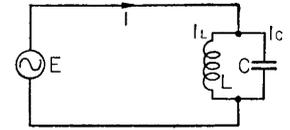


図 4.36 並列共振回路

となる。ところが、位相は電圧  $E$  に対して  $I_L$  は  $90^\circ$  遅れており、 $I_C$  は  $90^\circ$  進んでいるから、 $I_L$  と  $I_C$  とは  $180^\circ$ 、ちょうど反対位相になっている。従って、全電流は

$$I = I_C - I_L = 2\pi fC E - \frac{E}{2\pi fL} = \left(2\pi fC - \frac{1}{2\pi fL}\right) E$$

となる。いま

$$2\pi fC = \frac{1}{2\pi fL}$$

のような周波数では、全電流  $I_0$  は零となる。このときの周波数  $f_0$  は、直列共振回路の共振周波数と同一形となる。すなわち

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.33)$$

共振のとき全電流は零であるから、回路のインピーダンスは逆に無限大となる。従って回路のインピーダンスは、共振周波数よりへだたるに従い減少し、図 4.37 のようになる。

実際の回路では抵抗があるので、共振のとき無限大とはならない。いまインダクタンス側に抵抗があるとすれば、共振のときのインピーダンス  $Z_0$  は

$$Z_0 = \frac{L}{CR} \quad (4.34)$$

となる。

これに応じて、全電流  $I_0$  も最小となる。インダクタンスおよびキャパシチーを流れる電流は大きさが等しく、位相が  $180^\circ$  違っているので、インダクタンスおよびキャパシチーの閉回路を環流することになる。

並列共振は、直列共振と同様、その共振作用を利用される。直列共振は、電圧増幅作用（ちょうど  $Q$  倍される）があるとみられ、並列共振は、電流増幅作用を行なうとみられる。

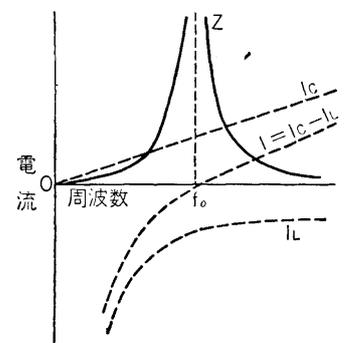


図 4.37 回路のインピーダンス

# 第5章 アンテナ回路と共振

## 1 単回路共振

アンテナからアースまでの回路を、アンテナ回路という。電波が、アンテナに到来すると、高周波電流を生じる。この高周波電流を最もよく利用する方法は、アンテナ回路を調節して、到来電波の周波数に同調することである。同調をとれば、アンテナ回路の高周波電流が最大となり、一番受信感度をよくすることができる。

アンテナ回路は、アンテナからアースまでの回路であるから、そのインダクタンスは、アンテナ自体のインダクタンスおよびアースまでの回路のインダクタンスの和である。同様にキャパシチーはアンテナ自体のキャパシチーと、アースまでの回路のキャパシチーとの合成値である。抵抗も、アンテナ自体と回路およびアースの抵抗を含む。

これらは、おのこのインダクタンス、キャパシチー、抵抗の合成値で表わされるから、アンテナ回路にはこれらの値によって定まる共振周波数がある。

このアンテナ回路の定数<sup>34</sup>によって定まる共振周波数に、到来電波の周波数が一致している場合は、まことにつごうがよいが、一般には一致していない。このため、アンテナとアース間に、特にその値を変えることができるインダクタンスまたはキャパシチーを挿入して、到来電波に同調させるのである。

図 5.1(a) は可変インダクタンスを入れた場合で、その等価回路<sup>35</sup>を示すと (b) のようになる。すなわちアンテナのインダクタンスと、挿入したコイルのインダクタンスが直列に結ばれているので、共振周波数  $f_0$  はつぎの式のようにになる。

$$f_0(\text{kc}) = \frac{159.2}{\sqrt{(L_a + L)(\mu\text{H}) \times C(\text{pF})}} \quad (5.1)$$

アンテナ回路にインダクタンスを持たせるために挿入したコイルを、アンテナ・コイル (Antenna coil 空中線線輪) といい、共振の目的に用いたコイルを同調コイル (Tuning coil チューニング・コイル) という。図 5.1 の場合のコイルは、両者を兼ねている場合である。

インダクタンスは、一般になめらかに変化させることは、構造上簡単にかないないので、キャパシチーを可変にした方が楽である。このように、キャパシチーを可変にする構造になっているコンデンサーをバリコン (Variable condenser, または Varicon 可変蓄電器 バリアブル・コンデンサー) といい、共振の目的に用いたコンデンサーを、同調コンデンサー (チューニング・コンデンサー Tuning condenser) という。

図 5.2 は、バリコンを用いた例であって、共振周波数  $f_0$  はつぎの式のようにになる。

$$f_0(\text{kc}) = \frac{159.2}{\sqrt{(L_a + L)(\mu\text{H}) \times \left(\frac{CC_a}{C + C_a}\right)(\mu\text{F})}} \quad (5.2)$$

同調のとき、回路を流れる電流は最大となり、従って挿入したコイル等の端子電圧も最大となるので、この端子電圧を利用して受信することができる。図 5.3 はその状態を示し、共振の場合に端子電圧が最大となり、それより遠ざかるにつれ電圧は減少する。このような曲線を同調曲線 (Tuning curve) という。

単回路共振では、あまり鋭敏な同調はできない。これはアンテナ回路の抵抗にアース抵抗のような大きな抵抗を含むからである。これを避けた

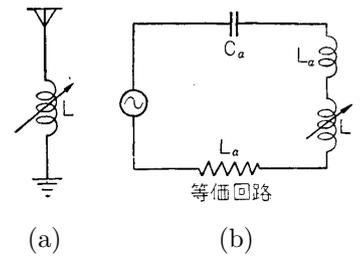


図 5.1 可変インダクタンスと等価回路

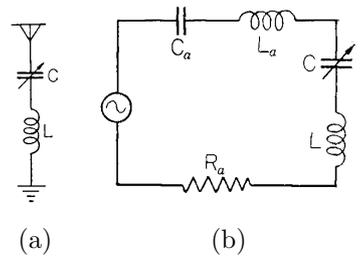


図 5.2 バリコンを用いた例

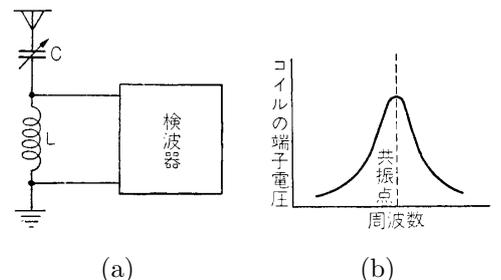


図 5.3 共振と同調曲線

<sup>34</sup> アンテナ回路の定数とは、インダクタンス、キャパシチー、抵抗の値を指している。例えばあるアンテナの値がインダクタンス  $14\mu\text{H}$ 、キャパシチー  $150\text{pF}$ 、抵抗  $50\Omega$  であった場合、アンテナ回路の定数は  $14\mu\text{H}$ 、 $150\text{pF}$ 、 $50\Omega$  であるという。

<sup>35</sup> 複雑な電気回路を、それと同等の効果を呈する簡単な回路に書きかえて、電気の計算をするのが便利である。この目的に使うため、簡単化された回路を等価回路という。

めには、共振回路にアース抵抗を含まないような回路にすることが望ましい。このため結合回路同調法が広く用いられ、単回路共振は、特別の場合のほか用いられない。

図 5.4 に示した回路は、単回路の一種である。アンテナ回路に数キロオーム～数 10 キロオームの抵抗を入れ、抵抗の両端に生じる端子電圧を利用する方法である。この方法は、アンテナ回路の抵抗が特に大きいので、図 5.3 のような共振点が現われない。従って、端子電圧は低いが、受信周波数に対して感度は一様である。この回路も特別の場合以外には用いられない。

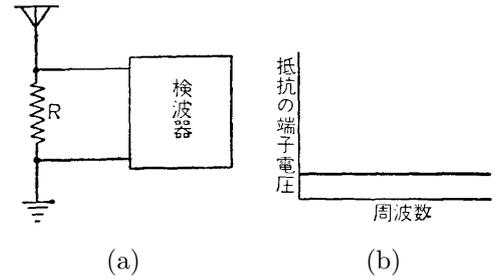


図 5.4 単回路

## 2 結合回路に用いるアンテナ・コイル

結合共振回路は、図 5.5 のようにアンテナ回路にアンテナ・コイル  $L_1$  だけ接続し、別にコイル  $L_2$  およびバリコン  $C_2$  とで共振回路を設けたものである。そして  $L_1$  と  $L_2$  とが結合している。

コイル  $L_1$  に高周波電流が流れると、それにより生じた磁力線が、コイル  $L_2$  に鎖交し、コイル  $L_2$  に電圧を生じる。

これをコイル  $L_1$  とコイル  $L_2$  とは結合 (coupling) しているといい、結合している回路を結合回路という。

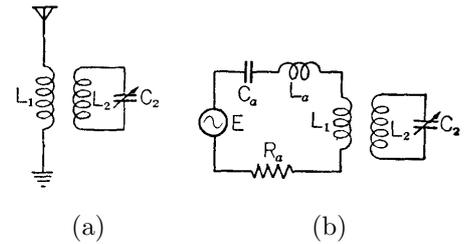


図 5.5 結合回路 (1)

結合回路はこのほか図 5.6(a) のように、アンテナ回路側にバリコンを用いて、アンテナ回路を共振させるものもあるが、調整が困難となるので一般には用いられない。また同図 (b) のように、同調コイルの一部をアンテナ・コイルとして利用したオート・トランス型 (単巻きトランス型) のもある。いま図の結合回路の場合、アンテナ・コイル  $L_2$  のインダクタンスについて考えてみよう。このような結合回路のアンテナ回路の共振周波数は、2 次側が同調しているときは、アンテナ回路の定数により決定される (アンテナ側を 1 次側、同調コイル側を 2 次側という)。

1 次側の共振周波数を  $f_P$  とすれば、(5.1) 式と同様

$$f_P(\text{kc}) = \frac{159}{\sqrt{(L_a + L_1)(\mu\text{H})C_a(\mu\text{F})}} \tag{5.3}$$

これから  $L_1$  を求めれば<sup>36</sup>,

$$L_1(\mu\text{H}) = \frac{0.159^2}{f_P^2(\text{kc})C_a(\mu\text{F})} - L_a(\mu\text{H}) \tag{5.4}$$

- ただし  $L_a$  = アンテナのインダクタンス
- $L_1$  = アンテナ・コイルのインダクタンス
- $C_a$  = アンテナのキャパシター

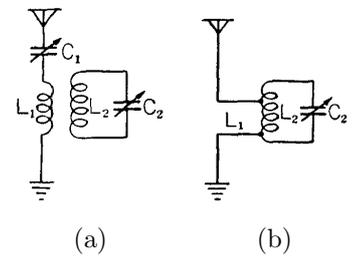


図 5.6 結合回路 (2)

となる。この  $f_P$  に、到来電波の周波数  $f_0$  が合えば、アンテナ回路は共振したことになる。前に述べたように、アンテナ回路は一般に共振させないから、 $f_P$  を  $f_0$  より高くか、または低くなるように、 $L_1$  を選ばなくてはならない。

高さ 8m、水平部 12m の逆 L 型アンテナの定数は  $L_a = 14\mu\text{H}$ 、 $C_a = 150\text{pF}$ 、 $R_a = 50\Omega$  である。到来電波の周波数は、ラジオの場合は 535～1,605kc である。

従って、 $f_P$  が 535kc 以下のためには、

$$L_1(\mu\text{H}) = \frac{0.159^2}{535^2 \times 0.00015} - 14 = 589 - 14 = 575\mu\text{H}$$

$f_P$  が 1,605kc 以上のためには、

$$L_1(\mu\text{H}) = \frac{0.159^2}{1605^2 \times 0.00015} - 14 = 65 - 14 = 51\mu\text{H}$$

<sup>36</sup> 159.2 が正しいのであるが、おおよそ 159 であるので以後 159 として計算する。

すなわち、 $L_1$  の値は、 $575\mu\text{H}$  よりも大きくするか、または  $51\mu\text{H}$  よりも小さく  $575\mu\text{H} < L_1 < 51\mu\text{H}$  に選ばなくてはならない。  $575\mu\text{H}$  より大きく、 $575\mu\text{H} < L_1$  に選んだ場合は、アンテナ・コイルのインピーダンスが高いので、ハイ・インピーダンス (High impedance) であるといい、 $51\mu\text{H}$  より小さく、 $L_1 < 51\mu\text{H}$  の場合は、コイルのインピーダンスは低いので、ロー・インピーダンス (Low impedance) であるという。実際  $L_1$  の値を  $575\mu\text{H}$  と  $51\mu\text{H}$  の中間  $575\mu\text{H} > L_1 > 51\mu\text{H}$  に選ぶと、ラジオ電波の周波数中に、アンテナ回路の共振周波数が入ってきて、それに相当する周波数の感度が、他の周波数の感度といちじるしく異なって、つごうが悪い。

### 3 結合回路

2個のコイルが近接して置かれてあり、一方のコイルに電流を流し、それによって生じる磁束が、他方のコイルと鎖交する場合、これらの回路は、誘導的に結合されているという。この結合の度合は相互インダクタンスで表わされる。相互インダクタンスも、インダクタンスと同様、交流に対して一種の抵抗力を持っている。相互インダクタンスによるリアクタンスを  $X_M$  で表わせば、

$$X_M = 2\pi fM \quad (5.5)$$

となる。

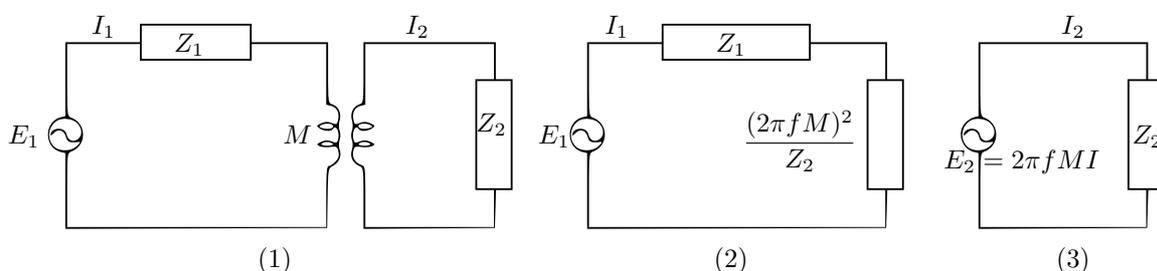


図 5.7 結合回路 (3)

結合回路の動作は複雑であるが、つぎの法則を適用することによって、割合簡単に理解できる (図 5.7 参照)。

- (1) 2次回路があることは、1次回路側よりすれば、1次回路に直列に  $\frac{(2\pi fM)^2}{Z_2}$  のインピーダンスが加わったのと同じである。

2次回路の存在によって、1次回路に加えられる等価インピーダンス<sup>37</sup>  $\frac{(2\pi fM)^2}{Z_2}$  は結合インピーダンス (Coupling impedance) と呼ばれる。  $Z_2$  は2次回路自体の直列インピーダンスである。従って、等価1次インピーダンス  $Z$  は、これと1次回路自体のインピーダンス  $Z_1$  との和になる。

$$Z = Z_1 + \frac{(2\pi fM)^2}{Z_2} \quad (5.6)$$

$$I_1 = \frac{E_1}{Z} = \frac{E_1}{Z_1 + \frac{(2\pi fM)^2}{Z_2}} \quad (5.7)$$

ただし  $I_1 = 1$  次電流

$E_1 = 1$  次回路に加えられた電圧

- (2) 1次電流によって、2次回路に誘起した電圧  $E_2$  は  $2\pi fM \times I_1$  であって、誘起電圧  $E_2$  は1次電流より位相が  $90^\circ$  遅れている。

$$E_2 = 2\pi fM \times I_1 \quad (5.8)$$

- (3) 2次電流  $I_2$  は、誘起電圧  $E_2$  が2次回路に直列に加わり、かつ1次回路の影響がないとした場合に、流れる電流に等しい。

<sup>37</sup> 2次回路の存在することは、1次回路に、その影響分だけインピーダンスが増したことになるから、これをすべて1次回路で生じたと考えた場合は、2次回路の影響分に等しいインピーダンスを、1次回路に加えなければならない。これを回路に加えられた等価インピーダンスという。

$$I_2 = \frac{2\pi f M I_1}{Z_2} \tag{5.9}$$

$$= \frac{2\pi f M E_1}{Z_1 Z_2 + (2\pi f M)^2} \tag{5.10}$$

#### 4 アンテナ・コイルが同調コイルにおよぼす影響

わたしたちが結合共振回路を用いる場合は、2次回路のバリコンの端子電圧を利用するのであるから、(1) どうしたらコンデンサの端子電圧を大きくできるか、(2) この端子電圧が得られた場合、分離のぐあいはどうなるか、(3) 共振周波数に狂いは生じないかの点を考える必要がある。

相互インダクタンス  $M$  が非常に小さければ、それに応じて2次回路の1次回路に結合されるインピーダンスも小さくなり、1次電流は大体2次回路のない場合の値に近くなる。また2次回路のインピーダンスが大きい場合も同様である。

しかし、2次回路のインピーダンスが小さいか、または相互インダクタンスも小さくない場合は、結合インピーダンスが大きくなり、1次回路の電流、電圧は、2次回路の結合によって相当影響される。

最初、アンテナ・コイルを離して〔これを結合が疎 (Loose) であるという〕、しだいに同調コイルに近づけていく (相互インダクタンスを、しだいに増していく) と、それに応じてアンテナ・コイルから同調コイルに誘起される電圧が、しだいに大きくなる。しかし結合度をあまり強めると〔これを結合が密 (Close) であるという〕、結合インピーダンスによる影響が現われてきて、アンテナ回路の電流が減じ、そのため同調コイルに誘起される電圧も減少してくる。すなわち、2次回路バリコンの端子電圧は、この電圧に関係しているので、ある値の結合度合のとき最大となる。この値は相互インピーダンス ( $Z_m$ ) の2乗に、1次および2次回路のインピーダンス ( $Z_1$  および  $Z_2$ ) の積が等しくなったときに得られる。

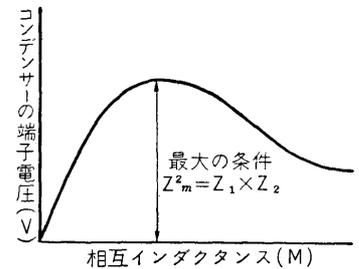
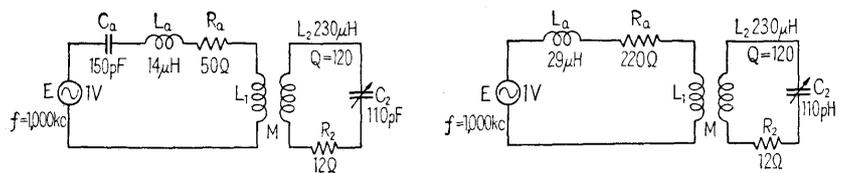


図 5.8 バリコンの端子電圧

$$Z_m^2 = Z_1 \times Z_2$$

従って、バリコンの端子電圧は、図 5.8 のようになる。

共振回路の分離性は、回路の  $Q$  に関係する。同調コイルに損失があれば、それだけ  $Q$  は低下する。同調コイルにアンテナ・コイルを近づければ、同調コイルの見掛け上の損失が増すので (これを、負荷効果という)、 $Q$  は低下する。すなわち分離性からいえば、同調コイル単独で存在する場合は一番よい。



(a) 標準アンテナの場合

(b) 電灯線アンテナの場合

図 5.9 結合回路の等価回路

同様に、共振回路の狂いは、アンテナ・コイルのないときは、同調コイルとバリコンにより共振周波数が定まって、狂わない。アンテナ・コイルを近づけると、アンテナ回路のインピーダンスが影響してきて、だんだんバリコンを調整しないと、同調がとれなくなる。図 5.10 は、図 5.9 のような、標準アンテナを用いた場合と、電灯線アンテナを用いた場合とについて、相互インダクタンスによりバリコンの端子電圧 (a)、 $Q$  の低下の割合 (b)、バリコンの狂い (c) が、どう変わるかを示した図表である。

電灯線アンテナは、架空線路の場合は抵抗  $220\Omega$ 、リアクタンスはインダクティブ・リアクタンスで  $180\Omega$ 、従ってインピーダンスは  $280\Omega$  くらいである。同図に見られるように、電灯線アンテナの場合には、相互インダクタンスを大きくすると、 $Q$  の低下がはなはだしい。よく電灯線アンテナは分離性とばしいといわれるのは、これに原因している。またバリコンの狂いもはなはだしい。これを防ぐ場合、相互インダクタンスを小さくすればよいのであるが、實際上コイルの巻き数を減らすのは面倒なので、アンテナ・コイルに直列に  $0.002\mu F$  くらいの固定コンデンサーを入れて、アンテナ回路のインピーダンスを増し、結合インピーダンスを小さくすればよい。

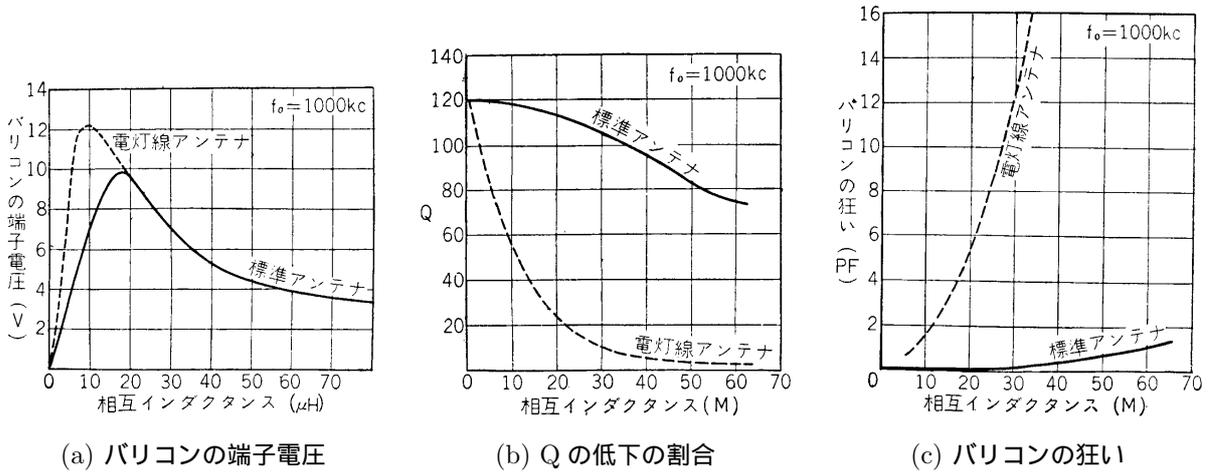


図 5.10 アンテナ・コイルと同調コイルとの関係

なお、ロー・インピーダンス・アンテナ・コイルの場合は、放送周波数中、535kc より 1,000kc 付近のほうが、一般に増幅される割合が大きい。

ロー・インピーダンス・アンテナ・コイルは相互インダクタンスとして  $20\mu\text{H}$  くらい、アンテナコイル自体のインダクタンスは、 $20\sim 40\mu\text{H}$  くらいにとるのがふつうである。

また、ハイ・インピーダンス・アンテナ・コイルは、相互インダクタンスとして  $60\sim 90\mu\text{H}$  くらい、コイル自体のインダクタンスは、 $1\text{mH}$  前後の値をとる。

アンテナ・コイルをハイ・インピーダンスとすることは、このため多数の電線を要し、不経済に見られるが、アンテナ・コイル自体のインピーダンスが大きくなるため、アンテナの大小によるアンテナ回路が、共振回路におよぼす影響が少なくなる。かつ、アンテナ回路のインピーダンスも大きくなり、これが共振回路におよぼす影響も少なく、 $Q$  の低下、バリコンの狂い(ずれ)も少なくなる。

一般に、ハイ・インピーダンスを得るために、コイルとしては、蜂の巣コイル (Honeycomb coil ハネカム・コイル) が用いられるため、コイル自体に分布容量 (線と線との間で形作るキャパシチーで、コイルの形状、線種、巻きかたにより異なるが、およそ  $5\sim 20\text{pF}$  くらいである) を有し、これがインダクタンスと一種の共振回路を形作る。この共振回路の周波数は  $500\text{kc}$  以下であるため、増幅の割合は  $500\sim 600\text{kc}$  付近のほうが、 $1,000\text{kc}$  付近より増幅される割合が大きく、ロー・インダクタンスの場合と反対の傾向になる。図 5.11 はその一例である。

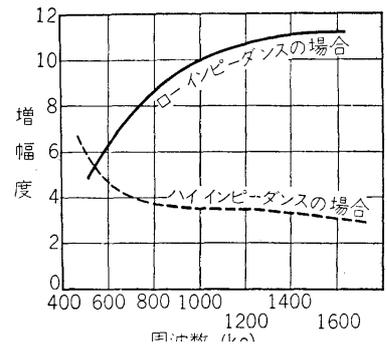


図 5.11 アンテナの状態と増幅度

アンテナ、アース端子間の入力電圧と、コンデンサーの端子電圧との比は、この回路の能力を示すもので、この回路の性能の良否をみる一要素ともなる。この比を電圧増幅度という。実際の回路では  $3\sim 10$  くらいである。

## 第6章 真空管とトランジスタ

### 1 真空管の構造

ガラス球の内部の空気を抜いて真空にし、その中に金属を入れて熱すると、金属から電子の放射が行なわれる。これを熱電子現象という。電気的には負である電子は、別に入れた金属板に正電圧を与えると、引き寄せられ、電子流をガラス球以外に取り出すことができる。熱電子を放射する金属をカソード (Cathode 陰極) といい、別に加えた金属板をプレート (Plate 陽極) という。

真空管は以上の原理を基として作られたもので、カソード、プレート等を電極という。電極には、これ以外に真空管の動作を助けるために設けられた補助的電極がある。グリッド (Grid 格子) およびスクリーン・グリッド (Screen grid 遮蔽格子) 等である。

カソードは、電子の放射を活発にさせるように、トリウム入りタングステン、またはバリウム、ストロンチウム等の酸化物を塗ったタングステン、ニッケル線を、直接熱するようにした直熱型〔図 6.1(a)〕と、表面にバリウム、ストロンチウム等の酸化物を塗ったニッケル筒の中に、そのニッケル筒と絶縁されたタングステン・ヒラメントを入れて、間接に熱するようにした傍熱型〔図 6.1(b)〕とがある。後者の場合、タングステン・ヒラメントは、単にヒーター (Heater) と呼ばれ、電極数としてはふつう数えない場合が多い。ヒーターは一般に交流で加熱されるから、傍熱型のほうが直熱型より交流ハムを受けにくい。

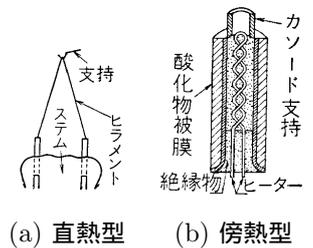


図 6.1 電極

プレートは、カソードからの放射電子を受けて、プレート板の温度が高くなり、またはヒラメントからの直接熱放射を受けることがあるので、溶融点の高い、高温でもガスを出さないもの、変形もしないものという条件をそなえていることが必要である。材料としては、主としてニッケル板が用いられる。場合によると、熱放射を良好にするため、すすを付けて黒くしてあるものもある。

グリッドは細いニッケル線やモリブデン線を、らせん状に巻いたものである。

真空管は熱電子の運動を利用するのであるから、ガラス球内に空気やガスがあると、電子がこれらと衝突して、電子の運動が妨げられるので、できるだけ真空にする必要がある。受信真空管は  $10^{-4}$  mmHg (水銀柱の高さで表わした気圧) 程度の真空度が必要である。この程度の真空を得るためには、真空ポンプだけでは不十分なので、ある程度排気した後、残留ガス等をゲッターとして、マグネシウムまたはバリウム等を用いて、発火吸着させ、真空度を高めている。真空管のガラスの内面が、銀色になるのは、蒸発したゲッターが、ガラス内面に付着するからである。

### 2 真空管の働き

図 6.2 のように、ガラス球中を真空にして、ヒラメントとプレートを封入したものを 2 極真空管 (Diode ダイオード) という。ヒラメントに電流を流して加熱すると、ヒラメントから電子を放出する。電子は、電気的には負の電気量を持っているので、プレートをヒラメントに対して正の電位 (電圧) にすると、電子はプレートに向かってヒラメントから飛び出す。

一般に、電流の方向は電子の流れる方向と逆である、と定義するので、電流はプレートからヒラメントに向かって流れるという。プレートを流れる電流が、プレート・カレント (Plate current 陽極電流) である。プレートを、ヒラメントに対して負の電位にすると、プレート電流は全然流れない。

プレートに加えられた正の電圧が高ければ、それに応じてプレート電流も増すが、ある限度になると、プレート電圧を増してもプレート電流は増加しない。この状態を飽和の状態という。

図 6.3 に示したものは、この状態を表わした曲線である。

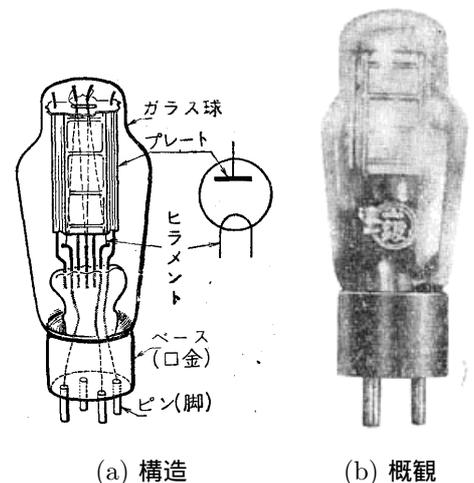


図 6.2 2 極真空管

すなわち、プレートに正の電圧を加えた場合だけ、プレート電流が流れるから、交流電圧をプレートとヒラメントの間に加えた場合は、正電位のものだけ、プレート電流が流れ、交流を直流に変えることができる。これを利用して整流作用、検波作用を行なう。これに属する真空管の型名は、12F, 5M-K9 等の整流管、および 6AJ8 等がある。

3 極真空管は、2 極真空管のヒラメント (またはカソード) とプレートとの間に、グリッドを設けたものである〔図 6.4(a) 参照〕。これに属する真空管の型名は 6SN7GT, 12AT7, 12AU7, 6C4, 76 等多数ある。

3 極真空管で、プレート電圧を一定にしておき、グリッド電圧を変化させると、プレート電流は図 6.4(b) に示したような曲線となる。これをグリッド電圧対プレート電流の静特性曲線とっている。回路に負荷 (この場合は、抵抗だけと考える) がある場合は、プレート電流が流れるとその分だけプレート電圧が低下するので、曲線は静特性曲線より下がってくる。プレート電流が零の場合は、当然電圧が低下しないので、図 6.4(b) に示したようになる。これを真空管の動特性曲線とっている。

3 極真空管について重要な事項が三つある。増幅率、プレート抵抗および相互コンダクタンスである。

増幅率 (Amplification factor または 増幅定数 Amplification constant という。略号  $\mu$ ) は、同一のプレート電流の変化を与える場合に要するプレート電圧の変化 ( $\Delta E_p$ ) と、グリッド電圧の変化 ( $\Delta E_g$ ) の比である。

$$\mu = \frac{\Delta E_p}{\Delta E_g} \quad (6.1)$$

例えば、同じ 1mA のプレート電流の変化を与える場合に、プレート電圧を変えると、20V を要し、グリッド電圧を変えれば 2V で済むとすれば、増幅率は、

$$\mu = \frac{20}{2} = 10$$

である。

プレート抵抗 (Plate resistance 陽極抵抗または Internal resistance 内部抵抗という。略号  $R_p$ ) とは、プレート電圧の変化 ( $\Delta E_p$ ) とプレート電流 ( $\Delta I_p$ ) との比である。

$$R_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p} \quad (6.2)$$

例えば、プレート電圧 200V、プレート電流 10mA であるならば、

$$\begin{aligned} R_p &= \frac{200}{10 \times 10^{-3}} \\ &= \frac{200}{0.01} \\ &= 20,000\Omega \end{aligned}$$

である。

相互コンダクタンス (Mutual conductance 略号  $G_m$ ) とは、プレート電流の変化 ( $\Delta I_p$ ) とグリッド電圧の変化 ( $\Delta E_g$ ) の比である。

$$G_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g} \quad (6.3)$$

例えば、プレート電流 2mA、グリッド電圧 2V とすれば、

$$G_m = \frac{0.002}{2} = 0.001\text{U}(\text{ムオー})$$

となる<sup>38</sup>。

<sup>38</sup> ムオー (Mho) はオーム (Ohm) の逆数である。  $\frac{E}{I}$  ならば  $R$  となり、オームとなるが、 $G_m$  は  $\frac{I}{E}$  であるので  $\frac{1}{R}$  となる。  $\frac{1}{R}$  をコンダクタンス (Conductance) とっている。コンダクタンスの単位は、オームの逆のムオーである。

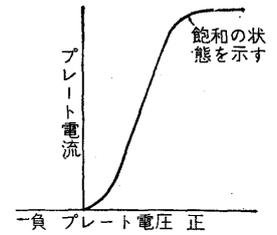


図 6.3 2 極真空管のプレート電流

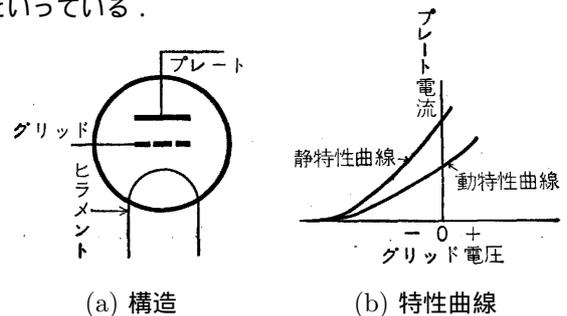


図 6.4 3 極真空管

上式で、相互コンダクタンス  $G_m$  とプレート抵抗  $R_p$  とを掛ければ増幅率になる。

$$\begin{aligned}
 G_m \times R_p &= \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g} \times \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p} \\
 &= \frac{\Delta E_p}{\Delta E_g} \\
 &= \mu
 \end{aligned}
 \tag{6.4}$$

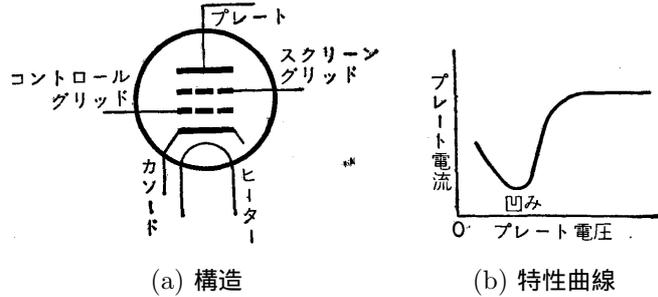
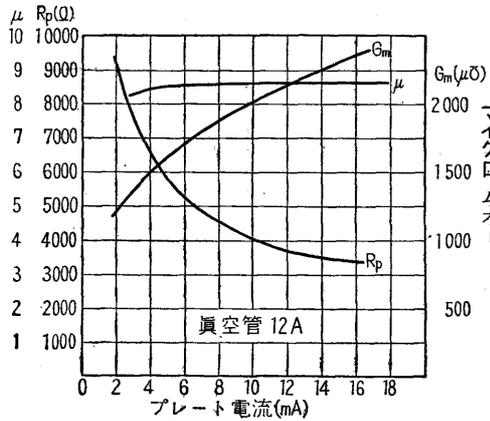


図 6.6 4 極真空管

図 6.5 プレート電流・抵抗・相互コンダクタンスの 1 例

増幅率は、真空管の構造によって定まる定数で、ほぼ一定であるが、プレート抵抗はプレート電流の増加とともに減少し、相互コンダクタンスは反対に増加する傾向にある。図 6.5 がこの一例である。

3 極真空管のグリッドとプレートとの間に、さらにグリッドを入れ、これに正電圧を加えた真空管を 4 極真空管<sup>39</sup>といい、この新しいグリッドを、スクリーン・グリッド (Screen grid 遮蔽格子) という。これに対して、もとの格子を、コントロール・グリッド (Control grid 制御格子) という。

スクリーン・グリッドをグリッドとプレートとの間に入れると、グリッドとプレートとのキャパシターによる結合を減少することができ、また増幅率を大にすることができる。しかし、この型の真空管は図 6.6(b) に示すように、スクリーン・グリッド電圧を一定にしてプレート電圧を増した場合に、プレート電流の曲線に凹みができる。これはプレートに当たった電子の速度が大きくなると、プレートにある電子を運動させ、プレート外に飛び出させるためである、これを 2 次電子とっている。従ってこの真空管の動作範囲がせばめられてつごうが悪い、このため、4 極管はあまり用いられない。

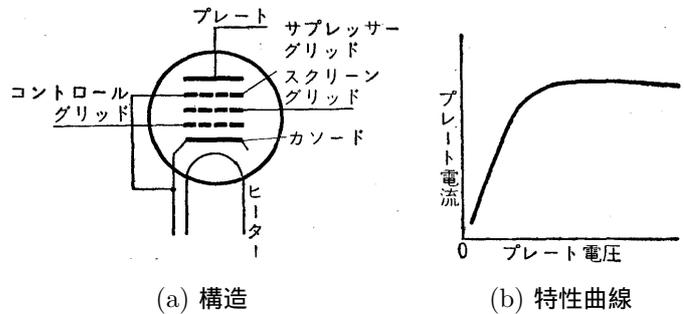


図 6.7 5 極真空管

5 極真空管は、この欠点を除くため、プレートとスクリーン・グリッドとの間に、さらにグリッドを設け、これをカソードに結んだものである。これを、サプレッサー・グリッド (Suppressor grid 抑制格子またはアース・グリッド) という、これを入れてあれば、プレートから 2 次電子が出て、サプレッサー・グリッドはカソードに結ばれてプレートに対して負になっているので、2 次電子は追い返され、2 次電子の効果を示さない。この型の真空管は、6AK5, 6BA6, 6BD6, 6D6, 6AR5 等たくさんある。グリッドは、このようにたくさんあるので、いちいち働きによってコントロール・グリッド等の名称と呼ぶのはわずらわしい。そこでカソードに近いグリッドから、順に第 1 グリッド, 第 2 グリッド, 第 3 グリッド等と呼ぶこともある。

### 3 真空管の分類

<sup>39</sup> 4 極以上の電極のある真空管を、多極真空管ともいう。

表 6.1 ラジオ受信機用主要真空管の型名 (1)

用途	ヒラメントまたはヒーター電圧						
	1.4V 以下	2.5~3V	5V	6.3V	12.6V	15V 以上	
周波数変換	ペンタグリッド	1R5 1R5-S			6BE6 6SA7-GT 6WC5	12BE6 12SA7-GT	
	双3極				6AQ8 6DT8	12DT8	
	3極7極				6AJ8		
検波 増幅 発振	双2極				6AL5 6H6-GT	12AL5	
	3極				6C4 6J5-GT 76		
	双3極				6SN7-GT	12AT7 12AU7 12AX7 12BH7	
	2極3極				6Z-DH3A		
	双2極3極				6AT6 6AV6 6SQ7-GT	12AT6 12SQ7-GT	
	5極 シャープカットオフ リモートカットオフ				6AK5 6AU6 6C6 6SJ7-GT 6BA6 6BD6 6D6 6SK7-GT	12AU6 12SJ7-GT 12BA6 12BD6 12SK7-GT	
	2極5極	1U5 1U5-SF 1S5 1S5-SF					
	双2極5極 ゲेटッドビーム				6DC8 6BN6		
	3極	2A3					
	電力	ビーム				6AQ5 6L6-GT 6V6-GT 807	
5極			3S4 3S4-SF		6AR5 6BQ5 6F6-GT 6R-P15 6Z-P1 42		
3極5極					6BM8		
電流	半波			5M-K9 12F 80BK 80HK	6AX4-GT		35W4 35Z5-GT
	両波			5CG4 5R-K16 5U4G 5V4G 5Y3-GT 523 80 80K			
同調指示				6DA5 6DL7 6E5 6XE1	12Z-E8		

表 6.2 真空管規格表からの差

ヒーターまたはヒラメント電流	±10%
プレート電流	±30% ただし電圧増幅と変換管は ±40 ~ 50%
第 2 グリッド電流	±50%
相互コンダクタンス	±25%
変換コンダクタンス	±40%
ヒーター・カソード間漏洩電流	50 $\mu$ A 以下 ( $\pm 45$ V) にて
第 1 グリッド逆電流	2 $\mu$ A 以下 (プレート電流 10mA 以下) 3 $\mu$ A 以下 (プレート電流 30mA 以下) 5 $\mu$ A 以下 (プレート電流 30mA 以下)
整流出力電流	±15%
出力	±30%
絶縁	各電極間 50 $\mu\Omega$ (500V にて) 第 1 グリッド・カソード間 20 $\mu\Omega$ (100V にて)

受信真空管の種類はたくさんあるので、その一つ一つの特徴、用途等を知るのは、なかなか困難なことである。それでここには、一般に用いられるものを列記するだけにしておく。

昔は、201A(UX201A)のように検波、増幅、発振等、何にでも用いたものであるが、今では、高周波増幅には高周波増幅真空管を、電力増幅には電力増幅真空管を、検波には検波真空管を、それぞれの用途によって、専門の真空管を用いるようになった。

表 6.1 は、わが国でふつうに用いられている真空管を分類したものである。なお規格については付録を参照していただきたい。

真空管を十分に動作させるには、その規格を知ることが重要である。これにより、その示した条件(プレート電圧が 250V、グリッド電圧が 13.5V という値)で真空管を動作させるので、そうでないと、その真空管としての性能を十分に発揮できなかったり、または寿命を短くすることがある。しかしながら、市販の真空管がみな規格通りにできているわけではなく、多少の差がある。この差は、小さいことが望ましいが、わが国の真空管では、だいたい表 6.2 の値以内に製作されているものを選ぶ必要がある。

真空管には型名がある。型名は、私たちの姓名と同様で、一郎、二郎というかわりに、6C6、6BE6 というのである。

この型名は、現在統一されるまでに至っていない。そのため、新旧種類の命名法があるが、古いのは、米国 R.C.A. 会社系によるもので、UX-12A というような命名法である。初めの文字は種類を示すもので、U は 3 極または多極管、K は整流管、H は水銀蒸気整流管である。第 2 位の文字は、ソケット(口金)の型式を示すもので、X は 4 脚 X 型ソケット、Y は 5 脚 Y 型ソケット、Z は 6 脚 Z 型ソケット、t は小型 7 脚ソケット、T は大型 7 脚ソケット用を示すものである。つぎの数字、例えば 12 は製作の順につけたもので、一定の根拠なく名づけられた。最後の文字、例えば A は、特性が同じでヒラメントの定格が違っている改良型がある場合に用いている。また、UX-12A 等の名称を省略して、単に 12A ともいっている。

6C6 のような米国 RETMA(Radio Electronics Television Manufacturers Association 米国ラジオ・エレクトロニクス・テレビジョン製造業者組合の略で、古くは RMA といわれていた。旧 RMA 規格はそのまま RETMA 規格の名で呼ばれている)の 3 位式命名法もある。初めの数字はヒーター電圧、中間の英字は種類および用途を示し、ふつうの真空管は A, B, C, …… 整流管は X, Y, Z である。最後の数字はプレート、グリッド、カソード電極の素数を示したものである。6SK7 も同系

表 6.3

文字	種類および用途
A	出力 3 極管
C	周波数変換管(変周管)または混合管
D	検波用 2 極管
G	ガス入り整流管
H	高増幅率 3 極管 ( $\mu = 30$ 以上)
K	真空型整流管
L	低増幅率 3 極管 ( $\mu = 30$ 以下)
P	出力 3 極または 5 極管
R	高増幅率 4 極または 5 極管
V	可変増幅率 4 極または 5 極管

の命名法で、これは 6K7 と特性は同等であるが、構造が改良されたものを区別するため S を挿入したものである。また同様の考えで、6F8G の G でガラス管を示したのもある。12Y-R1 は日本工業規格 (JIS) によったものである。初めの数字はヒーター電圧の値、第 2 位の英字はソケットの種別で X, Y, Z は UX-12A と同じ命名であるが、t の小型 7 脚ソケット用は、ここでは W で示している。第 3 位の英字は種類および用途を示し、表 6.3 に示した通りである。第 4 位の数字は特性格を示し、真空管が同種類のものでは、追い番号を用いている。整流管に限り、半波整流管は奇数、全波整流管は偶数を用いている。

真空管の外形も、種々変化してきたので、同じような働きの高周波増幅管についてみると、初期の頃は図 6.8(a) に示すような、いわゆるなす型のものであったが、つぎに (b) のように上部ガラス部をだる

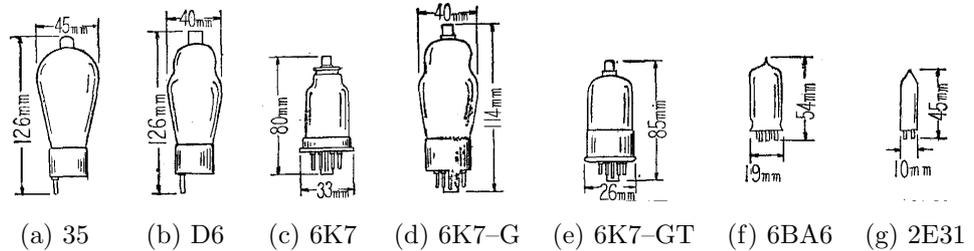


図 6.8 真空管の外形

ま型にして、電極の振動するのを防ぐようになった。(c) は外形を金属管としたもので、外形が非常に小さくなっている。(d) は金属管のベースを用い、本体は従来のガラス管としたものである。(e) は電極の部分は従来通りとして、ガラス部分の長さだけを半分とした、いわゆるバンダム型のものである。(f) はベースを除去し、極度に小型とした、いわゆるポタンシステムを採用したミニチュア管<sup>40</sup>(Miniature-tube) である。(g) は (e) をさらに小さくしたサブミニチュア管 (Sub-miniature-tube) である。

わが国の真空管は、まだ (b) のようなものも大いに使用されているが、一般家庭用のものはだいにミニチュア管に移行しつつある。

#### 4 トランジスターの原理

トランジスター (Transistor) は、最近開発されたもので、トランスファー (Transfer 転送) とレジスター (Resistor 抵抗器) とを組み合わせてできた言葉で、最近ポータブル受信機に用いられる部品の花形である。

トランジスターの理論は、半導体物性論に基礎をおく新しい学問で、容易に理解することが困難であるから、ここでは初歩的解説をしておくことにする。

電気の導体とは、導体を形作る原子の一番外側にある電子が自由に運動するもので、絶縁物は、絶縁物を形作る原子の外側にある電子が、がっちりと内部の核に結合されていて、その原子の範囲から他へ移動しない。この導体と絶縁物との中間に位する性質のものが半導体である。セレン、亜酸化銅、シリコン、ゲルマニウム、黄鉄鉱がそれである。

半導体は熱、光、電界等を、ある一定値以上のエネルギーを与えてやると、最外側軌道の電子の一部が、所属原子から出て、自由電子のようにさまよい出る。電子の出たあとは原子としては正電荷となるので、この空席を正電荷をもったあな (孔) という意味でホール (Hole 正孔) という。ホールがあると、原子は正の電荷となるので、つぎに隣りの原子の電子が移動して、ホールをうずめる。そして前の原子は中性となり、後の原子にホールが生じる。このように順順に、隣り隣りとホールが移動し、物質としては導電性となる。このような原理による半導体を、I 型半導体 (真性半導体) という。

I 型半導体では導電性が充分でないので、トランジスターに用いる材料であるゲルマニウム (Ge) の結晶に、きわめて微量のインジウム (In) を不純物として混入させる。ゲルマニウム原子の最も外側の電子は 4 個であり、インジウムは 3 個である。従って、初めから 3 個同士は互に対<sup>41</sup>ポンドとなるが、図 6.9 のように電子対ポンドに 1 カ所電子の足りないところができる。

従って、電子不足、すなわちホールが初めからできて、常温でもホールが移動するようになる。この場合、電気の運び

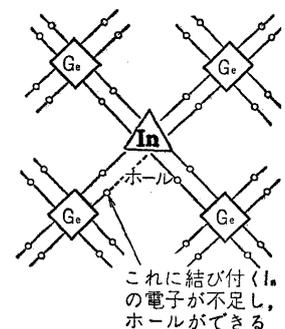


図 6.9 P 型半導体

<sup>40</sup> Miniature tube を略して MT 管ということがある。図 6.8(d) のように足を 8 本持つベース (中心にキーがあるのでそれを入れると 9 本足) は GT と呼ばれ、この種の真空管を GT 管という。図 6.8(b) のように従来のベースを有するものを ST 管ということがある。

<sup>41</sup> 炭素の最外側の電子数は、ゲルマニウムと同様 4 個であるが、炭素の結晶のダイヤモンドでは、原子同士が互に二つずつの対ポンドとなって結合する。しかしその結合力が強く、伝導電子としては働かないので、絶縁物となっている。

手 (Carrier キャリヤー) はホールであって、ホールの移動ののちは正電荷となるから、Positive(+) という意味で P 型半導体といい、インジウム等の不純物をアクセプター (Acceptor) という。

つぎに、ゲルマニウムの結晶に微量の砒素 (As) を混入すると、砒素の最外側電子数は 5 個あるので図 6.10 のように、ゲルマニウムと対ポンドにならない過剰の電子が 1 個できて、これが自由電子と同様に動きだすこととなる。電気の流れ手は負電子であるから、Negative(-) という意味で N 型半導体という。砒素をドナー (Donor) という。

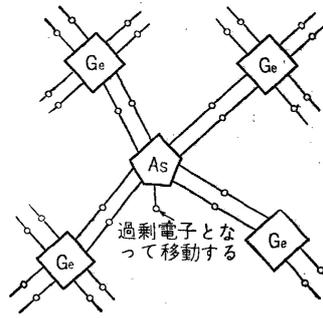


図 6.10 N 型半導体

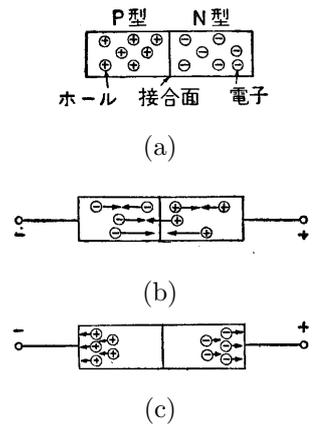


図 6.11 ダイオードの動作

ダイオードの場合を考えて見よう。図 6.11(a) のように P 型と N 型のゲルマニウムを接合させたとする。常温においても、P 型にはホール、N 型には過剰電子が存在する。しかし、外部に電池等を結ばない限り、ホールおよび過剰電子は一定

の方向には流れない。また、同図 (b) のように、P 型に正、N 型に負の電圧を加えると、P 型内のホールは正であるから負電極に、N 型の過剰電子は負であるから正電極に引きつけられ、外部に電流として現われる。すなわち、図 6.12 第 1 象限に示すように電流が流れる。

一方、正負の電極からは、それぞれホールと電子が補給されるので、電流はいつまでも流れつづける。これを順方向の場合という。

同図 (c) のように、電極を反対に接続すると、P 型内のホールは負電極に、N 型内の過剰電子は正電極に流れ、接合面ではホールも過剰電子も存在しなくなり、電流が切られるので、電流は流れない。これが逆方向の場合で、図 6.12 第 3 象限にこの場合の電流の有様を示してある。

しかしながら、逆方向の場合でも、先に述べた I 形半導体と同様に、異なる符号のホールおよび過剰電子がいくらかは存在するので、微小ながら電流は流れる。

トランジスタは、P-N ダイオードの N 型側に、さらに P 型半導体をつけたもので、P-N-P 型トランジスタでは、N 型半導体をベース (Base)、二つの P 型半導体のうちの一方をエミッター (Emitter) といい、これに順方向に電圧を加える。他の一つの P 型半導体にコレクター (Collector) といって逆方向に電圧を加える。

エミッターとベースとの間は順方向であるから電流が流れるが、ベースとコレクターとの間は逆方向であるから電流が流れないはずである。しかし、トランジスタのベースは、ダイオードの N 型と異なり、ベースを非常にうすくして (数十ミクロン以下) あるので、エミッターとベースとの間のホールは、ベース領域を乗り越える。従ってコレクターの側に電流が現われるようになる。

一般に、エミッターからコレクターに流れる電流は、ほとんどベースには流れないのでエミッター電流の 99~95% 分がコレクター側に現われる。エミッター電流 ( $I_E$ ) とコレクター電流 ( $I_C$ ) との比を、電流増幅率 ( $\alpha$ ) といい、ほとんど 1 に近い値となる。すなわち

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \tag{6.5}$$

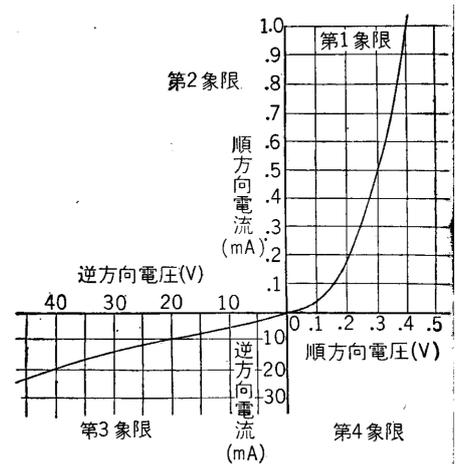


図 6.12 ゲルマニウム・ダイオードの特性

### 5 トランジスタの働き

図 6.13 のようなベース接地の場合を考えてみよう。この場合は、エミッターとベースの側を入力として、コレクターとベースとの間を出力とする。前者は順方向であるから入力抵抗は低く、後者は逆方向であるから出力抵抗は高い。エミッター電流とコレクター電流とは前に述べたように、ほとんど等しいから、出入電力比は出力抵抗の高い後者の電力が

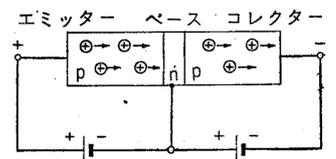


図 6.13

はなはだ大きい。これは電力利得がある、といえる。電力利得は 20~40db(100~1000 倍) くらいである。

トランジスターを真空管と対比すると、表 6.4 のようになる。

すなわち、ベース接地は真空管接続の場合のグリッド接地接続に相当する。

しかし、ふつうの場合、真空管接続はカソード接地であるから、トランジスターの場合も図 6.14 のようにエミッター接地にすることが多い。この場合の電流増幅率 ( $\beta$ ) は、ベース接地の場合のものと比較すると、

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \tag{6.6}$$

となるので、 $\alpha = 0.98$  とすれば、

$$\frac{0.98}{1 - 0.98} = 49$$

となって、コレクター電流は約 50 倍のベース電流を得る。

しかしながら、使用周波数が高くなると、真空管のように真空中を電子が飛行する場合は違って、トランジスターの場合ではホール等の移動であるから、障害物が多く電流の流れるのがさまたげられ、また速度も遅くなる。そしてついに、運動が追いつけない周波数になる。

電流増幅率が -3db(0.707) 倍となった周波数をトランジスターの  $\alpha$  遮断周波数 (Cut off frequency) といい、トランジスターの高周波域での働きを示す一つの目安となる。図 6.15 はその一例を示したものである。

遮断周波数以上の周波数では、トランジスターの働きが悪くなるので、特別な理由のない限り、遮断周波数以上では用いない。現在トランジスターの遮断周波数は 3,000Mc におよぶものもあるが、国産品では実用上数 100Mc 程度であり、ラジオ受信機に用いられるものは、10 数~数 10Mc 以下である。

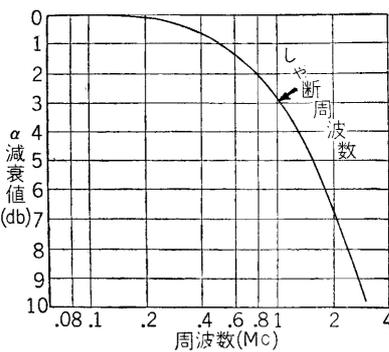


図 6.15 トランジスターの  $\alpha$  遮断周波数

トランジスター	真空管
エミッター	カソード
ベース	グリッド
コレクター	プレート

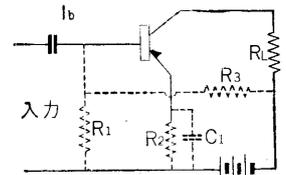


図 6.14 エミッター接地接続

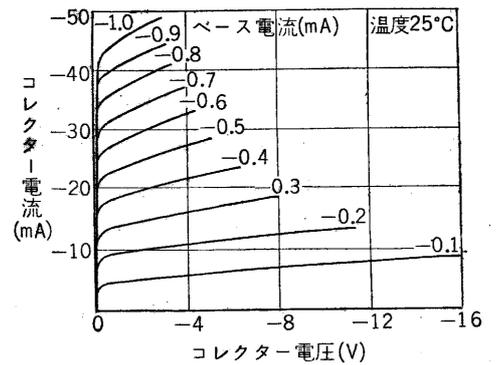


図 6.16 トランジスターの特性

コレクター電圧とコレクター電流との関係は (真空管の場合のプレート電圧対プレート電流の関係に相当する)、図 6.16 に示すとおりである。

ベース電流を従属変数にとると、真空管の 5 極管の場合と同等な特性の曲線となる。

## 6 トランジスターの構造と定格

図 6.17 はゲルマニウム・ダイオードの構造を示したものである。ゲルマニウム片にプラチウムとルテニウムとの合金のネコのヒゲと称する導体を接触、溶接したものである、ネコのヒゲには、タングステンが用いられることがあり、ケースにはガラスまたはポリスチロールを用いることもある。図 6.18 は国産品の各種のダイオードの外観図である。

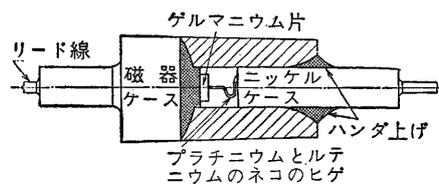


図 6.17 ゲルマニウムダイオードの構造

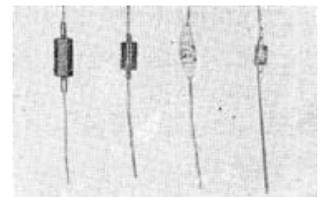


図 6.18 各種のダイオード

トランジスタは、図 6.19 に示すように種々の構造のものがある。高周波域になるに従って、ベースの幅が段々と薄くなって、 $\alpha$  遮断周波数を高めている。最近では、ベース内の不純物の密度と不均一にしたドリフト形トランジスタ (Drift transistor) がある。これは遮断周波数 100Mc くらいは容易に期待できる。図 6.20 の最右端のものがドリフトトランジスタで、遮断周波数約 100Mc のものである。足が 4 本あるが、1 本は遮蔽のためのリードである。中央は低周波用のもので、最左端のものは終段出力のものである。これは B 級プッシュプル<sup>42</sup>で、約 10W の出力がある。

トランジスタを真空管と比較すると、前者の長所は、

- (1) 小形であること。
- (2) 小電力で働く、すなわちヒーター等がないこと。
- (3) 電源電圧が低くても充分働くこと。すなわち数 V の電源電圧があればよいこと。
- (4) 機械的に丈夫であること。すなわち落したくらいでは破損しないこと。
- (5) 寿命が長いこと。

等であるが、つぎのような欠点もある。

- (1) 使用周波数は現在ではまだ低い。
- (2) 温度に敏感であること。

等である。

トランジスタも真空管同様、用途による各種のものが作られており、そのうちラジオ用として用いられているものは、付録に一覧表としておいたから参照されたい。

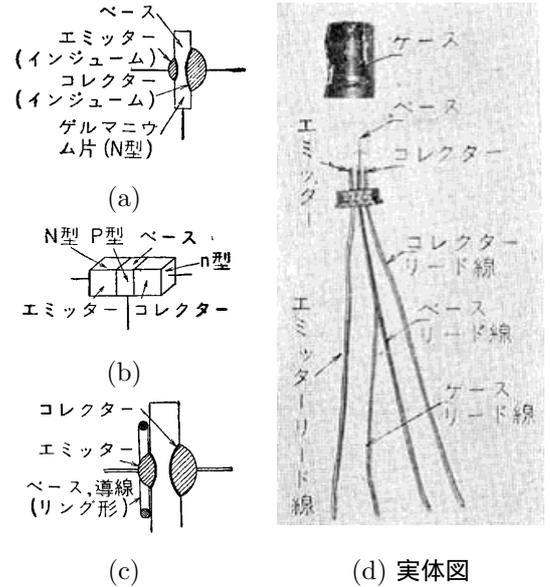


図 6.19 各種トランジスタの構造図

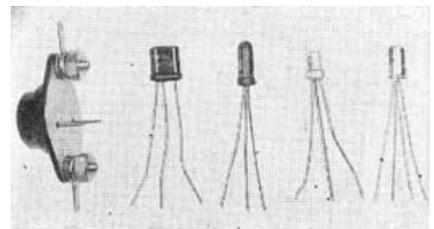


図 6.20 各種トランジスタ

<sup>42</sup> B 級プッシュプルについては (9.10) を参照されたい。

## 第7章 検波回路

### 1 検波

電流によって生じた、共振回路の電流は、高周波電流であるので、直接スピーカー等を接続しても、電流は流れにくい。また流れたとしても高周波電流であるので周波数が高く、わたしたちの耳には音として感知できない。そこで、この高周波電流から音声に相当する（音声電流）低周波電流を取り出す必要がある。この取り出す作用を検波 (Detection) といい、その回路を検波回路という。

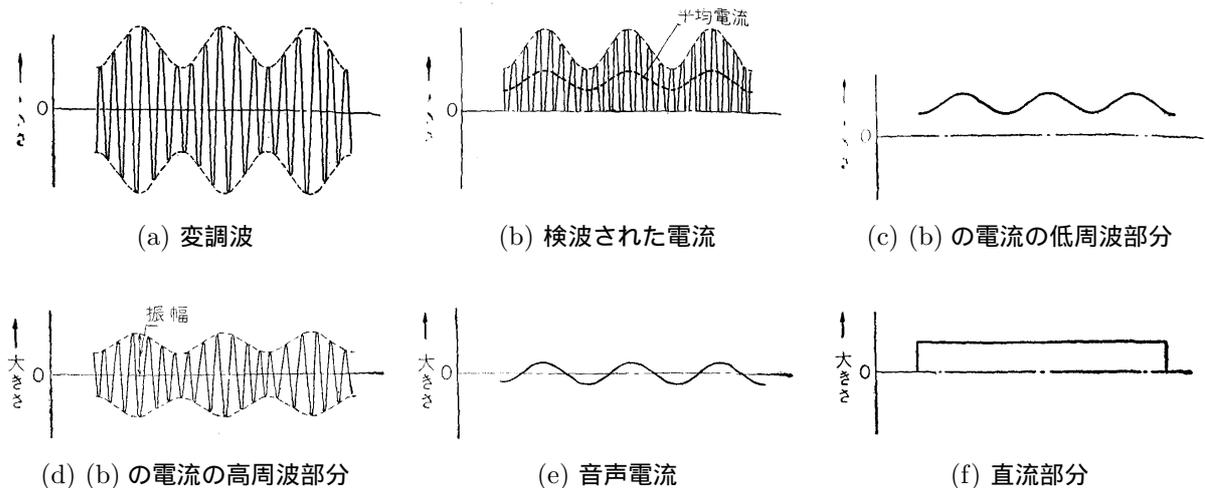


図 7.1 変調波の検波

電流は、図 7.1(a) のような波の形をしているから、この中から音と同一の変化をしている低周波電流を取り出すには、なんらかの方法で (b) 図のように下半分を除去すればよい。(b) 図の電流は一種の脈流<sup>43</sup>であるから、(c) 図および (d) 図の合成したものと考えることができる。(d) 図は、もとの変調波と比較すると、振幅が 2 分の 1 に減じた同一変化のものである。(c) 図はわたしたちが利用する音声電流であって、形および大きさは (b) 図の検波された電流の各瞬間ごとの平均電流に等しい。従って (a) 図の変調波を検波すると、平均電流に相当した低周波電流が得られるといってもよい。

(c) 図はまた脈流の一種と考えられ、(e) 図の音声電流と (f) 図の直流の部分から成り立っているといえる。(e) 図は純粹の音声電流である。

これらの電流が雑然と存在している中から、(e) 図の音声電流だけを有効に取り出すには、濾波器 (Filter フィルター) を用いる。図 7.2 に示すように、スピーカーに並列に接続されたキャパシター  $C$  は、このフィルターであり、高周波電流を側路する働きがあるから、側路蓄電器 (Bypass condenser バイパス・コンデンサー) という。

バイパス・コンデンサーのリアクタンスは  $\frac{1}{2\pi fC}$  であるから、周波数  $f$  が高いほどリアクタンスは小さい。従って、電流中、高周波に属するものは、バイパスコンデンサーを流れる。スピーカー等は、一般にインダクタンスでできており、そのリアクタンスは  $2\pi fL$  で周波数の高いものに対しては、リアクタンスは大きく、低いものに対して、リアクタンスは小さく。従って、音声電流のような低い周波数の電流が、この中を流れ、スピーカーを動作させる。直流部分はスピーカー中を流れるが、電流に変化がないので、音にはならない。またスピーカーのようなインダクタンス・コイルは、巻き線間に分布キャパシターを持つので、特にバイパス・コンデンサーをつけない場合もある。

変調波の下半分を除去するには、電圧の増加に対して、電流の増加が比例しない回路があればよい。この回路を非直線的回路 (Non-linear circuit) という。

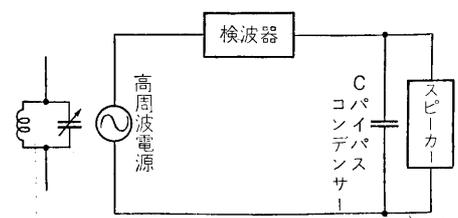


図 7.2 検波器の濾波器

<sup>43</sup> 脈流とは、電流の値は時時刻刻変わるけれど、その流れる方向の変わらないものをいう。これは交流と直流との合成値と考えられる。

電圧と電流の変化が直線的とは、図 7.3  $\overline{OA}$  のように一直線で、つねに変化の割合が変わらないことである。非直線的とは、 $OBC$  または  $OEF$  のように曲がっていて、変化の割合が曲線上の場所により異なる場合をいう。

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

上式は、電圧  $E$ 、電流  $I$ 、抵抗  $R$  で示した、オームの法則である。抵抗  $R$  の値が一定不変であるならば、 $E$  と  $I$  との関係は、直線的である。 $R$  の値が電流の大小または方向により異なる場合に、非直線が得られる。ゲルマニウム・ダイオードおよび真空検波器がそれである。

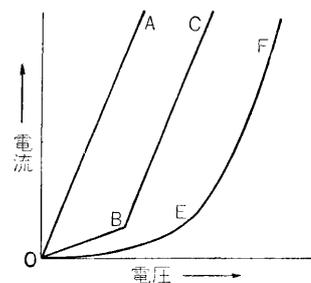


図 7.3 直線的回路および非直線的回路

## 2 ダイオード検波

第 6 章に述べた 2 極真空管またはゲルマニウム・ダイオードは検波作用を行なうことができる。2 極真空管の特性は図 6.3 に、ゲルマニウム・ダイオード

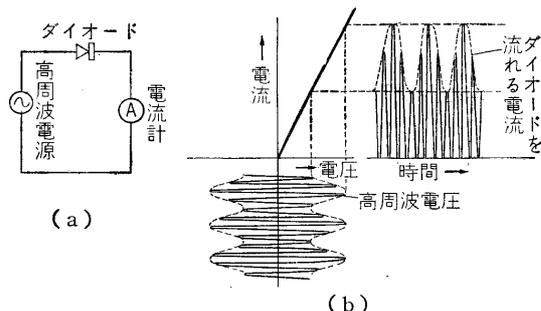


図 7.4 高周波電圧を加えた場合の検波された電流

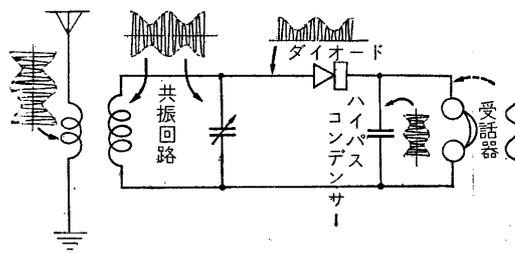


図 7.5 ゲルマニウム・ダイオードを用いた受信機

の特性は図 6.12 に示すように、電圧・電流の関係は、非直線性であるから、図 7.4(a) のような高周波電圧を加えれば、同図 (b) のような検波された電流を得る。

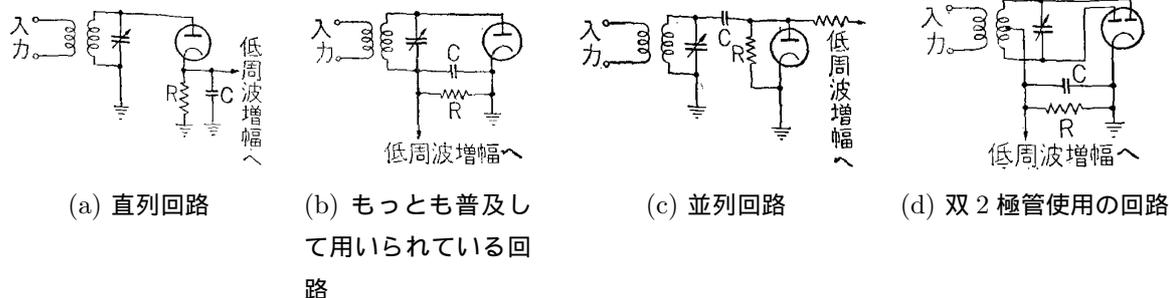


図 7.6 2 極真空管を用いた検波回路

図 7.5 は、ゲルマニウム・ダイオードを用いた受信機である。これにより動作を説明すると、アンテナ回路には、電波により誘発された図 7.1(a) のような高周波電流が流れる。アンテナ・コイルと同調コイルとは、誘導的に結合されているので、共振回路で同様な電流を有効に取り出すことができる。ゲルマニウム・ダイオードは、バリコンの両端に生じた、高周波電圧を検波して、図 7.1(b) の電流を得る。この電流中、低周波部分は受話器を流れ、音声を再現させる。他方高周波部分は、バイパス・コンデンサーを通じ側路される。

図 7.6 は 2 極真空管を用いた検波回路であって、図 7.5 の受話器を抵抗で置き替えたもので、抵抗の端子に生じる低周波電圧を次段の真空管に伝える。この場合、2 極真空管に加わる変調された高周波電圧と、音声電流として抵抗の端子に誘起される低周波電圧の関係は、図 7.7 に示す通りである。変調度 40%、変調入力電圧が 10V の場合は低周波出力電圧は約 4V であるが、変調度が 30% に変われば、それに比例して  $10 \times 0.3 = 3V$  の低周波出力電圧となる。同図に見られるように、変調波入力電圧に対し、低周波出力電圧はほぼ直線的に増加するので、大きな高周波入力電圧に対して、出力電圧ははずまない特徴がある。

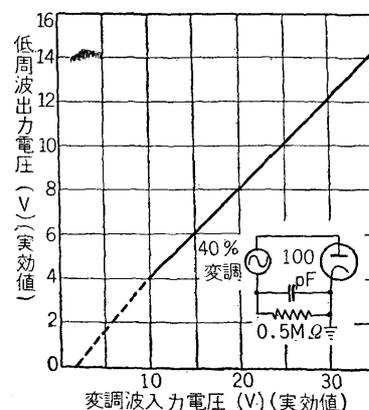


図 7.7 2 極真空管の検波特性曲線

図 7.6 中の  $C, R$  の値は,  $C$  は受信周波数に対して充分小さなりアクタンスを与えると同時に, 低周波電流の内, 高音部に相当する周波数に対して, 大きな値を持ってはならない. 従って, 音声電流からの再現を考えると, あまりキャパシチーを大きくできない. ふう  $C$  は,  $0.0001 \sim 0.00025 \mu F$ ,  $R$  の抵抗は  $0.25 \sim 1 M\Omega$  くらいである.

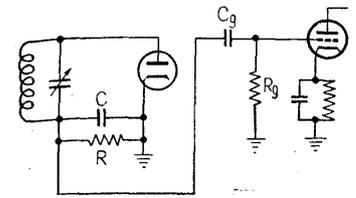


図 7.8 2 極真空管と次段真空管との結合

また実際には図 7.8 のように次段の真空管が接続されるので, グリッド抵抗  $R_g$  および結合コンデンサー  $C_g$  が, 同図のように接続される.

この場合について考えてみよう. 図 7.9 は 2 極真空管の特性曲線の一例である. 負荷抵抗  $R$  が  $500 k\Omega$  ならば, 図の  $500 k\Omega$  の線にそって動作する.

高周波入力電圧を  $10V$  とすれば, B 点を中心として BO 線上を動作することになる. 図 7.8 の場合では, 負荷抵抗は  $\frac{RR_g}{R + R_g}$  である. 従って B を中心として, これに相当した ABC 線上を動作することになる. 変調度が, 小さいときは問題はないが, 深くなって,  $50\%$  ( $15$  から  $5V$  まで変化する.) を越すと, C 点で削られ歪みを生じることになる. グリッド抵抗  $R_g$  の小さいことは,  $\frac{RR_g}{R + R_g}$  を小さくすることとなりぐあいが悪い. このため,  $R_g$  は  $R$  に比し, 大きくする必要がある.

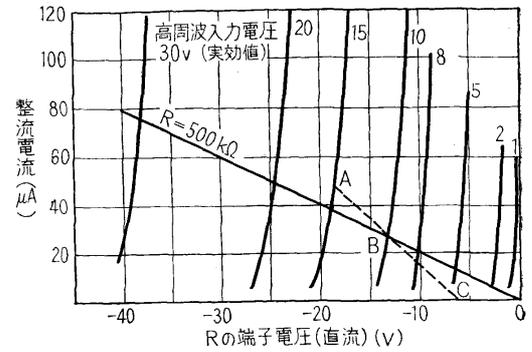


図 7.9 2 極真空管の特性曲線

表 7.1 歪まない最大変調率

表 7.1 は, 負荷抵抗  $R$  に対して, グリッド抵抗  $R_g$  の値を色々変えた場合に, 音を歪ませないで動作するには, どの程度まで変調を深めることができるかを示した表である. これによってふう  $R_g$  の値は  $R$  の値の約 4 倍以上に選ばれるのである.

負荷抵抗 $R(k\Omega)$	グリッド抵抗 $R_g(k\Omega)$	歪まない最大変調率 (%)
100	250	71.5
100	500	83.5
100	1000	91.5
250	250	50
250	500	66.7
250	1000	80
500	250	33.3
500	500	50
500	1000	66.7

図 7.7 に示すように, ダイオード検波は, 検波器に加わる高周波入力電圧が高い場合 ( $0.3 \sim 0.5V$  以上) は, 入力と出力との関係は直線的に変化し歪みが微少である. しかしダイオードに加わる高周波入力電圧が低い場合 ( $0.3 \sim 0.5V$  以下) は, ダイオード自体の特性曲線の彎曲部の影響を受けて歪みを生じ, かつ低周波出力電圧も低くなる.

図 7.10 はこの状態を実測したもので, 高周波入力電圧が  $0.3 \sim 0.5V$  付近で出力電圧特性曲線が曲がり, 上部では入力対出力の関係はほぼ正比例し, 下部では 2 乗となり, 歪みも増加する. 従って, ダイオード検波で歪みも少なくして受信しようとする場合は, 高周波入力電圧は  $0.3 \sim 0.5V$  以上加える必要がある.

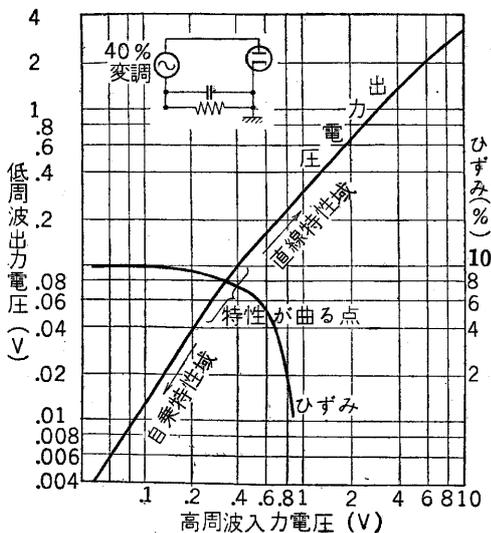


図 7.10

ダイオード検波は, 検波の感度としてはあまりよくないが, 大きい高周波入力電圧を加えれば歪みが少なく, かつ負荷抵抗に生じた直流電圧は, 後述のように A.V.C.(自動音量調節) に用いることができるから, スーパーヘテロダイン受信機の検波に用いられる.

ダイオード検波を行なう場合に注意すべきことは, 負荷抵抗 (図 7.6 の  $R$  の値) をダイオードの内部抵抗に比べて充分大きい値を選ぶことが必要で, 高周波入力電圧が  $0.3 \sim 0.5V$  以上のとき,  $R$  の値をダイオードの内部抵抗の 90 倍に選べば, 検波の能率は  $90\%$  にすることができる. 高周波入力電圧が少ないと, ダイオードの内部抵抗は, 増加する傾向にあるから, 能率を良くしようとするなら,  $R$  の値を, さらに大きくしておかなければならない.

ダイオードの内部抵抗は, 高周波入力電圧が充分あれば, 2 極真空管の場合は数  $100 \sim$  数  $1000$  オームくらい, ゲルマニウム・ダイオードでは数  $10 \sim 100$  オーム前後である.

ダイオード検波は、このように一種の抵抗として働くから、検波の同調回路の  $Q$  を低下させる。図 7.6(b) の場合は同調回路に約  $\frac{R}{2}$  の抵抗が並列に加わったこととなり、同図 (c) の場合は約  $\frac{R}{3}$  の抵抗が同調回路に加わったこととなる。

### 3 プレート検波

図 7.11(a) のように、3 極真空管のプレートをカソードに対して正の電位にし、かつ一定値を保ちつつグリッドをカソードに対して、漸次負の電圧にすると、プレート電流はグリッドが負になるにつれて阻害され、次第に減少する。グリッド電圧が充分負であるときは、ついにプレート電流は零となる。従って、グリッド電圧対プレート電流の関係は同図 (b) のように (この曲線をグリッド電圧対プレート電流静特性曲線という) 非直線的となる。従って、検波に利用することができる。特性曲線はプレート電流が零となろうとする所が曲がっており、この彎曲部を検波に用いるので、プレート電流検波を、略してプレート検波 (Plate detection) という。多極真空管 (4 極以上の真空管を多極真空管という) についても、そのコントロール・グリッドとプレート電流との間には同様の関係が生じるから、プレート検波に用いることができる。グリッド電圧をカソードに対して充分負とするため、電池を設ける。これはグリッドを負の方に片寄せさせるのであるからグリッド・バイアス電圧 (Grid bias voltage グリッド偏倚電圧) といひ、用いた電池を C 電池という。またプレート回路の電池を B 電池、ヒラメントを加熱するために用いられる電池を A 電池ともいう。

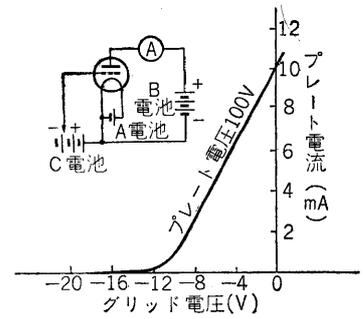


図 7.11 グリッド電圧対プレート電流静特性曲線

図 7.12 の abc は、真空管のグリッド電圧対プレート電流の特性曲線を示したものである。真空管のグリッドに適当なグリッド・バイアスを与え、特性曲線の彎曲部 A 点に真空管の動作点を置く。グリッドに高周波入力電圧を加えると、プレート回路には検波されたプレート電流を得る。これによって、スピーカーを動作させることができる。

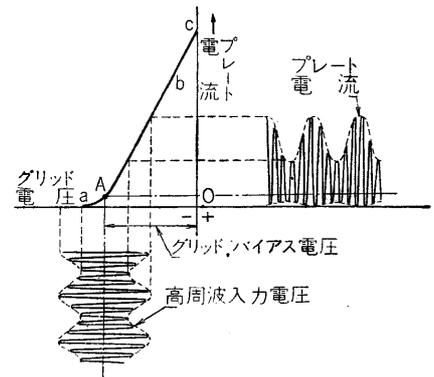
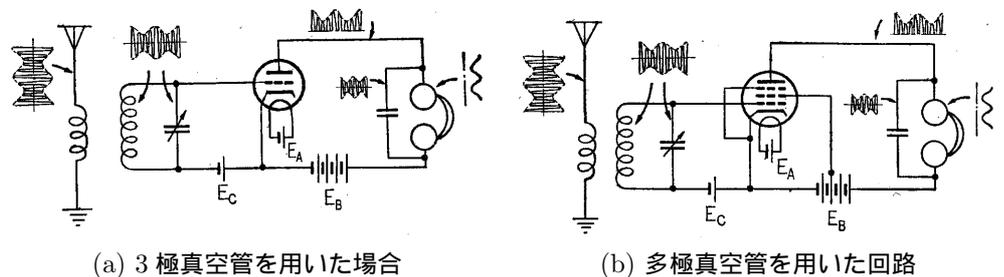


図 7.12 真空管のグリッド電圧対プレート電流の特性曲線

図 7.13(a), (b) は 3 極真空管および多極真空管を用いたプレート検波回路を示したものである。多極真空管の場合は、スクリーン・グリッド電圧はプレート電圧のほぼ 2 分の 1 以下の電圧を加えて動作させることが必要で、これが高いと、歪みを生じる。

プレート検波は、グリッドに高周波電圧が加わり、プレート回路に検波した低周波電圧を得るまで、真空管は単に検波作用を行なうだけでなく、グリッドとプレートの間で増幅作用も行なっていると見ることができる。従ってダイオード検波に比べて感度がよい。

プレート検波に使用する真空管は、特性曲線の彎曲部を利用するから、曲線の曲がりかたの大きいほど、入力対出力電圧の比 (感度) は大となる。このため 6BD6 6SK7 のような可変増幅率真空管<sup>44</sup>は用いられないで、シャープ・



(a) 3 極真空管を用いた場合 (b) 多極真空管を用いた回路

図 7.13 プレート検波回路

カット・オフの 6AK5, 6C4, 6SJ7 等が用いられる。図 7.14 は 3 極真空管および 5 極真空管の代表的なものについて、入力対出力電圧を示したものである。

最適の状態に真空管の動作を置いた場合では、感度比 (入力対出力電圧の比) は 3 極管では 3.5 倍、4 極管では 13 倍、

<sup>44</sup> 可変増幅率真空管は、リモート・カット・オフ (Remote cut off) とも呼ばれ、グリッド対プレート電流特性曲線が大変なだらかに曲がっており、A.V.C. 作用に適するように作られている。

シャープ・カット・オフ (Sharp cut off) のものは、反対に特性曲線の曲がり急でただちにプレート電流が零になるように作られている。

5極管では24倍も得ることができる。

プレート検波ではグリッドは負であり、グリッド電流は流れない。従って、共振回路のQが低下される原因がないので、分離性に富んでいる。

なおまた、この場合歪みを生じさせる原因がグリッド側にないので、それだけ音質がよい。しかし、後に述べるグリッド検波に比して感度が悪い。現在では、この検波法はあまり用いられない。

#### 4 グリッド検波

3極または多極真空管のグリッドに、正電圧を加えると、プレート回路と同じように電子を吸引し、グリッド回路にも電流を通じるようになる。この電流を、グリッド電流という。

グリッドが負電圧のときは、グリッド電流が流れないので、ここに、非直線の関係を得る。(グリッド電流が全く流れないのは  $-1 \sim -0.5V$  くらいである)。

グリッド検波は、グリッド電流とグリッド電圧との特性曲線を利用するので、グリッド検波 (Grid detection 格子検波) と呼ばれる。

図 7.15(a) は、その有様を示したもので、高周波入力電圧は、グリッド電流が零の状態すわちグリッドに、なんらバイアス電圧を加えない状態で動作させればよい。

そしてダイオード検波と同様、抵抗とコンデンサーを用いて、低周波部分を取り出すのである。図 7.15(b) は、3極真空管を用いたグリッド検波回路で、グリッド回路中  $R_g$  は、グリッド・リーク・レジスタ (Grid leak resistor 格子濾波抵抗),  $C_g$  はグリッド・コンデンサー (Grid condenser 格子蓄電器) と呼ばれる。

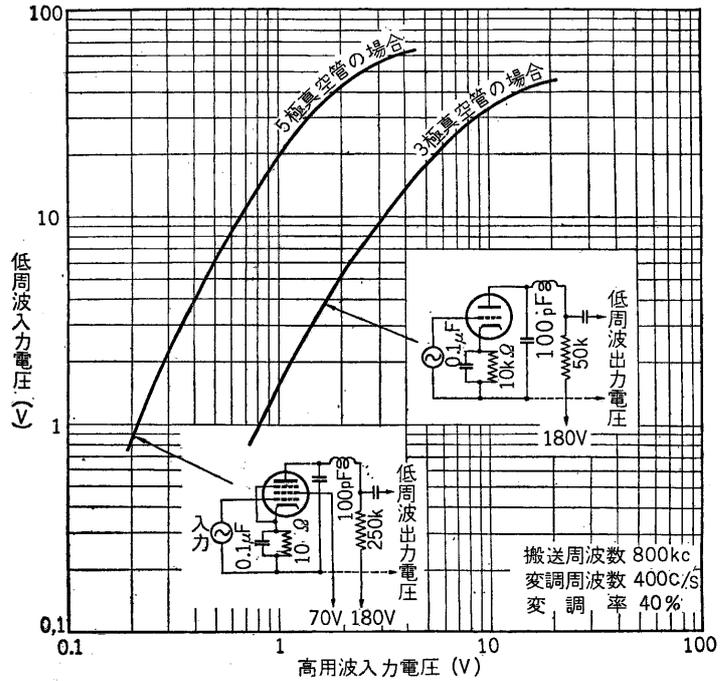
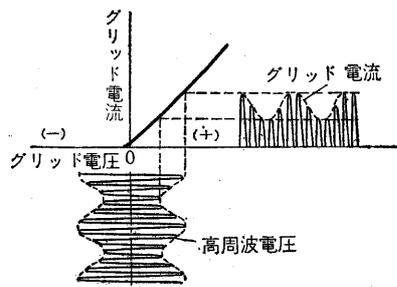
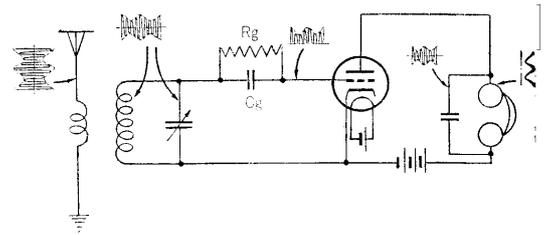


図 7.14 プレート検波の実例



(a) グリッド検波の原理



(b) 3極真空管を用いたグリッド検波の例

図 7.15 グリッド検波回路

共振回路に誘起した、変調波入力電圧は、キャパシチー  $C_g$  を通じて、グリッド、カソード間に加わり、検波された低周波部分は、抵抗  $R_g$  の両端に現われる。この電圧には低周波電圧として、再びグリッド、カソード間に加わり、その変化がプレート電流として現われ、プレート回路にスピーカーがあれば、音を再現するのである。すなわちグリッド検波はグリッド回路で検波し、さらにグリッド回路で得た低周波分をプレート回路に移す際、増幅するものと考えられる。

抵抗  $R_g$  端の電圧降下中には、グリッド電流の直流分  $I_g$  と抵抗  $R_g$  とによる電圧降下  $I_g R_g$  もあるので、グリッドは、これだけカソードより自力でバイアスし、これを動作点として低周波分の電圧が加わることになる。この点は、グリッド電圧対プレート電流特性の直線部分の、ほぼ中央に相当するので、後に述べる増幅作用によって、グリッドに加えられた低周波分と、同形のプレート電流を得るのである。一般に、このセルフ・バイアス電圧は小さいので、それに応じたプレート電圧があればよいので、3極真空管ではプレート電圧  $22 \sim 45V$  である。

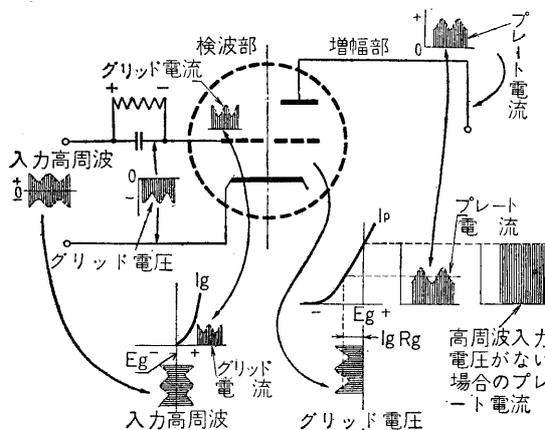


図 7.16 プレート電流減少の説明図

共振回路に誘起した、変調波入力電圧は、キャパシチー  $C_g$  を通じて、グリッド、カソード間に加わり、検波された低周波部分は、抵抗  $R_g$  の両端に現われる。この電圧には低周波電圧として、再びグリッド、カソード間に加わり、その変化がプレート電流として現われ、プレート回路にスピーカーがあれば、音を再現するのである。すなわちグリッド検波はグリッド回路で検波し、さらにグリッド回路で得た低周波分をプレート回路に移す際、増幅するものと考えられる。

抵抗  $R_g$  端の電圧降下中には、グリッド電流の直流分  $I_g$  と抵抗  $R_g$  とによる電圧降下  $I_g R_g$  もあるので、グリッドは、これだけカソードより自力でバイアスし、これを動作点として低周波分の電圧が加わることになる。この点は、グリッド電圧対プレート電流特性の直線部分の、ほぼ中央に相当するので、後に述べる増幅作用によって、グリッドに加えられた低周波分と、同形のプレート電流を得るのである。一般に、このセルフ・バイアス電圧は小さいので、それに応じたプレート電圧があればよいので、3極真空管ではプレート電圧  $22 \sim 45V$  である。

プレート検波においては、高周波電圧が大きくなれば、それだけプレート電流は増加するが、グリッド検波では高周波電圧が大きいと、 $i_g \times R_g$  によってグリッドがそれだけ負電位となり、プレート電流は減少する。

これらの関係は、図 7.16 に示した通りである。抵抗およびコンデンサーはダイオード真空管検波と同様に決定されるが、感度に重きを置く関係上、ふつう、抵抗  $R_g$  は  $1 \sim 2M\Omega$ 、コンデンサー  $C_g$  は  $250pF$  くらいが用いられる。

多極管の場合も、動作は同様である。図 7.17 に 3 極および 5 極真空管をグリッド検波に用いた実例をあげておいた。

最高の状態に真空管の動作を置いた場合は、感度比は 3 極真空管では 2.3 倍、4 極真空管では、14.6 倍、5 極真空管では 25 倍となる。

図 7.14 と図 7.17 を比較して見ればわかるように、グリッド検波は高周波入力電圧が小さいとき、感度がよく、プレート検波は入力電圧が大きい場合がよい。グリッド検波は入力電圧が大きい場合は過負荷のため、かえって出力電力は減少してしまう。

だいたいグリッド検波は、グリッド電流を利用するので、高周波入力電圧が大きいと、これによって歪みを生じる。

また共振回路の  $Q$  も悪くなる。しかしながら、後に述べる再生検波を利用すると、この  $Q$  の悪い点も除去できるので、感度に重きを置いた受信機は、グリッド検波が採用される。

### 5 再生検波

電気回路で、出力の一部がなにかの原因で、入力に送り返されることを、**饋還 (Feedback)** という。饋還が行なわれているとき、出力および入力側の勢力が加わり合い、入力側の勢力が増大するとき、**正饋還 (Positive feedback ポジティブ・フィード・バック)** であるといい、互に打ち消し合い、入力側の勢力が減少するときを**負饋還 (Negative feedback ネガティブ・フィード・バック)** という。

グリッド検波、プレート検波のいずれにせよ、プレート回路に現われる検波電流には、高周波分を含んでいるので、図 7.18 のように、プレート回路に**再生コイル (Reaction coil リアクション・コイル)** を設け同調コイルと結合させると、この高周波分は同調コイルに再誘起される。この手段が逐次繰り返されて、遂に同調コイルには、本来の高周波入力電圧よりも、数倍も高いものが得られ、それだけ受信機の感度が上がったことになる。この作用を、**再生作用 (Reaction)** といい、再生作用を用いた検波を、**再生検波** という。

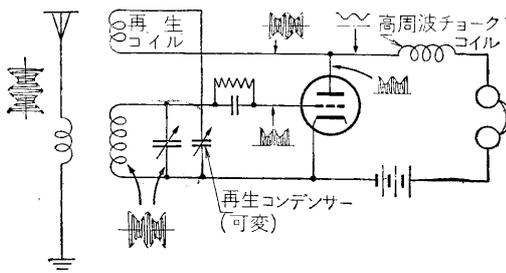


図 7.19 容量再生

再生は適度に行なえば、安易に受信機の感度を上げることができ、またこれによって音量調整もできるので、感度を望

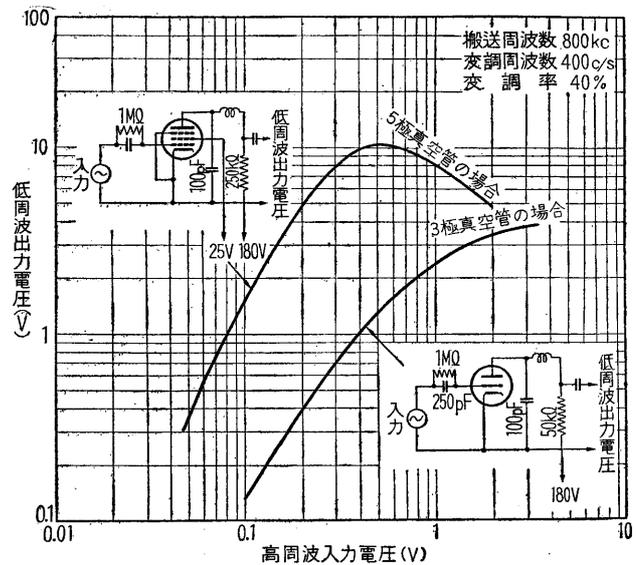


図 7.17 グリッド検波の実例

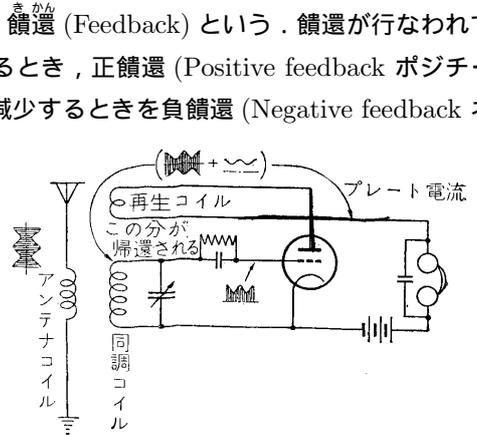


図 7.18 再生検波

図 7.19 は、再生コイルと再生バリコン (再生蓄電器) を用いた、最も一般に用いられる回路である。これは、再生コイルを固定して、再生作用の加減を再生コンデンサーで行なうもので、容量再生といっている。再生コンデンサーのキャパシターは、 $50 \sim 70pF$  のものが用いられる。再生コイルは同調コイルに対して、逆に接続されて、これが反対であると、入力電圧を打ち消すように働き、再生作用がない場合も感度を低下してしまうから、注意を要する。

プレート回路に  $1 \sim 4mH$  の高周波チョーク・コイルを挿入して、受話器に高周波電流が流れるのを阻止し、再生を容易に生じさせることができる。この高周波チョーク・コイルの代わりに、 $10 \sim 30k\Omega$  程度の抵抗を用いることもある。

再生は適度に行なえば、安易に受信機の感度を上げることができ、またこれによって音量調整もできるので、感度を望

む安価な受信機には、はなはだ有用なのである。戦前のわが国の受信機は、ほとんどこの作用を用いている。しかし調整を誤ると、ピーピーキューキューって、自分の受信機ばかりでなく、付近の聴取者にも迷惑をおよぼすから、注意しなければならない。これは、過度に調節することにより発振を生じ、入力電波とビート（一般に、周波数が接近している二つの波を加え合わせると、うなりを生じる。これをビートという）を生じるためである。

再生は、不注意の調節によっても迷惑をおよぼすが、受信機の構造により、よく調節できないものもある。一般に、再生コイルと同調コイルの結合度の多いほど再生作用は強い。すなわち再生コイルの巻き回数が多いか、または同調コイルに近づいているほど、再生作用は強い。なお取り扱う受信周波数の高い方が、再生作用が強い。このため再生作用を受信周波数に対しほぼ一様の調節にするには、相互に適当な位置があるので、図 7.20 のように再生コイルの中心が、同調コイルの接地側から 3 分の 1~4 分の 1 にあって、コイル同士のすき間は、1~1.5mm くらいの場合がよい。

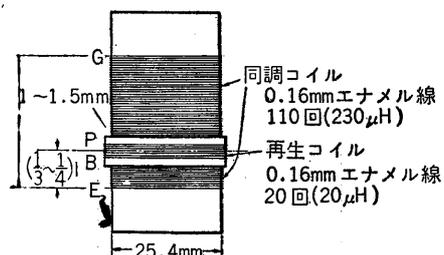


図 7.20 再生コイルと同調コイルの構造

受信周波数に対して、ほぼ一様に調節する方法として、再生回路に数キロオーム程度の抵抗を、直列に入れる場合もある。抵抗値が大きいと、高い周波数での再生作用が遞減され、小さいと低い方の周波数で遞減される。

再生作用はまた、真空管の相互コンダクタンスの大きい程再生は容易で、グリッド検波の方が、プレート検波より相互コンダクタンスの大きい点で動作するので、同一真空管でも再生が容易になり、かつ円滑な調節ができる。

また再生作用は、高周波入力電圧の小さいほど再生による感度の増加が大きい。再生による感度の増加は、高周波入力電圧によっても違うが、2~15 倍くらいである。ふつうには 10 倍内外の点で動作している。

# 第8章 高周波増幅回路

## 1 増幅回路

ラジオの電波は、放送局にごく近くの所を除いては一般に微弱であるので、電波だけの勢力ではなかなかスピーカーを充分働かすことはできない。例えば、電界強度 1mV/m の所 (1kW 放送局から約 60~70km の地点) で、真空管を 1 個だけ用いた、再生検波の受信機では、電波を受信することは困難である。これを計算して見よう。例えば、

- アンテナの実効高 4m
- アンテナ回路からバリコンまでの増幅 5 倍
- グリッド検波による増幅 10 倍
- 再生による増幅 10 倍

と仮定すると、図 8.1 の通り、スピーカーへの電圧は、

$$1 \times 4 \times 5 \times 10 \times 10 = 2000\text{mV} = 2\text{V}$$

となる。

スピーカーのインピーダンスを 10kΩ(マグネテック・スピーカー相当) とすると、スピーカーに加えられる電力<sup>45</sup>は、

$$W = \frac{E^2}{R} = \frac{2^2}{10,000} = 0.004\text{W} = 4\text{mW}$$

となる。普通スピーカーは、50mW 以上の電力が適当であるから、4mW では不充分であることがわかる。

なんらかの方法で、もう 30 倍すれば、

$$2\text{V} \times 30 = 60\text{V}$$

$$W = \frac{E^2}{R} = \frac{60^2}{10,000} = 0.36\text{W} = 360\text{mW}$$

となって、スピーカーを動かすことができる。

このように、小さい電圧を大きくすることを増幅 (Amplification アンプリフィケーション) といい、増幅に用いられる回路を増幅回路という。

増幅は、種々の見地から、つぎの通りに分けることができる。

- |                                  |   |            |
|----------------------------------|---|------------|
| (1) 取り扱う周波数による分類 .               | { | (a) 高周波増幅  |
|                                  |   | (b) 中間周波増幅 |
|                                  |   | (c) 低周波増幅  |
| (2) 増幅の目的による分類 .                 | { | (a) 電圧増幅   |
|                                  |   | (b) 電力増幅   |
|                                  |   | (c) 電力増幅   |
| (3) 増幅真空管のグリッド・バイアス電圧の動作点による分類 . | { | (a) A 級増幅  |
|                                  |   | (b) B 級増幅  |
|                                  |   | (c) C 級増幅  |

ラジオの電波そのままの周波数の高周波電圧を増幅する方法が、高周波増幅である。従ってラジオ受信機では、500kc 以上の周波数の増幅となる。低周波増幅は、音声電流に相当する 30~15,000c/s の周波数の増幅である。もっとも、受信

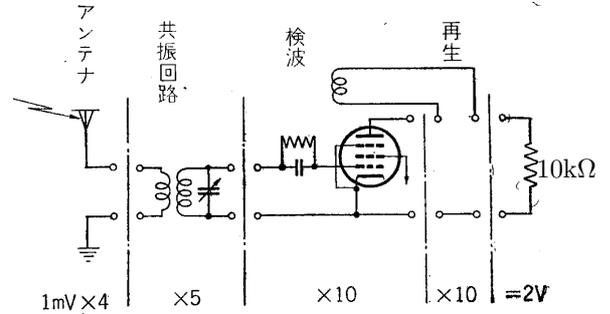


図 8.1 スピーカーへの電圧

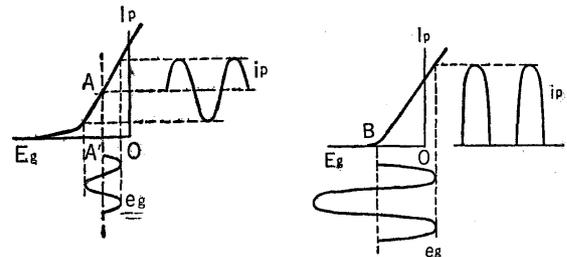
<sup>45</sup> 電力 = 電流 × 電圧, 電流 =  $\frac{\text{電圧}}{\text{抵抗}}$  であるから, 電力 =  $\frac{\text{電圧}}{\text{抵抗}} \times \text{電圧} = \frac{(\text{電圧})^2}{(\text{抵抗})}$  となる。

機では 30 ~ 15,000c/s の周波数全部を増幅するとは限らない．普通の受信機では 50 ~ 5,000c/s の範囲を考えてよい．中間中波増幅は，スーパー・ヘテロダイン回路に用いられ，放送聴取用受信機では，一般に 175kc または 455kc の周波数の増幅である．

電圧増幅は電圧の増幅に用いられるもので，高周波，中間周波，低周波の入力電圧を，増幅真空管を用いて，プレート回路に大きい出力電圧を得ることを，目的とした増幅である．すなわち，単に入力電圧を大きくする目的だけに用いられるので，電圧と電流とを同時に大きくする必要はない．従って，電圧と電流の積である電力としては，僅少なものを取り扱うので，増幅率 ( $\mu$ ) の大きい，小型真空管を用いるのが得策である．

電力増幅は，出力電圧のみでなく，電流も大きくする増幅である．スピーカーを動かすには，スピーカー・コイルの両端に電圧を加え，かつ相当の電流を通じなくてはならない．すなわち相当な電力が必要である．用いられるスピーカーが，大きくなればなるほど，大きな電力を与えなければ，充分動かすことができない．従って，それに応じた大きな出力の真空管が必要で，これに用いる真空管を，電力増幅真空管 (Power valve) という．

増幅の場合には，入力電圧の波形 (電圧，電流の時間に対する大きさの形) と，同じ波形の出力電圧が得られなければならない．そうでないと，音は歪んでしまうことになる．増幅は，真空管のグリッド電圧対プレート電流特性曲線を用いるから，この曲線の直線部分で動作させなくてはならない．直線部分を有効に利用するには，図 8.2(a) のように，この直線の中央にあるようにグリッド・バイアス電圧を選べばよい．



(a) A 級増幅 (b) B 級増幅

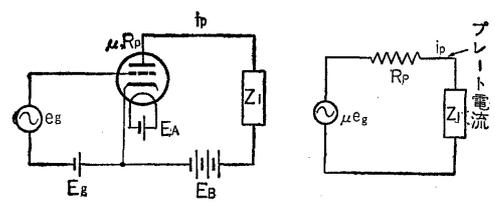
図 8.2 A 級および B 級増幅

グリッド入力電圧は，この点を中心として，最大値 (振幅) が  $\overline{AO}$  に相当する電圧まで許される．この点を越すと，グリッドが正電圧になるので，グリッド電流が流れる．またプレート電流が零の所にかかるので，増幅波形は歪んでしまう．

この A 点を中心として動作させる増幅を，A 級増幅という．普通の高周波および低周波増幅は，この点で増幅が行なわれるのである．

B 級増幅は，図 8.2(b) のように，動作点をプレート電流がほとんど零となる点に，グリッド・バイアス電圧を選ぶ．この場合は，入力電圧の半サイクルに相当するだけのプレート電流が流れるから，入力側と出力側では波形が違う．従って，真空管 1 個では，低周波増幅としては用いられない．後に述べるように，2 個プッシュプル<sup>46</sup>として組み合わせ，入力と出力との波形を同一にして用いる．この方式は，入力電圧がない場合は，プレート電流は零である．従って無駄にプレート電流を流すことがないから，A 級増幅より能率がよく，大きな電力増幅ができる．

C 級増幅は，B 級増幅よりさらに大きなグリッド・バイアス電圧を与え，プレート電流は，入力電圧の半サイクル以下の，ごく短い時間だけしか流れないようにしたもので，放送機等には用いられるが，波形歪みが大きいので，受信機には用いられない．図 8.3(a) は，増幅回路の基本的な接続を示したものである．真空管のグリッドとカソードとの間に電圧を加え，プレート回路に負荷を結び，負荷の端子に生じる電圧を出力電圧として利用するのである．



(a) (b)

図 8.3 増幅回路

すでに真空管の項で述べたように，

$$\text{増幅率 } (\mu) = \frac{\text{プレート電圧の変化 } (\Delta E_p)}{\text{グリッド電圧の変化 } (\Delta E_g)}$$

である．これを変形すると，

$$\mu \times (\Delta E_g) = (\Delta E_p)$$

すなわち，この式は，グリッドにある値の交流電圧を加えることは，プレート回路にある値の  $\mu$  倍だけの電圧が生じたことと同じであることを意味する．

従って，この等価回路を画くと，交流電圧が  $\mu e_g$  で，それに真空管のプレート抵抗 ( $R_p$ ) および負荷の抵抗 ( $Z_l$ ) が直列に結ばれた回路，図 8.3(b) のようになる．

<sup>46</sup> プッシュプルについては，第 9 章を参照のこと．

出力電圧は負荷抵抗の端子電圧を利用するから，この等価回路の電気計算を行なうと，次の通りになる．  
いま，プレート電流を  $i_p$  とすれば，

$$\begin{aligned} \mu e_g &= i_p(R_p + Z_l) \\ i_p &= \frac{\mu e_g}{(R_p + Z_l)} \end{aligned} \tag{8.1}$$

$Z_l$  の端子電圧を， $e_i$  とすれば，

$$e_i = Z_l \times i_p = \mu e_g \times \frac{Z_l}{R_p + Z_l} \tag{8.2}$$

また， $\frac{e_i}{e_g} = A$  とし，これを増幅度と呼ばば，

$$A = \frac{e_i}{e_g} = \mu \times \frac{Z_l}{R_p + Z_l} \tag{8.3}$$

となる．

### 2 高周波増幅の目的

一般検波器の入力対出力電圧の特性は，図 8.4 のように，入力電圧の小さい場合には，出力電圧と比例しないので，大体 2 乗曲線<sup>47</sup>になる．入力電圧  $\overline{OB}$  の大きさの場合の出力を  $\overline{OD}$  とすると，入力電圧が  $\frac{1}{2}$  になった  $\overline{OA}$  の場合は， $\overline{OC}$  となり，ちょうど  $\overline{OD}$  の  $\frac{1}{4}$  になる．すなわち，電波が弱まると，急激に出力電圧が減るのである．従って，遠距離受信の場合は電波が弱いので，直接検波して低周波増幅したのでは非能率的である．このため，検波に加える前の高周波電圧を増幅することが必要で，この増幅を高周波増幅 (High frequency amplification) または無線周波増幅と呼び，そして，この増幅回路を高周波増幅回路という．高周波増幅回路では，普通共振回路と組み合わせて用いるので，共振回路により電波の選択性が高まる．また，高周波入力電圧に対して，受信機自体の発する雑音の比 (S/N という) を改善できる．その他，スーパー・ヘテロダイン受信機では局部発振器の発振電圧がアンテナ回路に誘発されるのを防ぐために，高周波増幅を行なうこともある．

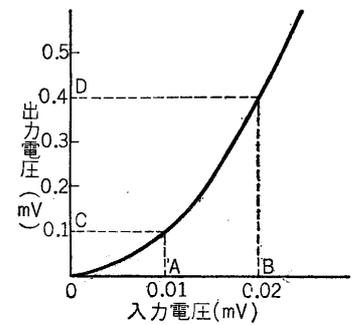


図 8.4 一般検波器の入力対出力電圧の特性

電波の強い所では，検波器の入力対出力電圧の特性は比例するので，特に検波前の高周波電圧を増幅する必要はない．一般に製作方面からすると，高周波増幅の方が低周波増幅より動作に安定を欠き経費もかかる．また検波器の入力電圧が大きすぎると，過負荷のためかえって出力電圧が減ずる．これらのため，電波の強い所では低周波増幅が採用される．

### 3 非同調高周波増幅

高周波増幅には，非同調型と同調型とがある．非同調型は，図 8.5 のように，(a) 抵抗結合，(b) 高周波チョーク結合，(c) 高周波トランス結合がある．この型の増幅は，特に共振をとらずに，受信周波数

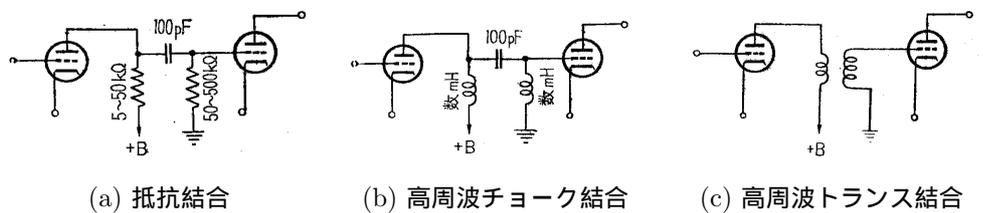


図 8.5 非同調型高周波増幅回路

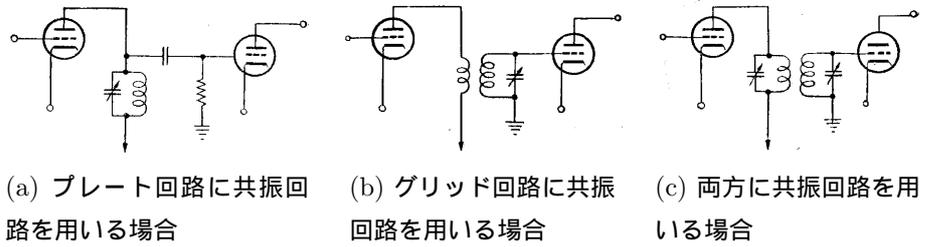
全般にわたって，一樣の増幅度を得ようとするにある．高周波チョーク結合は，用いたコイルの分布キャパシティー，配線間のキャパシティー，真空管の内部キャパシティー等が作用して，どうしても共振回路を形作り，それに相当する周波数の増幅度だけが，大きくなるため，搬送周波数に対する増幅度曲線は，山形となり都合が悪い．高周波トランス結合も，使用

<sup>47</sup> 数学上で  $A$  と  $B$  とが比例する場合は， $A = k_1 B$  ( $k_1$  は比例定数) となって， $A$  が 2 倍になれば，それにつれて  $B$  も 2 倍になる．従って，曲線にこの式を表わすと，直線で代表される．つぎに  $C$  が  $D^2$  に比例する場合は， $C = k_2 D^2$  ( $k_2$  は比例定数) であって， $D$  が 2 倍になると  $C$  は 4 倍になる．これを曲線で表わすと，図 8.4 のようになる．これは自乗，すなわち 2 乗で変化する曲線であるから，2 乗曲線という．

周波数が高くなると、低周波増幅のように、鉄心を用いることができなくなるので、2次側に誘起される電圧が小さい。抵抗結合は出力電圧は小さいが、同調をとる面倒がないので、増幅度を、問題としない場合に用いられる。この結合は、低周波増幅抵抗結合に準ずるので、その項を参照されたい。

#### 4 高周波増幅の基本回路

図 8.6 は、高周波増幅同調型を示すもので、(a) は高周波増幅真空管のプレート回路に、共振回路を設けたもの、(b) はプレート回路に高周波コイルのみ用い、2次回路に共振回路を設けたもの、(c) は1次、2次とも、共振回路を用



(a) プレート回路に共振回路を用いる場合 (b) グリッド回路に共振回路を用いる場合 (c) 両方に共振回路を用いる場合

図 8.6 高周波増幅回路同調型の基本回路

いたものである。(a) は、搬送周波数に対する増幅度が違うので都合が悪い。(c) は1次、2次とも、搬送周波数に対していちいち調節をしなければならないので、中間周波増幅のように、ある定まった周波数の増幅以外には用いられない。(b) は普通用いられるもので、なおこれを変形として、1次コイルを高周波チョーク・コイルとしたのが一番多く用いられる。

図 8.7 の回路について、高周波増幅回路を説明しよう。図中  $V_1$  は、高周波増幅真空管で、 $V_2$  は検波真空管である。

アンテナコイル  $L_1$  と同調コイル  $L_2$  とは結合しているから、アンテナに誘起された高周波電圧は、有効に取り入れられて、バリコン  $C_1$  の端子電圧になる。この電圧は  $V_1$  真空管のグリッド、カソード間に印加される。 $V_1$  真空管は、適当なグリッド・バイアス電圧を与えて、グリッド電圧対プレート電流特性曲線 ( $E_g$  対  $I_p$ ) の直線部分で、A 級の動作をするようにしてある。そこで、グリッドに加えられた高周波電圧は真空管で増幅され、プレート電流の変化となって現われる。プレート回路には、コイル  $L_3$  があり、検波回路の同調コイル  $L_4$  と結合しているので、高周波電圧を検波真空管  $V_2$  のグリッドに増幅移行することができる。実際に用いられる回路では、A, B 電池はそれぞれの回路ごとに設けるのではなくて、図 8.8 のように共通にして用いられる。高周波増幅は、さらに一つの増幅回路を設けることによって、一層増幅度を増すことができる。このように、高周波増幅が二つあるのを2段増幅、一つのを1段増幅という。

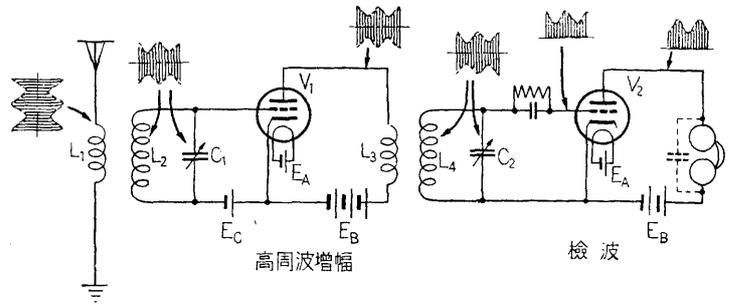


図 8.7 実際の高周波増幅回路

高周波増幅に用いられる真空管は、6BA6、6BD6 に属するスクリーン・グリッド5極真空管である。UY76等の3極真空管は、グリッド、プレート間のキャパシチーのため、発振を起こしがちで、安定に増幅できない。かつ、増幅度も小さいので、現在は用いられていない。

6BA6、6BD6 は、可変増幅率真空管<sup>48</sup>であるから、グリッド・バイアス電圧を可変することによって、歪みなく音量調節もでき、また、電波の強弱に応じて自動的に音量を調節する自動音量調節をすることも可能である。すなわち、高周波増幅に最もよく用いられる真空管である。

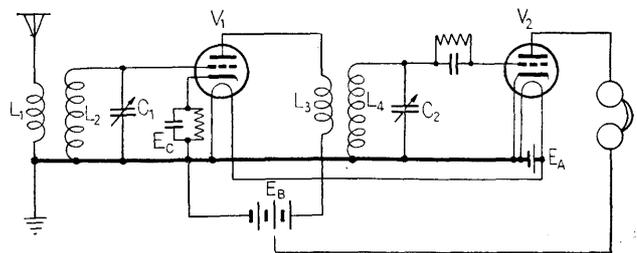


図 8.8 実際の高周波増幅回路

#### 5 高周波増幅の1次コイル

<sup>48</sup> 普通の真空管は、コントロール・グリッドはニッケル線を等間隔にらせん状に巻いたものであるが、可変増幅率真空管は間隔のある所は密に、またある所は疎にと、まばらに巻いてある。このため増幅率が違う真空管を組み合わせたような働きをするのでコントロール・グリッドのバイアス電圧の大小によって、相互コンダクタンスが変わり、増幅度を可変することができる。6BA6、6BD6等はこれに属する真空管である。

いま，高周波増幅回路の簡単な場合について考えよう．図 8.2 において，増幅度は，

$$A = \frac{e_l}{e_g} = \mu \times \frac{Z_l}{R_p + Z_l} \quad (8.3)$$

ただし  $\mu$  = 真空管の増幅率．  
 $R_p$  = 真空管のプレート抵抗．  
 $Z_l$  = 負荷インピーダンス．

つぎに，(8.3) 式を変形すれば，

$$A = \frac{\mu}{1 + \frac{R_p}{Z_l}} \quad (8.4)$$

この式の表わす意味は，増幅度は真空管の増幅率 ( $\mu$ ) の大きいほど，また負荷インピーダンス  $Z_l$  が大きいほど，大きくなることを示している．真空管のプレート抵抗は小さいほどよい．しかし，実際の真空管では，増幅率とプレート抵抗との間には都合の悪い関係があるので，増幅率の大きな真空管はプレート抵抗も大きい．従って，増幅度を大きくするためには，負荷インピーダンスと，プレート抵抗の比をできるだけ小さくするより他はない．プレート抵抗は，真空管の動作により定まってしまうから，負荷インピーダンスを大きくとらなくてはならない．

3 極真空管では，プレート抵抗が小さい (UY-76 は  $9.5\text{k}\Omega$  である) から，図 8.6(b) に用いられる 1 次コイルのインダクタンスは小さくてよい．普通，同調コイルの  $\frac{1}{3} \sim \frac{1}{4}$  の巻き回数でよい．多極真空管では，プレート抵抗が大きい (6SJ7 で約  $1\text{M}\Omega$ ，6BH6 で約  $1.4\text{M}\Omega$ ，6SK7，6BD6 で約  $800\text{k}\Omega$  である) ので，1 次コイルに相当大きなインダクタンス (6mH 前後) を持つコイル (このためハネカム・コイルになる) を用いないと，充分な増幅を得られない．1 次コイルに，ハネカム・コイルのような多層コイルを用いるので，種々な問題が生じてくる．

図 8.9 は，5 極真空管を用いた高周波増幅回路の基本型である．この等価回路は (b) 図のようになる．いま，真空管のプレート抵抗  $R_p$  が非常に大きいとすれば，1 次回路を流れる電流  $i_1$  は，

$$i_1 \doteq \frac{\mu e_g}{R_p}$$

$G_m$  を真空管の相互コンダクタンスとすれば，

$$G_m = \frac{\mu}{R_p}$$

であるから，従って，

$$i_1 \doteq G_m e_g$$

2 次回路には， $2\pi f M i_1$  の電圧が誘発されるから，2 次回路に誘発された電圧は， $2\pi f M G_m e_g$  である．

2 次回路は， $f$  に対して同調しているとバリコン  $C_2$  の端子電圧  $e_2$  には，回路の  $Q_2$  倍の電圧が現われる．

$$\begin{aligned} e_2 &= 2\pi f M i_1 Q_2 \\ &= 2\pi f M e_g G_m Q_2 \end{aligned}$$

従って，増幅度  $A$  は，

$$A = \frac{e_2}{e_1} = 2\pi f M G_m Q_2 \quad (8.5)$$

となる．これが多極真空管の電圧増幅度の関係式である．

いま， $f = 1,000\text{kc}$ ， $M = 150\mu\text{H}$ ， $G_m = 2\text{m}\Omega$  (真空管 6BD6)， $Q_2 = 100$  とすれば，

$$\begin{aligned} A &= 2 \times 3.14 \times 10^6 \times 150 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^{-3} \times 100 \\ &\doteq 188 \text{ 倍} \end{aligned}$$

となり，約 188 倍の電圧増幅度が得られる．

多極真空管の場合，この回路は，結合インダクタンス  $\frac{(2\pi f M)^2}{R_p}$  が小さいので， $Q_2$  の低下は僅少で選択性はよい．また相互インダクタンス  $M$  と，2 次回路の  $Q_2$  が搬送周波数に対して変わらないとすると，搬送周波数に対する増幅度は受信周波数の高くなるにつれて大きくなる (図 7.12 参照)．

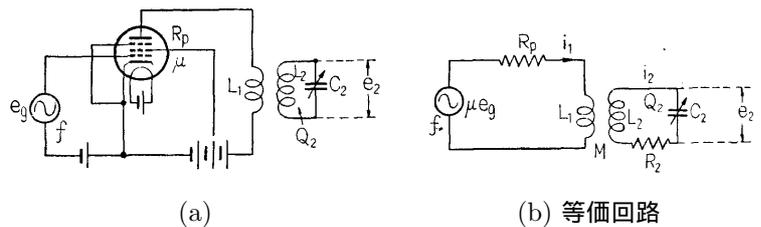


図 8.9 5 極真空管を用いた高周波増幅回路

しかし、実際の回路では、1次コイル  $L_1$  は多層コイルとなるので、コイルの分布等が問題となる。従って配線のキャパシター等を含めた分布キャパシターは図 8.10(a) のようになり、このキャパシター  $C_1$  とコイル  $L_1$  とで形作る共振周波数  $f_1$  が存在することになる。この共振周波数が、受信周波数帯内に入ってくると、それに相応した周波数だけの増幅度が大きくなるので、この周波数は受信周波数帯内に入らないように、コイル  $L_1$  のインダクタンスの値を定めなければならない。コイル  $L_1$  のインダクタンスは、増幅度の点からいえば、大きい方が  $M$  を大きくとれるので、都合がよいから、この周波数  $f_1$  は、受信周波数より低くするのが普通で、受信する最低周波数の 0.6~0.8 倍で中間周波数にならぬようにする。

例えば、分布キャパシターを 20~30pF として、受信最低周波数を 535kc とすれば、コイルのインダクタンスは、

$$f_1 = 535 \times 10^3 \times 0.8 = 436\text{kc}$$

$$L(\mu\text{H}) \times C(\mu\text{F}) = 0.133 \text{ (図 4.27 から)}$$

$C_1 = 20\text{pF}$  とすれば、

$$L_1 = \frac{0.133}{20 \times 10^{-6}} \approx 6.7\text{mH}$$

$C_1 = 30\text{pF}$  とすれば、

$$L_1 = \frac{0.133}{30 \times 10^{-6}} \approx 4.4\text{mH}$$

となり、4.4~6.7mH くらいとなる。

この場合の増幅度は次式で示される。

$$A = \frac{2\pi f M G_m Q_2}{(2\pi f)^2 L_1 C_1 - 1} \quad (8.6)$$

(8.6) 式を用いて搬送周波数に対する増幅度の曲線を描けば、図 8.12(B) の曲線となって、受信周波数の低い場合は大きく、高い場合に小さくなるので、分布キャパシターを考えない場合の逆の傾向の曲線となる。

1次コイルを図 8.11(a) のように、同調コイルのアース側に巻いた場合は、上述の通りであるが、これを同調コイルのグリッド側に巻くと、さらに複雑となる。同調コイルと1次コイル間に結合キャパシターを考えられるので、その等価回路は、図 8.10(b) のようになる。2次回路に誘起される電圧は、1次コイルと同調コイルによる誘導結合によるものだけでなく、1次コイルと同調コイルとの結合キャパシター(場合によると、小さいキャパシターのコンデンサーを特に接続することもある)により、結合キャパシター  $C_m$  を介しても、電圧が誘起される。この合成電圧が、2次誘起電圧である。すなわち合成電圧であるので、2次コイルと同調コイルとの巻き方向にも関係する。

図 8.12 の曲線 (C) は、この計算例である。ここでは結合キャパシターを 10pF として計算したが、キャパシターをこれより小さくすれば (B) 曲線に近づき、大きくすると (A) 曲線に近づく。この状態では 10pF の場合に搬送周波数に対する増幅度特性が平坦になり都合がよい。

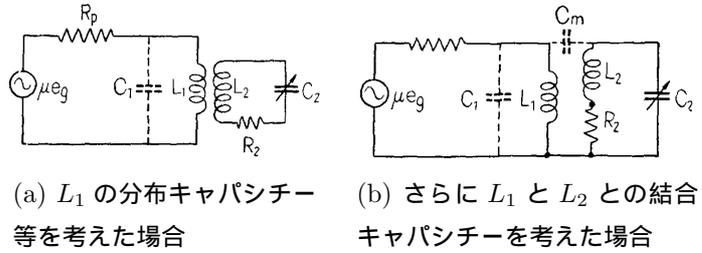
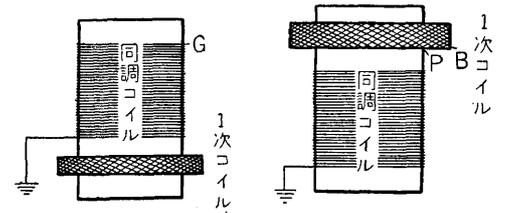


図 8.10



(a) アース側に巻いた場合 (b) グリッド側に巻いた場合

図 8.11 1次コイルと同調コイルの巻きかた

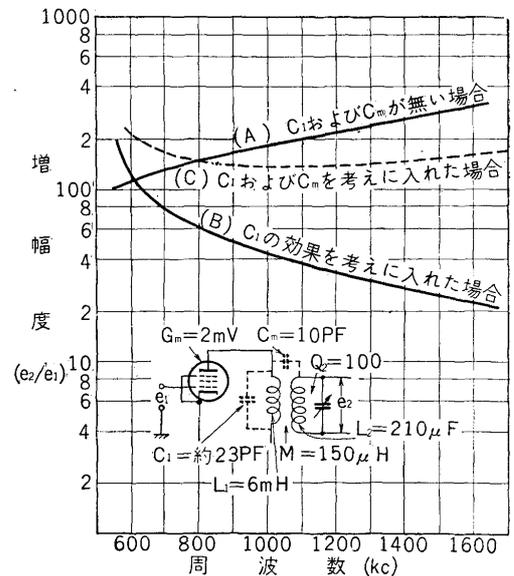


図 8.12 多極管の増幅曲線

受信機でアンテナ回路の結合をロー・インピーダンス結合として、かつ、多極真空管を高周波増幅に用い、その総合増幅度の平坦であることを望む場合は、高周波増幅としては、搬送周波数の低い場合に増幅度が幾分大きいという傾向の方がよい。すなわち、相互の特性を補償し合うことになり、平坦となる。しかし、この点は単一調整からいうと反対方向（アンテナ回路の方は周波数の小さい場合にずれが小さく高周波増幅回路では周波数の小さい場合にずれが大きい）にあるので、なかなか調整し難くなる。単一調整自体のみからいえば、両方ともハイ・インピーダンスの方がよい。これだと、増幅度は低い搬送周波数の方がよくなる。図 8.13 は、多極真空管に用いられる高周波コイルで、多量生産に適したものである。

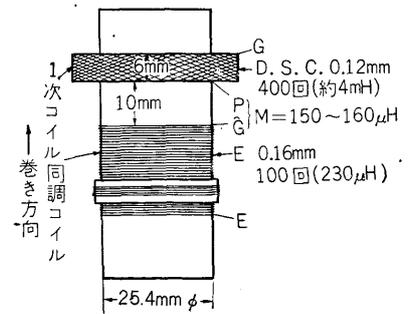


図 8.13 再生検波用高周波コイル

## 6 高周波増幅の実際と欠点

高周波増幅 1 段当たりの増幅度は、放送周波数帯では、分離、動作の安定等も考慮すると、

3 極真空管では	10 倍内外
5 極真空管では	60 ~ 160 倍

くらいで、2 段増幅になると、1 段当たりの増幅度を小さくしないと、つぎに述べる自己発振を生じて、安定に動作しなくなる。

なお 3 極真空管と 5 極真空管とでは、増幅度が後者の方がよく、かつ安定に動作するので、特別の事情のない限りは、3 極真空管は用いられない。

高周波回路の難点は、自己発振にある。出力側の勢力が入力側に帰還されると増幅度は増すが、あまり程度を越すと振動を生じ、安定に動作しなくなる。自己発振がこれである。高周波増幅は、低周波増幅より取り扱う周波数が高いから、わずかのキャパシチーがあっても結合しがちである。高周波増幅回路で、この障害を生じる原因としては、つぎのことが考えられる。

### 1. 入力および出力側高周波コイルの結合

図 8.14 のように、高周波コイル  $L_1, L_2$  の入力側に対して、 $L_3, L_4$  の出力側の磁力線が通るような配置（並べてあったりまたは近すぎる場合）にあると、電磁的に結合するので、自己発振を生じやすい。これを除くには高周波コイルをアルミニウム等の金属で遮蔽し、アースして、磁力線を遮断すればよい。高周波コイルに遮蔽缶 (Shield case シールド・ケース) を設ける場合は、コイルに対して充分大きい（直径はコイルの直径の 2 倍以上、コイルと遮蔽缶の軸方向の間隔はコイルの直径の 2 分の 1 以上離すこと）が必要である。その他、コイルをその軸に対して相互に直角に置いて、磁力線が他をつらぬかないようにしたり、一方をシャシー (Chassis 基板) の上に、他方をシャシー下に配置するか、または相互の距離を離すことによって防ぐことができる。

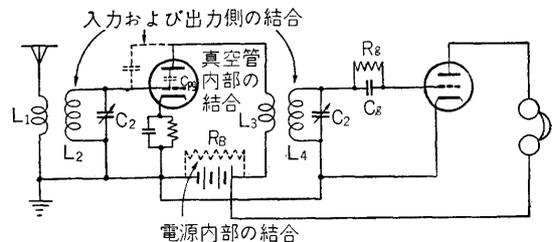


図 8.14 この回路では自己発振を生じやすい

実際には、高周波コイルのみでなく、グリッド、プレート回路の配線相互でも帰還するから、高周波検波回路の配線は短かくして、無用の結合を避けなければならない。やむを得ない場合は遮蔽線 (Shield wire シールド・ワイヤー) を用いるが、このため思わぬ損失や、キャパシチーの添加があるので、注意を要する。

### 2. 電源内部での結合

真空管の電源は、普通共用されているので、電源内部抵抗  $R_B$  が大きいと、後段の増幅器の高周波電圧が現われ、 $R_B$  を介して、前段増幅器と結合することになるので、自己発振を生じる。

これを防ぐには図 8.15 のように、バイパス・コンデンサー  $C_b$  とデカップリング抵抗  $R_d$  (De-coupling resistance 減結合抵抗) を用い、それぞれの高周波電流が電源を通らないようにすればよい。

$C_b$  は高周波に対して充分リアクタンスが小さければよいのであるから、 $0.01\mu F$  くらい、 $R_d$  は数  $k\Omega$  ~ 数  $10k\Omega$  くらいのを用いる。

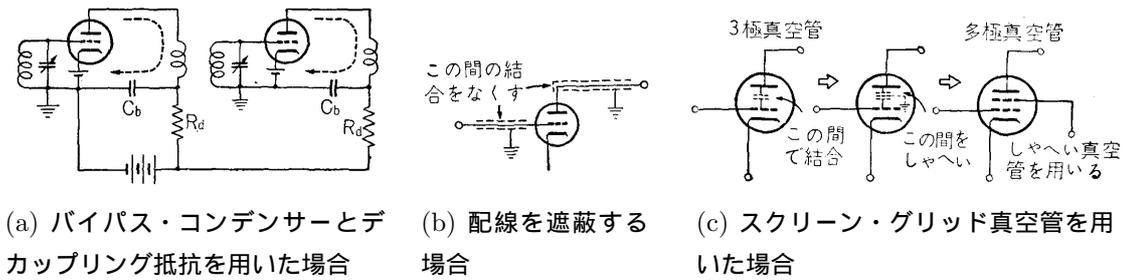


図 8.15 セルフ発振の防止法

### 3. 真空管内部での結合

真空管内部の結合は、3極真空管のグリッドとプレートとの間のキャパシター（約3~4pF）を通じて結合し合うのである。これを防ぐには、ニュートロドン(Neutrodon)を用いて、逆に打ち消す方法もあるが、使用法が面倒なのと、3極真空管自体の増幅度が小さいので、いまは用いられない。グリッドとプレート間に、スクリーン・グリッドを設けた多極真空管を用いれば解決できる(6BD6のグリッド、プレート間のキャパシターは、約0.005pFである)。

### 7 単一調整

図 8.8 で、 $C_1$  および  $C_2$  バリコンは、実際は連結バリコン(Gang Variable Condenser ガング・バリコン) が用いられる。受信周波数全体にわたって、高周波増幅の共振回路と検波の共振回路の周波数は一致しなければならない。一致しないと、増幅度が低下するばかりでなく、分離も悪くなる。

よく一致している(ガンギングがとれているという)かどうかは、ある周波数に丁寧に調整してもわかる。声の大きな点がバリコンをまわして2か所以上なら、単一調整はとれていない。1か所でなければならない。

いま、受信周波数を  $f_0$  とし、検波側の共振回路は  $f_0$  で合っているが、アンテナ側の共振回路  $f_1$  は違っているとしよう。 $f_1$  が  $f_0$  より大きい場合は、回路のインダクタンスまたはキャパシターを増せばよい。簡単に小さなキャパシター(数 pF 以下)をアンテナ側の同調バリコン( $C_1$ )に付加するか、または同調コイル( $L_2$ )の中にフェライト(直径10mm、長さ10mmくらい)を入れて、インダクタンスを増せばわかる。もし、 $f_1$  が  $f_0$  より小さい場合は、回路のインダクタンスまたはキャパシターを減じなければならないから、検波側のバリコン( $C_2$ )に数 pF のキャパシターを付加するか、または同調コイル( $L_2$ )の中に、真鍮片または銅片(直径10mm、長さ10mm、厚さ1mmくらいの円筒型のもの)を入れて、インダクタンスを減ずればわかる。 $f_1$  が  $f_0$  より大きい小さいか不明の場合は、同調コイル( $L_2$ )にフェライトまたは真鍮片を交互に入れてみればわかる。

そして、もし大きかったら、バリコンの外側の回転子(Rotor ローター)を外に曲げ、小さかったら内側に曲げるのである。この調整だけでいけない場合は、コイルのインダクタンスを増減しなくてはならない。

フェライト、真鍮片を、1本の棒に取り付けたものを調整棒(マジックバー)と



図 8.16 調整棒

実際に単一調整を行なう場合は、前もって、バリコンおよびコイルは一定の規格に入るように取り計らっておかなければならない。そして、まず1,000, 1,400,

600kc の3点の調整をとり、さらに600, 800, 1,000, 1,200, 1,400, 1,600kc と、こまかに調整をとっていく。高周波1段再生検波の受信機では、検波側の共振回路はなかなか調整しにくいから、アンテナ側の共振回路でなるべく単一調整を行なうようにした方がよい(スーパーの場合は後に述べる)。

## 第9章 低周波増幅回路

### 1 低周波増幅回路

検波回路の低周波電流は、一般に出力が小さいので、直接スピーカーを充分働かせることはできない。スピーカーを働かせるには、それに相当した電力が必要である。この電力は電力増幅真空管によって得られる。従って、検波出力電圧が電力増幅真空管を動かすのに充分な低周波電圧の供給（出力電圧が電力増幅真空管のグリッド・バイアス電圧の0.707倍<sup>49</sup>である場合は充分で、これ以上だと過負荷となる）があればよい。もし不足の場合は、増幅を行なって充分にしなければならない。検波出力と、電力増幅の入力との間に用いられる増幅を、低周波増幅回路の段間増幅<sup>50</sup>(Inter-stage amplification)という。

このように、段間増幅および電力増幅は、低周波の増幅を目的とするので、低周波増幅 (Low frequency amplification または、Audio frequency amplification 可聴周波増幅) といわれ、その回路を低周波増幅回路という。

放送局に近い電界強度の強い所では、検波器への入力電圧は充分あるので、高周波増幅の必要はない。むしろ高周波増幅すると過負荷になり、音が歪んだり出力電圧が減ずる場合もある。これは検波回路では、一定以上の入力電圧を必要としないからである。検波回路に必要な電圧は、一概にきめられないが、グリッド検波では、0.1~1V、プレート検波では1~5V、ダイオード検波では0.3~1.5V内外<sup>51</sup>である。従って、スピーカーを動かす目的のためには、低周波増幅の方が高周波増幅よりすぐれている。また取り扱う周波数も低いので、安定に動作増幅することができる。

高周波電流は、希望放送局の周波数のみ増幅すればよい。むしろ、他の放送局の周波数は増幅しないようにする。そうでないと、分離が悪くなる。しかし低周波電流は音声電流の増幅であるから、音声として用いられている周波数は一様に増幅しなければならない。そうでないと、音質が悪いことになる。このため、高周波増幅では共振回路を利用するが、低周波増幅では特別の場合を除いては（補償回路ではこれを利用することがある）共振回路は用いない。できれば、インダクタンスとキャパシチーを含まない回路の方が、周波数に対する増幅度（これを周波数特性という）が一様になる。

低周波増幅には、段間増幅と電力増幅とがある。段間増幅は検波、電力増幅の間に用いられる増幅で、A級電圧増幅である。段間増幅で、次段の真空管に回路を結合する方法として、基本的なものはつぎの3種類である。

- (1) 抵抗結合
- (2) 低周波チョーク・コイル結合
- (3) 低周波トランス結合

つぎにこれらについて述べよう。

### 2 抵抗結合

図9.1は、抵抗結合回路(Resistance coupling circuit)であって、増幅真空管  $V_1$  の回路に、負荷抵抗  $R_l$  を結び、 $R_l$  の端子電圧の中から低周波部分を結合コンデンサー  $C_c$  およびグリッド結合抵抗  $R_g$  により分離し、グリッド結合抵抗の端子に生じる低周波電圧を低周波増幅真空管  $V_2$  のグリッドとカソードの間に加えている。そして  $V_2$  のプレート回路にスピーカーを接続し、増幅した低周波電流で動作させるのである。

図9.1の等価回路は、図9.2のように考えられる。話を簡単にするため、

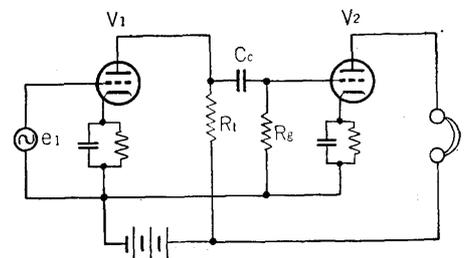


図9.1 抵抗結合回路

<sup>49</sup>  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  の値 編者注

<sup>50</sup> 段間増幅は、これに限らず中間周波増幅も段間増幅である。もともと甲、乙2回路があって、その間におかれた増幅のことをいう。

<sup>51</sup> 6Z-DH3A等のように、次段増幅管に高い増幅等の真空管を用いると、グリッドの振幅は-2V以下でないと、過負荷になる。変調波を約30~40%変調とし、かつ回路の損失も含めて、2極管の損失を-10db  $\left( = \frac{1}{3.16} \right)$  とすれば、2極管の高周波入力電圧(振幅)は  $2 \times 3.16 = 6.3V$ 、すなわち実効値で  $6.3 \div 1.4 = 4.5V$  以上の入力があると、歪むことになる。このため、普通は1.5V付近の入力電圧である。また直線検波を行なうためには0.3~0.5V以上の高周波入力電圧が必要である。

グリッド結合抵抗  $R_g$  は、真空管プレート負荷抵抗  $R_l$  に比べて抵抗値がきわめて大きいとし、かつ結合コンデンサー  $C_c$  のリアクタンスは、 $R_g$  の抵抗に比べてきわめて小さいとする。すると  $R_l, C_c, R_g$  で形作っている回路は、 $R_l$  だけで代表され、 $R_l$  の端子電圧が真空管  $V_2$  のグリッドに加わることとなるので、増幅度  $A$  は

$$A = \frac{\mu R_l}{R_p + R_l} = \mu \frac{1}{1 + \frac{R_p}{R_l}} \quad (9.1)$$

$$\text{あるいは} \quad \frac{A}{\mu} = \frac{1}{1 + \frac{R_p}{R_l}} \quad (9.2)$$

これは (8.4) 式と同形である。この式の意味は、増幅度を大きくするためには、増幅率の大きい真空管を用いることと、負荷抵抗  $R_l$  と真空管のプレート抵抗  $R_p$  との比  $\frac{R_p}{R_l}$  をできるだけ小さくする。換言すれば、真空管の  $R_p$  が与えられた場合は負荷抵抗を大きくすればよいということである。

$\frac{R_l}{R_p}$  と  $\frac{A}{\mu}$  との関係を計算すると図 9.3 のようになる ( $\frac{R_l}{R_p}$  と逆にした方が、負荷抵抗はプレート抵抗の何倍にすれば、増幅度がどうなるかというふうに目安をつける場合に便利である)。

増幅率 10、プレート抵抗 5,000 $\Omega$ 、負荷抵抗 20,000 $\Omega$  の場合には

$$\frac{R_l}{R_p} = \frac{20,000}{5,000} = 4$$

図 9.3 から  $\frac{R_l}{R_p} = 4$  に対して  $\frac{A}{\mu} = 0.8$  を得る。

従って

$$A = 0.8 \times 10 = 8 \text{ 倍}$$

となる。すなわち  $V_1$  の真空管のグリッドに、1V の低周波電圧が加わるとすれば、 $V_2$  の真空管のグリッドには、8V の低周波電圧が現われることを示している。

(9.2) 式の示すところでは、 $\frac{R_l}{R_p}$  の比をできるだけ大きくすることで

あるが、増幅度の増す割合は図 9.3 でもわかるように、 $\frac{A}{\mu}$  が 0.9~1 になると、曲線の傾きかたがゆるやかになり飽和してしまう。一方負荷抵抗を大きくすることは、B 電圧が一定であれば、負荷抵抗中に生じる電圧降下が大きくなって、真空管のプレートには、それだけ低い電圧しか加わらないこととなり、真空管が充分動作できなくなって、増幅度は減することになる。3 極真空管を用いた場合、負荷抵抗はプレート抵抗の 10 倍までであって、大きな抵抗を用いる場合は、B 電圧を高める必要がある。多極真空管を用いた場合には多極真空管自体のプレート抵抗が大きいので、これの何倍というような、負荷抵抗を用いることはできない。100~500k $\Omega$  程度のものを普通用いる。

$C_c$  と  $R_g$  は、低周波に対して  $R_l$  と並列に接続されているので  $C_c$  と  $R_l$  の合成インピーダンスは、 $R_l$  より大きくする必要があるのである。そうでないと、増幅度は低下する。

また実際に、次段に利用する低周波電圧は、 $R_g$  端の電圧であるから、 $C_c$  のリアクタンスに比べて、 $R_g$  は充分大きくする必要があるので、 $C_c$  のリアクタンスは、増幅しようとする最低周波数によって決定され、 $C_c$  と  $R_g$  との割合が適当でないとい音質を害する。

$$R_g C_c = \frac{10}{\pi f} \quad (9.3)$$

ただし  $R_g$  = グリッド結合抵抗 (M $\Omega$ )

$C_c$  = グリッド結合コンデンサーのキャパシター ( $\mu$ F)

$f$  = 増幅する最低周波数 (c/s)

(9.3) 式が満足されるように、 $R_g, C_c$  の値を定めればよい。(9.3) 式では、 $R_g, C_c$  の一定値を与える  $R_g$  と  $C_c$  との組み合わせは、無数にできるが、最も有効なのは、 $R_g$  をできるだけ大きくすることである。しかし、抵抗結合の出力は、次

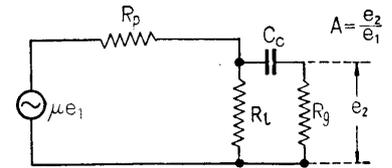


図 9.2 図 9.1 の等価回路

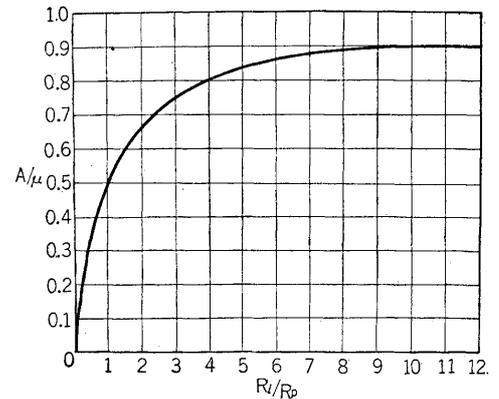


図 9.3  $\frac{R_l}{R_p}$  と  $\frac{A}{\mu}$  との関係

段の増幅真空管に加えられるので、この点  $R_g$  の値は制限を受ける。 $R_g$  は次段真空管のグリッド回路にあるため、この真空管に、微量のガスがあると、グリッド電流により  $R_g$  の両端に生じる電圧降下の極性がグリッド・バイアス電圧を減少する方向に働き、 $R_g$  の値が大きいと、この作用は加速度的となって、コントロール・グリッドの電位を正とし、プレート電流が過大となって、真空管が破損するからである。この傾向は、出力増幅管の場合は特にいちじるしい。従って、グリッド結合抵抗の値は、次段真空管によって決定され、普通  $500\text{k}\Omega \sim 1\text{M}\Omega$  である。 $R_g, C_c$  は、つぎの値が適当である。

$R_g(\text{M}\Omega)$	$C_c(\mu\text{F})$
0.5	0.02 以上
1	0.01 以上

R.C.A.(Radio Corporation of America の略号である) で推奨している値は、表 9.1 の通りである。以上は大体低周波で、周波数が  $400 \sim 1,000\text{c/s}$  の場合について考えたのである。この周波数範囲以外となると、増幅度が違ってくる。

まず、低い方  $400\text{c/s}$  以下の周波数を考えよう。周波数が低くなると  $C_c$  のリアクタンス  $\frac{1}{2\pi C_c}$  が増し、従って  $C_c$  での低周波による電圧降下が無視できなくなる。それに応ずる分だけ、次段グリッドに加えられる低周波電圧が減るので増幅度は低下する。低下する割合は、周波数が低くなるにつれて大きい。

つぎに高い方  $1,000\text{c/s}$  以上の周波数を考えよう。 $V_1$  真空管のプレート側および  $V_2$  真空管のグリッド側とアースに対するキャパシチーがある(この値は、非常に注意して配線が短くなるよう、またアースより離して作っても、 $4 \sim 10\text{pF}$  位で、配線が長くなれば、ずっと大きくなる)。

また次段増幅真空管の入力キャパシチー(グリッド、カソード間および他の電極間とのキャパシチーの和で、一般に  $2 \sim 10\text{pF}$  である) 等がある。これらのキャパシチーは、負荷抵抗と並列に接続されていると考えられる。従って、周波数が高くなると並列キャパシチーのリアクタンスが下がるので、負荷抵抗との合成インピーダンスも減少する。このため  $\frac{R_L}{R_p}$  の値が下がり、増幅度が減少するのである。

すなわち抵抗結合は、結合コーデンサーおよび並列キャパシチーのため、周波数特性が悪くなるのである。図 9.4 はその一例である。

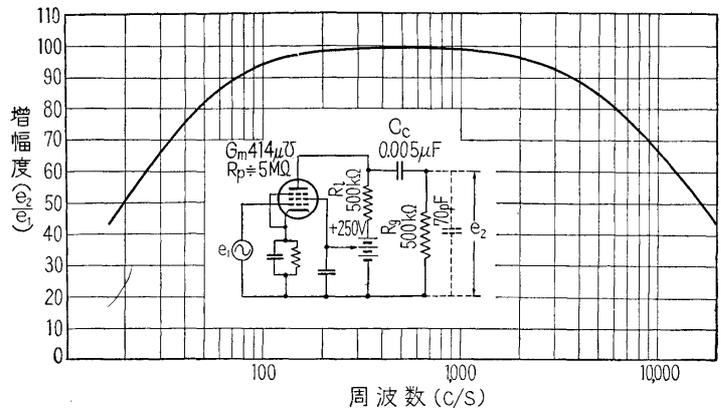


図 9.4 5 極真空管を抵抗結合に用いた例

### 3 低周波チョーク・コイル結合

図 9.5(a) のように、抵抗結合の負荷抵抗  $R_L$  の代りに、低周波チョーク・コイルを置き換えたものを低周波チョーク・コイル結合(低周波塞流線輪結合 Low frequency choke coil coupling) という。低周波チョーク・コイルは、インダクタンスを大きくするため、鉄心に被覆銅線を数 1,000 回以上巻いたものを用いる。前と同様にして、回路の増幅度  $A$  は、増幅真空管の増幅率を  $\mu$ 、プレート抵抗  $R_p$ 、低周波チョーク・コイルのリアクタンスを  $X_L$  とすれば

$$A = \frac{\mu X_L}{\sqrt{R_p^2 + X_L^2}} = \frac{\mu}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_p}{X_L}\right)^2}} \quad (9.4)$$

$$\text{または} \quad \frac{A}{\mu} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_p}{X_L}\right)^2}} \quad (9.5)$$

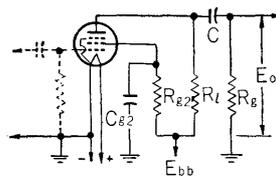
となる。

図 9.5(b) は、前と同様  $\frac{X_L}{R_p}$  と  $\frac{A}{\mu}$  との関係を表わした図表である。低周波チョーク・コイルのリアクタンス  $X_L$  は、そのインダクタンスを  $L$  とすれば

$$X_L L = 2\pi f L$$

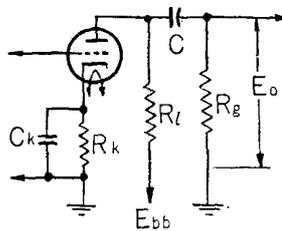
表 9.1 抵抗結合規格表

(a) 1S5 1U5



$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_o$ (V)	V.G.
45	0.22	0.22	0.26		0.042		0.013	14	17
		0.47	0.36		0.035		0.006	17	24
		1.0	0.4		0.034		0.004	18	28
	0.47	0.47	0.82		0.052		0.0055	14	25
		1.0	1		0.023		0.003	17	33
		2.0	1.1		0.022		0.002	18	38
	1.0	1.0	1.9		0.019		0.003	14	31
		2.2	2.0		0.019		0.002	17	38
		3.3	2.2		0.018		0.0015	18	43
90	0.22	0.22	0.5		0.05		0.0011	31	25
		0.47	0.59		0.05		0.006	37	34
		1	0.67		0.042		0.003	40	41
	0.47	0.47	1.2		0.035		0.005	31	37
		1.0	1.4		0.034		0.003	36	47
		2.2	1.6		0.031		0.002	40	57
	1.0	1	2.5		0.026		0.03	31	45
		2.2	2.9		0.025		0.002	36	58
		3.3	3.1		0.024		0.0012	38	66
135	0.22	0.22	0.66		0.052		0.0011	45	31
		0.47	0.71		0.051		0.006	56	41
		1	0.86		0.039		0.003	60	54
	0.47	0.47	1.45		0.042		0.005	46	44
		1	1.8		0.034		0.003	54	62
		2.2	1.9		0.033		0.002	60	71
	1.0	1	3.1		0.03		0.003	45	56
		2.2	3.7		0.029		0.0015	53	76
		3.3	4.3		0.026		0.0014	56	88

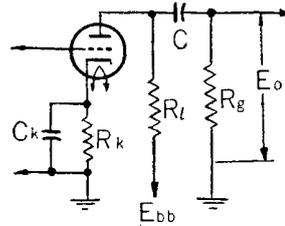
(b) 6SQ7-GT 12SQ7-GT



$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_o$ (V)	V.G.
90	0.1	0.1		6300		2.2	0.02	3	23
		0.25		6600		1.7	0.01	5	29
		1.5		6700		1.7	0.006	6	31
	0.25	0.25		10000		1.24	0.01	5	34
		0.5		11000		1.07	0.006	7	40
		1.5		11500		0.9	0.003	10	40
	0.5	0.5		16200		0.75	0.005	7	39
		1.0		16600		0.7	0.003	10	44
		2.0		17400		0.65	0.0015	13	48

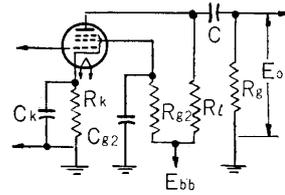
$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_0$ (V)	V.G.
180	0.1	0.1		2600		3.3	0.025	16	29
		0.25		2900		2.9	0.015	22	36
		0.5		3000		2.7	0.007	23	37
	0.25	0.25		4300		2.1	0.015	21	43
		0.5		4800		1.8	0.007	28	50
		1.0		5300		1.5	0.004	33	53
	0.5	0.5		7000		1.3	0.007	25	52
		1		8000		1.1	0.004	33	57
		2		8800		0.9	0.002	38	58
300	0.1	0.1		1900		4.0	0.03	31	31
		0.25		2200		3.5	0.015	41	39
		0.5		2300		3.0	0.007	45	42
	0.25	0.25		3300		2.7	0.015	42	48
		0.5		3900		2.0	0.007	51	53
		1		4200		1.8	0.004	60	56
	0.5	0.5		5300		1.6	0.007	47	58
		1		6100		1.3	0.004	62	60
		2		7000		1.2	0.002	67	63

(c) 6AT6 6Q7-GT 12AT6



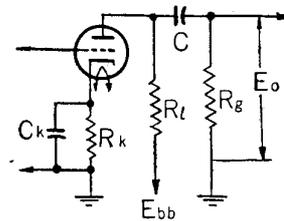
$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_0$ (V)	V.G.
90	0.1	0.1		4200		2.5	0.025	5.4	22
		0.22		4600		2.2	0.014	7.5	27
		0.47		4800		2.0	0.0065	9.1	30
	0.22	0.22		7000		1.5	0.013	7.3	30
		0.47		7800		1.3	0.007	10	34
		1.0		8100		1.0	0.0035	12	37
	0.47	0.47		12000		0.83	0.006	10	36
		1.0		14000		0.7	0.0035	14	39
		2.0		15000		0.6	0.002	16	41
180	0.1	0.1		1900		3.6	0.027	19	30
		0.22		2200		3.1	0.014	25	35
		0.47		2500		2.8	0.0065	32	37
	0.22	0.22		3400		2.2	0.014	24	38
		0.47		4100		1.7	0.0065	34	42
		1.0		4600		1.5	0.0035	38	44
	0.47	0.47		6600		1.1	0.0065	29	44
		1		8100		0.9	0.0035	38	46
		2		9100		0.8	0.002	43	47
300	0.1	0.1		1500		4.4	0.027	40	34
		0.22		1800		3.6	0.014	54	38
		0.47		2100		3.0	0.0065	63	41
	0.22	0.22		2600		2.5	0.013	51	42
		0.47		3200		1.9	0.0065	65	46
		1		3700		1.6	0.0035	77	48
	0.47	0.47		5200		1.2	0.006	61	48
		1		6300		1.0	0.0035	74	50
		2.2		7200		0.9	0.002	85	51

(d) 6AU6 12AU6



$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_o$ (V)	V.G.
90	0.1	0.1	0.07	1800	0.11	9.0	0.021	25	52
		0.22	0.09	2100	0.1	8.2	0.012	32	72
		0.47	0.096	2100	0.1	8.0	0.0065	37	88
	0.22	0.22	0.25	3100	0.08	6.2	0.009	25	72
		0.47	0.26	3200	0.078	5.8	0.0055	32	99
		1.0	0.35	3700	0.085	5.1	0.003	34	125
	0.47	0.47	0.75	6300	0.042	3.4	0.0035	27	102
		1.0	0.75	6500	0.042	3.3	0.0027	32	126
		2.0	0.8	6700	0.04	3.2	0.0018	36	152
180	0.1	0.1	0.12	800	0.15	14.1	0.021	57	74
		0.22	0.15	900	0.126	14.0	0.012	82	116
		0.47	0.19	1000	0.1	12.5	0.006	81	141
	0.22	0.22	0.38	1500	0.09	9.6	0.009	59	130
		0.47	0.43	1700	0.08	8.7	0.005	67	171
		1.0	0.6	1900	0.066	8.1	0.003	71	200
	0.47	0.47	0.9	3100	0.06	5.7	0.0045	54	172
		1	1.0	3400	0.05	5.4	0.0028	65	232
		2	1.1	3600	0.04	3.6	0.0019	74	272
300	0.1	0.1	0.2	500	0.13	18.0	0.019	76	109
		0.22	0.24	600	0.11	16.4	0.011	103	145
		0.47	0.26	700	0.11	15.3	0.006	129	168
	0.22	0.22	0.42	1000	0.1	12.4	0.009	92	164
		0.47	0.5	1000	0.098	12.0	0.007	108	230
		1	0.55	1100	0.09	11.0	0.003	122	262
	0.47	0.47	1.0	1800	0.075	8.0	0.0045	94	248
		1	1.1	1900	0.065	7.6	0.0028	105	318
		2.2	1.2	2100	0.06	7.3	0.0018	122	371

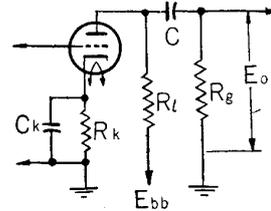
(e) 6C6 12AU7



$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_o$ (V)	V.G.
90	0.047	0.047		1600		3.2	0.061	9	10
		0.1	0.1	1800		2.5	0.033	11	11
		0.22	0.22	2000		2.0	0.015	14	11
	0.1	0.1		3000		1.6	0.032	10	11
		0.22	0.22	3800		1.1	0.015	15	11
		0.47	0.47	4500		1.0	0.007	18	11
	0.22	0.22		6800		0.7	0.015	14	11
		0.47	0.47	9500		0.5	0.0065	20	11
		1.0	1.0	11500		0.43	0.0035	24	11

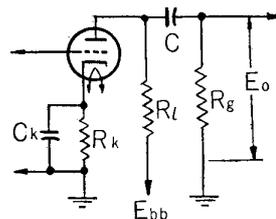
$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_0$ (V)	V.G.
180	0.047	0.047		920		3.9	0.062	20	11
		0.1		1200		2.9	0.037	26	12
		0.22		1400		2.5	0.016	29	12
	0.1	0.1		2000		1.9	0.032	24	12
		0.22		2800		1.4	0.016	33	12
		0.47		3600		1.1	0.007	40	12
	0.22	0.22		5300		0.8	0.015	31	12
		0.47		8300		0.56	0.007	44	12
		1.0		10000		0.48	0.0035	54	12
300	0.047	0.047		870		4.1	0.065	38	12
		0.1		1200		3.0	0.034	52	12
		0.22		1500		2.4	0.016	68	12
	0.1	0.1		1900		1.9	0.032	44	12
		0.22		3000		1.3	0.016	68	12
		0.47		4000		1.1	0.007	80	12
	0.22	0.22		5300		0.9	0.015	57	12
		0.47		8800		0.52	0.007	82	12
		1.0		11000		0.46	0.0035	92	12

(f) 3 極管接統 6C6 6C7-GT 12J7-GT



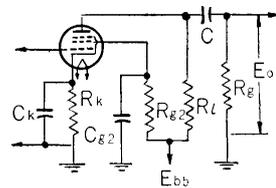
$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_0$ (V)	V.G.
90	0.05	0.005		2800		2.0	0.05	14	9
		0.1		3400		1.62	0.025	17	9
		0.25		3800		1.3	0.01	20	10
	0.1	0.1		4800		1.12	0.025	16	10
		0.25		6400		0.84	0.01	22	11
		0.5		7500		0.66	0.005	23	12
	0.25	0.25		11400		0.52	0.01	18	12
		0.5		14500		0.4	0.006	23	12
		1.0		17300		0.33	0.004	26	13
180	0.05	0.05		2200		2.2	0.055	34	10
		0.1		2700		2.1	0.03	45	11
		0.25		3100		1.85	0.015	54	11
	0.1	0.05		3900		1.7	0.035	41	12
		0.1		5300		1.25	0.015	51	12
		0.25		6200		1.2	0.008	55	13
	0.25	0.05		9500		0.74	0.015	44	13
		0.1		12300		0.55	0.008	52	13
		0.25		14700		0.47	0.004	59	13
300	0.05	0.05		2100		3.16	0.075	57	11
		0.1		2600		2.3	0.04	70	11
		0.25		3100		2.2	0.015	83	12
	0.1	0.05		3800		1.7	0.035	65	12
		0.1		5300		1.3	0.015	84	13
		0.25		6000		1.17	0.008	88	13
	0.25	0.05		9600		0.9	0.015	73	13
		0.1		12300		0.59	0.008	85	14
		0.25		14000		0.37	0.003	97	14

(g) 6J5-GT 6SN7-GT



$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g_2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g_2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_o$ (V)	V.G.
90	0.05	0.005		1650		2.80	0.06	11	11
		0.1	0.1	2070		2.66	0.029	14	12
		0.25		2380		1.95	0.012	17	13
	0.1	0.1	0.1	3470		1.85	0.035	12	13
		0.25	0.25	3940		1.29	0.012	17	13
		0.5	0.5	4420		1.0	0.007	19	13
	0.25	0.25	0.25	7860		0.73	0.0135	14	13
		0.5	0.5	9760		0.55	0.007	18	13
		1.0	1.0	10690		0.47	0.004	20	13
180	0.05	0.05		1190		3.27	0.06	24	13
		0.1	0.1	1490		2.86	0.032	30	13
		0.25	0.25	1740		2.06	0.0115	36	13
	0.1	0.1	0.1	2330		2.19	0.038	26	14
		0.25	0.25	2830		1.35	0.012	34	14
		0.5	0.5	3230		1.15	0.006	38	14
	0.25	0.25	0.25	5560		0.81	0.013	29	14
		0.5	0.5	7000		0.62	0.007	36	14
		1.0	1.0	8110		0.5	0.004	40	14
300	0.05	0.05		1020		3.56	0.06	41	13
		0.1	0.1	1270		2.96	0.034	51	14
		0.25	0.25	1500		2.15	0.012	60	14
	0.1	0.1	0.1	1900		2.31	0.035	43	14
		0.25	0.25	2440		1.42	0.0125	56	14
		0.5	0.5	2700		1.2	0.0065	64	14
	0.25	0.25	0.25	4590		0.87	0.013	46	14
		0.5	0.5	5770		0.64	0.0075	57	14
		1.0	1.0	6950		0.54	0.004	64	14

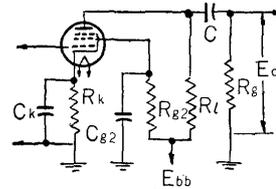
(h) 6C6 6J7-GT 12J7-GT



$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g_2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g_2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_o$ (V)	V.G.
90	0.1	0.1	0.37	1200	0.05	5.2	0.02	17	41
		0.25	0.44	1100	0.05	5.3	0.01	22	55
		0.5	0.44	1300	0.05	4.8	0.006	33	66
	0.25	0.25	1.1	2400	0.03	3.7	0.008	23	70
		0.5	1.18	2600	0.03	3.2	0.005	32	85
		1.0	1.4	3600	0.025	2.5	0.003	33	92
	0.5	0.5	2.18	4700	0.02	2.3	0.005	28	93
		1.0	2.6	5500	0.05	2.0	0.0025	29	120
		2.0	2.7	5500	0.02	2.0	0.0015	27	140

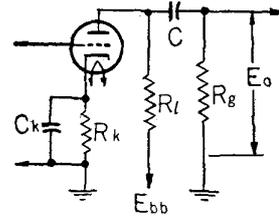
$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g_2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g_2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_0$ (V)	V.G.
180	0.1	0.1	0.44	1000	0.05	6.5	0.02	52	51
		0.25	0.5	750	0.05	6.7	0.01	52	69
		0.5	0.5	800	0.05	6.7	0.006	59	83
	0.25	0.25	1.1	1200	0.04	5.2	0.008	41	93
		0.5	1.18	1600	0.04	4.3	0.005	60	118
		1.0	1.4	2000	0.04	3.8	0.0035	60	140
	0.5	0.5	2.45	2600	0.03	3.2	0.005	45	135
		1.0	2.9	3100	0.025	2.5	0.025	56	165
		2.0	2.7	3500	0.02	2.8	0.0015	60	165
300	0.1	0.1	0.44	500	0.07	8.5	0.02	55	61
		0.25	0.5	450	0.07	8.3	0.01	81	82
		0.5	0.53	600	0.06	8.0	0.006	96	94
	0.25	0.25	1.18	1100	0.04	5.5	0.008	81	104
		0.5	1.18	1200	0.04	5.4	0.005	104	140
		1.0	1.45	1300	0.05	5.8	0.005	110	185
	0.5	0.5	2.45	1700	0.04	4.2	0.005	75	161
		1.0	2.9	2200	0.04	4.1	0.003	97	200
		2.0	2.95	2300	0.04	4.0	0.0025	100	230

(i) 6SJ7-GT 12SJ7-GT



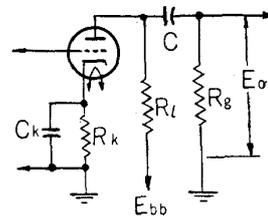
$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g_2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g_2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_0$ (V)	V.G.
90	0.1	0.1	0.29	820	0.09	8.8	0.02	18	41
		0.25	0.29	880	0.085	7.4	0.016	23	68
		0.5	0.31	1000	0.075	6.6	0.007	28	70
	0.25	0.25	0.69	1680	0.06	5.0	0.012	16	75
		0.5	0.92	1700	0.045	4.5	0.005	18	93
		1.0	0.82	1800	0.04	4.0	0.003	22	104
	0.5	0.5	1.5	3600	0.045	2.4	0.003	18	91
		1.0	1.7	3800	0.03	2.4	0.002	22	119
		2.0	1.9	4050	0.028	2.35	0.00015	24	139
180	0.1	0.1	0.29	760	0.10	9.1	0.019	49	55
		0.25	0.31	800	0.09	8.0	0.015	60	82
		0.5	0.37	860	0.09	7.8	0.007	62	91
	0.25	0.25	0.93	1050	0.06	6.8	0.01	38	109
		0.5	0.94	1060	0.06	6.6	0.004	47	131
		1.0	0.94	1100	0.07	6.1	0.003	54	161
	0.5	0.5	1.85	2000	0.05	4.0	0.003	37	151
		1.0	2.2	2180	0.04	3.8	0.002	44	192
		2.0	2.4	2410	0.035	3.6	0.0015	54	208
300	0.1	0.1	0.35	500	0.10	11.6	0.019	72	67
		0.25	0.37	530	0.09	10.9	0.016	96	98
		0.5	0.47	590	0.09	9.9	0.007	101	104
	0.25	0.25	0.89	850	0.07	8.5	0.011	79	139
		0.5	1.10	860	0.06	7.4	0.004	88	167
		1.0	1.18	910	0.06	6.9	0.003	98	185
	0.5	0.5	2.0	1300	0.06	6.0	0.004	64	200
		1.0	2.2	1410	0.05	5.8	0.002	79	238
		2.0	2.5	1530	0.04	5.2	0.0015	89	263

(j) 76



$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g_2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g_2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_0$ (V)	V.G.
90	0.05	0.05		2500		2.0	0.06	16	7.0
		0.1		3200		1.6	0.03	21	7.7
		0.25		3800		1.25	0.015	23	8.1
	0.1	0.1		4500		1.05	0.03	19	8.1
		0.25		6500		0.82	0.015	23	8.9
		0.5		7500		0.68	0.007	25	9.3
	0.25	0.25		11100		0.48	0.015	21	9.4
		0.5		15100		0.36	0.007	24	9.7
		1.0		18300		0.32	0.0035	28	9.8
180	0.05	0.05		2400		2.5	0.06	36	7.7
		0.1		3000		1.9	0.035	48	8.2
		0.25		3700		1.65	0.015	55	9.0
	0.1	0.1		4500		1.45	0.035	45	9.3
		0.25		6500		0.97	0.015	55	9.5
		0.5		7600		0.8	0.008	57	9.8
	0.25	0.25		10700		0.6	0.015	49	9.7
		0.5		14700		0.45	0.007	59	10
		1.0		17700		0.4	0.0045	64	10
300	0.05	0.05		2400		2.8	0.008	65	8.3
		0.1		3100		2.2	0.045	80	8.9
		0.25		3800		1.8	0.02	95	9.4
	0.1	0.1		4500		1.6	0.04	74	9.5
		0.25		6400		1.2	0.02	95	10
		0.5		7500		0.98	0.009	104	10
	0.25	0.25		11100		0.69	0.02	82	10
		0.5		15200		0.5	0.009	96	10
		1.0		18300		0.4	0.005	108	10

(k) 6AV6 12AV6



$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g_2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g_2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_0$ (V)	V.G.
90	0.1	0.1		4400		2.7	0.023	5	29
		0.22		4700		2.4	0.013	6	35
		0.47		4800		2.3	0.007	8	41
	0.22	0.22		7000		1.6	0.01	6	39
		0.47		7400		1.4	0.006	9	45
		1.0		7600		1.3	0.003	11	48
	0.47	0.47		12000		0.9	0.006	9	48
		1.0		13000		0.8	0.003	11	52
		2.2		14000		0.7	0.002	13	55

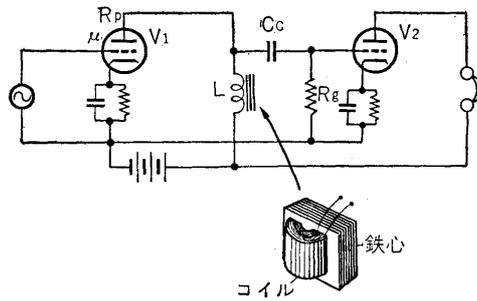
$E_{bb}$ (V)	$R_l$ (M $\Omega$ )	$R_g$ (M $\Omega$ )	$R_{g2}$ (M $\Omega$ )	$R_k$ $\Omega$	$C_{g2}$ ( $\mu$ F)	$C_k$ ( $\mu$ F)	$C$ ( $\mu$ F)	$E_0$ (V)	V.G.
180	0.1	0.1		1800		4.0	0.025	18	40
		0.22		2000		3.5	0.013	25	47
		0.47		2200		3.1	0.006	32	52
	0.22	0.22		3000		2.4	0.012	24	53
		0.47		3500		2.1	0.006	34	59
		1.0		3900		1.8	0.003	39	63
	0.47	0.47		5800		1.3	0.006	30	62
		1.0		6700		1.1	0.003	39	66
		2.2		7400		1.0	0.002	45	68
300	0.1	0.1		1300		4.6	0.027	43	45
		0.22		1500		4.0	0.013	57	52
		0.47		1700		3.6	0.006	66	57
	0.22	0.22		2200		3.0	0.013	54	59
		0.47		2800		2.3	0.006	69	65
		1.0		3100		2.1	0.003	79	68
	0.47	0.47		4300		1.6	0.006	62	69
		1.0		5200		1.3	0.003	77	73
		2.2		5900		1.1	0.002	92	75

〔注〕表中見出しの記号の示すものはそれぞれつぎの通りである。

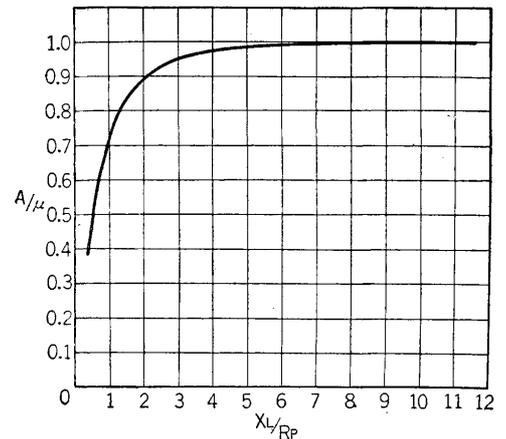
- $R_{bb}$  電源電圧 (V)
- $R_l$  負荷抵抗 (M $\Omega$ )
- $R_g$  次段グリッド結合抵抗 (M $\Omega$ )
- $R_{g2}$  スクリーン・グリッド電圧降下用抵抗 (M $\Omega$ )
- $C_{g2}$  スクリーン・グリッド・バイパス・コンデンサー ( $\mu$ F)
- $C_k$  カソード・バイパス・コンデンサー ( $\mu$ F)
- $C$  次段へのグリッド結合コンデンサー ( $\mu$ F)
- $E_0$  最大出力電圧 (V)
- V.G. 電圧利得 (倍)

であるから、インダクタンスが一定の場合は、周波数が増すにつれ、リアクタンスは大きくなり、従って増幅度も大きくなる。

しかし、低い周波数ではリアクタンスは小さいので、増幅度は低下する。抵抗結合の場合は、低い周波数で増幅度が低下するのは結合コンデンサーによるのであったが、低周波チョーク・コイル結合では、結合コンデンサーによる増幅度の低下と、低周波チョーク・コイル自身のリアクタンスが小さいため、増幅度が低下するのと、両方が重なり合い、一層低下する。



(a) 低周波チョーク・コイル結合



(b)  $\frac{X_l}{R_p}$  と  $\frac{A}{\mu}$  との関係

図 9.5

高い周波数では、低周波チョーク・コイルの分布キャパシティーが、抵抗結合におけるキャパシティーに加わるので、これまた一層低下する。場合によると、インダクタンスとキャパシティーとが共振を生じ、その周波数だけ増幅度が大きくなり、それより高い周波数は急激に低下することがある。従って、周波数特性としては低周波チョーク・コイル結合は抵抗結合におよばない。

利点とするところは、増幅真空管のプレート電圧が低周波チョーク・コイルによって低下することが少ないことである。低周波チョーク・コイルはリアクタンスは大きい、直流抵抗は小さいので、直流による電圧降下は抵抗結合に比べてはるかに少ない。この結合方法で増幅度を大きくするには、 $\frac{X_L}{R_p}$  を大きくすることである。3極真空管では、プレート抵抗  $R_p$  が小さい ( $9,500\Omega$  くらいである) から、 $X_L$  は比較的大きくできる。多極真空管では、プレート抵抗  $R_p$  が大きい ( $1\sim 3M\Omega$  である) ので、特に低い周波数で  $X_L$  を大きくし、周波数特性を良好にさせるのは困難である。このため、この結合法は、3極真空管では用いられることがあるが、多極真空管では用いられない。

3極真空管を用いる場合、 $\frac{X_L}{R_p}$  の比が2で、 $\frac{A}{\mu}$  は0.9であり、 $\frac{X_L}{R_p}$  が3で、 $\frac{A}{\mu}$  は0.95である。従って抵抗結合に比べて、 $\frac{X_L}{R_p}$  が大きくなると割合に、 $\frac{A}{\mu}$  は1に近づく。 $\frac{X_L}{R_p}$  が7ならば、 $\frac{A}{\mu}$  は1と見なしでもよい。

$\frac{A}{\mu}$  を1に見なし得る場合の増幅度は

$$A \approx \mu \quad (9.6)$$

となり、増幅度は真空管の増幅率にほぼ等しくなる。これが低周波チョーク・コイル結合の増幅度の最大値である。抵抗結合の場合も、負荷抵抗  $R_L$  が非常に大きい場合は、同様に最大値といえるはずであるが、電源の関係上実現困難である。大体つぎの値、すなわち

$$A \approx 0.9\mu \quad (9.7)$$

が、抵抗結合の場合の最大値である。

なお低周波チョーク・コイル結合における結合コンデンサー  $C_c$  とグリッド結合抵抗  $R_g$  については、抵抗結合の場合と同様である。

#### 4 低周波トランス結合

図9.6のように、増幅真空管  $V_1$  のプレート回路に、低周波トランス (Low frequency transformer 低周波変成器) の1次側 (P, B側) を接続し、その2次側 (G, F側) を次段増幅真空管のグリッドとカソードとの間に接続したのが低周波トランス結合 (Low frequency transformer coupling) である。この場合は、結合コンデンサー  $C_c$ 、グリッド結合抵抗  $R_g$  を必要としない。

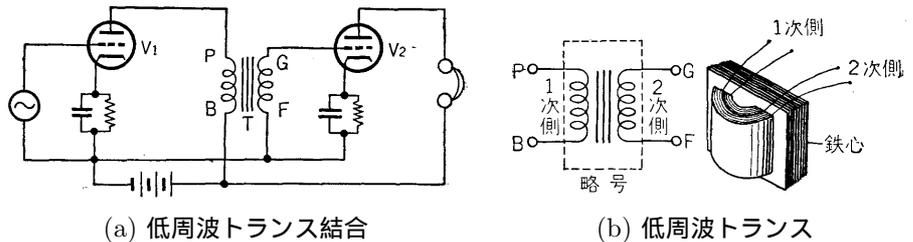


図 9.6

これに用いられる低周波トランスは、(b) 図のように、鉄心に二組のコイルを巻いたものである。

真空管  $V_1$  のプレート回路に生じた低周波電流が、低周波トランス  $T$  の1次コイルを流れると磁束を生じ、その磁束が、2次コイルと鎖交するので、低周波電圧が誘起され、これが増幅管  $V_2$  のグリッドとカソードとの間に加わり、増幅されるのである。この場合、低周波トランスの1次側の電圧に、ほぼ1次、2次の巻き回比を乗じたものが、2次側低周波電圧として誘起される。

いま、低周波トランスの1次側リアクタンスを  $X_p$ 、1次、2次の巻き回比を  $n$  とし、増幅真空管のプレート抵抗を  $R_p$ 、増幅率を  $\mu$  とすれば、増幅度  $A$  は

$$A = \frac{\mu n X_p}{\sqrt{R_p^2 + X_p^2}} \quad (9.8)$$

$$\text{また } \frac{A}{\mu} = \frac{n}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_p}{X_p}\right)^2}} \quad (9.9)$$

となる。

(9.9) 式と (9.5) 式とを比べてみると、 $X_L$  の代りに  $X_p$  が用いられ、それに巻き回比  $n$  を乗じたものである。従って、増幅度の計算は図9.5を利用して求められる。

いま,  $\frac{X_p}{R_p}$  が 3,  $\mu$  が 10,  $n = 2$  ならば, 増幅度  $A$  は  $\frac{X_p}{R_p} = 3$  であるので,  $\frac{A}{\mu} = 0.95$  となり

$$A = 0.95 \times 10 \times 2 = 19$$

となる。

低周波トランス結合は, 低周波チョーク・コイル結合と同様, 1次コイルのリアクタンスが大きいほど, また巻き回比の大きいほど増幅度は大きくなる。  $X_p = X_L$  であるならば, 低周波トランス結合は, 低周波チョーク・コイルより  $n$  倍だけ増幅度が大きくなる。  $\frac{X_p}{R_p}$  の比が, 10倍(7倍でもほとんど1である)以上の場合には

$$A = \mu n \quad (9.10)$$

と見ることができる。

周波数特性について考えて見よう。外形の等しい低周波トランスと, 低周波チョーク・コイルとを比べると, 低周波チョーク・コイルは, コイルが1個だけあるのに対して, 低周波トランスは, 1次, 2次コイルを有するから, 2個のコイルとなる。かつ2次コイルは1次コイルの  $n$  倍だけ巻かれているので, 1次コイルの巻き数は低周波チョーク・コイルに対して  $(n+1)$  分の1しかないことになる。インダクタンスは, 巻き回数の2乗に比例するから, 低周波トランスの1次コイルのインダクタンスは, 低周波チョーク・コイルの  $(n+1)^2$  分の1となり, 大変小さいものとなる。このため, 低い周波数での増幅度は, 低周波チョーク・コイルに比べて一層低下する。高い周波数は, 低周波チョーク・コイル同様, コイルの分布キャパシター, 配線, 真空管の入力キャパシター等のための低下と, さらに1次および2次の漏洩インピーダンスが働くので, 一層低下する。従って, 低周波チョーク・コイル結合より周波数特性は悪くなる。これをよくするためには, 低周波チョーク・コイルより良質の鉄心を用いて, インダクタンスを増加するか, または分割巻きにして, 極力漏洩インピーダンスを少なくすることが考えられる。

良質の鉄心を用いた低周波トランスでは, 実用範囲の周波数については, 特性も相当良好にできる。

以上三つの結合方法を比較すると, 3極真空管を用いた場合は, 増幅度は低周波トランス結合が一番大きく, つぎに低周波チョーク・コイル結合, それから抵抗結合となる。周波数特性は, これと反対に抵抗結合が一番よく, 低周波トランス結合が一番悪い。多極真空管の場合は, 抵抗結合専用といってもよいくらいに, 周波数特性の良好なこと, 多極真空管自体の増幅率が大きいこと, 比較的増幅度が大きいこと等により, 一般に普及して用いられる。低周波チョーク・コイル結合, および低周波トランス結合は, 周波数特性が悪いことおよび特に低い周波数での増幅度が小さいため用いられない。図9.7は, 3極真空管を用いた場合の, これら3結合法の比較の一例を示したものである。

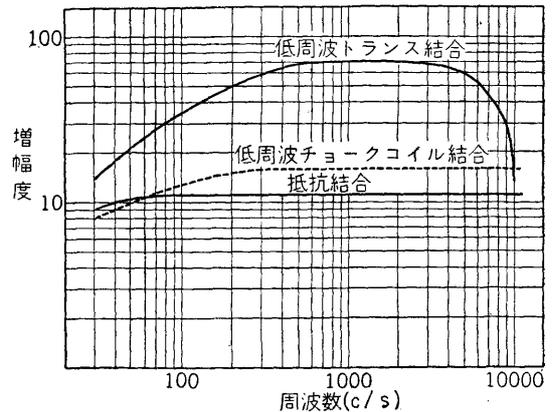


図 9.7 3 極管を用いた低周波増幅度の比較

## 5 A 級電力増幅

スピーカーを動作させるには, 電力が必要である。電圧ばかり高くても何にもならない。このためには, 真空管のプレート回路には, 相当の量の電流が流れるものでなくてはならない。

$$\text{電力} = \text{電圧} \times \text{電流}$$

真空管のプレート回路で, 相当電力の消費に耐えるように製作したのが, 電力増幅真空管である。

電力増幅では, 真空管のグリッド・バイアス電圧によって A 級, AB<sub>1</sub> 級, AB<sub>2</sub> 級, B 級に分かれる。A 級以外は, プッシュプル接続(Push-pull connection 対称接続)で用いられる。

増幅器では, 歪<sup>ひず</sup>みが問題となる。歪みにも種類ある。振幅歪み(Amplitude distortion), 周波歪み(Frequency distortion), 位相歪み(Phase distortion) 等である。周波歪みについては, 段間増幅の周波数特性で述べたように, 各周波数に対して増幅度が同じでないことである。

位相歪みは、テレビジョンには重大であるが、ラジオで通常の回路で起こる程度のは、わたしたちの耳ではほとんど感じない場合が多いので、問題としないことが多い。

真空管増幅で、真空管のグリッド電圧 ( $E_g$ ) 対プレート電流 ( $I_p$ ) 特性の直線部分を用い、グリッド電流が流れない限り、グリッド入力電圧の波形と、プレート出力電圧の波形とは同じで歪まない。

しかし、真空管の動作範囲が、 $E_g-I_p$  特性の直線部分を越えたり、グリッド電圧が正になるまでグリッド入力電圧を加えると、歪みを生じる。このように、入力に加えた電圧の変化が出力側に同じように現われないことを振幅歪みがあるという。振幅歪みがあると、図 9.8 のように、入力と出力の波形が違うので、波形歪み(Harmonic distortion)ともいう。またこれは、入力と出力の特性が直線的でない場合にも生じるので、非直線歪み(Non-linear distortion)ともいわれる。

一般に、真空管の出力を大きくするため、グリッド入力電圧を増していくと、次第に真空管の非直線性の所にまで動作範囲が入って、歪みを生じるようになる。この歪みによって生じた高調波の大きさが、基本波<sup>52</sup>の 5% 以内ならば実用上歪みが沢山あるとは感じないので、5% まで歪みを許した場合の真空管の出し得る最大出力を、無歪最大出力<sup>53</sup>といい、基本波に対する高調波の割合を歪み率 [ Klirr faktor クリル・ファクタ(独), Distortion factor(英) ] という。

無歪最大出力は

1. 真空管自身の特性 .
2. 真空管に与えるプレート電圧 .
3. グリッドバイアス電圧 .
4. プレート回路の負荷 .

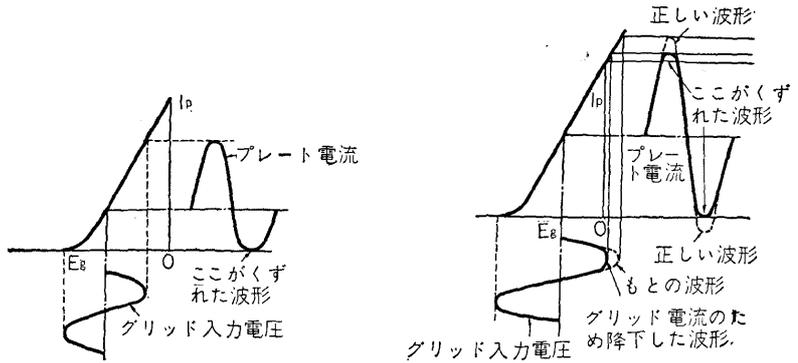
に關係する .

第 9.2 表は、一般に用いられているおもな電力増幅真空管の規格を表示したもので、最大出力を得るに要する、プレート電圧、グリッド・バイアス電圧、負荷抵抗を一覧表にしたものである。しかし実際には、このプレート電圧の通りに用いるとは限らないので、プレート電圧が相違した場合に、プレート電流、電力等はどうか変わるかを簡単に算出できるようにしたのが、図 9.9 である。

同図は、R.C.A. の真空管について記されたものであるが、わが国の真空管についてもだいたい当てはまる。

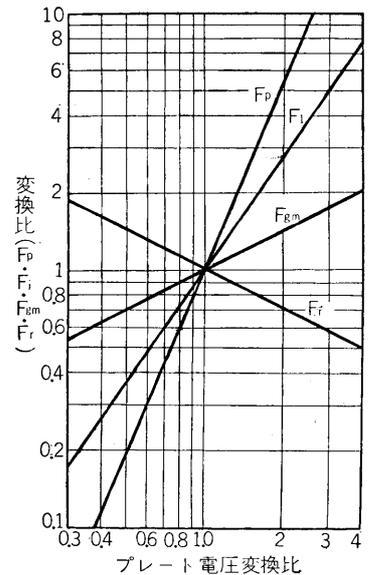
例えば、真空管 42 をプレート電圧 285V で動作させた場合は、第 9.2 表から

$$\begin{aligned} \text{グリッド・バイアス電圧} &= -20\text{V} \\ \text{出力} &= 4.8\text{W} \\ \text{プレート電流} &= 40\text{mA} \end{aligned}$$



(a) グリッド・バイアス電圧の動作点の悪いために生じる波形歪み (b) グリッド入力電圧が大きすぎるために生じる波形歪み

図 9.8 波形歪み



$F_p$  = 出力比  
 $F_i$  = プレート電流およびスクリーングリッド電流比  
 $F_{g_m}$  = 相互コンダクタンス  
 $F_r$  = 負荷抵抗およびプレート抵抗比

図 9.9 プレート電圧が相違した場合のプレート電流、出力等の変化

<sup>52</sup> 任意の波形の交流は、多数の規則正しい波 (サイン波 Sine wave) に分析することができる。この場合分析された波の中、周波数の一番低いのを基本波といい、その倍数にあたる波を高調波という。音波の場合で、基本波をある増幅回路に入れて、基本波そのものが出た場合は、音波は歪んでいない。出力に高調波を含むと歪むのである。

<sup>53</sup> 無歪最大出力は歪み率 5% の点の出力とは限らないので、場合によると 10%, 5%, 2% および 1% 等の任意の歪み率の点をとることがある。

である．これを 200V で動作させると，プレート電圧変換比は

$$\frac{200}{285} \approx 0.7$$

従って

$$\text{グリッド・バイアス電圧} = -20 \times 0.7 = -14\text{V}$$

また図 9.9 のプレート電圧変換比 0.7 の点からつぎのようになる

$$\begin{aligned} \text{出力} &= 4.8 \times 0.43 = 2.08\text{W} \\ \text{プレート電流} &= 40 \times 0.6 = 24\text{mA} \end{aligned}$$

図 9.10 は，3 極真空管の負荷抵抗と，高調波および出力の関係を表わしたもので，出力を最大とする負荷抵抗  $R_1$  はプレート抵抗  $R_p$  の 2 倍である．

$$R_e = 2R_p \quad (9.11)$$

これから考えると，3 極真空管では，負荷抵抗はプレート抵抗より相当大き目にした方がよいことがわかる．すなわち図 9.10 のように，負荷抵抗を大きくするための出力の低下は，さほどでもなく，歪みの原因である高調波が減少してつごうがよい．

図 9.11 は，5 極真空管の負荷抵抗と，高調波および出力の関係を表わした図表で，3 極真空管の場合とは趣を異にする．第 2 高調波<sup>54</sup>は負荷抵抗 7,000 $\Omega$  の付近で一度最小となり，この後は負荷抵抗の増加するにつれて増す．第 3 高調波は大体負荷抵抗の増加につれて増加する．従って，歪みの合成値は負荷抵抗 7,000 $\Omega$  の付近で最小となり，それより負荷抵抗は大きくても小さくても増加する．また 7,000 $\Omega$  の場合の歪みは，5% くらいで真空管に許された最大の歪み率である．このため，5 極真空管では出力からいえば，まだ最大値に達しない点ではあるが，歪みの方から制限を受けて，この点が無歪最大出力の点となる．7,000 $\Omega$  は，プレート抵抗 (約 60k $\Omega$ ) の  $\frac{1}{9}$  に相当する．5 極真空管では，無歪最大出力を得るための負荷抵抗 ( $R_1$ ) は

$$R_l = \left( \frac{1}{7} \sim \frac{1}{9} \right) R_p \quad (9.12)$$

に選ばれる．

負荷がスピーカーであると，負荷抵抗は抵抗のみでなく，リアクタンス負荷となり，周波数により，そのリアクタンスが違ふ．いまかりにリアクタンス負荷のみで 1,000 $c/s$  で，7,000 $\Omega$  になるように最適状態に負荷を選んでも，4,000 $c/s$  では 28,000 $\Omega$ ，逆に 100 $c/s$  では 700 $\Omega$  となって，負荷抵抗が異なり歪みが多くなる．1,000 $c/s$  で最適状態にして置くと，1,000 $c/s$  より高い周波数では，図 9.11 のように，出力は増加するが，歪みも大となる．低い周波数では出力は急に減少し，かつ第 2 高調波が現われるので，歪みが大きくなる．すなわち，音声電流を増幅する場合に，低音部に比較して高音部の出力が過大で，両方とも歪みを生じる．これが 5 極真空管を電力増幅に用いた場合の欠点である．

しかし，5 極真空管は 3 極真空管に比べて，増幅率 (あるいは相互コンダクタンス) が大きく，従って，小さいグリッド入力で充分動作するので，前の段の低周波増幅の数を減らすこともできる利点がある．

## 6 並列およびプッシュプル接続

劇場または学校等で，多人数に聴取させようとするとき，いきおい大きなスピーカーまたは多数のスピーカーを動作させなくてはならない．このためにはそれに応じた大きな電力増幅真空管を用いればよいのだが，大きな電力増幅真空管は，

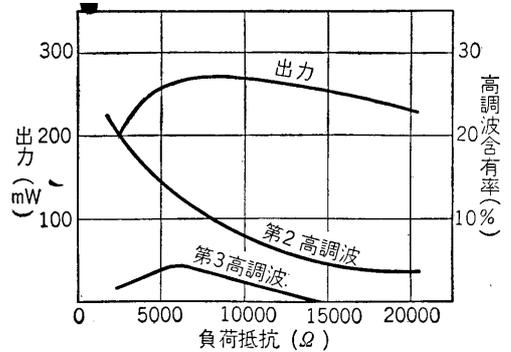


図 9.10 3 極真空管の負荷抵抗と高調波の関係

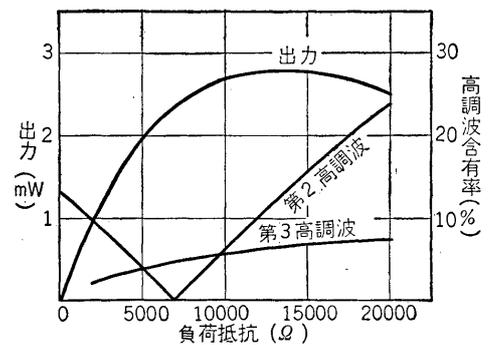


図 9.11 5 極真空管の負荷抵抗と高調波および出力の関係

<sup>54</sup> 高調波の中で基本波の 2 倍の周波数のものを第 2 高調波，3 倍のものを第 3 高調波という．

表 9.2 ふうう用いられる電力増幅管一覧表 (1)

型名	35C5				50C5			
	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>
動作(級)	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>
シングル(S)プッシュ(P)の別	S	P	S	P	S	P	S	P
接続			3極管	3極管			3極管	3極管
ヒーター電力(W)	5.25	5.25	5.25	5.25	7.5	7.5	7.5	7.5
プレート電圧(V)	100	100	100	100	100	100	100	100
スクリーングリッド電圧(V)	100	100			100	100		
グリッドバイアス電圧(V)	-6.8	-9	-7.5	-11.5	-6.8	-9	-7.5	-11.5
零信号プレート電流(mA)	35	24×2	34	14×2	43	26×2	40	15×2
最大信号プレート電流(mA)	36	31×2	35	17×2	44	35×2	41	20×2
零信号スクリーングリッド電流(mA)	2.5	2×2			3.5	2.5×2		
最大信号スクリーングリッド電流(mA)	6	10×2			7.5	11×2		
信号入力電圧(r.m.s)(V)	4.8	6.4	5.3	8.1	4.8	6.4	5.3	8.1
負荷抵抗(KΩ)	2.5	3	1	3	2.5	3	1	3
出力(W)	1.2	2.5	0.3	0.7	1.5	3.3	0.4	1
歪み率(%)	10	4	0.7	2	9	4	4	2
型名	30A5				6AR5			
	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>
動作(級)	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>
シングル(S)プッシュ(P)の別	S	P	S	P	S	P	S	P
接続			3極管	3極管			3極管	3極管
ヒーター電力(W)	4.5	4.5	4.5	4.5	2.52	2.52	2.52	2.52
プレート電圧(V)	100	100	100	100	250	250	250	250
スクリーングリッド電圧(V)	100	100			250	250		
グリッドバイアス電圧(V)	-6.7	-9	-8	-11.5	-18	-25	-22.5	-27.5
零信号プレート電流(mA)	43	23×2	35	14×2				
最大信号プレート電流(mA)	43	42×2	36	19×2				
零信号スクリーングリッド電流(mA)	3	2×						
最大信号スクリーングリッド電流(mA)	11	12×2						
信号入力電圧(r.m.s)(V)	43	6.4	5.6	8.1	12.7	17.7	15.9	19.4
負荷抵抗(KΩ)	2.4	3	1.5	4	7.6	11	4	9
出力(W)	1.9	4.3	0.5	1.2	3.4	7.5	0.9	2.3
歪み率(%)	10	4	5	2	11	5	6	3

型名	6AQ5				42				
動作(級)	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	
シングル(S)プッシュ(P)の別	S	P	S	P	S	P	S	P	
接続			3極管	3極管			3極管	3極管	
ヒーター電力(W)	2.84	2.84	2.84	2.84	4.41	4.41	4.41	4.41	
プレート電圧(V)	250	250	250	250	285	305	250	350	
スクリーングリッド電圧(V)	250	250			285	285			
グリッドバイアス電圧(V)	-12.5	-15	-17.5	-22.5	-20	-24	-20	-40	
零信号プレート電流(mA)	45	35 × 2	31	16 × 2	38	31 × 2	31	17 × 2	
最大信号プレート電流(mA)	47	39.5 × 2	34	22.5 × 2	40	40 × 2	34	26 × 2	
零信号スクリーングリッド電流(mA)	4.5	2.5 × 2			7	6 × 2			
最大信号スクリーングリッド電流(mA)	7	6.5 × 2			13	9.8 × 2			
信号入力電圧(r.m.s)(V)	8.8	10.6	12.4	15.9	14.1	17	14.1	28.2	
負荷抵抗(KΩ)	5	10	3	7	7	10	4	9	
出力(W)	4.5	10	1.1	3.1	4.8	11	0.9	5.4	
歪み率(%)	8	5	9	4	9	4	6.5	4	

型名	6V6				6BQ5				
動作(級)	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	A	AB <sub>1</sub>	B	A	AB <sub>1</sub>
シングル(S)プッシュ(P)の別	S	P	S	P	S	P	P	S	P
接続			3極管	3極管				3極管	3極管
ヒーター電力(W)	2.84	2.84	2.84	2.84	4.79	4.79	4.79	4.79	4.79
プレート電圧(V)	315	285	285	285	250	300	300	250	300
スクリーングリッド電圧(V)	225	255			250	300	300		
グリッドバイアス電圧(V)	-13	-19	-20	-25	-7.3	130Ω	-14.7	270Ω	270Ω
零信号プレート電流(mA)	34	35 × 2	36	20 × 2	48	36 × 2	7.5 × 2	34	24 × 2
最大信号プレート電流(mA)	35	46 × 2	39	27 × 2	49.2	46 × 2	46 × 2	36	26 × 2
零信号スクリーングリッド電流(mA)	2.2	2 × 2			5.5	4 × 2	0.8 × 2		
最大信号スクリーングリッド電流(mA)	6	6.9 × 2			11.6	11 × 2	11 × 2	.	
信号入力電圧(r.m.s)(V)	9.2	13.4	14.1	17.7	4.7	10	10	6.7	10
負荷抵抗(KΩ)	8.5	8	3	7	5.2	8	8	3.5	10
出力(W)	5.5	14	1.5	4.2	6.0	17	17	2	5.2
歪み率(%)	12	3.5	8.5	4	12	4	4	9	2.5

一体にプレート電圧が高く、従って受信機の部分品がそれに依じて大きくなって来るので、はなはだ困る。大きな電力増幅真空管を1個用いる代りに、2個または2個以上の比較的小さな電力増幅真空管を用いて、同様の目的を達することができる。この場合に用いられる接続が、並列およびプッシュプル接続である。

図9.12は、並列接続(Parallel connection パラレル接続)を示すもので、数個の真空管をプレートはプレート同士、グリッドはグリッド同士、カソードはカソード同士にそれぞれ並列に接続し、全体として1個の真空管のように動作させたものである。これに用いる真空管は、特性の相似のものをいないと、出力の分布が不均一となり、所要の出力を得られないばかりでなく歪みも生じる。また余分に出力を分担した真空管の寿命が、短くなることがある。

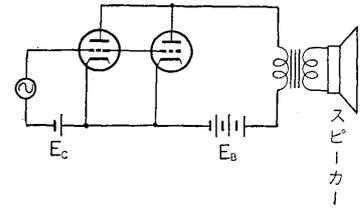


図 9.12 並列接続

特性が全く相似である  $n$  個の真空管を並列接続すると、出力は  $n$  倍となる。プレート抵抗は  $n$  個並列のため  $\frac{1}{n}$  となり、最適負荷抵抗も  $\frac{1}{n}$  となる。相互コンダクタンスは  $n$  倍になるが、増幅率は1個の場合と同じである。

図9.13はプッシュプル接続である。すなわち2個の真空管を互に対称に動作するように接続した方法である。この場合同一の特性の真空管を用いなくてはならないことは、並列接続の場合と同様である。

$T_1$  は入力トランス(Input transformer インput・トランスフォーマー)、 $T_2$  は出力トランス(Output transformer アウトput・トランスフォーマー)といわれる。 $T_1$  の2次巻き線は、中性点から口出線  $N$  がある。 $T_2$  の1次巻き線は、中性点から口出線  $N'$  がある。

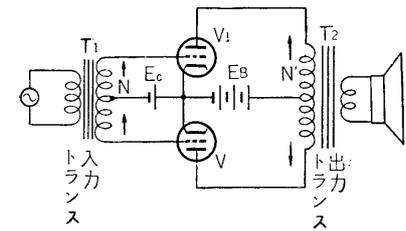


図 9.13 プッシュプル接続

入力トランス  $T_1$  の1次側に低周波電圧が加わると、2次側には矢印の方向に電圧が誘起される。ちょうど  $N$  点から見れば、真空管  $V_1$  のグリッドに正方向の音声電圧が加わると真空管  $V_2$  には反対方向(負方向)の音声電圧が加わることになる。これを位相からいえば、位相が  $180$  度ずれている(この場合、ちょうど反対方向になる)ことを意味する。従って、プレート電流は、真空管  $V_1$  は減少するように、真空管  $V_2$  は増加するように働く。

おのおののプレート電流は、出力トランスの1次側を反対方向に流れ、交流に対しては同位相となって働くので、出力トランスの2次側は、この合成値が得られスピーカーを動作させることができる。

これを、図9.14の特性曲線についていえば、Iは  $V_1$  の特性曲線、IIは  $V_2$  の特性曲線である。いま  $e_g$  のグリッド入力電圧が加わったとすれば、Iによって  $i_{p1}$  のプレート電流が流れIIによって  $i_{p2}$  のプレート電流が流れる。出力トランスでこれを合成するので  $I_p$  という低周波電流が得られる。これは、I、IIの特性曲線を合成したIIIの特性曲線に、グリッド入力電圧が加わったものと同様である。

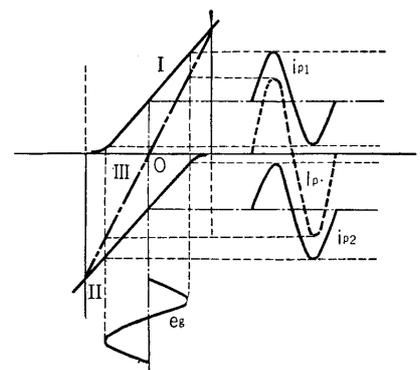


図 9.14 プッシュプル接続の動作特性曲線

このように、プッシュプル接続にすると、1個の真空管を用いる場合より、特性曲線のうち直線部分が長くなり、動作範囲が広がって、大きなグリッド入力電圧に対しても、歪まなく大きな出力を出すことができる。また第2高調波は出力トランスの1次側で互に打ち消すように作用するので、2次側には現れない。同様に出力トランスの1次側を、直流が流れるために生じる悪い現象も、直流による磁束が互に打ち消しあっているので現れない。

プッシュプル接続では、2個の真空管は、交流に対しては図9.13でもわかるように、直列に接続したように働くので、プレート抵抗は1個の場合の2倍、最適負荷抵抗も1個の場合の2倍となる。

プッシュプル接続にする場合、A級増幅ではグリッド電流は流れないので、入力トランスを用いるとは限らない。ただ注意しなければならないことは、各真空管に加えるグリッド入力電圧は位相を  $180^\circ$  違わせなくてはならないことである。図9.15, 9.16, 9.17, 9.18に、これらの諸例を示した。

増幅真空管のグリッド入力電圧とプレート負荷抵抗の端子に生じる交流電圧とは、一方が増す場合に他方が減るように動作するので、位相が  $180^\circ$  違っている。特に、位相を変換するために用いた真空管を、位相変換真空管といい、その増幅度は1とする。

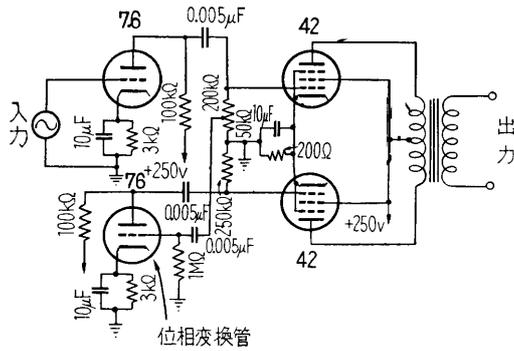


図 9.15 位相変換管を用いたプッシュプル

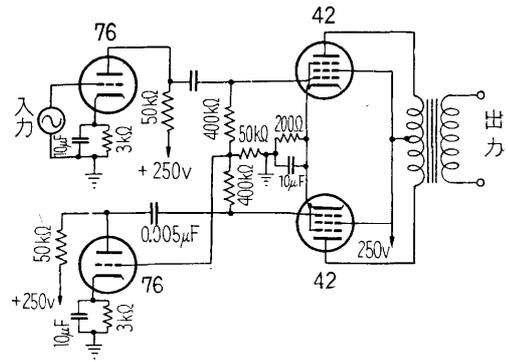


図 9.16 位相変換管を用いた自動平衡型プッシュプル

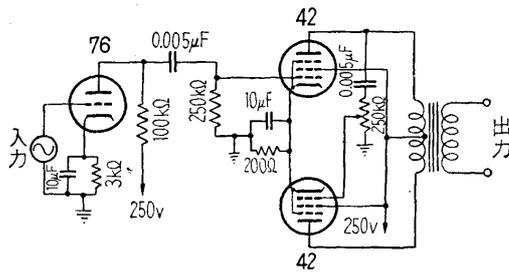


図 9.17 電力管を位相変換管に兼用したプッシュプル

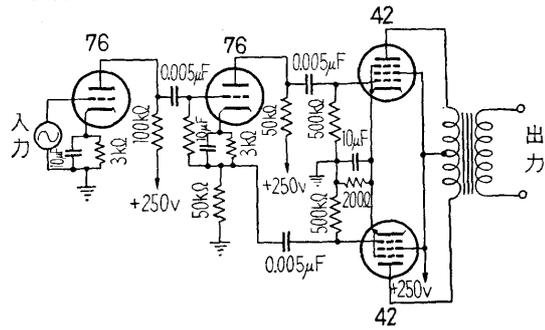


図 9.18 カソード回路を用いたプッシュプル

図 9.15 は、位相変換管を用いた例であって、42 電力増幅真空管のグリッドより位相変換管を用いて、180° 位相を変換して、他方の 42 のグリッドに加えている。

図 9.16 は、位相変換管を 42 で兼用した例で、42 のプレート交流電圧が、そのグリッド電圧より位相が、180° 違うという点を利用してある。ただプレート交流電圧は増幅されているので、グリッド入力電圧を同じくするため、抵抗でその値を減じている。

図 9.17 は、図 9.15 と似ているが、位相変換管のグリッドへの入力回路が違う。入力電圧は 50kΩ の両端にできる交流電圧を用いている。この方法はセルフ・バランシング(Self balancing) と呼ばれている。

図 9.18 は、76 のプレートおよびカソード回路から位相 180° の交流入力電圧を得ている。

### 7 B 級プッシュプル接続

B 級増幅は、グリッド・バイアス電圧を大きくして、グリッドに入力電圧が加わらない場合は、プレート電流がほとんど流れないようにする。入力電圧のあった場合だけプレート電流が流れるから、真空管の消費電力も小さく、小型のもので大きな出力が出せる。

電力増幅を行なう場合、単球または並列接続では、歪みの関係上、A 級増幅が用いられる。しかしプッシュプル接続にすると、最も問題となる第 2 高調波 (正しくは偶数高調波) による歪みが出カトランスの 2 次側には現われないので、AB 級、B 級の増幅が可能となる。

B 級では、ちょうどグリッド入力電圧の正負の変化を、おのおのの増幅真空管で分担して、一方は正、他方は負を増幅し、出力トランスで合戒することになる。

普通の増幅回路で、グリッド・バイアス電圧は図 9.19 に示すように、プレート電流を利用し、カソードとアースとの間に抵抗を入れて、その電圧降下を利用しているのので、プレート電流に変動があると、グリッド・バイアス電圧もそれに応じて変化し、一定値が得られない。

B 級増幅では、プレート電流は相当広い範囲で変動するので、グリッド・バイアス電圧はプレート電流を利用することは困難である。このため、グリッド・バイアス電圧を要しない。換言すれば、グリッド・バイアス電圧零の点でほとんどプレート電流の流れない真空管が必要である。この要望に応

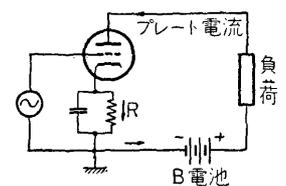


図 9.19



B 級プッシュプル増幅回路のプレート電源としては、電圧変動率の少ない水銀蒸気入りの整流真空管が用いられ、平滑チョーク・コイル等も直流抵抗の小さいものが用いられる。

グリッド・バイアス電圧を A 級および B 級の中間に相当する電圧に置いたのが AB 級で、AB 級はさらに AB<sub>1</sub> 級、AB<sub>2</sub> 級に分かれる。AB<sub>1</sub> 級は、A 級よりもグリッド・バイアス電圧を大きくするが、グリッド電流が入力電圧により流れない状態で用いる。AB<sub>2</sub> 級は、さらにグリッド・バイアス電圧を大きくするが、B 級プレート電流がほとんど流れない点まではもっていかない。しかし、入力電圧が大きくなると、多少、グリッド電流が流れる状態で動作させる。

同一の真空管でも、その使用状態によっては種々に動作するので、これらの用い方は真空管業者から発表された規格に従うのが便利である。第 9.3 表は、42(6F6) について、その規格を表わしたものである。

### 8 トランジスタのパラメーター

第 5 章でトランジスタの初歩的なことを述べておいた。本章ではトランジスタの低周波増幅についてだけ述べ、高周波増幅等については後章で述べることにする。

トランジスタを実際回路に用いた場合の理解し難い点は、トランジスタの定数が、測定の便宜のためにベース接地(Grounded Base)で測られることが多く、一方実際に増幅器として使用する場合はエミッター接地(Grounded Emitter)で用いられることが多い。従ってこの両者を換算しなくてはならないという面倒が起きる。

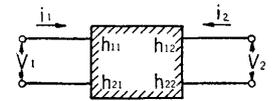


図 9.21 h パラメーター

トランジスタの定数は通常 h パラメーター(Hybrid Parameter 混成変数)で表わされている。図 9.21 において内(これを黒い箱<sup>55</sup>と呼ぶことがある)はトランジスタを示し、 $v_1, i_1$  は小さい入力電圧・電流を、また  $v_2, i_2$  は出力電圧、電流を示し、そして電圧、電流の方向は矢印で示すものとすれば、つぎの式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}i_2 \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}v_2 \end{aligned} \right\} \quad (9.13)$$

この場合

$$\begin{aligned} h_{11} &= \text{出力側短絡した場合の入力インピーダンス} = \frac{v_1}{i_1} \\ h_{12} &= \text{入力側開放した場合の反電圧比} = \frac{v_1}{v_2} \\ h_{21} &= \text{出力側短絡した場合の電流利得} = \frac{i_2}{i_1} \\ h_{22} &= \text{入力側開放した場合の出力アドミッタンス}^1 = \frac{i_2}{v_2} \end{aligned}$$

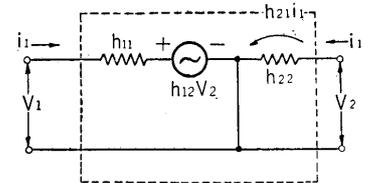


図 9.22 トランジスタの等価回路

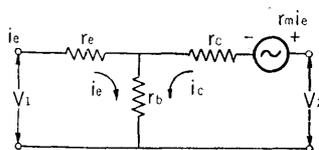
(9.13) 式はベース接地、エミッター接地のどちらでも成り立つ。その等価回路は図 9.22 の通りである。同図で点線がかこんだ所がトランジスタに相当する。

トランジスタの h パラメーターは、ベース接地で測られる場合が多い。いま一例として、ベース接地の場合は (b) という接尾語を付けて表わし、この場合その値<sup>56</sup>がそれぞれ、

<sup>55</sup> 黒い箱を数量的に表わすには h パラメーターだけに限らない。これは数学上マトリックスであるから、Z パラメーター、Y パラメーター、F パラメーター等でも表わせる。あまり種々なパラメーターで表わすと混乱するので、本書では主として h パラメーターとした。

<sup>1</sup> アドミッタンス (Admittance) はインピーダンスの逆数である。

<sup>56</sup>



$h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$  のパラメーターは本来復素数であるが、ここでは低い周波数の場合だけを考え、リアクタンス分を無視して抵抗分だけ採用している。なお h パラメーターをベース抵抗 ( $r_b$ )、エミッター抵抗 ( $r_e$ )、コレクター抵抗 ( $r_c$ ) で表わせば、

$$\begin{aligned} h_{11b} &\cong r_e + r_b(1 - 2\alpha) \\ h_{12b} &\cong \frac{r_b}{r_c} \\ h_{21b} &\cong -2\alpha \\ h_{22b} &\cong \frac{1}{r_c} \end{aligned}$$

となる。参考のため、この等価回路を示せば、右図のようになる。この場合  $r_m \cong 2r_c$ 、 $i_e$  = エミッター電流、 $i_c$  = コレクター電流。

$$\begin{aligned}h_{11b} &= 30\Omega \\h_{12b} &= 0.4 \times 10^{-3} \\h_{21b} &= -0.980 \\h_{22b} &= 0.3 \times 10^{-6}\text{V}\end{aligned}$$

であったとすれば，エミッター接地の場合は，それぞれ接尾語 (e) を付けて，

$$\left. \begin{aligned}h_{11e} &\doteq \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}} \\h_{12e} &\doteq \frac{h_{11b}h_{22b} - h_{12b}h_{21b} - h_{12b}}{1 + h_{21b}} \\h_{21e} &\doteq \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}} \\h_{22e} &\doteq \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}\end{aligned} \right\} \quad (9.14)$$

で示される．(9.14) 式を見れば， $h_{12e}$  項を除いては，みなベース接地の値を  $1 + h_{21b}$  で割った数値となる．上述の例を換算すると，

$$\begin{aligned}h_{11e} &= \frac{30}{1 - 0.98} = 1,500\Omega \\h_{12e} &= \frac{30 \times 0.3 \times 10^{-6} + 0.4 \times 10^{-3} \times 0.98 - 0.4 \times 10^{-3}}{1 - 0.98} = 0.5 \times 10^{-4} \\h_{21e} &= \frac{-0.98}{1 - 0.98} = -49 \\h_{22e} &= \frac{0.3 \times 10^{-5}}{1 - 0.98} = 1.5 \times 10^{-5}\text{V}\end{aligned}$$

となる．

## 9 トランジスタ低周波増幅器の利得

本節も入力信号は小信号であるとする．換言すれば，増幅器は非直線でないとする．トランジスタを増幅器として用いる場合には，入力電源と出力負荷抵抗 ( $R_l$ ) が必要となる．図 9.23 に示す通り，入力電圧  $E$  ボルト，内部抵抗  $R_g$  オームを付け，AB 端子より出力側を見た<sup>57</sup>入力インピーダンス ( $R_{in}$ ) および CD 端子から入力側を見た出力インピーダンス ( $R_o$ ) はそれぞれ

$$\left. \begin{aligned}R_{in} &\doteq \frac{h_{11} + (h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})R_l}{1 + h_{22}R_l} \\R_o &\doteq \frac{h_{11} + R_g}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21} + h_{22}R_g}\end{aligned} \right\} \quad (9.15)$$

(9.15) 式<sup>58</sup>は明らかに負荷抵抗 ( $R_l$ ) および電源内部抵抗 ( $R_g$ ) の項があるので，これらの項の大小によって，入出力インピーダンスは異なる．図 9.24 は負荷抵抗を横軸にとった場合，入力インピーダンスがいかに変化するかを示した曲線である．コレクター接地の場合が一番入力抵抗が大きく，つぎにエミッター接地で，一番入力抵抗が小さいのがベース接地の場合である．

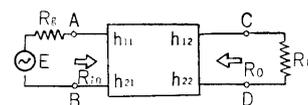


図 9.23 トランジスタの入出力インピーダンス

<sup>57</sup> 低い周波数とすれば，キャパシチーによるリアクタンスは無視できるので，インピーダンスは抵抗分のみ取り扱われる． $R_o$  についても同様である． $R_l$  はつぎの式で選ぶとよい．

$$R_l = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}(h_{11}h_{22} - h_{21}h_{12})}}$$

<sup>58</sup> (9.15) 式の誘導は面倒であり，かつトランジスタ入門書のいずれにも記載されていると考えるので，割愛した〔つぎの (9.16) 式も同様である〕．なお本節はその応用分のみ取扱っているから，このような結果になるということのみ理解していただければ充分である．なお図 9.20 ~ 図 9.26 は R. F. Shea 著 Transistor Circuit Engineering, (pp.48 ~ 49 および pp.75 ~ 78) より借用した．

エミッター接地の場合には数キロオーム程度で、これと同様な真空管接続(カソード接地の場合)を考えると、真空管接続の場合は、入力インピーダンスはほとんど無限大であるので、比較した場合雲泥の差があることに気がつく。すなわち真空管段階増幅器は、入力では電力を消費することが僅少であるので、電

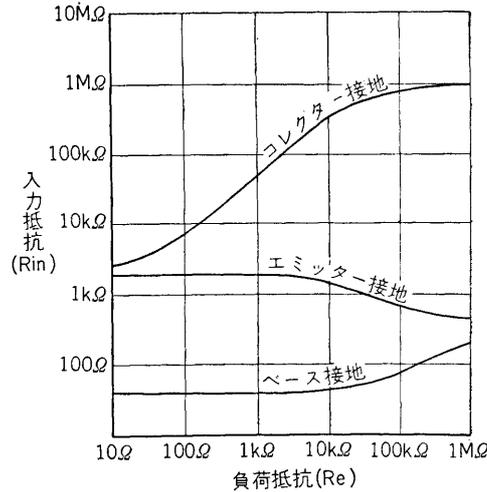


図 9.24 負荷抵抗と入力抵抗との関係

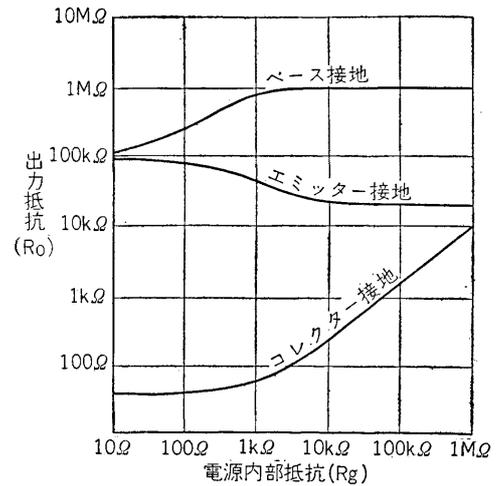


図 9.25 電源内部抵抗 (Rg)

圧増幅器として考えることができるが、トランジスタの場合は入力抵抗が小さいので、ここでも電力を消費する。すなわちトランジスタ増幅器はつねに電力増幅器として考えていかなければならないことがわかる。

図 9.25 は電源内部抵抗対出力抵抗の関係で、出力抵抗はベース接地の場合に一番大きく、つぎにエミッター接地となり、コレクター接地が一番小さい。

トランジスタを用いた場合、電力の利用を最大にしようとするとき、入力抵抗および出力抵抗の値は、それぞれ電源内部抵抗および負荷抵抗の値に等しくなるので、電源内部抵抗および出力抵抗の選定に關与するところが大きい。

図 9.23 の場合の電流利得 ( $A_i$ ) と電力利得 ( $G$ ) はそれぞれ次式の通りとなる。

$$\left. \begin{aligned} |A_i| &= \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_l} \\ G &= |A_i|^2 \frac{R_l}{R_{in}} = \frac{h_{21}^2 R_e}{(1 + h_{22}R_l)[h_{11} + (h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})R_l]} \end{aligned} \right\} \quad (9.16)$$

(9.16) 式を図示すればそれぞれ図 9.26 および図 9.27 の通りとなる。電流利得において、ベース接地はほとんど 1 に近く、エミッターおよびコレクター接続は数 10 の値となる。電力利得はエミッター接地が一番大きく、つぎにコレクター接地となり、ベース接地が負荷の値にもよるが一番小さい。従って電力利得の上からいってもトランジスタ段階増幅器は、エミッター接地で接続される場合が多い。

$h$  パラメーターはコレクター電圧およびエミッター電流によっても変化するので、その一例を図 9.28 および図 9.30 にかかげておいた。図 9.28 において  $h_{21_e}$  すなわち  $\frac{h_{21_b}}{1 + h_{21_b}}$  はエミッター電流にほとんど無関係であるから、 $h_{22_b}$  と  $h_{22_e}$  ( $h_{22_e}$  は  $h_{22_b}$  を  $1 + h_{21_b}$  で割って出た数値であるから特に図示していない) はエミッター電流にほぼ比例して増加し、反対に  $h_{11_b}$  と  $h_{11_e}$  ( $h_{11_e}$  も  $h_{11_b}$  を  $1 + h_{21_b}$  で割って出た数値であるから特に図示していない) はエミッター電流にほぼ反比例して下がる。図 9.30 において  $h_{11_b}$  はほとんど一定であるが  $h_{12_b}$  と  $h_{22_b}$  は複雑な変化をする。トランジスタは温度に弱いという声を聞くが、その場合のパラメーターの変化は 30°C を基準において図 9.29 のように変化する。すなわち  $h_{12_b}$  と  $h_{22_b}$  の変化が特に顕著だしい。

10 トランジスタの終段増幅

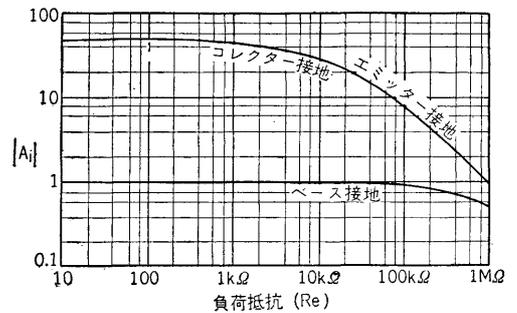


図 9.26 トランジスタの電流利得曲線

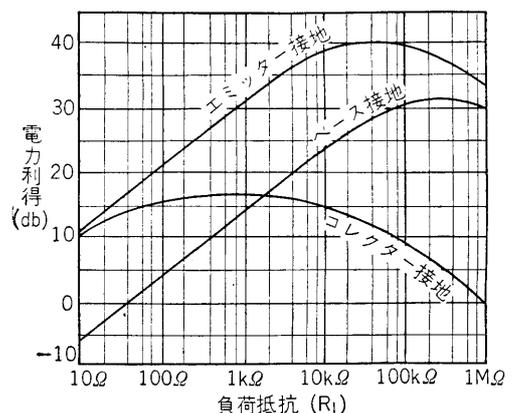


図 9.27 トランジスタの電力利得曲線

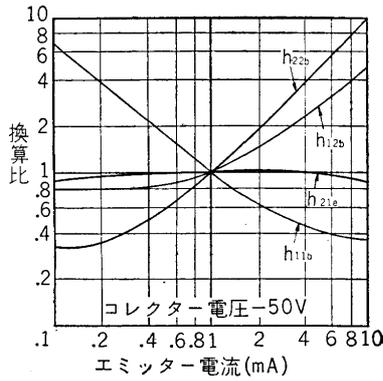


図 9.28 エミッター電流と  $h$  パラメーター

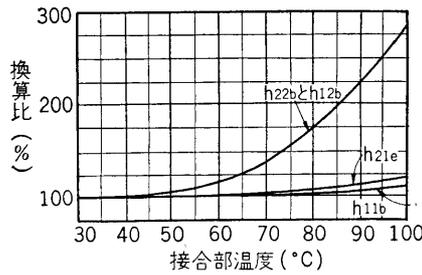


図 9.29 温度と  $h$  パラメーター

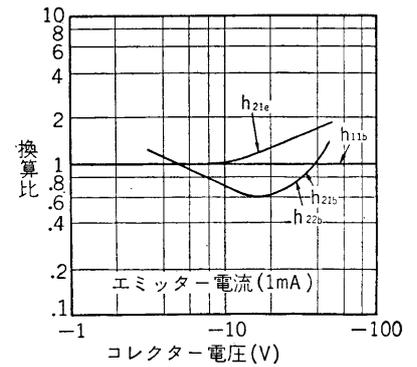


図 9.30 コレクター電圧と  $h$  パラメーター

トランジスタ増幅器の段間増幅の場合は、前節に述べた通りであるが、終段の場合は小電力入力とはいえないので、各種の考慮が必要となる。段間増幅の場合も同様であるがトランジスタには最大定格というものがある、最大定格を越えて使用するとトランジスタは破損してしまう。

一例をあげて説明すれば、RETMA の 2N217(国産品 2N217 相当) の最大定格は

コレクター電圧	-25V	コレクター損失	100mW
コレクター電流	-70mA	周囲温度	60°C

となっている。

図 9.31 はエミッター接地の場合の 2N217 の特性曲線である。同図に示す通り、コレクター電圧  $-25V$ 、コレクター電流  $-70mA$ 、かつコレクター損失(コレクター電圧  $\times$  電流)が  $100mW$  以内の範囲(同図で斜線のした範囲)で用いなければならない。すなわち最大コレクター電圧と最大コレクター電流とは同時に成り立つとは限らないことを示している。終段出力の場合は、上に述べた斜線の範囲内で最大出力となるよう負荷抵抗を定めればよい。

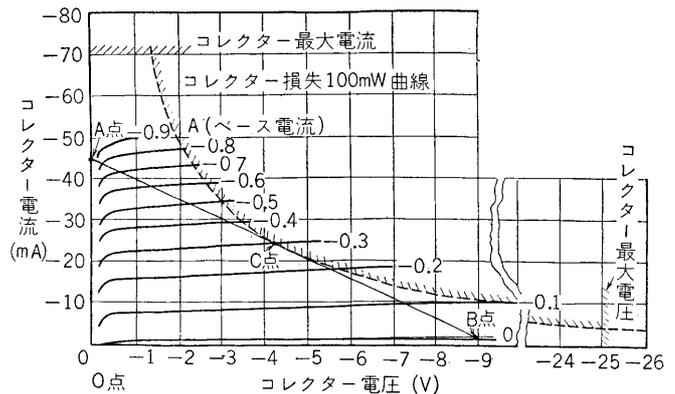


図 9.31 2N217 の特性曲線

トランジスタ受信機の場合は、電源は乾電池であることが多いので、電池の無駄な消耗をなくす意味で、終段出力は B 級増幅にするのが普通の方法である。A 級増幅とするとそのバイアス電流に相当する電流が流れ、この電流は直接音声電流には関係がないから損である。すなわち B 級増幅にして、バイアス電流は零点近くに選ぶ。いま電源電圧を  $9V$  とすれば、コレクタ電圧  $-9V$  の点より任意の直線を引き(この直線が負荷抵抗曲線となる)、この直線と原点  $O$  とを含む三角形 ( $OAB$ ) の面積が最大になるよう  $AB$  線を引けばよい。むろん斜線の範囲内では、コレクター損失曲線と接する直線 ( $BCA$  線) が最大となる。しかしながら電源電圧の選びかたによってはこの接線が最大コレクター電流・最大コレクター電圧の線を越える場合も生じる。この場合は越えない範囲内に負荷曲線を引き直すか、電源電圧を変更するより外はない。また周囲温度を考慮して、いづれか内輪に負荷抵抗曲線を引くこともある。

図 9.28 の負荷曲線の B 点は、ベース電流が零の場合の曲線と  $AB$  線との交点である。B 点に対応するコレクター電流 ( $I_{co}$ ) は一般に小さいので、おおよそのことを考える場合には B 点に対応するコレクター電圧は  $-9V$  と考えてもよい。B 点が動作点となる。

B 級増幅では、図 9.32 の通り対称にいま 1 個のトランジスタが接続されているから B 級プッシュプルとしての最大出力は、

$$\text{最大出力} = \left| \frac{(B \text{ 点のコレクタ電圧})(A \text{ 点のコレクター電流} - B \text{ 点のコレクタ電流})}{2} \right| \quad (9.17)$$

となり，図 9.31 の例では

$$\frac{9 \times (45 \times 10^{-3} - 2 \times 10^{-3})}{2} \cong 194\text{mW}$$

となる．

負荷抵抗は，1 個当たり  $\frac{9}{45 \times 10^{-3}} \cong 200\Omega$  となるから，B 級プッシュプル，コレクター，コレクター間の負荷抵抗としては 4 倍の

$$200 \times 4 = 800 \text{ オーム } (\Omega)$$

となる．

ベース，エミッターの入力側は図 9.33 に示すベース電圧対コレクター電流曲線を利用して，1 個当たりのトランジスター入力抵抗の尖頭値（ピーク値）は，コレクター電流  $-45\text{mA}$  に対応するベース電圧（ベース・エミッター間の電圧） $0.34\text{V}$  により計算する．

一般に

$$\text{エミッター電流 } (I_e) = \text{コレクター電流 } (I_c) + \text{ベース電流 } (I_b) \tag{9.18}$$

であり， $-h_{21}I_c = I_e$  の関係があるから

$$|I_b| \cong h_{21}(1 + h_{21})I_c \tag{9.19}$$

となる．いま， $-h_{21}I_c = 0.985$  とすれば

$$I_b = (1 - 0.985) \times 45 \times 10^{-3} \times 0.985 \cong 0.666\text{mA}$$

よって

$$\text{ピーク入力抵抗} = \frac{0.34}{0.666 \times 10^{-3}} \cong 511\Omega$$

B 級プッシュプルのベース，ベース間のピーク入力抵抗は 4 倍であるから，

$$511 \times 4 = 2044\Omega \cong 2\text{k}\Omega$$

となる．

ピーク入力電力は  $0.34 \times 0.666 \times 10^{-3} \cong 0.226\text{mW}$

ピーク出力電力は (9.17) 式の分母の 2 が無い値であるから

$$194 \times 10^3 \times 2 = 388\text{mW}$$

すなわちピークの電力利得としては

$$\frac{388}{0.226} \cong 1717 \text{ 倍} \cong 32(\text{db})$$

となる．

以上の数値は B 級増幅のベースとベースとの間に入力信号が加わった場合であるが，図 9.28 および図 9.30

を見ればわかるように，コレクター電流に対するベース電圧および電流の曲線は直線的でなく，曲がりかたが相反していて，かつ曲がり具合が同一傾向を持っていないから，ベースとベースとの間に正弦波を加えても，出力側コレクター，コ

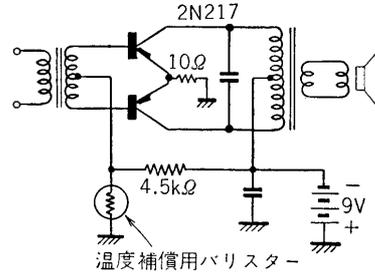


図 9.32 トランジスターの B 級プッシュプル接続

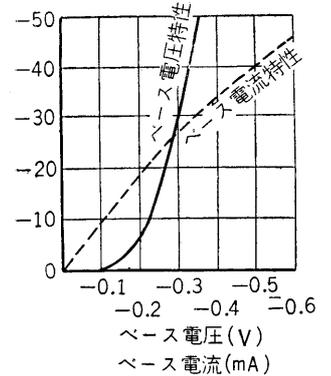


図 9.33 2N217 のベース電圧，電流対コレクター電流特性

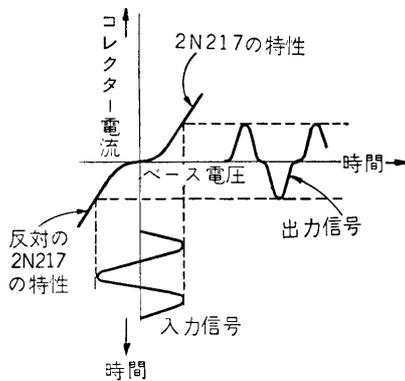


図 9.34

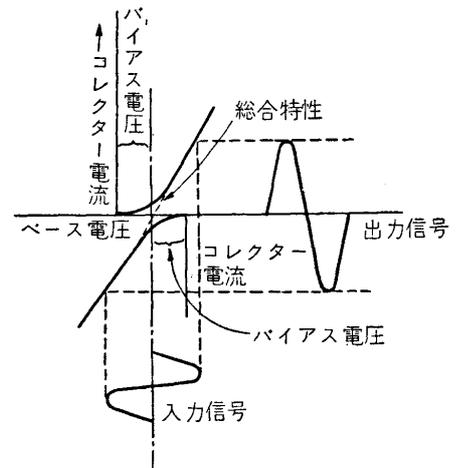


図 9.35 B 級プッシュプル接続の歪み軽減法

レクター間には正弦波は出てこない。すなわち歪みを伴うこととなる。これを救うには入力電源に抵抗分のあるものを用い、できるだけ直線に近よせる以外にない。もちろん入力電源に抵抗分のあることは、損失を生じることを意味するが、やむを得ない処置である。

なおプッシュプル接続にして、バイアス電圧が不適當であると、図 9.33 に示す通りコレクター電流とベース電圧の特性は直線的でなく、下部が曲がっているから、そのままプッシュプルに用いたのでは特性の彎曲部の影響を受けて図 9.34 のように入力信号の中央部がつぶれたような出力信号ができるから注意を要する。

すなわち図 9.35 の通りバイアス電圧を与えると (2N217 の場合は  $-0.13\text{V}$  くらいが適當)、この曲がり目がプッシュプルの他のトランジスターと補足し合い、ほぼ直線となるので出力側に歪みを生じない。

# 第10章 スーパー・ヘテロダイン回路

## 1 スーパー・ヘテロダイン受信機

高周波増幅，検波，低周波増幅という順に検波，増幅する回路の受信機を，ストレート受信機という．この受信機は構造が簡単で，価格が低廉なので戦前わが国では最も普及した．この受信機のように単に高周波増幅または再生検波の場合は，共振回路の分離性を高めると ( $Q$  をよくすると)，音の忠実性 (側波帯のうち，高い音声周波に当る部分の増幅度が低下する) が失われる欠点がある．また再生検波は，再生の調節を上手に行なわないと振動を生じ，安定に動作することができない．

電波がきわめて微弱である場合に，高周波増幅を付ける．しかしそれにも限度があるので普通高周波 3 段 (増幅度約 1000 倍) 以上のものは，よほど注意して製作しても，自己振動を生じて受信困難である．ストレート受信の増幅の限度はこの辺である．この難点，欠点を救う方法の一つとしてスーパー・ヘテロダイン回路が現われたのである．

図 10.1 は，スーパー・ヘテロダイン回路の一般系統図を示したもので，周波数変換回路，発振回路，中間周波増幅回路，検波回路，低周波増幅回路から成り立っている．このうち検波回路，低周波増幅回路は，ストレート受信機と同じ作用である．スーパー・ヘテロダイン回路 (Super heterodyne circuit また単にスーパー) は，到来電波の周波数を別種の周波数に変換し，増幅してこれを検波 (そして低周波増幅) する回路である．

一度周波数が変換されるので，増幅器で増幅された電流または電圧が，前段の増幅器に帰還しても，セルフ発振は生じにくく，安定に増幅することができる．また変換された周波数は，一般に放送周波数より低く選ばれるので，高周波増幅に比べて安定に動作する．かつ，その増幅の過程において，後述のように音質を犠牲にせず，選択性を高めることができるので，現在の受信機の回路は，ほとんどこの回路が用いられている．

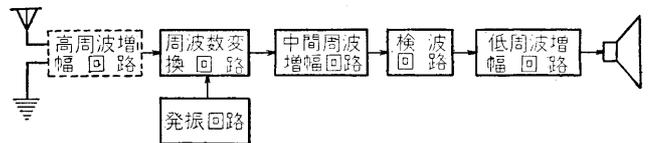


図 10.1 スーパー・ヘテロダイン回路の系統図

## 2 周波数の変換

ワーン，ワーン，ワーンというふうにならぶ二つの周波数が接近していると，両方の周波数の差の周波数をもった音が聞こえる．これをうなり (Beat ビート) という．例えば，図 10.2 のように， $1,000\text{c/s}$  と  $1,010\text{c/s}$  との音を同時に聞くと， $1,010 - 1,000 = 10\text{c/s}$  のうなりの周波数 (ビート周波数) を得る．ラジオ電波の場合もこれと同様で，近接した二つの周波数を持つ高周波電流を加え合わせると，ビート周波数を生じる．この周波数は数 10 ~ 数 100 キロサイクル程度の低周波と高周波の中間に位する周波数なので，中間周波数 (Intermediate frequency インターメデエート・フレクエンシー，略して I.F.) といい，この周波数を増幅する回路を中間周波増幅回路という．

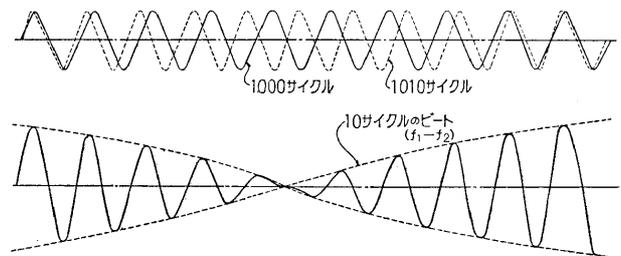


図 10.2 ビート周波数

この周波数は数 10 ~ 数 100 キロサイクル程度の低周波と高周波の中間に位する周波数なので，中間周波数 (Intermediate frequency インターメデエート・フレクエンシー，略して I.F.) といい，この周波数を増幅する回路を中間周波増幅回路という．

中間周波ができる状態を考えよう．まず簡単な無変調の場合，すなわち搬送波のみの場合を考えよう．図 10.3 のように，アンテナ回路から，周波数  $f_1$  [図 10.4(a)] の到来電波が， $L_2, C_1$  の共振回路に誘発されたとする．また別に発振器<sup>59</sup>から，周波数  $f_2$  (ほぼ  $L_0$  および  $C_0$  の定数により発振する周波数) [図 10.4(b)] の高周波電流が  $L_3$  を介して誘起されたとすると，周波数変換管の入力 (グリッド，カソード間) 回路にはこの二つの周波数による高周波電流が存

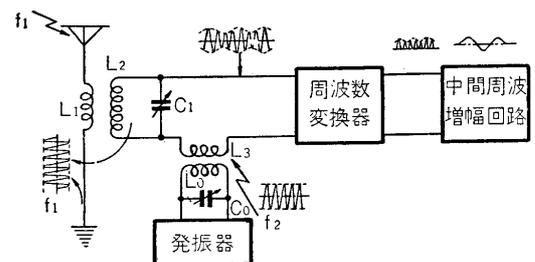


図 10.3 周波数の変換

<sup>59</sup> 発振器とは高周波電流を生じさせる機器をいう (次節参照)．

在することになる〔図 10.4(c)〕. この二つの高周波電流の存在は,  $f_1 - f_2$  というビート周波数を含んでいるから, このビート周波数を取り出すために, 一種の検波が必要となる. この検波を第 1 検波または周波数変換(Frequency Convert)とっている. 検波すると周波数変換管のプレート電流には図 10.4(d) の電流を得, これから  $f_1 - f_2$  の周波数をもつ中間周波電流〔図 10.4(e)〕が取り出されるのである.

変調波の場合は複雑であるが, 次の通りになる. いま, 図 10.5(a) のような波形の変調波 ( $f_1$ ) が共振回路に誘起されたとする. また一方発振器から, (b) 図のような周波数  $f_2$  の高周波電流が, 周波数変換回路の入力側に誘起されたとすると, この入力側では  $f_1$  と  $f_2$  との合成電流が存在することになる. (c) 図はそれを示すもので,  $f_1$  が搬送波だけであるなら,  $f_1 \sim f_2$  は振幅の同じ波の連なりになるけれども,  $f_1$  が  $f_m$  で変調されているので, それだけの变化がさらに加わり, 相当複雑な波形になる. 周波数変換管のプレート回路では, 検波されているので, 上半分に相当する (d) 図のプレート電流を得る. 従って, 中間周波増幅回路は (e) 図のようになり, さらにこれまでに述べた検波 (第 2 検波 Second detection セカンド・デテクション) と同様の操作をもう 1 回行なって, (f) 図の検波プレート電流を得, これからさらに低周波電流を得るのである. 従って, スーパー・ヘテロダイン回路には 2 個の検波器を必要とするので, 周波数変換に相当するものを第 1 検波と呼び, 普通の検波に相当するものを第 2 検波と呼ぶこともある.

### 3 局部発振器

スーパー・ヘテロダイン回路では, 中間周波を得るために, 到来電波の他に高周波電流が必要である. このため, 発振回路を設けなくてはならない. これを局部発振器(Local oscillator ローカル・オシレーター) という.

局部発振回路には種々のものがあるが, 普通用いられているものは, 図 10.6 の 2 種類である. (a) 図はグリッド共振回路, (b) 図はハートレー (Hartly) 回路と呼ばれる. 図 10.6(a) で, プレート・コイル  $L_p$  と発振コイル (グリッド・コイル)  $L_0$  を電磁結合させると,  $C_0$  に生じた高周波電流は,  $L_p$  によって反結合されているので, 再生作用で説明したように大きな高周波電流を得る. 再生作用の場合は, この大きな高周波電流を発振しない点に止めて置くが, 発振回路では, 帰還 (Feed back フィード・バック) を盛んにして, 発振するようにする. この場合の発振周波数は, 大体, グリッド・コイルのインダクタンス  $L_0$  と, バリコンのキャパシチー  $C_0$  によって決定される.

発振周波数を  $f_0$  とすれば

$$f_0(\text{kc}) = \frac{159}{\sqrt{L(\mu\text{H})C(\mu\text{F})}} \quad (10.1)$$

となって, まったく共振回路の周波数の場合と同一である.

発振回路は, 初めグリッド電圧が零 (多少正電位) の場合の方が発振は生じやすい. しかし発振高周波電流を大きくするには, ある程度グリッド電圧を負にしないと得られないので, 初めグリッド電流

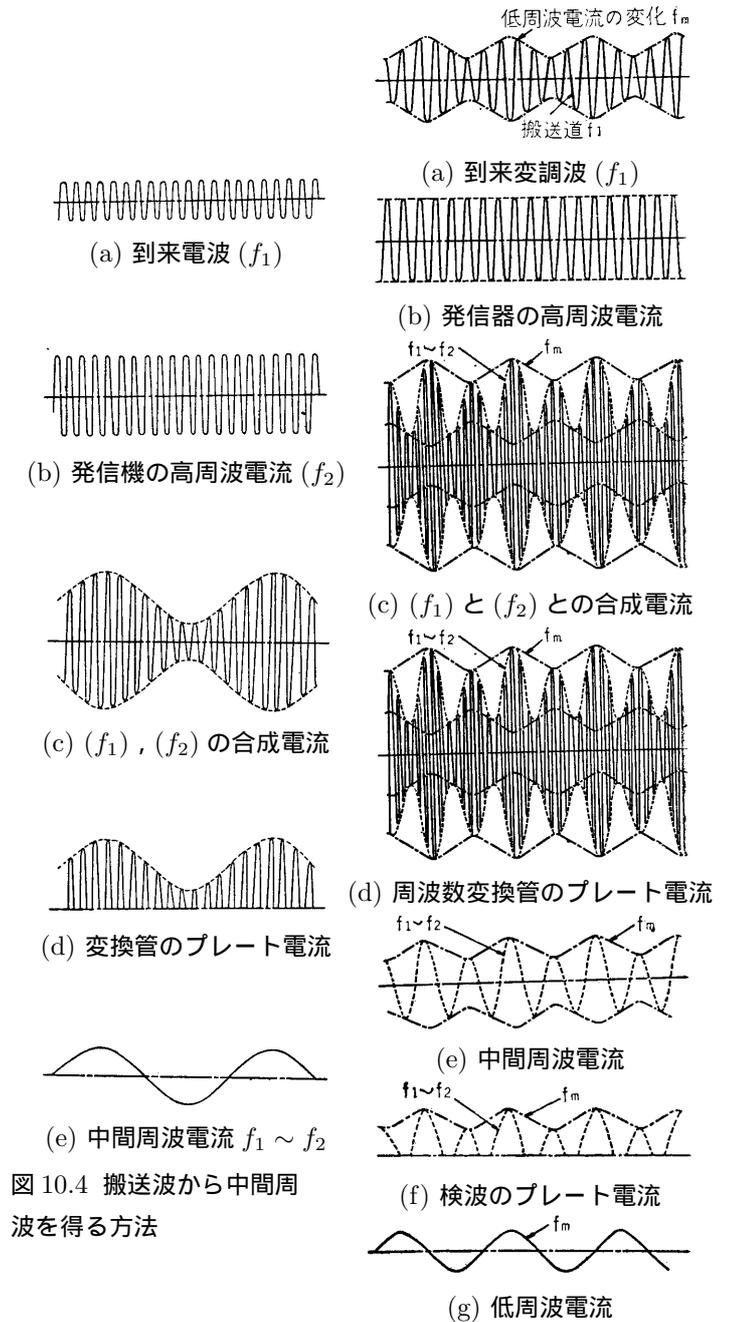


図 10.5 変調波から低周波を得る方法

図 10.4 搬送波から中間周波を得る方法

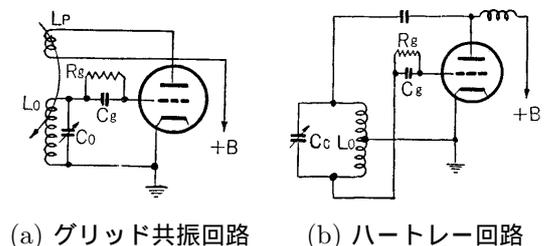


図 10.6 局部発振回路

を零、発振するにつれグリッド電圧を負にするのがよい。このため、グリッド・リーク抵抗 ( $R_g$ ) が用いられる。 $R_g$  だけであると、高周波電流に対して、抵抗が入ったことになるので、バイパスさせるため、グリッド・コンデンサー ( $C_g$ ) を用いる。従って、 $R_g$  の値が高いほど、グリッドは負電位となって発振電流は強くなるが、程度を越すとグリッドが負となり過ぎて発振が止まる。発振が止まるとバイアス電圧が下がるので、また発振を始めるというブロッキング (Blocking 間歇振動) 現象を生じる。 $R_g$  の値は、このため 20~100k $\Omega$  の抵抗が用いられ (特に 20k $\Omega$  が多く用いられる)、 $C_g$  は 100~500pF のキャパシターが用いられる。

発振周波数は、受信周波数内では、つねに到来電波に対して中間周波に相当するだけの周波数の隔たりを持つようにしなければならないから、受信周波数 535~1,605kc の場合は、中間周波数を 455kc とすると

$$\begin{aligned} 535 + 455 &= 990\text{kc} \\ 1,605 + 455 &= 2,060\text{kc} \end{aligned}$$

と、990~2,060kc の範囲の周波数が発振できればよい。

発振周波数を

$$\begin{aligned} 535 - 455 &= 80\text{kc} \\ 1,605 - 455 &= 1,150\text{kc} \end{aligned}$$

と、到来電波より低くとる方法もあるが、一般に発振が生じにくく、また発振高周波の波形が悪いと、その高調波が到来電波と混信する割合が多くなり、かつ、発振回路のバリコンと共振回路のバリコンは、実際には単一調整するのであるが、前者はバリコンのキャパシターの変化比が  $\left(\frac{2,060}{990}\right)^2 \approx 4.33$  倍であればよいが、後者は  $\left(\frac{1,150}{80}\right)^2 \approx 207$  倍となって実現不可能である。なお発振回路の定数 ( $L_0 \times C_0$ ) が大きくなるので、コイルまたはコンデンサーが大きくなって困る等の諸理由から、特別の事情のない限り、発振周波は到来電波の周波数より高く選ばれる。

発振高周波電流の波形は、混信を避けるためできるだけ高調波を含まないようにする。これには、真空管の  $E_g-I_p$  特性曲線のなるべく直線部分で動作するように、グリッド・バイアス電圧を過大にしてはならない。またプレート・コイル  $L_p$  とグリッド・コイル  $L_0$  との結合を、あまり密にしてはならない。

発振周波数が安定であることも重要なことで、これが不安定であると、中間周波数が変わり、受信音に歪みを生じる。これを防ぐには、電流電圧の変動を少なくし、また発振器の出力を過大にしてはならない。一般に、中間周波出力電圧は発振回路の高周波電圧が大きくなるにつれてその出力を増す。すなわちスーパー・ヘテロダイン回路の出力は、入力の大きくない所では、高周波入力電圧と局部発振器からの誘起電圧の積に比例して増すが、ある程度以上になると後に述べるように、かえって出力電圧が下がる。

#### 4 中間周波増幅

中間周波を増幅する回路が、中間周波増幅回路である。スーパー・ヘテロダイン回路で、到来電波の周波数を中間周波に直すと、なぜ分離性が高まるかを考えてみよう。

ストレート受信機で、1,000kc の放送を受信している場合、1,020kc の妨害電波があったとすると、二つの周波数差は、希望受信周波数に対して

$$\frac{1,020 - 1,000}{1,000} \times 100 = 2\%$$

となる。すなわち、希望周波数から 2% しか妨害電波が離れていないこととなり、きわめて鋭敏な共振回路を必要とする。

スーパー・ヘテロダイン回路では、いずれも、一応中間周波に変換されるので、もし局部発振器の発振周波数を、1455kc (すなわち中間周波数 455kc) にしたとすると

$$\begin{aligned} \text{希望周波数} & 1,455 - 1,000 = 455\text{kc} \\ \text{妨害周波数} & 1,455 - 1,020 = 435\text{kc} \\ & \frac{455 - 435}{455} \times 100 = 4.4\% \end{aligned}$$

となり、前の場合に比べて、二つの周波数の隔たりは、約 2 倍  $\left(\frac{4.4}{2} = 2.2\right)$  となり、分離が容易となる。この中間周波数を 175kc と、なお低く選べば

$$\frac{20}{175} \times 100 = 11.4\%$$

となり、さらに二つの周波数は隔たっていることになり、分離は一層容易となる。

ストレート回路では、分離をよくする方法としては、共振回路の  $Q$  をよくする以外にない。しかしラジオの変調波は、搬送波と側波帯とからできているので、良好な音量の受信機は、この側波帯を完全に受信できなくてはならない。 $Q$  をあまりよくすると図 10.7 のように、側波帯の高音部分を削り取ってしまい、具合が悪い。すなわち音質とは両立し難い点があるので、ふつうの受信機では、両者を適当に妥協させた点に選んでである。スーパー・ヘテロダイン回路では、中間周波増幅回路は、1 次、2 次共振型の図 10.8 のような回路を用いる。中間周波増幅回路は、増幅する周波数は中間周波として一定しているので、帯域濾波型<sup>60</sup>のこの回路が用いられる。この特性曲線は、1 次、2 次コイルの結合度合によって山の形が異なるが、適当な状態にすれば、側波帯を削除せずに増幅することができる。

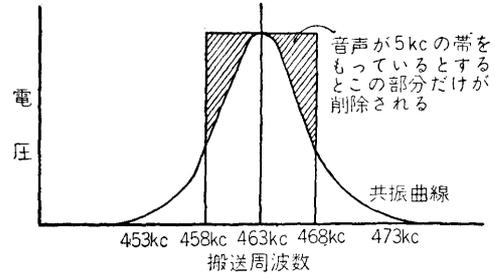


図 10.7 側波帯の高音部分の削除

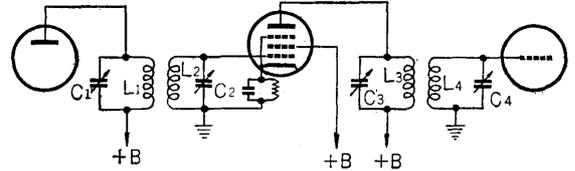


図 10.8 中間周波増幅回路 (1 次、2 次共振型)

図 10.9 は、帯域濾波型<sup>60</sup>の中間周波トランスを用いた場合の共振曲線と、音声電流の帯域 (増幅する幅) とを示すもので、このような場合には、音声電流が削除される部分が少ないので、ほぼ良好な受信ができる。中間周波トランスの帯域は、相互のコイルの結合度合によるので、臨界結合<sup>61</sup>より大きいと共振曲線は双峰 (山の形が二つできること) となり、臨界結合の場合は、共振曲線は単峰 (一山) で、図 10.10(b) の曲線のようになり、結合が疎になるに従って山の高さが低くなる。

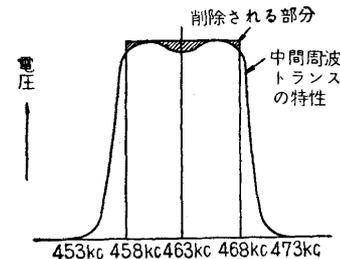


図 10.9 共振曲線

普通の受信機では、帯域濾波器の幅は 10kc (中心から 5kc) の長方形であるのが望ましく、特に高忠実度を望む場合は、16 ~ 20kc (中心から 8 ~ 10kc) にするのがよい。

図 10.11 は中間周波トランスの万能減衰曲線で、一次および二次回路の  $Q$  が等しい場合のコイルの結合度 ( $k$ ) と離調

<sup>60</sup> 帯域濾波型は、バンド・パス・フィルター (Band pass filter) と呼ばれる。フィルターとは、インダクタンス、キャパシター、抵抗の組み合わせによって、ある周波数の電流または電圧だけを通過させ、他の周波数を除去する装置である。この場合ある周波数以下の周波数の電流または電圧のみを通過させるものを、低域濾波器 (Low pass filter ロー・パス・フィルター) といい、ある周波数以上を通過させるものを、高域濾波器 (High pass filter ハイ・パス・フィルター) という。帯域濾波器は  $f_1 \sim f_2$  の幅の周波数のみ通過させる濾波器である。中間周波トランスは、この型の濾波器の一種である。

二つのコイルの結合度は、結合係数で表わされる。1 次コイルのインダクタンスを  $L_1$ 、2 次コイルのインダクタンスを  $L_2$ 、相互インダクタンスを  $M$  とすれば、 $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$  で表わされる。また 1 次回路の  $Q$  を  $Q_1$ 、2 次回路の  $Q$  を  $Q_2$  とし、 $k = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$  に相当する  $L_1, L_2$  の結合係数  $k$  の値を臨界結合という。その値の場合に、2 次回路に誘起される電圧が最大となる。参考のため、 $k = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$  を変形すれば、

$$k = \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega L_1}{R_1} \times \frac{\omega L_2}{R_2}}}$$

$$\frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_1}{\omega L_1} \times \frac{R_2}{\omega L_2}}}$$

$$\omega M = \sqrt{R_1 R_2} (\omega M)^2$$

$$= R_1 R_2$$

となり、(5.1) 式の特別な場合となる。

度 ( $F$ ) との関係を描いたものである。同図で  $Qk = 1$  は臨界結合の場合を示し、 $Qk > 1$  の場合は密結合、 $Qk < 1$  の場合は疎結合の場合を示したものである。

$$F = \frac{2 \times \text{離調周波数}}{\text{中心周波数}} \tag{10.2}$$

例えば中心周波数 455kc，離調周波数 10kc の場合は

$$F = \frac{2 \times 10}{455} \approx 0.044$$

$Q$  を 60 とすれば

$$QF = 60 \times 0.044 = 2.64$$

コイルの結合を臨界結合とすれば、 $Qk = 1$  の曲線との交点を求めればよいから、その場合の減衰値は約 12db となる。一方コイルの結合度は

$$k = \frac{1}{Q} = \frac{1}{60} \approx 0.0167$$

とすればよい。この場合、各コイルを 1mH に選べば

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} = 0.0167 \times 1 \times 10^{-3} = 16.7\mu\text{H}$$

すなわちコイルの相互インダクタンスは 16.7 $\mu\text{H}$  にすればよいことがわかる。

この計算例の中間周波トランスの減衰曲線は、 $Qk = 1$  の曲線と同様な形で減衰する。

なお臨界結合の場合の減衰値 ( $S$ ) は  $F$  の値が約 0.1 より小さい場合は次式によってもよい。

$$S(\text{db}) = 10 \log \left( 1 + \frac{1}{4} F^4 Q^4 \right) \tag{10.3}$$

中間周波トランスの  $Q$  は、60 以上であることが望ましい。大体スーパー・ヘテロダイン回路では、分離は中間周波トランスで行なうのが主であるから、 $Q$  が悪いと分離が悪くなる。中間周波 1 段増幅の場合は、初めのトランスで  $\pm 10\text{kc}$  離調した場合 (中間周波数を 455kc にすると、445kc および 465kc とした場合に相当)、中間周波数の場合と比較して、出力一定の場合は約 4 倍以上 (12db<sup>62</sup>以上) の入力電圧を要するようではならない。後段のトランスがダイオードまたは 2 極真空管検波に用いられている場合は、 $\pm 10\text{kc}$  離調して 2 倍以上 (6db 以上) の入力電圧を要すればよい。

これを図面で説明すれば図 10.12 の通りで、初めのトランスすなわち段間用中間周波トランスの減衰曲線は A 曲線、後段のトランスすなわち検波用中間周波数トランスの減衰曲線は B 曲線である場合に、総合減衰曲線 C は同一離調周波数の各点を加えた値 ( $c = a + b$ ) になるよう  $c$  点を選び、その点をつなぎ合わせればできる。

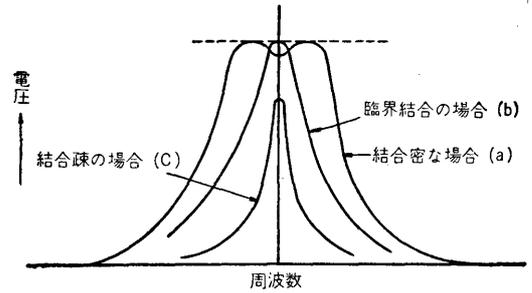


図 10.10 結合と出力電圧の関係

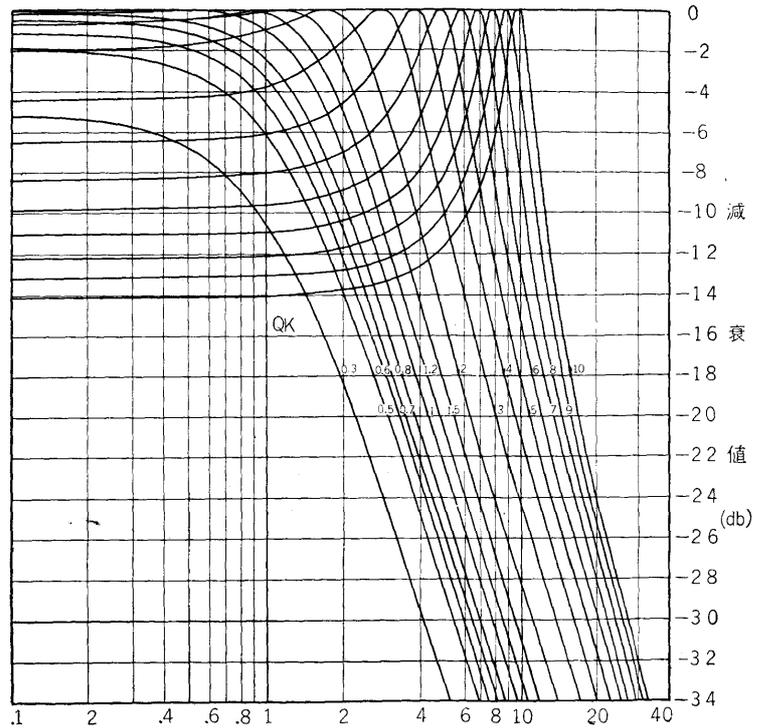


図 10.11 中間周波トランスの万能減衰曲線

<sup>62</sup> db は、デシベル (Decibell) と呼ぶ単位で、増幅器等の増幅度を示すのに用いられる。いま、 $P_1$  と  $P_2$  の二つの電力を比較するのに、一方を他の何倍ということがある。これを  $10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$  にとり、何 db という。  $E_1, E_2$  と二つの電圧を比較するときは、db は  $20 \log_{10} \frac{E_1}{E_2}$  となる。なお詳細は第 13 章を参照のこと。

中間周波増幅器の増幅度 ( $A$ ) は、図 10.8 のような復同調回路では、中間周波増幅用真空管の相互コンダクタンスを  $G_m$  とすると、

$$A \doteq G_m \pi f_0 L Q \tag{10.4}$$

で計算できる。

- ここに  $f_0$  = 中間周波トランスの中心周波数 455kc
- $L$  = 中間周波トランスのインダクタンス
- $Q$  = 同調回路の  $Q$

例えば  $G_m = 2\text{m}\Omega$ ,  $L = 1\text{mH}$ ,  $Q = 60$  とすれば、

$$A = 2 \times 10^{-3} \times 3.14 \times 455 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-3} \times 60 \doteq 171.4 \text{ 倍} \doteq 44.7(\text{db})$$

実際の受信機では、あまり増幅度を上げると発振する恐れがあるので、1 段増幅では 60 倍、2 段増幅では 300~1,000 倍くらいにする。

中間周波トランスのインダクタンス  $L$  の決定は、安定度の方から定めればよく、使用真空管の交換等によって中心周波数が変動する割合を小さくするように考慮して、中間周波トランスに用いられる同調用コンデンサーのキャパシター ( $C$ ) から計算する。

$$f_a = -f_0 \frac{\Delta C}{2C} \tag{10.5}$$

ここに

- $\Delta C$  = 変動の許容キャパシター
- $f_0$  = 中間周波トランスの中心周波数
- $f_a$  = 変位の許容できる周波数

いま、 $\Delta C = 0.5\text{pF}$  として  $C = 100\text{pF}$  の場合は

$$f_a = -455 \frac{0.5}{2 \times 100} \doteq -1.14\text{kc}$$

となり、1.14kc 負にずれる。すなわち、中心周波数が  $455 - 1.14 = 453.86\text{kc}$  になることを示す。 $f_a$  の値は普通の受信機では 1kc 以下に保ちたいので、同調回路のキャパシターは真空管等も含めて 120pF 以上としたい。従って 455kc の中間周波トランスでは、インダクタンスは約 1mH となるのである。特に高忠実度受信機(後節参照)では、この安定度が高くと高く要求されるので、中間周波トランスのキャパシターは 200pF 以上、すなわちインダクタンスは 0.6mH 以下となる。このことは (10.4) 式で知られるように  $L$  を減らすので、増幅度を犠牲として安定度を増すことを意味するのである。

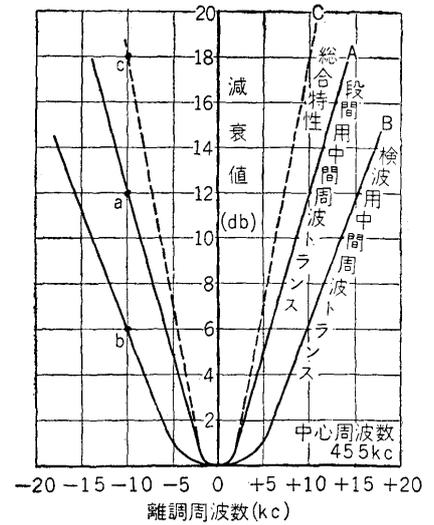


図 10.12 中間周波トランスの総合特性

表 10.1 中間周波トランスの一例

種 別	段間用	検波用
コ	インダクタンス ( $\mu\text{H}$ )	980
イ	巻き数 (回)	90 × 3 分割
	使用線種 (mm)	0.07 × 5 本リッツ線
ル	相互インダクタンス ( $\mu\text{H}$ )	12
	コイルの間隔 (mm)	20
		16
		18



第 10.1 表は、中間周波トランスの一例である。中間周波数が 455kc の場合はインダクタンスは約  $600\mu\text{H} \sim 1\text{mH}$  として、キャパシターは、 $200 \sim 100\text{pF}$  の固定コンデンサーが用いられている。コイルにはフェライトを用いて、コイルの  $Q$  を上げ、合わせて、インダクタンスの加減および小型化をはかったものである。

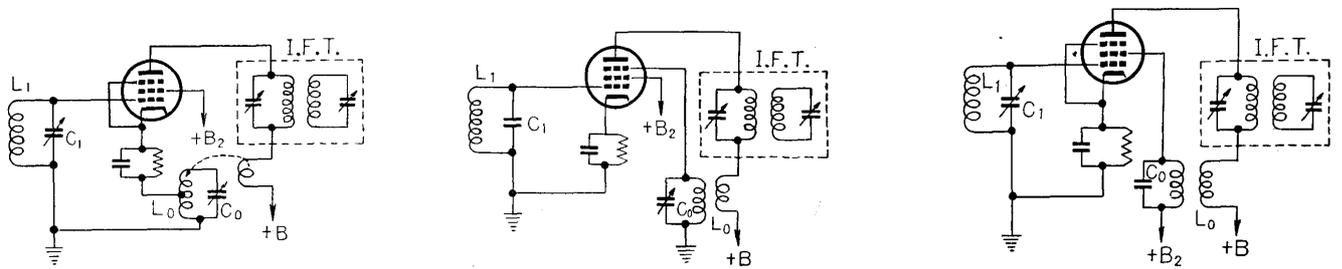
普通市販のものは結合度が密なものはまれで、臨界結合またはそれ以下に疎となっているから、中間周波トランスを調整する場合は、出力最大の点(音の大きな点)になるように、可変部分を調整すればよい。結合度の密なものは調整は簡単でない。コイル相互の間隔が可変できる場合は、初め疎結合にしておいてから、つぎに間隔を変えて通過帯域を調整した方がよい。コイル相互の間隔が可変でないのは、1 次または 2 次回路に交互に数キロオーム程度の抵抗をコイルと並列に結び、おのおのの回路を調整して最大点を求める。この方法を念入りに繰り返すことにより調整ができる。調整し終えたなら、中間周波数の前後に離調して分離の程度を調べるのである。

また調整の一つの方法として、帯域濾波器の周波数増幅の 2 分の 1 の周波数(例えば、帯域が 10kc ならば 5kc の周波数)で、中間周波数を変調し、受信機の出力計の電圧(検波後の低周波出力電圧)が最大になるように、1 次、2 次のコイルおよび間隔を調節する。そのとき出力電圧が最大になった場合に、自然に中間周波トランスは、もっともよい状態に調節される。

その他、工場等で中間周波トランスを多量生産する場合は、スイープ・オシレーターとブラウン管(オシログラフ)を用いて、調整する方法もある。スイープ・オシレーターで中間周波数を  $420 \sim 490\text{kc}$  の間、電氣的に連続変化させて、中間周波トランスに加える。その出力をブラウン管で直接見る。ブラウン管には一種の選択度の曲線が画かれるから、図形を観測しながら調整すればよい。

### 5 周波数変換管

第 1 検波と局部発振は、同一真空管で行なうものと別個の真空管で行なうものに分けられる。前者をセルフ・ヘテロダイン回路、後者をセパレート・ヘテロダイン回路という。図 10.13 は、6C6 または 6D6 を用いた場合のセルフ・ヘテロダイン回路を示したもので、図 10.14 は、セパレート・ヘテロダイン回路の一例である。最近、周波数変換は、それ専用に作られた真空管を用いる。図 10.15 は、6SA7 を用いた場合の電極配置である。



(a) カソードに饋還した場合 (b) コントロール・グリッドに饋還した場合 (c) スクリーングリッドに饋還した場合

図 10.13 6C6 または 6D6 を用いたセルフ・ヘテロダイン回路。L<sub>0</sub>、C<sub>0</sub> は発振回路。L<sub>1</sub>、C<sub>1</sub> は共振回路

この他にも 6W-C5, 6BE6 等種々の専門真空管がある。

一般に局部発振と周波数変換を同時に行なうことをコンバーター(Frequency Converter 周波数変換)といい、局部発振は別に行ない、周波数を混ぜ合わせることをミックスター(Frequency Mixer 周波数混合)といい、両者を区別して用いることもある。6WC5 および 6BE6 は前者に属する。

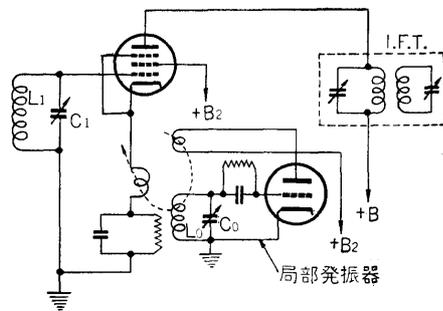


図 10.14 セパレート・ヘテロダイン回路

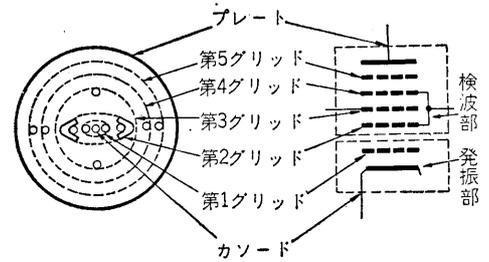


図 10.15 6SA7 の電極配置

6SA7(6W-C5 はほとんど同じ規格でガラス管である) は、従来の 6A7 と同じ 5 グリッド 7 極真空管であっても、グリッドの状態が一層改良されたものと見ることが出来る。カソードを囲んで発振グリッドの第 1 グリッドがあり、その

外側にスクリーン・グリッド兼発振プレート第2グリッドがある。このグリッドは図10.15に示したように折り曲げられた2枚の板からできていて、ビーム管のように電子を集める働きをする電極と似た作用を行ない、またコントロール・グリッドの周辺の空間にある電子の一部が逆送されるのを防いでいる。このため発振部と検波部との無用の結合を減じているので、従来のものが短波帯では引き込み現象(到来電波が強くなると発振周波数になってしまう現象)のため動作不安定になるのに対して、6SA7はこの心配がない。高周波入力電圧は、第3グリッド(コントロール・グリッド)に加えられ、第4グリッドは第2グリッドと管内で接続され、スクリーン・グリッドの役目をしている。第5グリッドは高周波ペントード真空管のサプレッサー・グリッドと同様の作用をして、プレートが多少下がっても2次電子がスクリーン・グリッドに戻らない役目をしている。この真空管は、発振回路にはハートレー回路が用いられるのが普通で、図10.16はその一例である。全カソード電流が発振に用いられ、コントロール・グリッド電圧に左右されることがないので発振が安定である。

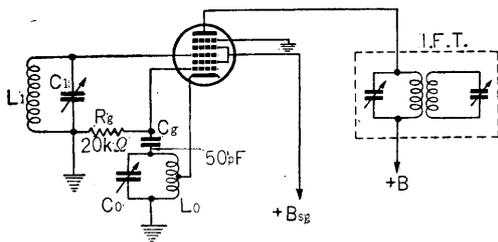
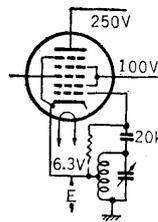
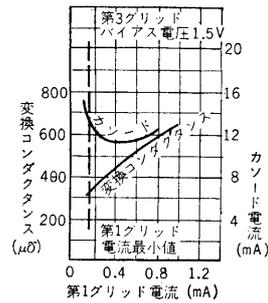


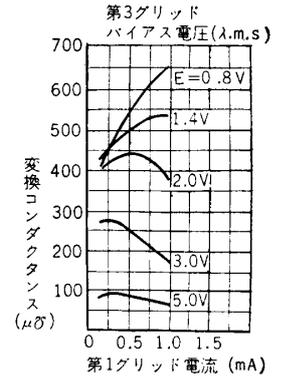
図 10.16 ハートレー回路を用いたもの



(a) 回路図



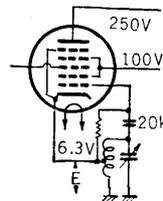
(b) セパレート発振の場合



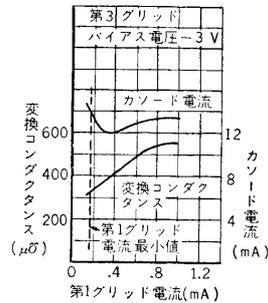
(c) セルフ発振の場合

図 10.17 6SA7(6WC56) の特性曲線

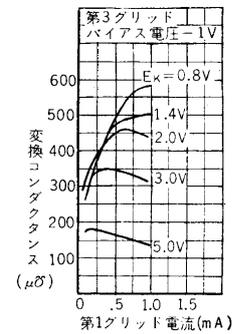
図10.17は、6SA7(6WC5)の特性曲線を示したものであって、発振回路は、発振電圧の瞬間の電圧位相を考えると第1グリッドに正電位がかかった場合、アース線はカソードに対して負電位となり、このときに尖頭プレート電流が流れる。変換コンダクタンスを大きくするには、尖頭プレート電流をできるだけ大きくする必要があるが、この週期にはカソード、アース間の負電圧が第3グリッドとスクリーン・グリッドに加わり、尖頭プレート電流を抑制する作用をして、変換コンダクタンスを減少させるように働く。このため、ハートレー回路のカソード、アース間の発振電圧は必要以上に大きくしない方が得策である。同図に示されている通りカソード、アース間の電圧が0.8Vのときに最大となるが、また一方、この値をあまり小さくとると受信機の電源電圧の変動により発振が停止するという現象も生じる。従って定格電圧で動作する場合、発振周波数を6Mc以下で用いるときは、第1グリッドのグリッド・リークは20kΩ、第1グリッド電流(発振グリッド電流)は0.5μA、カソード、アース間の電圧( $E_k$ )が尖頭電圧で約2Vとした場合に、すべての条件が満足されるようになっている。6Mcでは発振コイルのQが低下するので、上記のような条件に当てはめることは困難で、この場合は低い周波数帯で第1グリッド電流を0.2~0.3mA、 $E_k = 2V$ にするようにした方がよい。図10.18には6BE6の特性曲線を示したものである。6BE6は6SA7をミニチュア管として製造したものであるから、6SA7に準じて動作させればよい。これら周波数変換管の良否の判定の目安として、変換コンダクタンスを使用する。変換コンダクタンス $G_c$ (Conversion conductance)は、普通の増幅真空管の相互コンダクタンスに比敵するものである。



(a) 回路図



(b) セパレート発振の場合



(c) セルフ発振の場合

図 10.18 6BE6 の特性曲線

このため、ハートレー回路のカソード、アース間の発振電圧は必要以上に大きくしない方が得策である。同図に示されている通りカソード、アース間の電圧が0.8Vのときに最大となるが、また一方、この値をあまり小さくとると受信機の電源電圧の変動により発振が停止するという現象も生じる。従って定格電圧で動作する場合、発振周波数を6Mc以下で用いるときは、第1グリッドのグリッド・リークは20kΩ、第1グリッド電流(発振グリッド電流)は0.5μA、カソード、アース間の電圧( $E_k$ )が尖頭電圧で約2Vとした場合に、すべての条件が満足されるようになっている。6Mcでは発振コイルのQが低下するので、上記のような条件に当てはめることは困難で、この場合は低い周波数帯で第1グリッド電流を0.2~0.3mA、 $E_k = 2V$ にするようにした方がよい。図10.18には6BE6の特性曲線を示したものである。6BE6は6SA7をミニチュア管として製造したものであるから、6SA7に準じて動作させればよい。これら周波数変換管の良否の判定の目安として、変換コンダクタンスを使用する。変換コンダクタンス $G_c$ (Conversion conductance)は、普通の増幅真空管の相互コンダクタンスに比敵するものである。

変換コンダクタンスは、高周波入力電圧  $e$  と中間周波電流  $i_{if}$  との微小変化の比であって、簡略に示せば次のように

なる。

$$G_c = \frac{i_{if}}{e} \quad (10.6)$$

となる。

増幅回路と増幅度の関係と同様の考えかたで、高周波入力電圧  $e$  と中間周波出力電圧  $e_{if}$  との比を、変換増幅度  $A_c$  (Conversion gain) と呼べば、次のようになる。

$$A_c = \frac{e_{if}}{e} \quad (10.7)$$

中間周波トランスのインピーダンス  $Z$  が、真空管のプレート抵抗に比べて非常に小さい場合は

$$A_c \approx G_c Z$$

で表わされる。いま、6SA7 の変換コンダクタンスを  $450\mu\text{S}$ 、中間周波トランスのインピーダンスを  $130\text{k}\Omega$  とすれば次のようになる。

$$A_c = 130 \times 10^3 \times 450 \times 10^{-6} = 68.5 \text{ 倍}$$

## 6 スーパー・ヘテロダイン回路における混信

いま、 $1,000\text{kc}$  の電波を受信する場合、中間周波数として  $455\text{kc}$  を用いると、局部発振器の発振周波数は

$$1,000 + 455 = 1455\text{kc}$$

となる。このとき、ほかに  $1,910\text{kc}$  の電波が存在するとすれば

$$1,910 - 1,455 = 455\text{kc}$$

となって、同時に  $455\text{kc}$  の中間周波を生じることとなり、混信を起こす。このような関係にある  $1,910\text{kc}$  の周波数を影像周波数 (Image frequency) という。従って、影像周波数は、希望受信周波数に中間周波数の 2 倍を加えたものである。これを避けるには、中間周波数を高く選ぶか、共振回路の  $Q$  を良くするか、または周波数変換回路の前に、高周波増幅を付けて選択性を高める。中間周波数を定めるには、分離自体からいえば低い方がよいが、影像周波数の妨害からいえば高い方がよい。これらを考慮して中間周波数が定められるので、ラジオ受信機としては、 $455\text{kc}$  が多く用いられている。周波数変換回路の入力に、中間周波と等しい周波数の差を持っている二つの電波が到来すると、それらの間に中間周波数のビートを生じて妨害となる。これをビート妨害 (Beat interference) といっている。

例えば  $1,000\text{kc}$  の電波を受信している場合、局部発振器の周波数は  $1,455\text{kc}$  (中間周波数を  $455\text{kc}$  とする) である。このとき、同時に  $1,910\text{kc}$  の他の電波があると ( $1,910 - 1,455 = 455\text{kc}$ )、 $1,910\text{kc}$  は  $1,000\text{kc}$  とともに、 $455\text{kc}$  の中間周波数をつくる。すなわち  $1,000\text{kc}$  の場合の中間周波数  $455\text{kc}$  と、 $1,910\text{kc}$  の場合の中間周波数  $455\text{kc}$  とが同時に存在することとなり、周波数が多少ずれると (変調波の場合は側波帯があるので、周波数のずれは要しない)、ビートを生じる。また電波を受信している場合、他の電波の周波数が中間周波数と一致する場合も、同様にビートを生じる。すなわちビート妨害は

$$mf_b \sim nf_o = f_i \quad (10.8)$$

$$mf_b = f_i \quad (10.9)$$

ただし  $f_b =$  ビート妨害周波数

$f_o =$  局部発振周波数

$f_i =$  中間周波数

$m$  および  $n = 1, 2, 3, \dots$  の正の整数で、基本波および高調波次数を示す。

の関係がある場合に生じるので、特に大電力電波およびその高調波によって生じやすい。これを防ぐには、近接放送局の周波数が中間周波数にならないように、中間周波数を選定しなければならない。また電波が直接中間周波増幅器に入らないようにする。

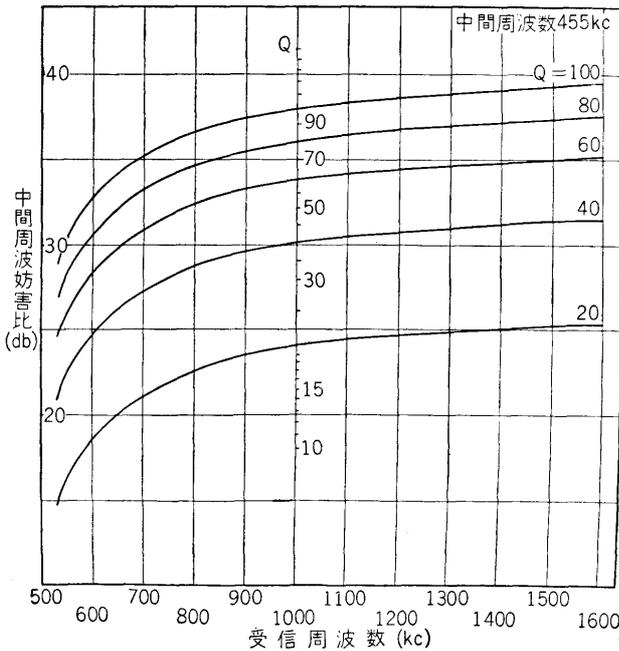


図 10.19 中間周波妨害比曲線

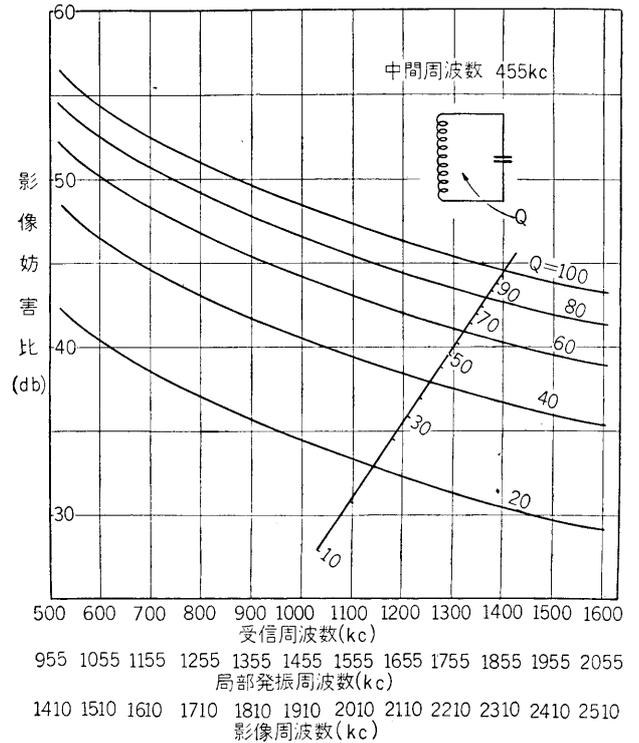


図 10.20 映像周波数と映像妨害の関係

また、局部発振器の波形が悪いと、その高調波がビート妨害の原因となることがある。これは、局部発振器に過大な出力、または反結合を過度に行なうこと等によって生じるからこの点に注意して直せばよい。

その他、中間周波数に相当する長波もまた混信を生じる。これは回路を嚴重に遮蔽し、直接中間周波回路に長波が入らないようにしなければならない。

映像周波数および中間周波数の妨害は、主としてアンテナ同調回路の分離性によって除くのであるから、これらの妨害を除くにはアンテナ同調回路の実効  $Q$  (同調回路が無負荷の場合の  $Q$  ではなくて、他の回路が結合している場合に結果として現われる  $Q$  の値をいう。標準放送周波数帯では実効  $Q$  の値は 40~60 くらいである) の値を高めるのがよい。

アンテナ同調回路のような単一同調の減衰値 ( $S$ )<sup>63</sup> は  $F$  が約 0.1 より小さい場合は

$$S(\text{db}) = 10 \log(1 + F^2 Q^2) \tag{10.10}$$

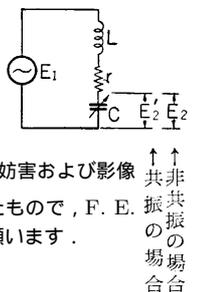
で示されるから、実効  $Q$  の値が分かれば、中心周波数付近の値は計算できる。しかしスーパー・ヘテロダインの場合は一般に妨害周波数と受信周波数との差が大きいので (10.10) 式を利用すると誤差が出てくる。図 10.19 および図 10.20 は、それぞれ実効  $Q$  を変数として、中間周波数妨害比と映像周波数妨害比とを別途<sup>64</sup>計算して画いたものである。これによれば実効  $Q$  の値が分かればただちにそれぞれの妨害比を知ることができる。例えば受信周波数 1,000kc で回路の実効  $Q$  が 60 の場合は、中間周波妨害比は 33.8db、映像妨害比は 44.2db である。この曲線を見て気がつくことは、中間周波妨害比は、標準放送周波数帯では低い受信周波数帯で悪く、1,000kc 以上は、ほぼ一定であることで、映像妨害比は反対に低い受信周波数帯で良く、受信周波数帯が高くなるにつれて悪くなることである。

<sup>63</sup> 単一同調回路の選択度 (減衰曲線) は、(10.10) 式で計算され、中間周波トランスのような復同調回路は (10.3) 式で算出される。  $FQ$  の項は、単一同調回路は 2 乗、復同調回路は 4 乗である点に注意されたい。

<sup>64</sup> 右図において回路が共振している場合のコンデンサの端子電圧を  $E_2$  とし、共振していない場合の同端子電圧を  $E'_2$  とすれば

$$\frac{E'_2}{E_2} = \frac{1}{nQ \sqrt{\frac{1}{Q^2} + n^2 + \frac{1}{n^2}}}$$

となる。ここに  $n = \frac{\omega}{\omega_r}$  で  $\omega_r$  は共振している場合の角周波数、 $\omega$  は共振していない場合の角周波数である。これから中間周波数妨害および映像妨害を求めることができる。同式は K. Henney, "The Radio Engineering Handbook" (p.136) 記載の式より筆者が誘導したもので、F. E. Terman, "Radio Engineering", 改訂 3 版邦文訳文第 1 巻 p.57 式から面倒ではあるが正確であると確信する。読者の検討を願います。



## 7 スーパー・ヘテロダインの調整

高周波増幅回路およびスーパー・ヘテロダイン回路では調整を容易にするため、 gangs・バリコン(連結コンデンサー)を用いて単一整調をする。

スーパー・ヘテロダイン回路では、到来電波の共振回路と発振回路のバリコンは、どこを回してもつねに中間周波数に等しく、一定の周波数差を保たせなければならない。このため、次の方法が考えられる。

- (1) 発振回路と共振回路は、同一型のコンデンサーであるが、発振回路に直列、または並列に半固定コンデンサー(直列に挿入するコンデンサーを、パディング・コンデンサー Padding condenser という)を入れる。
- (2) 発振回路のコンデンサーの極板を特殊形状にする。

(2)の方法は、バリコンを特殊のものとしなければならない。またオール・ウェーブ受信機<sup>65</sup>には不向きであるが、1周波数帯の小型携帯用のものには利用されている。

(1)の方法は、受信周波数範囲の3点だけ、中間周波数差を作るように正しく合わせて他の周波数では多少のずれがあるが、実用上支障ない範囲に止めて置く。図10.21はその一例である。(a)図は放送波のみの受信のような1バンド(1 Band 帯)に用いられ、(b)図はオールウェーブ受信機(Allwave receiver 全波受信機)に主として用いられる。

一体に同調コイルに並列にコンデンサーを入れると、受信周波数帯で高い方の周波数変化が、低い方よりもはなはだしく、直列に入れるとその反対に低い方の周波数変化がはなはだしい。このことを考慮に入れて、放送波ならば、600, 1,000, 1,400の点で、中間周波数差になるように調整する。

この3点いずれでも、うまく中間周波数差にならなければ、発振コイルのインダクタンスを加減する。

600kc と 1,000kc とはよいが、1,400kc の方がずれているならば、

並列コンデンサーのキャパシチーを加減する。反対に 1,000kc, 1,400kc はよいが、600kc がずれているならば、直列コンデンサー(Padding condenser)を調整する。いずれにせよgangs・バリコン自体は同一容量変化をする必要があるので、前もって一致させておく必要がある。

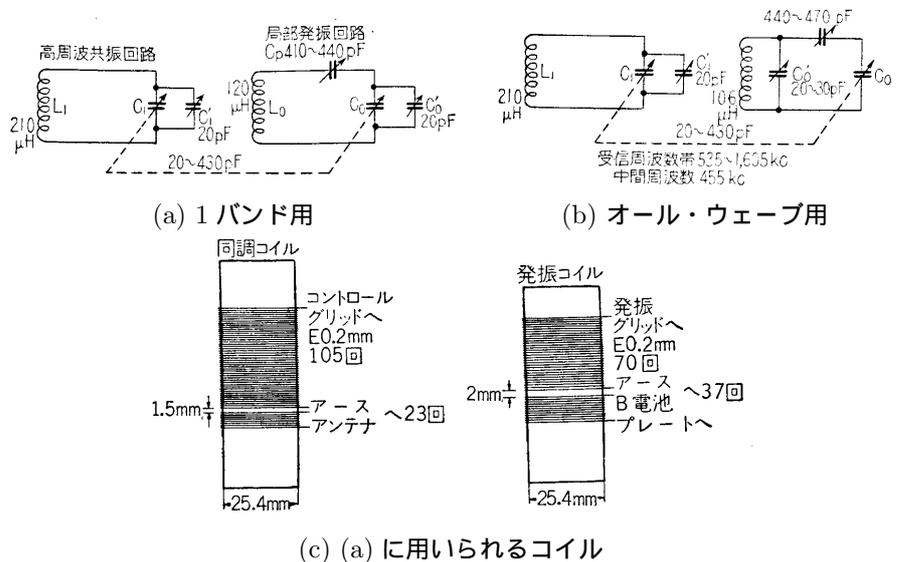


図 10.21 単一整調の場合の高周波コイル

<sup>65</sup> オール・ウェーブ受信機は、放送周波数のみでなく、短波も受信できる受信機をいう。普通 535kc ~ 22Mc の受信周波数帯である。

# 第11章 スピーカー

## 1 ダイナミック・スピーカー

音声電源を音にかえる機器をスピーカー(Speaker 高声器)またはレシーバー(Receiver 受話器)という。ダイナミック・スピーカーには種類の型があるが、一般に用いられているものはケログ・ライス型 (E. W. Kellogg & C. W. Rice type) である。図 11.1 はこの型の一例であって、図 11.2 に構造と記号とを示してある。

図に示す通り、断面が E 形をした円筒状磁石の中心の先端に、円筒ボビンにエナメル線を巻いたボイス・コイル(Voice coil または、一名 Moving coil 可動コイル)があり、コイルの他端は紙のコーンが取り付けられていて、それが自由に振動できるように、磁石との間にすき間が設けてある。コーンが付いているのでコーン・スピーカーともいう。

電力増幅管から出力トランスを介して、音声電流が供給されボイス・コイルを流れる。ボイス・コイルの電流と、中心に置かれた円筒状磁石の磁力線とが作用して、電磁気におけるフレミング左手法則<sup>66</sup>に従い、コイルは中心軸の方向に振動し、その振動がコーンに伝わり、コーンから音を生じる。

普通、1 個の入力は、超小型の場合は数 100 ミリワット、普通型では、1~10 ワットくらいで、ボイス・コイルに供給した音声電流のエネルギーと、コーンから音として放射されるエネルギーとの比、すなわち効率率は、普通のもので 3~4% くらいあれば良好である。

現在では磁石は永久磁石であるもの、すなわちパーマネント・ダイナミックがおもに使用されているが、電磁石としてフィールド・コイル(界磁線輪)を持つものもある。これは励磁型(エキサイト型ダイナミック)といわれる。

ボイス・コイルが振動する空隙は、ボイス・コイルの運動が充分行なわれるように設けることが必要であるが、あまり大きいと磁束密度が失われて音量が小さくなる。空隙における磁束密度は、5,000~10,000 ガウス<sup>67</sup>程度である。

口径 16.5cm のスピーカーで、ボイス・コイルは直径 0.2mm のエナメル線を数 10 回巻いたもので、その一端の円周にコーンが張り付けられ、また磁石に接触しないように中心保持器(俗にサポーターという)によって空隙の中心で自由に運動できるようにしてある。

コーンの大きさは口径で表わすことが習慣で、6 $\frac{1}{2}$ インチとか 10 インチものと称せられている。コーンの材料は、主として厚さ 0.1~0.5mm くらいの紙(国産のものはミツマタを加えたパルプ紙)で、中心にいくに従って厚くなっているものと、厚さが一様なものとがある。この紙の材料と形状は、スピーカーの音質に重大な関係があるので、種種工夫をこ

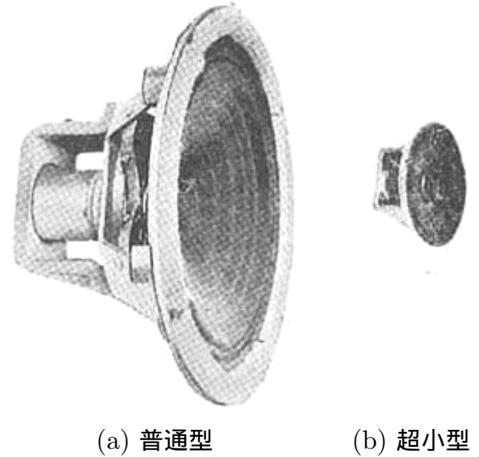


図 11.1 ダイナミック・スピーカーの概観

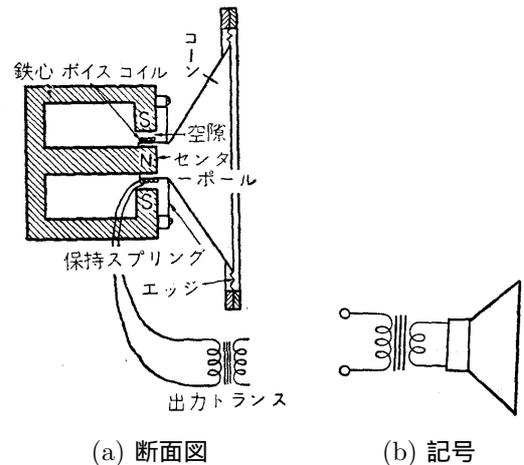
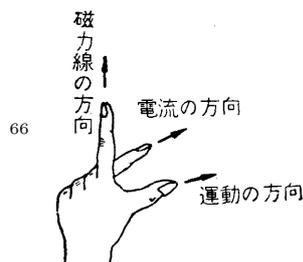


図 11.2 ダイナミック・スピーカーの構造



フレミング (J. A. Fleming) の左手の法則は、磁力線・電流・運動の方向を定めた法則で、磁力線と電流の方向が直角である場合、運動の方向は右図に示すように、それと垂直の方向に動くことを示す。

<sup>67</sup> ガウス (Gauss) とは、磁束密度の単位で一平方センチに 1 本の磁束があれば 1 ガウスである

らし、コーンにひだ(コルゲーション)を付けたり、またコーンを単なる円錐状とせず、楕円錐状のものや、放物線の回転面状にしたカーブド・コーンなどもある。

ボイス・コイルに音声電流を流してインピーダンスを測定すると、図 11.3 のようになる。図の場合に、 $f_0$  のところすなわち  $75\text{c/s}$  で著しい山を生じている。この山はコーンやボイスコイルを形作る振動系が共振するために生じるもので、 $f_0$  の共振周波数をスピーカーの低域共振周波数といい、 $f_0$  より低い音はスピーカーから輻射されがたい。従って低域共振周波数はスピーカーの低音部の特性を決定する重要な項となる。普通のスピーカーでは  $100\sim 150\text{c/s}$  で、大型のものは  $60\sim 80\text{c/s}$  くらいである。また同図において、周波数が  $f_1$  のところでインピーダンスが最小となっている。このインピーダンスはボイス・コイル直流抵抗とほぼ等しい値で、それより高い周波数ではインピーダンスは周波数に比例して大きくなる。

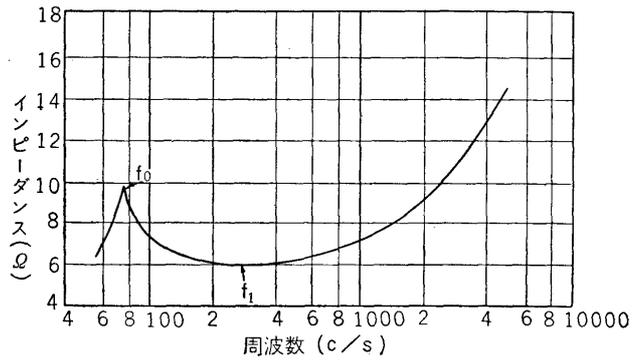


図 11.3 コーン・インピーダンス周波数特性

低域共振周波数は、コーンの材料、形状およびコーンを支持する保持物の弾性等により左右されるが、コーンの口径  $10\text{cm}$ (約 4 インチ) のものでは  $250\text{c/s}$ 、 $16.5\text{cm}$ (約  $6\frac{1}{2}$  インチ) のものでは  $160\text{c/s}$ 、 $25\text{cm}$ (約 10 インチ) のものでは  $90\text{c/s}$  以下が望ましい。

図 11.4 はダイナミック・スピーカーの周波数特性の一例で、相当凹凸と山谷があるが、コーンに紙を用いている関係上、低音ではほぼコーンが一体となって振動するが、高音部になるにつれて、コーンの中心部だけの振動となり、その間連続的になめらかに振動が行なわれにくいので、曲線に起伏が生じる。

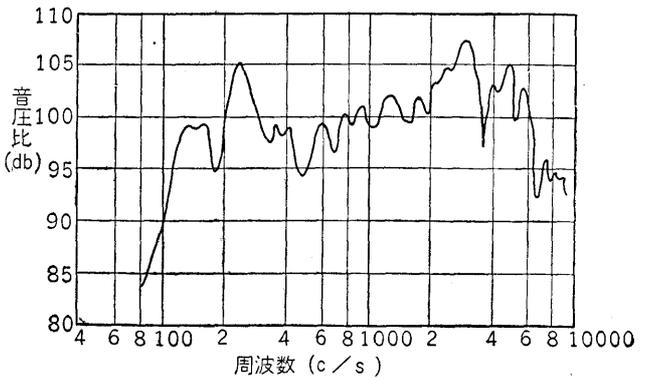


図 11.4 ダイナミック・コーン型スピーカーの周波数特性

曲線の起伏があまりはなはだしいのは、スピーカーとして音質が悪いので、この起伏の範囲<sup>68</sup>は  $18\sim 20\text{db}$  以内のものが多い。

スピーカーの音量は、音圧<sup>69</sup>の平均レベル (300, 400, 500 および  $600\text{c/s}$  の音圧の平均値) で定め、一定入力 (JIS ではボイス・コイルに  $1\text{W}$  加えた場合) のもとで  $92\sim 96\text{db}$ (口径  $12.5\text{cm}$  以下  $92\text{db}$ ,  $20.5\text{cm}$  以下  $94\text{db}$ ,  $25.4\text{cm}$  以上  $96\text{db}$  で、 $0\text{db}$  は  $0.0002\mu\text{bar}$  にとり、スピーカーの正面軸  $50\text{cm}$  の点の音圧である) あればよい。

すなわち良いスピーカーとは、広範囲にわたって音の再現が平坦で、聞く位置によって音量、音質に変化がなく、十分に音量もあり、歪みも伴わず、コーンの減衰状態も充分で、そのうえ長時間にわたって性能に狂いがなく、機械的にも丈夫でなければならない。

以上の条件を 1 個のスピーカーで満足させるのはなかなか困難であるから、大小 2 個のスピーカーを組み合わせたもの、または特殊形状のもの(ボイス・コイルに高音用のものを加えたもの、またはコーンの中心部に高音用コーンを付けたもの)等が用いられる。

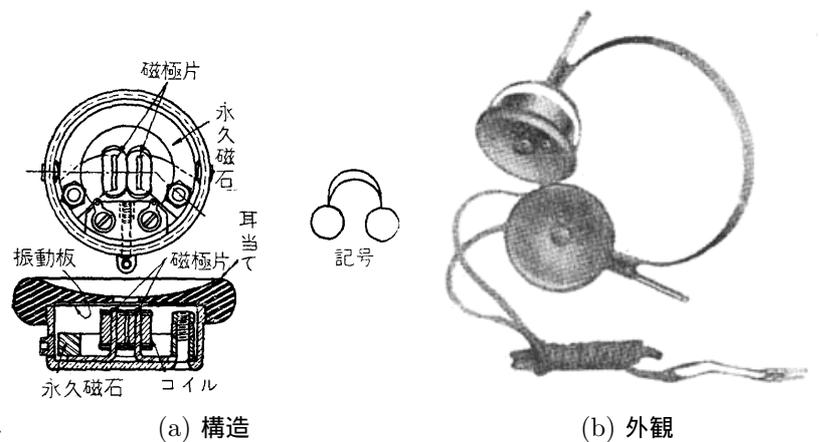


図 11.5 イヤホーン

<sup>68</sup> JIS では低域共振周波数から  $5,000\text{c/s}$  の間で、山谷の範囲は 10 インチ以上  $18\text{db}$ 、10 インチ未満  $20\text{db}$  である。

<sup>69</sup> 音圧の単位はパールである。 $\mu\text{bar}$  は  $1\text{bar}$  の百万分の 1 で、物理学で  $1\text{bar}$  は  $1\text{ダイン/cm}^2$  の圧力である。また実用上  $100\text{万倍ダイン/cm}^2$  を  $1\text{bar}$  とすることもある。本書は後者によった。

## 2 イヤホン

イヤホンは小さい出力の受信機，例えば鉱石受信機またはトランジスタ受信機に用いられる．イヤホンは構造により種々の型に区別されるが，もっとも多く用いられているのは単純2極型で，図11.5にその例を示してある．

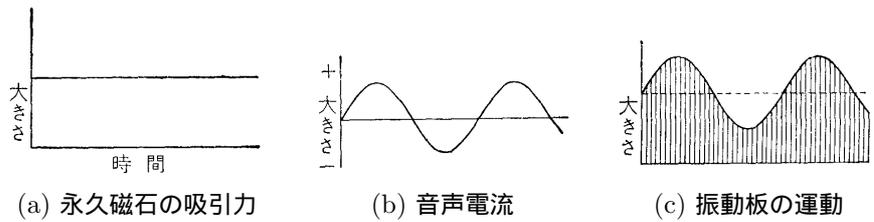


図 11.6 イヤホンの動作

馬蹄形または円形の永久磁石に磁極片を付け，その周囲に細いエナメル線（直径0.08mmくらい）を巻いたコイル（7,500～15,000回）がある．磁極片と振動板（直径50mm，厚さ0.5～0.1mm）とは，わずかな隙間でへだてられている．従って，振動板はつねに磁石の方に引きつけられ，音声電流がコイルの中を流れると，その磁力線と永久磁石との吸引力が振動板に働き，振動板は図11.6のように音声電流と同じ変化で動作し，音を発するようになる．イヤホンの感度はこの合成磁力によるので，永久磁石の強さ，隙間の大小，コイルの巻き回数および振動板の厚さ，直径等に左右される．永久磁石は強いほど，隙間はせまいほど，コイルは巻き回数の多いほど，振動板は薄いほど感度はよい．しかし，一般に能率ははなはだ悪く，入力電力の1～2%ぐらいが直接音として出る．

コイルの直流損失	36%	レシーバー中での音の損失	23%
磁石での損失	28%	振動板の摩擦による損失	12%

最近では耳の穴に直接入れることができるような耳穴式イヤホンがある．図11.7はその一例で，構造上単純2極式は用いず，単純1極式を用いたものが多い．

またロッシェル塩等を用いたクリスタル・イヤホンもある．これはロッシェル塩結晶に電圧を加えると，結晶が振動する性質を利用したもので，結晶の振動をアルミニウム箔の振動板に伝えて，振動板から音として輻射するようになっている．

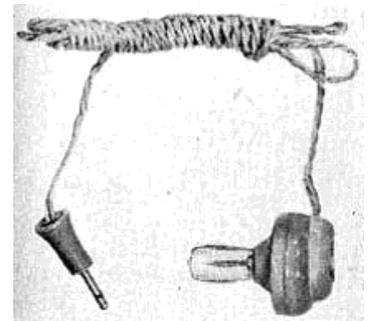


図 11.7 耳穴式イヤホン

## 3 バッフルおよびキャビネット

ダイナミック・スピーカーのようなコーン型スピーカーは，音は図11.8のようにコーンの前面および後面からくる．図11.9に示すように，スピーカーから出る音をコーンの軸上のC点で聞く場合を考えよう．コーンの前面A点からの音波と，コーンの後面B点からの音波は，コーンが振動すると互に位相が180°違っているので，A点の音波は(b)図のように，B点の音波は(c)図のようになる．C点ではこれらの音を合成したものを聞くことになるので，コーンの前面および後面との距離が2分の1波長以上の場合は，互に打ち消し合うことになる．この現象は低音部ほど影響が強く現われるので，

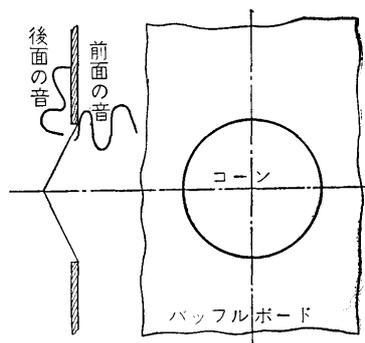
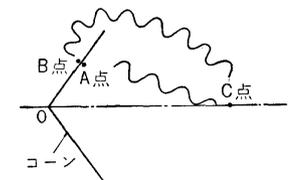


図 11.8 バッフルおよびコーン



(a) コーンから出る音波  
疎  
密  
(b) A点からの音波(前面)  
疎  
密  
(c) B点からの音波(後面)

図 11.9 コーンと音波

これを防止するため第11.8図のような板を設ける．この板をバッフル・ボード(Baffle board 略してバッフル)という．バッフルは，理想としては無限大の剛壁がよいが，実用上はつぎの式によってその直径が算出できる．

$$d = \frac{340}{2f} \text{ (m)}$$

ただし  $d$  = バッフルボードの直径(m)

$f$  = 有効に放射しようとする音の最低周波数(サイクル)

例えば，100c/sの音を再現するためには．

$$d = \frac{340}{2 \times 100} = 1.7 \text{ (m)}$$

すなわち 1.7m<sup>2</sup> の四角の板があればよい。

バツフルボードには図 11.10 のように種類の形状があるが、特定の周波数を強く相殺しないためには、コーンの前面から後面に至る距離がなるべく同一にならないハート形がよく、つぎに長方形、正方形という順で円形が一番悪い。

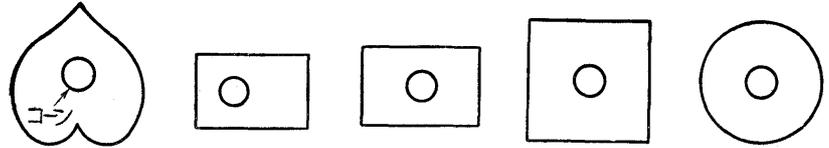


図 11.10 バツフル・ボードの形式

バツフル・ボードは、一般に形が大きくなるので取り扱いが不便である。これを箱形に曲げたのがキャビネット(Cabinet 外箱)である。多くの受信機はこの中にシャーシを入れて、前面に調整部分を設けてある。図 11.11 のようにコーンの前面と後面との距離は折り曲げられただけ遠くなり、同一距離のものでは小型となる。しかしキャビネットは欠点もある。裏面が開放されているものは、裏面が一種の管となって

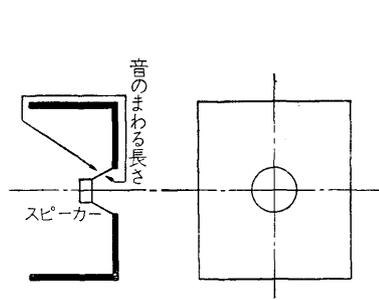


図 11.11 キャビネット (1)

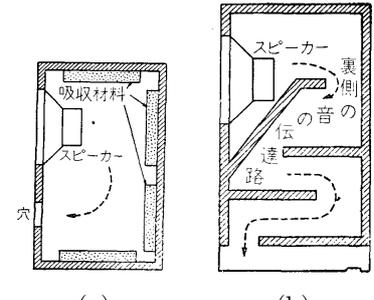


図 11.12 キャビネット (2)

共鳴を生じる。従って、その周波数 (200 ~ 300 c/s) が特に強調される。裏面が密閉されているものは、コーンの後面の空気がちょうどパネのように働き、コーンの固有振動<sup>70</sup>が高くなって固有振動付近の周波数は強調されるが、それ以下の低音は出にくくなる。このためキャビネットには、図 11.12 のように吸収材料を用いるものや、伝導管を用いて特殊の工夫をしたものがある。また共鳴筒を設けて過度に強調される低音を吸収するようにしたものもある。キャビネットは受信機外形の主体となるので、操作部分に関連して種類の形がある。

図 11.13 に示したように、指向性バツフルといて、咽喉部がほぼコーンの直径に等しいラッパを用いることがある。これは音を一方の方向に強く出すので指向性バツフルと呼ばれる。一般にコーン型スピーカーは、その直径の大きいほど低音の放射がよく、指向性バツフルでは、その開口部がコーンの直径に匹敵する。このため低音の放射がよい。指向性バツフルには円錐型とエクスポネンシャル型とがあるが、後者は製作は容易でない

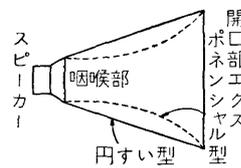


図 11.13 指向性バツフル

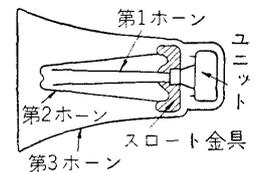


図 11.14 レフレックス・ホーン

が音の放射はよい。指向性バツフルは大型のものになるので、取り扱いに不便であるから、図 11.14 に示すように、スピーカー部(ユニット)より輻射される音を長いホーンを用いる代りに折り返し反射させて、全体の形状を小型にしたレフレックス・ホーンもある。

#### 4 受信機出力とスピーカー

スピーカーを動かすには電力が必要である。この電力は電力増幅管から得られる。スピーカーの入力が小さい場合は、音が小さくて実用にならない。また大きすぎると歪みを生じてぐあいが悪い。すなわちスピーカーを動かすには、適当な電力が必要である。これはスピーカーの種類および用いるスピーカーの数によって違う。

1 個のスピーカーを動かすのに必要な電力は、大体つぎの通りである。

超小型ダイナミック・スピーカー	5 ~ 300mW(個人またはポータブル用)
小型ダイナミック・スピーカー	300mW ~ 2.5W(一般家庭用)
大型ダイナミック・スピーカー	2.5 ~ 10W(公衆用)

<sup>70</sup> ちょうどパネの先に錘りをつけたものに振動を与えると、そのものの質量と弾性によって、自ら定まる振動数で振動する。これを固有振動といっている。コーンの振動体も質量と弾性があるので固有振動がある。

このうちの、小型ダイナミック・スピーカーとは口径 165mm(6 $\frac{1}{2}$ インチ)程度のもので、大型ダイナミック・スピーカーとは口径 305mm(10~12インチ)のものである。これだけの入力電力を加えても、そのどれだけが音の勢力になるかということは、音圧(音の圧力)を測ってみないとわからない。図 11.15 は音圧を測る装置で、スピーカーのボイス・コイルに低周波発振器から 20 サイクル~20 キロ・サイクルの音声電流を加えて、スピーカーから 0.5m 離れた点に音圧計をおいて音圧を測定する。これによってスピーカーの音響的忠実度(スピーカーの周波数特性)がわかる。

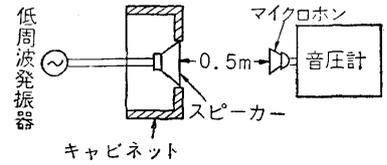


図 11.15 音圧測定装置

つぎに考えなければならないことは、スピーカーと電力増幅管をどう接続するかということである。真空管の負荷抵抗は、一般にキロ・オームである。ダイナミック・スピーカーのボイス・コイルのインピーダンスは数オーム~数 10 オームにすぎない。すなわち、これをそのまま接続したのでは、負荷と適合しないので損失をまねきエネルギーが悪い。

このため負荷の不整合を補うため、ダイナミック・スピーカーのインピーダンスを負荷に適合させる方法がとられるので、これをインピーダンス整合(Impedance matching インピーダンス・マッチング)という。

5 極真空管なら約 7,000 $\Omega$ 、3 極真空管ならプレート抵抗の 2 倍の値にしなければならぬ。このため図 11.16 のように、整合トランス(Matching transformer)または出力トランス(Output transformer)を設けて、最適負荷抵抗の値に整合する。いま、出力トランスの巻き数比を  $n$ 、負荷抵抗を  $R_1$ 、ボイス・コイルの抵抗を  $R_2$  とすれば

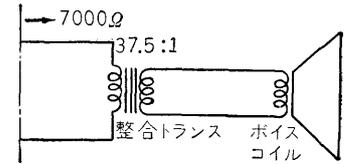


図 11.16 整合トランス

$$n = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad (11.1)$$

となる。

例えばボイス・コイルの抵抗 5 $\Omega$ 、負荷抵抗 7000 $\Omega$  とすれば

$$n = \sqrt{\frac{7,000}{5}} = \sqrt{1,400} \approx 37.5$$

すなわち 37.5 対 1 で、過圧(電圧を下げる)しなければならない。

# 第12章 電源回路

## 1 電源

ラジオ受信機は、鉱石ラジオを除いてはいずれも真空管またはトランジスターを用いているので、それぞれを動作させるために電源が必要である。真空管の場合は、ヒラメントまたはヒーターに用いられている電源を A 電源(ヒーター電源)、プレートおよびスクリーン・グリッドに適当な電圧を加えるための電源を B 電源(プレート電源)、コントロール・グリッドにバイアス電圧を与えるための電源を C 電源(バイアス電源) という。

これら A, B, C 電源中、A 電源は真空管によっては交流・直流のいずれでもよいが、B および C 電源は直流電源でなければならない。B および C 電源に、乾電池または蓄電池を用いた直流電源と、電灯線の交流を整流して直流に直して用いる交流電源とがある。また時と場合によって、あるときは直流電源、他の場合は交流電源、またあるときは両者共用の交直両用電源もある。しかし、取り扱いおよび維持費の点からいって、交流電源が直流電源よりすぐれているので、一般に交流電源がラジオ受信機に用いられる。

## 2 直流電源

直流電源には、乾電池のような 1 次電池と、蓄電池のような 2 次電池とがある。

図 12.1 は、乾電池の構造を示したので、亜鉛容器を陰極とし、その中の炭素棒を陽極として、中間に二酸化マンガンと炭素粉の混合物と、電解液として塩化アンモンの溶液をしませたものを満たしてある。

この電池の 1 個当たりの起電力は、1.5~1.7V であるから、A 電池 (A 電源) としてはそれに応じた電圧のもので、なるべく大型のものが経済的である。B 電池 (B 電源) は 22½, 45, 67 または 90V 電圧のものを用い、単球受信機ではあまり大型でないものが経済的である。これは自己放電によって、使用しなくても自然に電池が消耗するからである。3 球以上の受信機の場合は、なるべく大型の方が経済的である。C 電池 (C 電源) は、4.5V または 6V の小型 (C 電池は原則として電流を通じないので容量の小さいのでよい) のものを用いる。

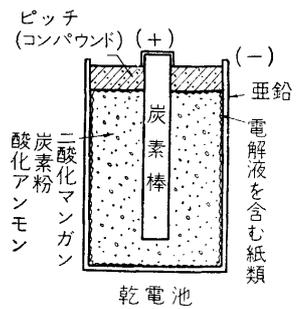
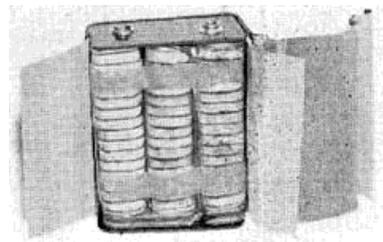
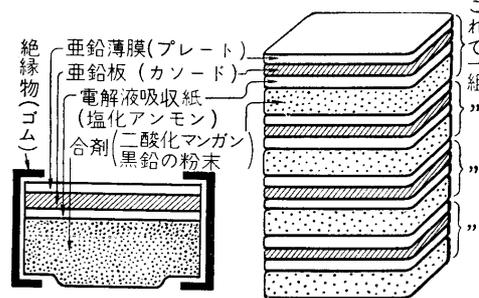


図 12.1 乾電池の構造

乾電池の一種で積層電池がある。これは図 12.2 のように電池を重ね合わせて所要の電圧までにするのであって、小型に作る事ができるから、携帯用受信機に用いられる。



(a) 外観



(b) 断面図

(c) 積層電池 (4 個)

図 12.2 積層電池

図 12.3 は単一型乾電池の放電曲線で、単一型乾電池から 5mA.....300mA と電流を連続に流した場合、放電時間

と電池の端子電圧との関係を描いたもので、放電電流が増加すると電池の消耗がはなはだしくなることを示している。

図 12.4 は、積層電池を 7,500Ω で結び、連続に電流を流した場合と、これを 2 時間行ない、つぎに電池電圧が昇りきるまで充電してまた 2 時間放電するというように、繰り返して操作した場合の時間と端子電圧の関係を描いたものである。このように、乾電池でも新しいもの (亜鉛板が腐食しているのは効果がない) はある程度充電 (5~10mA くらいの電流で充電するのがよい) すると寿命を延ばすことができる。

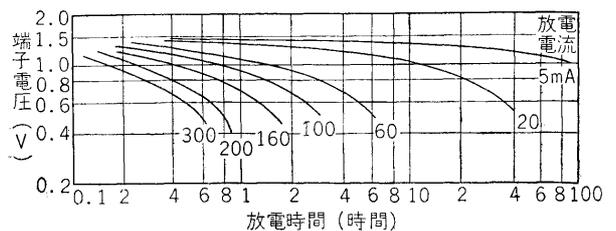


図 12.3 単一電池の放電曲線

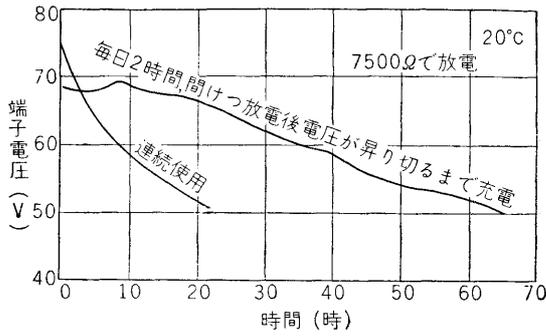


図 12.4 積層電池の放電曲線

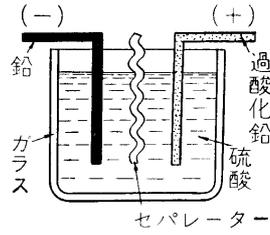


図 12.5 蓄電池の原理と構造

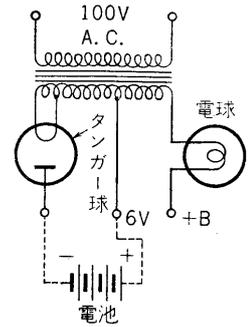


図 12.6 タンガール充電器

蓄電池は、化学作用によって電気的エネルギーを蓄えておき、必要に応じて放電して用いるのである。

図 12.5 はその原理構造図であって、希硫酸 (比重 1.200 ~ 1.225) の溶液中に、過酸化鉛を陽極、鉛を陰極として浸し、両者を隔離板 (セパレーター) で接触しないようにしたものである。

この電池の起電力は 1 個約 2 ボルトで、放電するに従って電圧は降下し、1.9 ~ 1.8 ボルトになる。この程度になったら充電しなくてはならない。充電するとやがて電圧は 2.2 ボルトくらいになり、充電完了に近づくとき 2.5 ~ 2.7V になる。

A 蓄電池としては 6V, 60AH (アンペア・アワー)、B 蓄電池としては 90V, 1AH くらいのが用いられる。C 電源は普通 C 乾電池が用いられる。

蓄電池を充電するには、タンガール充電器または金属整流器が用いられる。タンガール充電器は、アルゴンガスを封入した一種の 2 極放電管で、出力電圧は A 電池用 6 ~ 12 ボルト、B 電池用 60 ~ 15 ボルトくらい、出力電流は小型低圧のもので数アンペア、高圧のものは数 10 ミリ・アンペアくらいである。図 12.6 はこの充電器の回路接続図である。

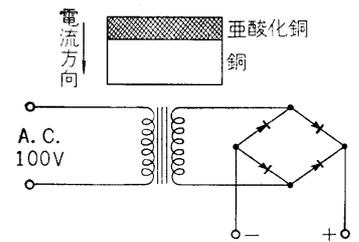


図 12.7 亜酸化銅整流器

金属整流器には、酸化銅整流器とセレン整流器とがある。酸化銅整流器は、銅板の片面に亜酸化銅の層を作っている。これに電流を通じると、図 12.7 のように、亜酸化銅から銅に流れる場合と、逆に銅から亜酸化銅に流れる場合とでは、電流比が 1,000 分の 1 も異なるので、これに交流を加えると整流作用を営ませることができる。普通 1 個当たりの交流電圧は、11V 以下、温度 75° 以下で使用する。

セレン整流器は、鉄円板上にセレンを塗布し、熱処理を加えて金属性セレンにしたものである。これは酸化銅整流器より電流比はよく、数 1,000 分の 1 であるので最近盛んに用いられている。

### 3 交流 A 電源

交流電源では、電源トランス (Power transformer 電源変圧器) を用いるものと、そうでないトランスレス式 (Transless) とがある。

ヒラメントまたはヒーターに等しい供給電圧がある場合は、そのまま使用できるが、一般に供給電圧は等しくないトランスレス式では、図 12.8 のようにヒーターを直列に接続する。この場合はヒーター電流が同一電流値の真空管でないといけない。用いる真空管のヒーター電圧を総計して、電源電圧にほぼ合うようにする。

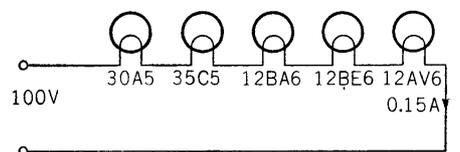


図 12.8 トランスレス受信機のヒーター接続の一例

図 12.8 の場合は

$$30 + 35 + 12.6 \times 3 = 102.8(V)$$

でほぼ 100V である。ヒーターの接続順序は、配電線アース側から検波、コンバーター、低周波増幅、高周波増幅、整流の順である。検波管をアース側の反対にするようにすると、雑音を誘導することがある。

このためトランスレス式では、電灯線プラグの極性を交互にかえて、雑音の少ない方に接続する。

電源トランス使用のものでは、同一ヒーター電圧のものを図 12.9(a) のように並列に接続する。ヒーター電圧の異なる

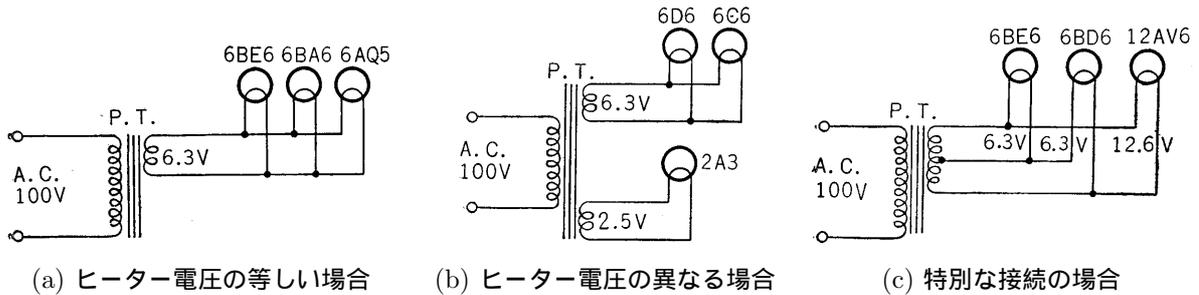


図 12.9 各種ヒーター接続法

真空管を用いる場合は、(b)、(c) 図のように別種の他の巻き線のものを用いるか、または特殊の工夫をしなければならない。

ヒラメントから熱電子を放射させる直熱型真空管で、交流に用いられるものは、熱容量を大きくするためヒラメントを太く、かつヒラメント電圧を低くして、温度および電圧の変化を少なくしてハム(交流)を減少している。

なおヒラメント回路を他の回路に接続する場合は、一番ハムの小さいヒラメントの midpoint に接続する。この midpoint は図 12.10 のように、 $20 \sim 30\Omega$  のハム・バランス (Hum balancer)(Potentio meter ポテンショ・メーター) または電源トランスの A 巻き線の中性点から引き出し線を設けて作る。

傍熱型真空管は、電子放射を間接にヒーターから加熱したものであるから、ハムを一層除去できる。従って最近の交流真空管はほとんどこれである。

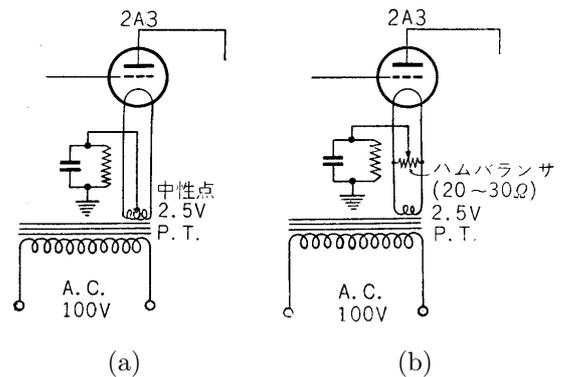


図 12.10 ヒラメント回路を他の回路に接続する場合

#### 4 交流 B 電源

電灯線から B 電源を得るには、2 極真空管を用いる。一般家庭用受信機の B 電源は、トランスを除き直流  $200 \sim 300V$  であるので、電源トランスを用いて昇圧する。図 12.11 は 2 極真空管を用いた整流回路である。(a) 図は半波整流(片波整流)で、(b) 図は全波整流(両波整流)である。前者は主として B 電流をあまり要しない 6Z-P1 等の小型電力増幅管を用いる受信機に、後者は電流を多く要する 6V6GT 等の電力増幅管を用いる受信機に使用される。

一般に交流受信機で整流管を選定する場合は、使用受信機の最大電圧(多くの場合は、電力増幅管のプレート電圧とバイアス電圧との和)と最大電流(各真空管のプレート、スクリーン・グリッドおよびデバイダーの電流の総和)とから、これに対して充分な値の整流管を選べばよい。

例えば、最大電圧  $250V$ 、整流電流  $30mA$  なら KX-12F、最大電圧  $300V$ 、整流電流  $100mA$  ならば KX-80 を選べばよい。

2 極整流管に加えられた交流電圧と、取り出される直流電圧との関係は、無負荷の場合は、直流出力電圧は交流出力電圧の  $1.4$  倍であり、負荷電流が多くなるにつれて直流出力電圧は下がる。図 12.12 は整流管 KX-12F、図 12.13 は KX-80 のそれぞれの特性曲線の状態を示したものである。

B 電圧はこの値からさらに平滑回路で降下する電圧を差し引いたものである。

例えば KX-12F を用いて、交流入力電圧  $240V$ 、負荷電流  $25mA$  であるならば、直流出力電圧は図 12.12 から  $260V$  となる。平滑回路の抵抗を  $2k\Omega$  とすれば、平滑回路の電圧降下は  $2000 \times 0.025 = 50V$  となって、B 巻き線の電圧としては  $260 - 50 = 210V$  となる。

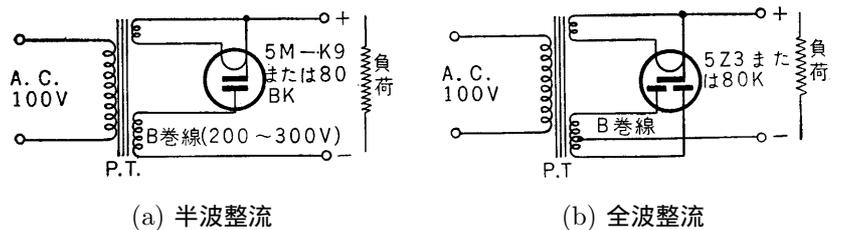


図 12.11 2 極真空管を用いた整流回路

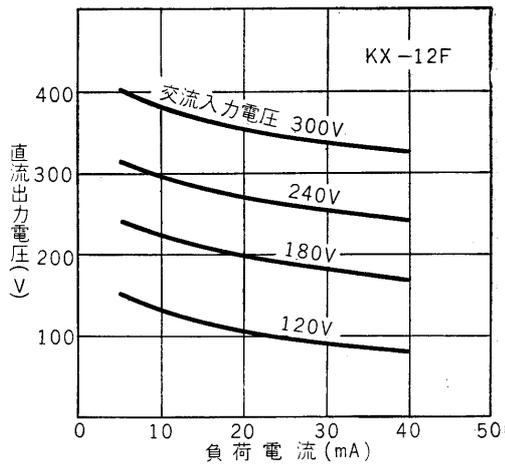


図 12.12 KX-12F 整流管の特性曲線

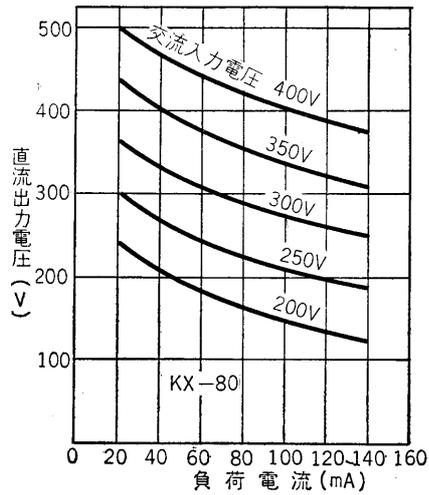


図 12.13 KX-80 整流管 . 平滑回路は図 12.14(a) に順ずる

整流管で整流された電流は、図 12.14(a) のような脈流であるので、このままでは用いることができない。もっと直流に近い平坦なものにする必要がある。このため図 12.15 のような平滑回路が用いられる。

平滑回路の入力側コンデンサー ( $C_1$ ) は、整流電圧が増す間は充電され、減少すると徐々に放電して、整流電圧がなくなってもまだ放電しつづける。図 12.14(b) は、この状態を画いたものである。(b) 図の脈流中の交流部分は、低周波チョークコイルで阻止され、さらに出力側コンデンサー ( $C_2$ ) が  $C_1$  と同様の働きをするので、(c) 図のように一層平滑となる。また出力側コンデンサー ( $C_2$ ) は、脈流を平滑にするのみでなく、負荷に対して一種のバイパス・コンデンサーとしても動作するものである。

平滑回路を用いても完全に直流とすることは困難で、多少の交流部分は含んでいる。この直流部分に含まれる交流分をリップル電圧(Ripple Voltage) といって、普通の受信機では数ボルト以下ならば、スピーカーからハム音としてあまり感じない。しかし、低音部がよく出るようなスピーカーを用いた場合は、相当耳ざわりとなるのでこれ以下にしなければならない。

B 級電力増幅の場合は、前に述べたように水銀蒸気整流管を用いる。この整流管は管内の電圧降下が少ないので、普通の平滑回路のように入力側のコンデンサーを用いると、このコンデンサーに流れる充電電流が大きいため、整流管を破損することがある。このためインダクタンスの小さい低周波チョーク・コイル (5H くらい) を入力側コンデンサーの前方に挿入する。この平滑回路をチョーク・インプット (Choke input) といっている。これに対していままで述べたように入力側コンデンサー、低周波チョーク・コイル、出力側コンデンサーという順に、コンデンサーで入力が始まる平滑回路をコンデンサー・インプット (Condenser input) といっている。

図 12.16 は KX-80 を用いた場合について、コンデンサー・インプットとチョーク・インプットの両者を比較したもので、コンデンサー・インプットは、出力電圧は高いが負荷電流の大小による出力電圧の差がはなはだしい。

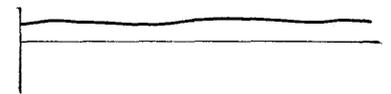
これに対してチョーク・インプットは、出力電圧は低いが負荷電流の大小による出力電圧の差はそれほどはなはだしくない。



(a) 整流管のプレート電流



(b) 平滑回路によって平坦にした電流



(c) (b) を一層平坦にしたもの

図 12.14 整流された電流の平坦化

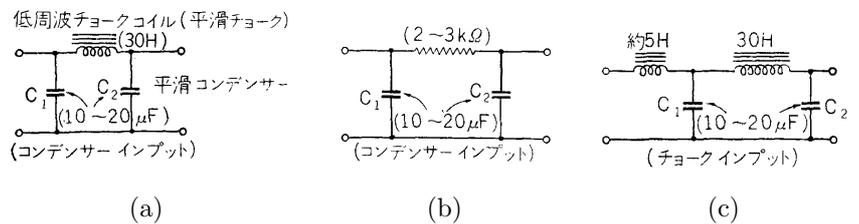


図 12.15 平滑回路

平滑回路のコンデンサーを平滑コンデンサー(Smoothing condenser) ということがある。平滑コンデンサーは、ふつう 10 または  $20\mu\text{F}$  くらいのものが用いられるが、その容量は大きいのが用いられる傾向にある。平滑回路でリップル電圧を小さくするために、低周波チョーク・コイルのインダクタンスを増すか、またはコンデンサーのキャパシターを増すか、のいずれかの方法をとる。インダクタンスを増すと実際には直流抵抗が増し、平滑回路での電圧降下が大きくなるので、それだけ B 電圧が低くなり損である。キャパシターはこの傾向がないので、最近の受信機では  $20 \sim 30\mu\text{F}$  くらいのが用いられている。

このような大容量のキャパシターのものは、ペーパー・コンデンサーで製作すると大型となり費用も多くかかるので、電解コンデンサーが用いられている。

電解コンデンサーは、アルミニウム板と<sup>ほう</sup>砂、くえん酸アンモニウム、<sup>りん</sup>燐酸アンモニウム等の電解液に対立させ、直流を流し、正極(+)のアルミニウムの表面にきわめて薄い絶縁性の酸化アルミの皮膜を作ったものである。

電解コンデンサーは、ペーパー・コンデンサーと異なり極性があるから、接続を間違えないようにしなければならない。また、規定された耐圧電圧以上の回路に使用すると、破損するから注意を要する。特に受信機を点火した瞬間には、整流管が直熱型で、増幅回路に傍熱型の真空管を用いたものでは、整流管は早く動作し、増幅管は充分加熱するまではプレート電流が少ないので回路での電圧降下が非常に少なく、平滑回路の入力側のコンデンサーに図 12.17 に示す通り、高圧の電圧がかかり破損しやすい。このため整流管も、最近では傍熱型のものを用い、過度に平滑コンデンサーに電圧がかからないようにしてある。

平滑用に用いる低周波チョーク・コイルは、平滑チョーク(Smoothing choke) といわれる。普通インダクタンスは  $30\text{H}$  くらいである。これは、場合によってはダイナミック・スピーカーのフィールド・コイル(Field coil) を用いることもある。また、小型受信機では、現在では平滑チョークを用いることはまれで、 $2 \sim 3\text{k}\Omega$  くらいの固定抵抗が用いられる。これを平滑抵抗(Smoothing resistor) といふ。平滑抵抗は回路の全 B 電流が流れるので、小型のものでは焼損のおそれがある。普通  $2\text{W}$  以上の容量を持ったものが用いられる。

### 5 C 電源

C 電源は、一般に B 電源の一部を利用するので、交流直流いずれの受信機でも利用される。図 12.18 のように、カソードと B 電源(-) 側との間に抵抗を接続し、その抵抗内を流れるカソード電流を利用するのである。この抵抗をバイアス抵抗(Bias resistor) といふ。バイアス抵抗には並列にコンデンサーを入れる。このコンデンサーは、高周波または低周波電流の側路にあるためバイパス・コンデンサー(Bypass condenser) といふ。このバイパス・コンデンサーは、高周波増幅の場合は  $0.01 \sim 0.5\mu\text{F}$  くらい、低周波増幅の場合は  $10 \sim 50\mu\text{F}$  くらいが用いられる。バイアス抵抗は真空管により異なり、つぎの式により算出する。

$$\text{バイアス抵抗} = \frac{\text{グリッド・バイアス電圧}}{\text{カソードを流れる電流}} \tag{12.1}$$

カソードを流れる電流とは、3 極真空管ではプレート電流、多極真空管ではプレート電流とスクリーン・グリッド電流との和である。

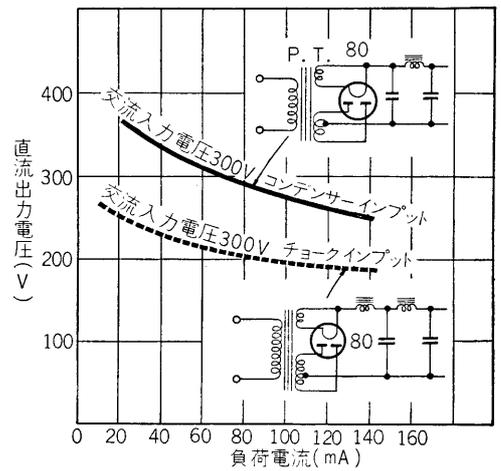


図 12.16 コンデンサー・インプットとチョーク・インプットとの比較

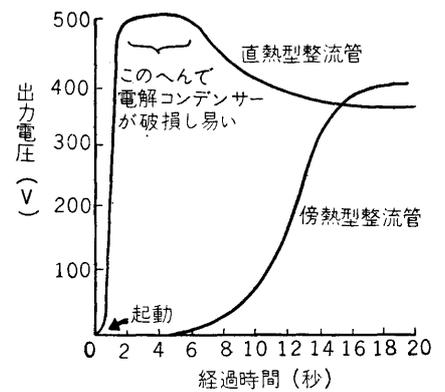


図 12.17 受信機を点火した際の整流管の出力電圧

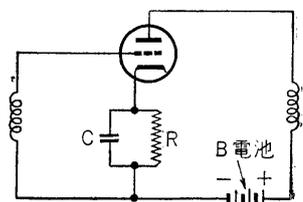


図 12.18 C 電源

これらの方法は、増幅する真空管自身でバイアス電圧を得ているので、セルフ・バイアス法(Self bias method 自己偏倚)といわれる。

例えば、真空管のグリッド・バイアス電圧  $-16.5V$ 、プレート電流  $34mA$ 、スクリーン・グリッド電流  $6.5mA$  ならば

$$\text{バイアス抵抗} = \frac{16.5}{(34 + 6.5) \times 10^{-3}} = 407.4\Omega \approx 410\Omega$$

を用いればよい。

この C 電源を得る方法としては、図 12.19 のように、電源に並列に抵抗を入れ一種のデバイダー(Voltage divider 分圧器)として用いる場合もある。この場合は、このデバイダーを流れる電流分だけ余分にバイアスされることになる。

この方法は高周波増幅真空管には好んで用いられる。また、スピーカーのフィールド・コイルを用いた場合は、図 12.20 のようにこれを平滑回路のアース側に接続して、そこに生じる電圧降下を利用して C 電源に用いる場合もある。

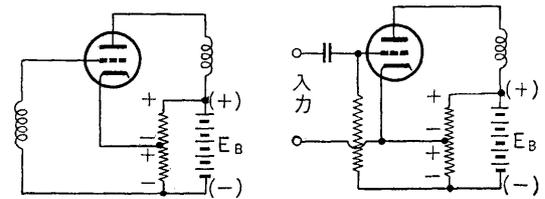
また特にスピーカーを多く用いる大型の受信機では、C 電源は B 電源の一部を利用することをせず、特に独立に電源を設ける場合もある。

### 6 トランジスタ受信機の電源

トランジスタ受信機の電源は、ポケットに入るような超小型のものには、3V 程度の低圧のもので単 2、単 3 型の乾電池、6~9V のもので積層電池が用いられる。

前に述べた通り、P-N-P 型のトランジスタでは、コレクター側に電池の負極 (-) を接続し、アース側に正極 (+) を結ぶ、N-P-N 型のトランジスタでは、反対にコレクター側に正極、アース側に負極を結ぶ。もともとトランジスタは温度に敏感であり、ゲルマニウムを材料としたものでは  $70\sim 80^{\circ}C$  以下、シリコンを用いたものでは  $135^{\circ}C$  以下の温度で用いないと、温度により永久的変化を受けて破損してしまう。

トランジスタによるバイアスの定めかたは、相当面倒である。真空管の場合は、グリッド側の入力インピーダンスはほとんど抵抗分がないと考えてよいくらいに高いので、グリッド・バイアスは電圧のみ考慮すればよい。しかし、トランジスタの場合は、入力インピーダンスが低いので電圧を考えず、電流を動作の基点として考える。



(a) B 電源に並列抵抗を入れバイアス電圧を得る方法  
(b) (a) の回路の変形

図 12.19 C 電源を得る方法

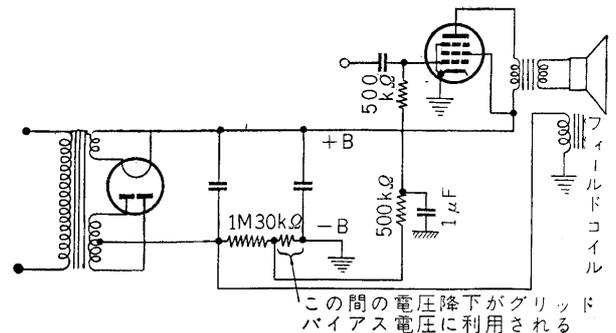


図 12.20 電圧降下を利用して C 電源に用いる場合

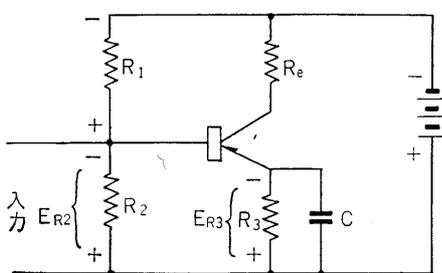


図 12.21 電流饋還型バイアス回路

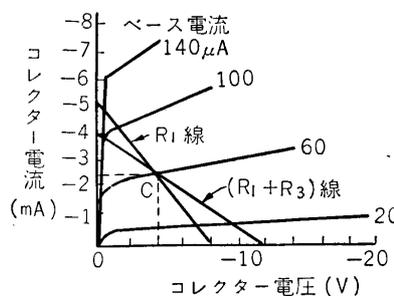


図 12.22 トランジスタの動作特性

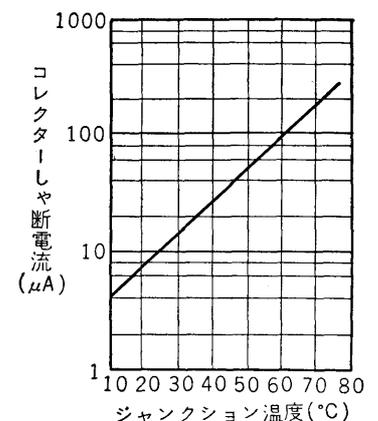


図 12.23 コレクター遮断電流と温度

もっとも多く用いられるエミッター接地の場合を考えてみよう(図 12.21)。図 12.22 はこれに用いられるトランジスタの特性曲線を示したものである。電源電圧を  $12V$  とすると、コレクター電圧  $-12V$  の点から、負荷の直流抵抗とエミッター・バイアス抵抗 ( $R_3$ ) との和を斜線とした ( $R_l + R_3$ ) の線が画ける。 $R_3$  にはエミッター電流 ( $I_E$ ) が流れる

から、 $R_3$  の端子電圧は  $I_E \times R_3 = E_{R_3}$  である。 $R_3$  は負荷ではないから、 $10 \sim 50\mu F$  の電解コンデンサーを入れて音声電流はバイパスしてしまう。従って音声電流の負荷は  $R_1$  のみになって、このトランジスターの負荷曲線 ( $R_1$  線) は、 $(R_1 + R_3)$  線より傾斜が急になり、図に示すようになる。 $R_1$  線と  $(R_1 + R_3)$  線との交点 C が動作基点である。すなわち、これに相当するエミッター電流  $2.5\text{mA}$  を流せばよいことになる。

トランジスターのコレクターは、逆方向の電源電圧が加えられているが、半導体の性質として、逆方向の電圧を加えてもわずかながら電流が流れる。これをコレクター遮断電流という。図 12.23 に示す通り、コレクター遮断電流 ( $I_{co}$ ) はジャンクション<sup>71</sup>(Junction 接合部) の温度が上がると指数的に増す傾向がある。

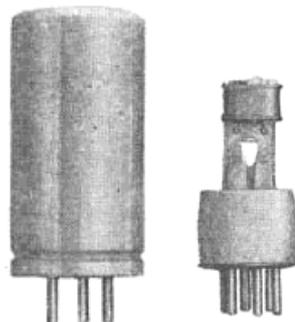
トランジスターを使用している場合、周囲温度が上がるとコレクター遮断電流が増加する。これはコレクター電流の増加を意味するからエミッター電流も増す。エミッター電流が増すと図 12.21 の  $E_{R_3}$  電圧が増す。一方電源より  $R_1, R_2$  抵抗をブリーダーとして用い、 $R_1, R_2$  の接合点をベースに接続する。はじめに、 $R_2$  での電圧降下 ( $E_{R_2}$ ) は  $E_{R_3}$  より大きいように選んでおく。すると  $E_{R_3}$  の電圧が増加しても、ベース、エミッター間の電圧は極性が反対であるから、かえって減ずることとなり、この減少は前に述べた通り、コレクター電流を減少するように働くから、自動的に動作基点 (C 点) をもとにもどす働きをする。

こうした温度の変化に対して、補償回路を電流帰還型のバイアス回路という。簡単な方法として  $R_3$  を省略した回路を用いることがあるが、 $R_3$  を省略すると温度に対する補償が充分でないので、トランジスターを破損することもある。

また、B 級増幅の場合は電流帰還型のバイアス回路を必ず用い、動作基点は、コレクター電流が零の点に選ぶことは第 9 章に述べた通りであり、 $R_3$  の純抵抗のみでは温度補償がまだ充分に行ないない場合もあるので、バリスター、サミスターのように温度によって抵抗値が非直線的に変化するものを用いる。

### 7 バイブレーター電源

自動車用ラジオ受信機のように 6V の電源よりほかに得られない場合、B 電源を得る方法としてバイブレ



(a) 外観 (b) 構造  
図 12.24 バイブレーター

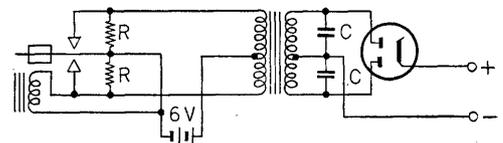
ーター (Vibrator) を用いる (図 12.24)。図 12.25 のように、6V の電池によりバイブレーターを働かして、昇圧トランスの 1 次回路を断続し、2 次側に高圧を発生させ、この交流電圧を 2 極真空管で整流して B 電源を得るのである。この型のものをインターラプター型という。また整流真空管を用いず、バイブレーターのみで機械的整流を行なうシンクロナス型もある。

またバイブレーターによって交流 100V を生じさせ、普通電灯電源のように用いるインターパー型もある。

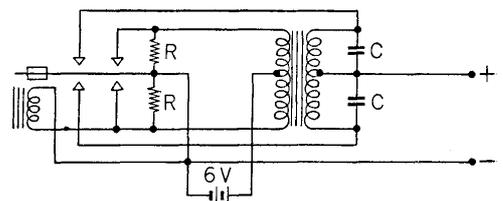
バイブレーターの能率は、30~50% くらいである。従って用いる電池は大型のもの (60AH 以上) でなければならない。

バイブレーターは動作不完全の場合は火花を発生するので、受信機に雑音を生じることがある。これを防ぐには、まず振動接触点の火花の発生を防ぐのが第一である。場合によっては図 12.24 のように、接点に並列に  $100 \sim 150\Omega$  の抵抗 ( $R$ ) を挿入して、接触点の火花の発生を除去することもある。

なお、電池とバイブレーターとの間に図 12.26 のように、 $60\mu H$  のコイルを直列に、 $0.05\mu F$  のコンデンサーを並列と



(a) インターラプター型



(b) シンクロナス型

図 12.25 バイブレーター電源

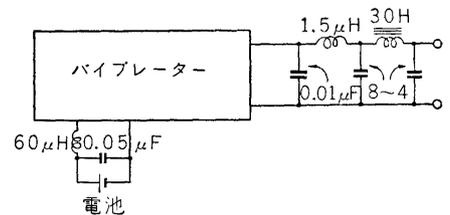


図 12.26 バイブレーター電源の雑音除去回路

<sup>71</sup> ジャンクションとは、トランジスターではベースにコレクターおよびエミッターを付ける点であるが、後者エミッターは一般に温度上昇が低いので前者コレクターのみを考える。トランジスターが用いられているところの周囲温度が低い場合は、ジャンクション温度のみと考えてよいが、周囲温度が高い場合は、これと接合部の温度を加えたものが真のジャンクション温度となる。

した一種の低域フィルターを入れることもある。同様に，平滑回路の前に， $1.5\mu\text{H}$  および  $0.01\sim 0.1\mu\text{F}$  のチョークコイルおよびコンデンサーを挿入して，B 電源にバイブレーターの雑音が混入しないようにしたものもある。

また，バイブレーターの機械的振動が受信機に伝わらないように，バイブレーターはゴムのパッキングをしてシールドケースの中に入れる。

# 第13章 補助回路

## 1 補助回路

受信機を形作っている回路は、前章までに述べたような回路以外に、調整、特性の改善また動作の安定のために、種々な補助動作を行なう回路を付けるので、これを補助回路という。一般に、高級受信機と呼ばれているものほど種々な多数の補助回路を持っている。逆にいえば、多数の補助回路を持っているものが、正しい意味ではないが、高級受信機と一般にみられている。補助回路の主なものは、音量調節、音質調節、選択度調節、同調指示装置、自動同調装置、負饋還等である。

## 2 音量調節

到来電波のはなはだ強い場合は、高周波増幅管または検波管が過負荷になるおそれがある。音声電流の大きすぎる場合も、低周波増幅管が過負荷となり歪みを生じることがある。ラジオの音は適当な大きさと聞くことがのぞましく、これを聴取者に適した程度にまで調節するのが、音量調節(Volume control ボリューム・コントロール)である。

音量調節は手動で行なうものと、自動的に動作させるものの2種類がある。前者は高周波、低周波いずれの回路にも用いられ、後者はおもに高周波回路に用いられる。

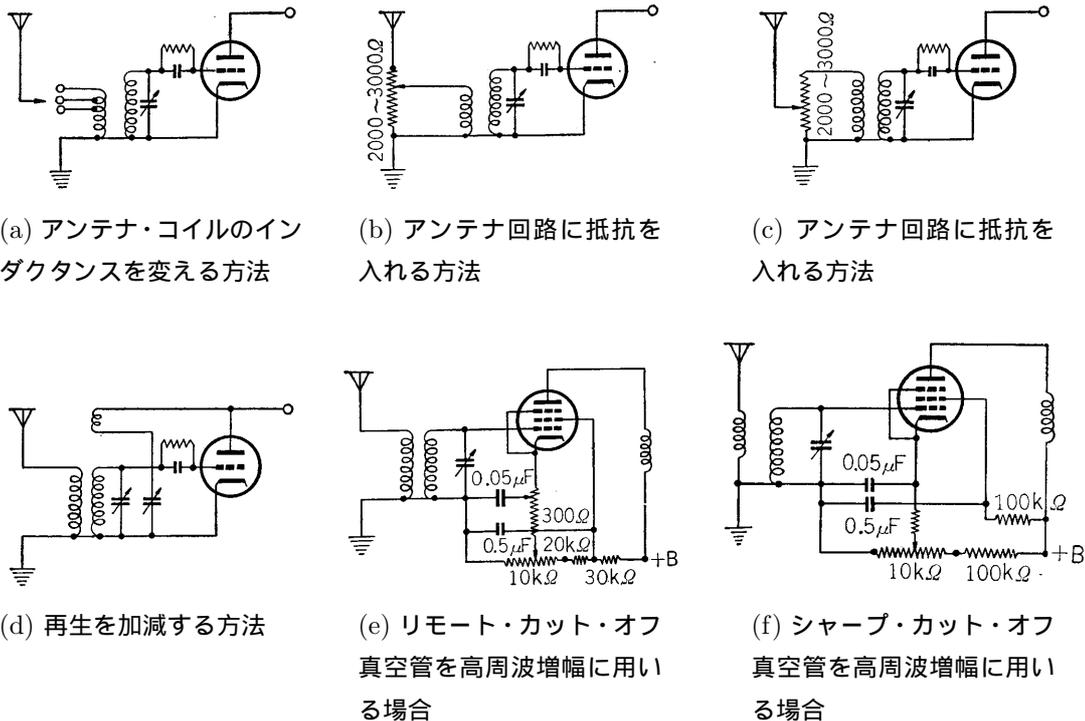


図 13.1 高周波回路の手動調節の方法

高周波回路における手動調節としては、図 13.1 に示すような種々な方法がある。(a) 図は、アンテナ・コイルにタップ(コイルの引出し口)を設けて切り替える方法である。(b), (c) 図は、コイルにタップを設ける代りに、ボリューム・コントローラ(Volume controller 音量調節器)(この抵抗は音量を調節するので俗にボリュームといわれる)を入れて加減する方法で、 $2,000 \sim 3,000\Omega$ の抵抗が用いられる。(d) 図は、再生により音量調節を行なうもので、簡単な受信機はもっぱらこれによっている。(e) 図は、バリミュー管(可変増幅率真空管 リモート・カット・オフ真空管)を高周波増幅に用い、グリッド・バイア

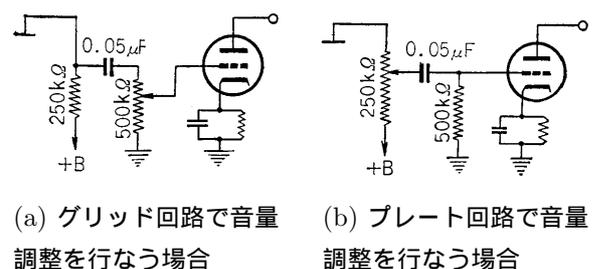


図 13.2 低周波回路の手動音量調節の方法

ス。グリッド・バイア

ス電圧を3~数10ボルトに可変し、増幅度を変化して音量調節を行なうもので、もっとも一般に用いられている。(f)図は、6D6、6BD6等のリモート・カット・オフ真空管のない場合に、6C6(シャープ・カット・オフ真空管)で滑らかに行なおうとするものであるが、あまり用いられない。

高周波回路における音量調節の範囲は、音量も最大とした場合と最小にした場合の比が1,000倍(60db)位いならよく、全調節範囲が滑らかに変化できなくてはならない。この点(a)図の方法は、変化が段階的で、かつ音量調節範囲がせまい。(d)図の再生による方法は、普通数倍程度の変可範囲であるから範囲がせまい。(f)図の方法は、可変抵抗(10kΩ)の回転角に対する抵抗の変化の割合がはじめ大きく、次第に小さくなるようなものを用いれば(日本工業規格の普通級回転型小型可変抵抗器で、C型に相当するもの)、100~1,000倍(40~60db)の音量調節範囲が得られる。低周波回路における音量調整は、第13.2図のように、グリッドの入力電圧を加減する方法がとられ、(a)図はこれをグリッド回路で行ない、(b)図は負荷抵抗を変可している。後者は受信機組み立て上、プレート回路の配線が複雑になると、プレート電流が流れるため、抵抗器が変化しやすいので、あまり用いられない。

抵抗の回転角に対する変化は図13.3のように対数的な変化をするものがよい。抵抗値としてグリッド回路に用いられるものは、500kΩくらいである。

フェージング等のため、到来電波が強くなったり弱くなったりする場合、手動調節ではなかなかこれに応じて調整することは困難である。このため、自動的に電波の強弱に応じて変化する装置が必要でこれを自動音量調節(オートマチック・ボリューム・コントロール Automatic volume control 略してA.V.C.)といている。

A.V.C.は、2極真空管検波の検波電流の直流部分を利用して、高周波または中間周波増幅管のグリッドバイアス電圧を変可するのが普通である。

図13.4は、その主要点を画いた原理図である。真空管V<sub>1</sub>は、リモート・カット・オフ真空管であって、そのバイアス電圧は、バイアス抵抗R<sub>1</sub>によるセルフ・バイアス電圧と検波回路の抵抗R<sub>2</sub>によって得られる検波直流電圧の和である。バイアス抵抗R<sub>1</sub>によるセルフ・バイアス電圧はほぼ一定であるが、検波直流電圧は高周波入力電圧が大きくなるにつれて大となり、従ってバイアス電圧も大きくなって、これが高周波増幅管V<sub>1</sub>に働き、その増幅度を小さくするので、自動音量調整の目的が達せられる。図中RおよびCは、結合阻止用の一種のフィルターで、これがないと高周波増幅管は変調周波数で変動するおそれがある。このRおよびCの値は、自動音量調整にとっては重要なところで、この定数が大きいと周期の早いフェージングにA.V.C.が追従し得なくなる。一方、これが小さいと、変調周波数で高周波増幅管のバイアス電圧が変動されるのでぐあいが悪い。このRおよびCの積を、時定数(Time constant)といている。

$$t = R(\text{M}\Omega) \times C(\mu\text{F}) \tag{13.1}$$

普通の受信機ではtは0.1~0.3秒位いで、特に高忠実度(音質のよい)を要求される場合はtをやや大きく0.25~0.5秒位いとす。オール・ウェーブ受信機では、0.1~0.2秒位いである。このため、Rの値は0.5~2MΩ、Cの値は0.01~0.25μFが用いられる。

このA.V.Cは、電波が到来すれば必然的に動作するので、

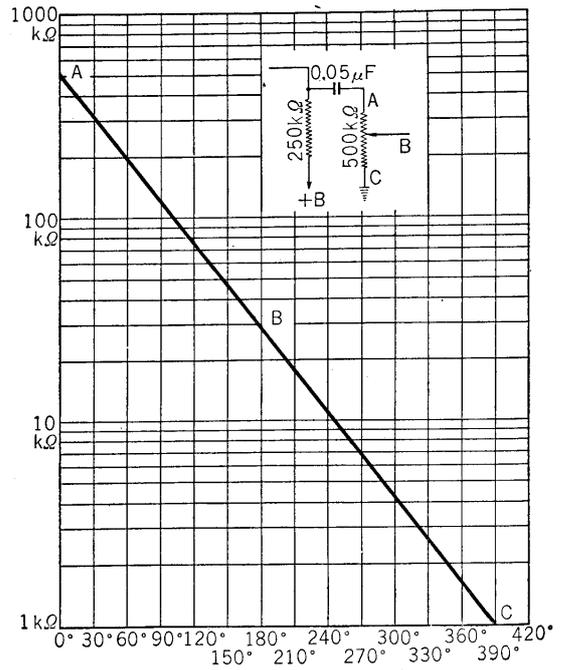


図13.3 500kΩの音量調節器

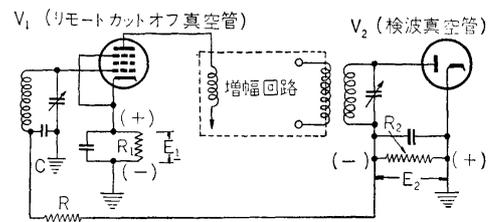


図13.4 A.V.C.回路

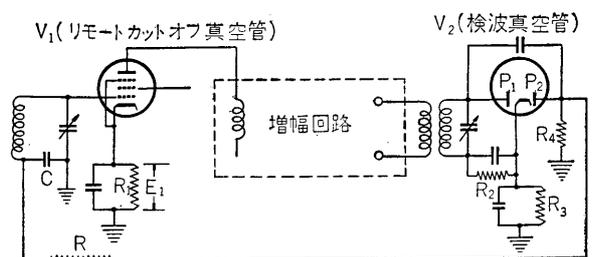


図13.5 遅動自動音量調節

電波が微弱の場合でも動作し、受信機の感度を下げる欠点がある。このため、ある程度の電波の強さがあるとき初めて A.V.C. が動作するようにした、遅動音量調節(Delayed A.V.C. 略して D.A.V.C.) がある。図 13.5 はその原理図で、検波真空管は 2 極複合真空管を用い、一方  $P_1$  を検波に、他方  $P_2$  を A.V.C. 専用にする。こうすると、A.V.C. 側のプレート  $P_2$  には、真空管  $V_2$  (双 2 極・3 極真空管等で、複合真空管である) のバイアス抵抗  $R_3$  によるバイアス電圧が  $R_4$  を通じて加えられているため、プレート電圧はバイアス電圧だけ負になって電流が流れない。従って  $R_4$  の電圧降下がないので、電波の微弱な場合は、高周波増幅管  $V_1$  の受けるバイアス電圧は自己のバイアス電圧 (すなわち  $R_1$  によるバイアス電圧) だけしか加えられない。電波が強くなり真空管  $V_2$  のバイアス電圧 ( $R_3$  による電圧) より大きくなると、大きくなった分だけ  $V_2$  の  $P_2$ ,  $R_4$ ,  $R_3$  およびカソードへと電子流が流れるので、 $R_4$  の両端には電圧降下が現われる。この電圧降下はプレート側が (-)、アース側が (+) となるので、真空管  $V_2$  の受けるグリッド・バイアス電圧は  $R_1$  によるセルフ・バイアス電圧と  $R_4$  の電圧降下とが加わったものとなり、A.V.C. が掛かる。すなわち  $R_3$  によるバイアス電圧に打ち勝って、はじめて A.V.C. が働くので遅動 A.V.C. と呼ばれる。

A.V.C. のない受信機は、アンテナ入力電圧が増すにつれ受信機出力も増加するが、ある程度になると過負荷のために図 13.6 のように出力が減少する。A.V.C. が付いている受信機では、アンテナ入力電圧が増すにつれ受信機出力も増加するが、その割合は A.V.C. が動作するのでゆるやかである。従って曲線は次第に滑らかに曲がってくる。D.A.V.C. の付いているものが理想的に動作すれば、はじめ A.V.C. の付かない受信機と同様に变化し、A.V.C. が効いてから急に曲線が曲がる型となるのであるが、実際には図に示す通り D.A.V.C. の線に沿って次第に曲がる型のもが多い。

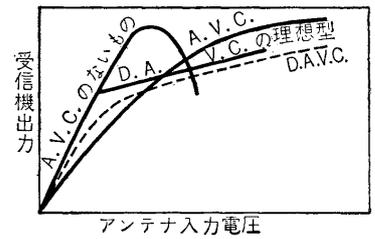


図 13.6 D.A.V.C. の特性曲線

### 3 音質調節

#### 1. 音質調節とは

低周波増幅回路で、低音域または高音域を他の音域に比べて強調または減衰する回路を音質調節回路という。一般に、低周波増幅回路では、低音域と高音域は中音域に比較して再現しがたい。このため、低音域または高音域を中音域と同等になるよう、周波数全般にわたって一様に増幅することが望ましい。また、スピーカー等の特性によっては、ある音域を強調または減衰した方が受信機全体としての周波数特性がよくなることがある。このような場合に音質調節回路を採用するのである。

音質調整を行なう方法は、インダクタンス、キャパシチー、抵抗を組み合わせる。インダクタンスによる方法は、インダクタンスの値の正確なものが得られにくいと、付加したインダクタンスが受信機の電源トランスと電磁結合してハムを誘発しやすいために、用いられることがまれである。従って、ここではキャパシチーと抵抗の組み合わせによるものについて述べることにする。

#### 2. 低音域減衰

図 13.7 は、低音域減衰の音質調節回路である。ただし、同図の結合コンデンサー ( $C_c$ ) のキャパシチーは小さい値とする。(a) 図の等価回路は (b) 図、さらに (c) 図になると考えることできる<sup>72</sup>。

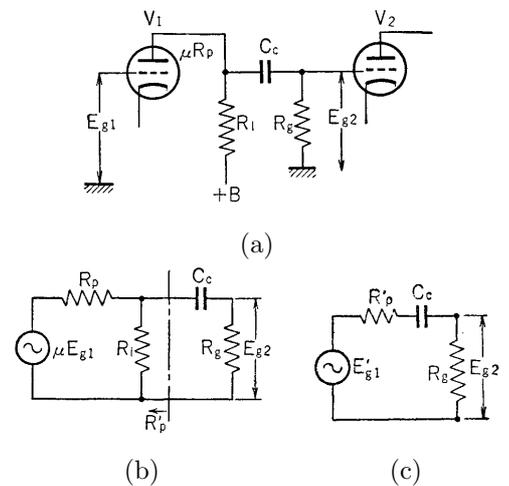


図 13.7 低音域減衰回路

<sup>72</sup> 図 13.7(a) で  $E_{g2}$  を求めてみると、 $C_c$  のリアクタンスは  $R_g$  に比べ充分小さいものとして無視すれば、

$$R_{g2} = \mu E_{g1} \frac{R_l R_g}{R_p + \frac{R_l R_g}{R_l + R_g}} = \mu E_{g1} \frac{R_l R_g}{R_p(R_l + R_g) + R_l R_g} = \mu E_{g1} \frac{R_e R_g}{R_g R_l + R_g(R_p + R_e)}$$

$$= \mu E_{g1} \frac{R_l + R_g}{R_p R_l + R_g} = \mu E_{g1} \frac{R_l}{R_p + R_l} \times \frac{R_g}{R_p' + R_g} = E'_{g1} \times \frac{R_g}{R_p' + R_g}$$

従って、中音域の増幅度 ( $A_m$ ) と低音域の増幅度 ( $A_e$ ) を比較すると

$$\frac{A_e}{A_m} = \frac{R'_p + R_g}{R'_p + R_g + \frac{L}{j\omega C_c}} \tag{13.2}$$

$$R'_p = \frac{R_p R_l}{R_p + R_l}$$

$$R'_{g1} = \mu E_{g1} \frac{R_l}{R_p + R_l}$$

となる。いま

$$R'_p + R_g = \left| \frac{1}{\omega_0 C_c} \right| \tag{13.3}$$

となる。角周波数  $\omega_0$  または周波数  $f_0$  を考え、

$$x = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0} \tag{13.4}$$

とにおいて (13.3) 式を整理すれば相対利得  $\left( \frac{|A_l|}{|A_m|} \right)$  は

$$\left| \frac{A_l}{A_m} \right| = \frac{1}{x \sqrt{1+x^2}}$$

となる。  $\left| \frac{A_l}{A_m} \right|$  を db で表わし図表化すると、第 13.8 図に示す通りとなる。同図の表わす意味は、  $\left| \frac{A_l}{A_m} \right|$  すなわち相対利得が 3db 下がった点 (または  $\left| \frac{A_l}{A_m} \right| = 0.707$  倍) は、相対周波数  $\left( \frac{f}{f_0} \right)$  が  $x = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0} = 1$  となる点と一致するということである。  $x = 1$  の場合の周波数 ( $f_0$ )、すなわち  $f_0 = f$  を移転周波数という。

具体的な数字をあげると、移転周波数が  $1,000 \text{ c/s}$  の場合、  $R'_p + R_g$  の値が  $500 \text{ k}\Omega$  であるならば結合コンデンサーのキャパシターは、(13.3) 式から

$$500 \times 10^3 = \frac{1}{6.28 \times 1,000 \times C_c}$$

$$C_c = \frac{1}{6.28 \times 1,000 \times 500 \times 10^3} \approx 0.000318 \mu\text{F}$$

である。この値の場合、低音域の減衰の状態は図 13.8 の曲線と一致する。同図には位相角の相対値 (相対位相偏倚) も画いておいた。移転周波数では相対位相偏倚が  $45^\circ$  となる。相対周波数が  $0.2$  以下では、相対周波数の値が  $\frac{1}{2}$  (オクターブ<sup>73</sup>でいうと 1 オクターブ) になると、相対増幅度は 6db の割合で減衰する。

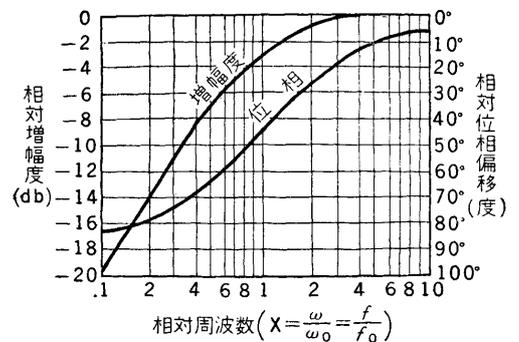


図 13.8 低音域減衰曲線

抵抗結合の低周波増幅器で、低音域の再現の悪い原因が結合コンデンサーのキャパシター不足であるのは、低音域減衰特性となるからである。

### 3. 高音域減衰

すなわち、プレート負荷抵抗から電源側を見たインピーダンス  $R_p$  を用いれば、式の形で (c) 図のように直列回路で換算できることを示すものである。これはテナン (Thevenin) の定理の一解法である。  $C_c$  リアクタンスを考慮に入れると、リアクタンスは  $\frac{1}{j\omega C_c}$ , ( $j = \sqrt{-1}$ ) であるから、上式にならって

$$R_{g2} = \mu E_{g1} \frac{R_e}{R_p + R_e} \times \frac{R_g}{R'_p + \left( R_g + \frac{1}{j\omega C_c} \right)} = R'_{g1} \times \frac{R_g}{R'_p + \left( R_g + \frac{1}{j\omega C_c} \right)}$$

となる。相対増幅度は上と下の式を比較すればよいから、その比をとると (13.2) 式となる。

<sup>73</sup>  $1,000 \text{ c/s}$  と  $2,000 \text{ c/s}$  とは、比の分母のとりにかたによって 2 または  $\frac{1}{2}$  であるといえる。この比の値である 2 つの周波数の間隔を 1 オクターブであるという。  $1,000 \text{ c/s}$ 、  $4,000 \text{ c/s}$  とは 2 オクターブである。すなわち、オクターブは倍、倍の関係がある。

高音域を減衰させるには図 13.9 のようにし、 $V_2$  真空管の入力側に並列にキャパシター ( $C_s$ ) を接続すればできる。ただしこの場合は、結合コンデンサのリアクタンスの値はキャパシターの値を大にして他の要素に比べて充分無視できるようにしておく。

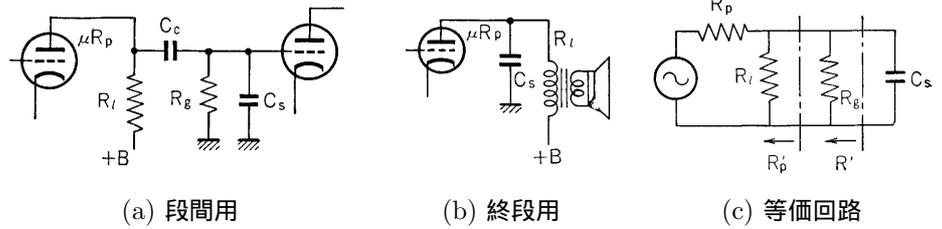


図 13.9 高音域減衰回路

等価回路は前回と同様に考えれば (c) 図のようになるから、転移角周波数は

$$R' = \left| \frac{1}{\omega_0 C_s} \right| \tag{13.5}$$

ただし、 $R = \frac{R'_p R_g}{R'_p + R_g}$

を満足する場合に得られる。

前と同様に、中音域の増幅度を  $A_m$  とし、高音域の増幅度を  $A_h$  とすれば、

$$\left| \frac{A_h}{A_m} \right| = \frac{1}{\sqrt{1+x^2}} \tag{13.6}$$

ただし、 $x = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$

となる。(13.6) 式を db で表わし、図表化すると図 13.10 となる。すなわち相対周波数  $x = 1$  で、利得は 3db 低下 (0.707 倍)、位相偏倚は  $45^\circ$  で、 $x = 8$  以上の  $x$  の値では、1 オクターブに付き 6db の割合で利得が低下する。

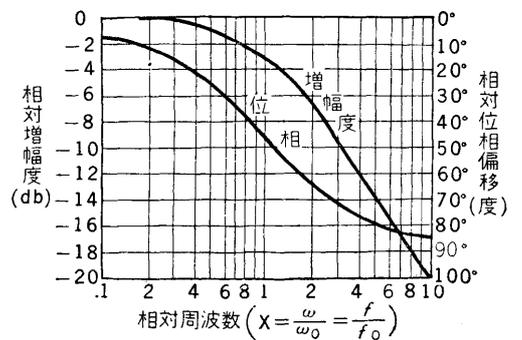


図 13.10 高音域減衰特性

いま、転移周波数  $1,000 \text{ c/s}$  とし、 $R'$  を  $20 \text{ k}\Omega$  とすれば、(13.5) 式によって  $C_s$  の値は  $0.0008 \mu\text{F}$  となる。

図 13.9(b) の終段用の場合は  $R_g$  が無限大と考えればよいから、 $R' = R'_p = \frac{R_p R_2}{R_p + R_2}$  として計算すればよい。

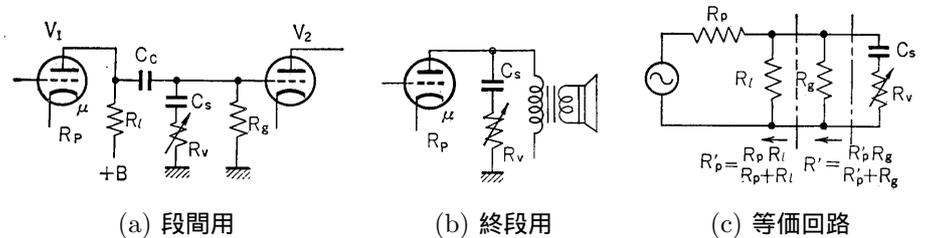


図 13.11 高音域減衰可変回路

高音域の減衰の程度を任意に変えられるようにするには、図 13.11 のように  $C_s$  に直列にボリューム ( $R_v$ ) を入れればよい。

ボリュームが 0 の場合はその減衰が図 13.10 の特性となる。ボリュームが最大抵抗値の場合は高音域の周波数がさらに高くなり、 $C_s$  のリアクタンスが  $R'$  および  $R_v$  に比べて無視できるようになれば出力電圧比は  $\frac{R_v}{R' + R_v}$  となる。従って、ボリューム可変の範囲はボリューム  $0 \sim R_v$  の値の範囲となり、図 13.12 の斜線の部分となる。

図 13.13 に、実際に用いる場合の接続図およびおおよそのキャパシター、抵抗値を示してある。

4. 低音域強調

低音域強調および高音域強調回路は、低音または高音域を中音域に比較して相対的に音声電圧として取り出す回路である。すなわち、はじめに中音域の利得を下げた上で、低音または高音域の利得を元の利得に近づける方法である。従って、強調の程度が高ければ高いほど、中音域の利得を下げないと強調されない。

図 13.14 は、低音域強調回路である。見掛け上、図 13.11(a) の高音域減衰可変回路と同じである。ただ、図 13.11(a) はボリューム  $R_v$  が可変で 0 まで変化したが、図 13.14 では、 $R_v$  に相当する抵抗 ( $R_l$ ) が一定値のものであるだけの違いである。

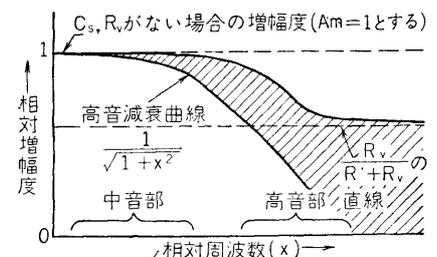


図 13.12 ボリュームの可変範囲

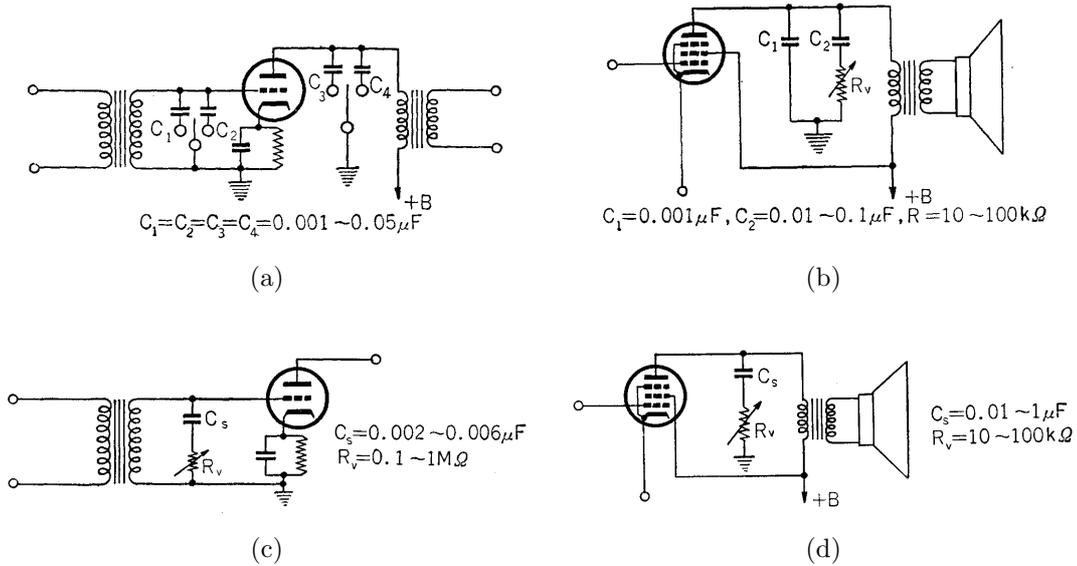


図 13.13 実際に用いられる高音域減衰回路

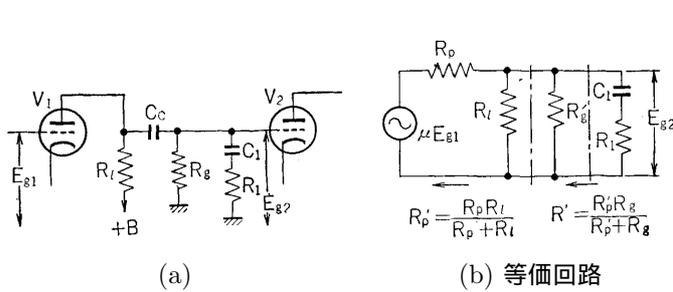


図 13.14 低音域強調回路

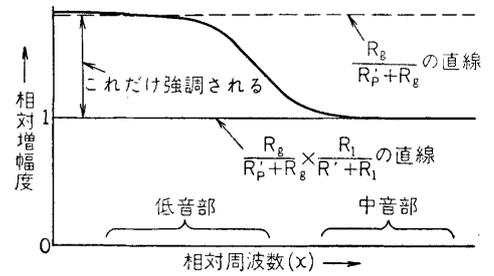


図 13.15 低音域強調の範囲

中音域以上では、 $C_1$  のリアクタンスは無視できる値を選ぶ。低音域では、 $C_1$  のリアクタンスは無視できないので、 $C_1, R_1$  の直列インピーダンスは大となる。 $R_p, R_l, R_g$  に比べ、直列インピーダンスが充分大となれば、 $C_1, R_1$  を接続しなくても同じこととなって相対増幅度は  $\frac{R_g}{R'_p + R_g}$  に近づく。中音域では、これが  $\frac{R_1}{R' + R_1}$  に分割されるから、中音域の相対増幅度は  $\frac{R_g}{R'_p + R_g} \times \frac{R_1}{R' + R_1}$  となる。 $\frac{R_1}{R' + R_1}$  項は常に 1 より小であるから、これを基準とすると逆に低音域が強調された形となる。図 13.15 に、これらの関係を図示しておいた。強調の程度は  $\frac{R_1}{R' + R_1}$  項によって定まるから

$$A = \frac{R_1}{R' + R_1} \quad (13.7)$$

とし、かつ

$$R_1 = \left| \frac{1}{\omega_0 C_1} \right| \quad (13.8)$$

とすれば、低音域の増幅度 ( $A_e$ ) と中音域の増幅度 ( $A_m$ ) との間には

$$\left| \frac{A_e}{A_m} \right| = \frac{\sqrt{1 + \frac{1}{x^2}}}{1 + A^2 \frac{1}{x^2}} \quad (13.9)$$

この場合  $x = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$

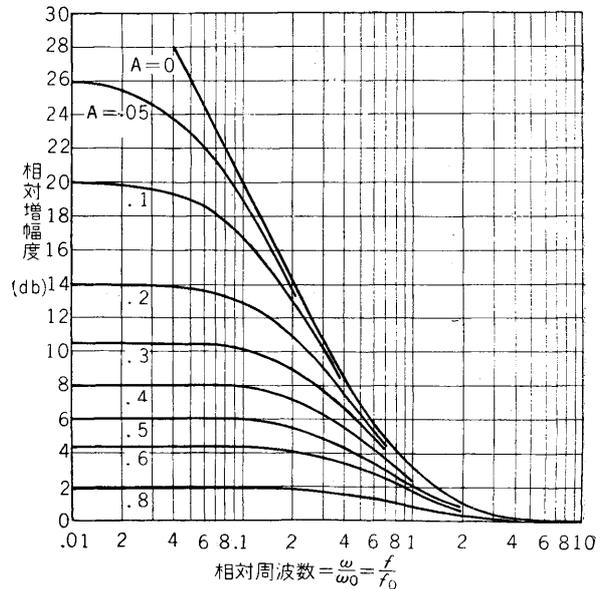


図 13.16 低音域強調曲線

の関係が成り立つ．図 13.16 は， $A$  を従属変数として画いたものである．例えば，転移周波数  $500\text{c/s}$  とし，低音域を  $14\text{db}$ (約 5 倍) 強調させるには， $R' = 20\text{k}\Omega$  として (13.7) 式で約 5 倍であるから，逆数をとって  $A = \frac{1}{5} = 0.2$  として

$$0.2 = \frac{R_1}{20 \times 10^3 \times R_1}$$

$$R_2 = \frac{0.2 \times 20 \times 10^3}{1 - 0.2} = 5 \times 10^3 \Omega$$

(13.8) 式より

$$5 \times 10^3 = \left| \frac{1}{6.28 \times 500 \times C_1} \right|$$

$$C_1 = \frac{1}{5 \times 10^3 \times 6.28 \times 500} = 0.0637 \mu\text{F}$$

となり，図 13.16 の  $x = 1$  の点が  $500\text{c/s}$  となり， $A = 0.2$  の曲線に従って変化する．

低音域強調の効果を大きくするには，3 極真空管より 5 極真空管の方がよい．なぜならば， $A = \frac{R_1}{R' + R_1}$  であり，効果を大きくするには分母を大きくすればよい．それには  $R'$  を大きくすればよいから，プレート抵抗の大きい 5 極真空管の方が効果があることになる．なお，3 極真空管でプレート抵抗が低い場合は，結合コンデンサー ( $C_c$ ) に直列に抵抗を挿入して，見掛け上  $R'$  を大きくすることも行なわれる．

5. 高音域強調

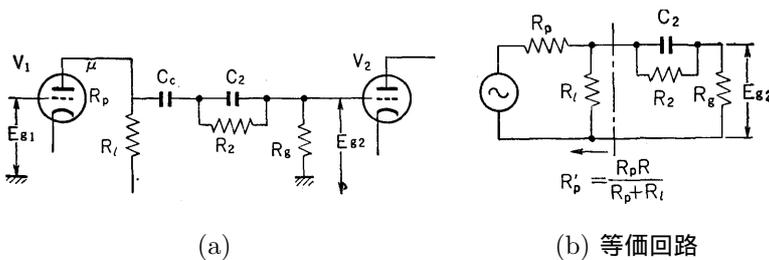


図 13.17 高音域強調回路

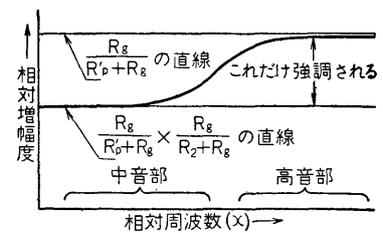


図 13.18 高音域強調の範囲

高音域強調は，図 13.17 に示す通り，結合コンデンサー ( $C_c$ ) に， $C_2$ ， $R_2$  を並列接続したものを直列に結べばできることになる．結合コンデンサー ( $C_c$ ) のリアクタンスが他の素子に比べて無視できる程度に小さいものとすれば，高音域では  $C_2$  のリアクタンスは無視できる．従って，相対増幅度は， $C_2$ ， $R_2$  による電圧降下はない．中音域では， $C_2$  のリアクタンスは  $R_2$  に比べて充分高くなるように選ばば，相対増幅度は高音域の場合の  $\frac{R_g}{R_2 + R_g}$  倍になる．すなわちこれを基準にすれば，高音域では逆に  $\frac{R_g}{R_2 + R_g}$  倍だけ強調されたことになる．それ故

$$B = \frac{R_g}{R_2 + R_g} \tag{13.10}$$

とし，かつ

$$R_2 = \left| \frac{1}{\omega_0 C_2} \right| \tag{13.11}$$

とすれば，中音域の増幅度 ( $A_m$ ) と高音域の増幅度 ( $A_h$ ) の比は，

$$\left| \frac{A_h}{A_m} \right| = \sqrt{\frac{1 + x^2}{1 + Bx^2}} \tag{13.12}$$

この場合

$$x = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$$

の関係が成り立つ．図 13.19 は， $B$  を従属変数として画いたものである．例えば，転移周波数  $500\text{c/s}$  として，高音域で  $14\text{db}$  (約 5 倍) 強調させるには， $R'_p = 20\text{k}\Omega$  および  $R_g = 1\text{M}\Omega$  として，(13.10) 式で，約 5 倍であるから  $B = \frac{1}{5} = 0.2$  として

$$0.2 = \frac{10^6}{R_2 + 10^6}$$

$$R_2 = \frac{(1 - 0.2) \times 10^6}{0.2} = 0.4 \times 10^6 \Omega$$

(13.11) 式より

$$0.4 \times 10^6 = \left| \frac{1}{6.28 \times 500 \times C_2} \right|$$

$$C_2 = \frac{1}{0.4 \times 10^6 \times 6.58 \times 500} = 0.000796 \mu\text{F}$$

となる．そして図 13.19 の  $x = 1$  の点が  $500\text{c/s}$  となって， $B = 0.24$  の曲線にそって変化し高音域を強調する．

高音域強調の程度を大とするには，5 極真空管より 3 極真空管の方がよい．もしも 5 極真空管を用いる場合には，負荷抵抗 ( $R_e$ ) を小さな値とすれば，強調の程度を大きくすることもできる．

### 6. 低高音域減衰強調

低音域を中音域に比較して減衰または強調でき，あるいは高音域を中音域に比較して減衰または強調できる万能的音質調節回路を考えることができる．第 12.20 図 (a) は，6SN7 を用いた一例であって，はじめの 6SN7 のグリッド回路では  $2\text{M}\Omega$  のボリュームで高音域を減衰または強調する．つぎに，残りの 6SN7 のグリッド回路では， $2\text{M}\Omega$  のボリュームで低音域の減衰または強調を行なう．この状態は，

(c) 図に示す通りの音質可変範囲があり，約  $\pm 16 \sim 20\text{db}$  は可能である．

図 13.20(b) は，図 13.20(a) をさらに簡易化したもので，ほぼ同様な音質可能範囲がある．これらは，第 2~4 節で述べた理論をたくみに用いた例である．

### 4 負饋還

増幅回路において，出力のエネルギー（勢力）の一部が入力側にかえることを饋還といい，高周波増幅回路でこれが生じると，発振して安定に増幅器が動作しなくなる．再生検波は，これを有効に用いたもので増幅度が増す．このように，饋還はその強弱によって，有害にも有益にもなる．再生検波のような饋還は，出力の一部が入力側に同位相で加わり増幅度が増すように働く．これを正饋還(Positive feedback ポジティブ・フィードバック略号 P.F.B.) という．

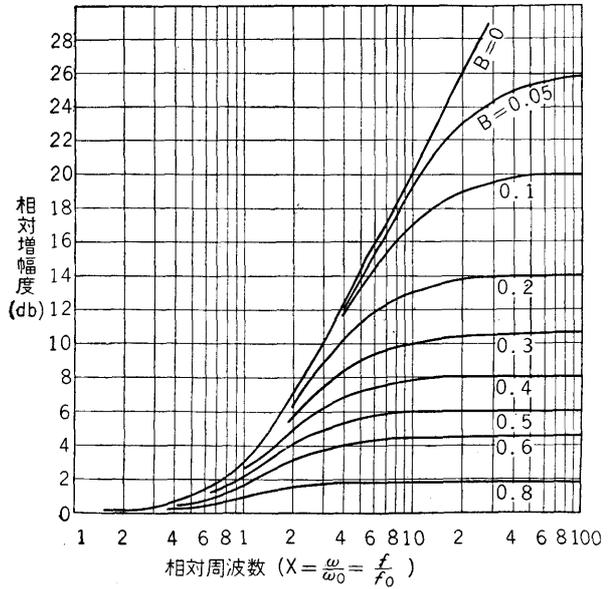
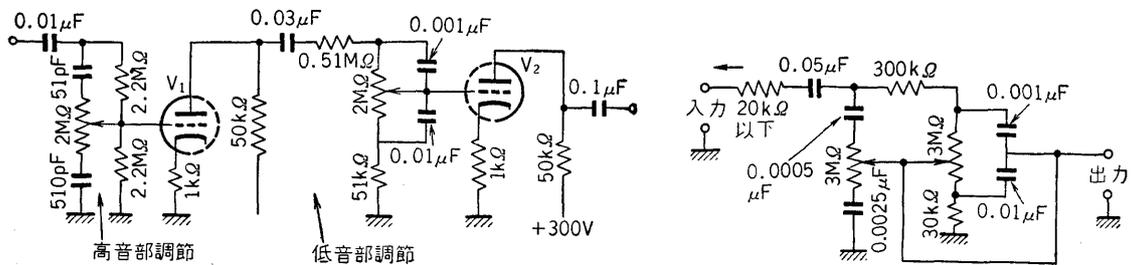
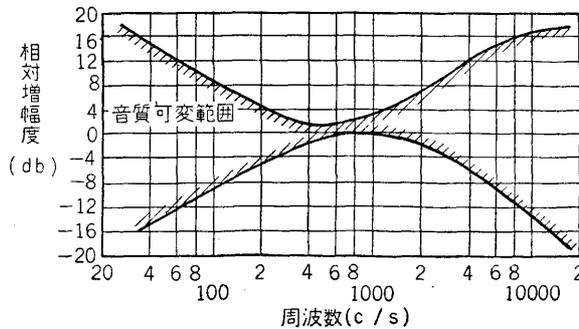


図 13.19 高音域強調曲線



(a) 6SN7 を用いたもの

(b) 真空管を用いないもの



(c) 特性曲線

図 13.20 万能音質調節回路

入力側に逆位相 (位相が同位相の場合と 180° 違う場合), すなわち入力側の勢力を打ち消すように出力の一部を入力側に加えることがある. これを負帰還 (Negative feedback ネガチーブ・フィードバック略号 N.F.B.) という.

第 13.21 図の回路で, 入力電圧を  $E_1$ , 出力電圧を  $E_2$ , 帰還を行なわない場合の増幅器の増幅度を  $A_0$  とする. 出力電圧の何割 ( $\beta$ ) かが入力側に帰還するとすれば,  $\beta E_2$  を帰還量,  $\beta$  を帰還係数という. 従って帰還した場合の入力電圧は  $(E_1 + \beta E_2)$  となり, これが増幅器で再増幅されるから, 出力電圧  $E_2$  は

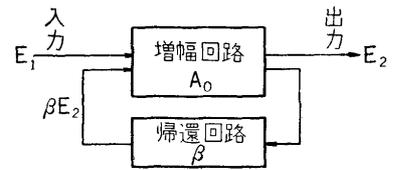


図 13.21 帰還量および帰還

$$E_2 = (E_1 + \beta E_2)A_0$$

となる.

いま, 帰還した状態の回路全体の増幅度を  $A$  とすれば,

$$A = \frac{E_2}{E_1}$$

であるから

$$A = \frac{(E_1 + \beta E_2)A_0}{E_1}$$

これを整理すると

$$A = \frac{A_0}{1 - A_0\beta} \tag{13.13}$$

となる.

この式で帰還量 ( $A_0\beta$ ) が 1 に比べ非常に大きいと

$$A \frac{A_0}{-A_0\beta} = \frac{1}{-\beta} \tag{13.14}$$

となつて, もとの増幅器の増幅度 ( $A_0$ ) に無関係になる. 例えば, もとの増幅器の周波数特性が悪くても, 帰還した場合の増幅度 ( $A$ ) は  $\frac{1}{\beta}$  になって周波数特性は平坦であることを示している.

このように, 負帰還を施すと周波数特性が改善される. 例をあげてこれを具体的に説明しよう.

いま, 周波数特性が第 13.22 図に示すような増幅器があったとする. 帰還係数 ( $\beta$ ) を  $-0.1$  とすれば<sup>74</sup>, 1,000c/s の場合 (この帰還を行なわない場合の増幅度は 20 であるとする) の増幅度は,

$$A = \frac{A_0}{1 - A_0\beta} = \frac{20}{1 - 20 \times (-0.1)} = 6.67$$

となる.

これを各周波数について計算を行なうと, 図 13.22 の付表のようになり, 周波数特性は帰還を行なわない場合に比べ, 相当良好となる.

負帰還を行なうと, 歪みも雑音も同様に軽減されるので, 帰還を行なった場合の歪みを  $D$ , 行なわない場合の歪みを  $D_0$  とすれば,

$$D_0 = \frac{D}{1 - A_0\beta} \tag{13.15}$$

また, 帰還を行なった場合の雑音の一部が, 負帰還によって入力側に加えられ再増幅される場合に, はじめの歪みまたは雑音を増幅器が打ち消すように働くので, 歪みまたは雑音が軽減されるのである.

周波数	負帰還しない場合の増幅度	負帰還した場合の増幅度
100	10	4.8
200	14	5.8
400	18	6.4
800	20	6.7
1,000	20	6.7
2,000	20	6.7
3,000	18	6.4
4,000	14	5.8

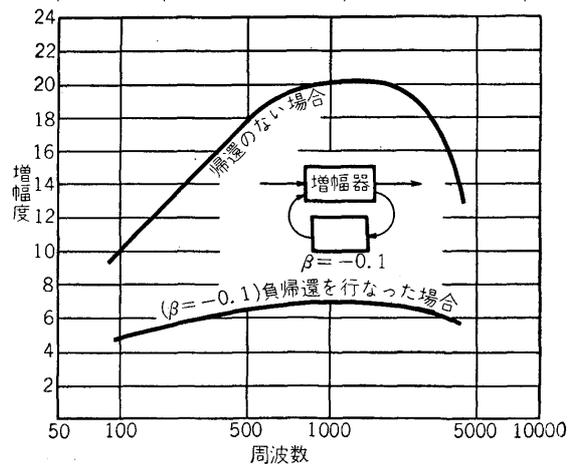


図 13.22 負帰還した場合としない場合

<sup>74</sup>  $-0.1$  と負号が付いているのは, 負帰還は入出力の位相が逆位相のためである. 従って, (13.13) 式は, 負帰還の場合は  $A = \frac{A_0}{1 + A_0\beta}$  となる.

負<sup>レ</sup>饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>が施してある増幅器では、なんらかの原因で出力が増加しようとすれば饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>される量も増加するので、出力自体は大体一定となり安定した増幅ができる。このため、増幅器の電源電圧が多少変動しても、支障なく増幅ができる。

饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>係数  $\beta$  は、図 13.23(a) のような電圧饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>回路では

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (13.16)$$

また同図 (b) のような電流饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>回路では

$$\beta = \frac{R_2}{R_1} \quad (13.17)$$

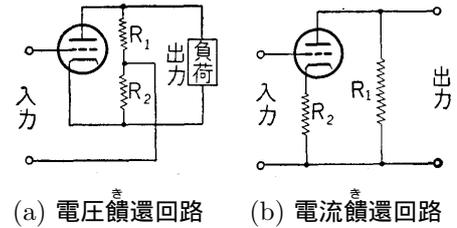
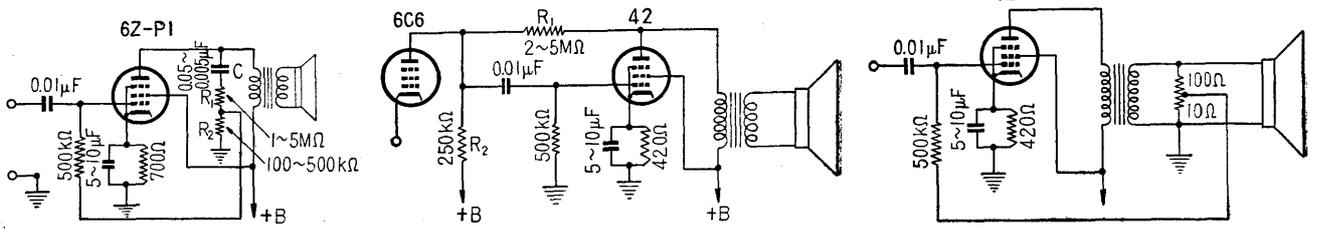


図 13.23 饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>係数



(a) 6Z-P1 の場合 (b) 数 MΩ の抵抗  $R_1$  を入れて負饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>をしたもの (c) 出力トランスの 2 次側から入力側に負饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>したもの

図 13.24 負饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>を行なった各種の場合

これによって、全体の何割が饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>されるかがわかる。第 13.24 図は、負饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>を行なった各種の場合が示してある。(a) 図は、6Z-P1 の場合で、 $C$  は増幅周波数に対してリアクタンスが無視できるようなキャパシチーの大きいもの、すなわち  $0.05 \sim 0.005 \mu\text{F}$  位を用いる。出力電圧は  $R_1, R_2$  により分圧され、その一部が  $R_2$  を通じて入力側に饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>されている。(b) 図は、前段の負荷抵抗を  $R_2$  とし、前段と後段増幅管のプレート間に、数 MΩ の抵抗 ( $R_1$ ) を入れて負饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>を行なったものである。(c) 図は、出力トランスの 2 次側から、入力側に負饋<sup>ル</sup>還<sup>ス</sup>を行なったもので、ダイナミック・スピーカークのボイス・コイルは数 ~ 10 数 Ω 程度であるので、 $R_1 = 100 \Omega$  程度、 $R_2 = 10 \Omega$  程度とする。

### 5 自動周波数制御

現在放送局の搬送周波数の偏差 (放送局の電波の狂い) は、 $\pm 20\%$  以内 (すなわち搬送周波数を 1,000kc とすると、1,000,020 ~ 999,980 サイクルの範囲内の正確さがある) であるから、まず放送局側の周波数は大体狂いがないものとみてよい。ところが、スーパー・ヘテロダイン受信機で放送を受信していると、同調がときどき狂う現象が生じる。これは電源電圧等の変動または温度上昇のため、局部発振器の発振周波数が狂うためである。自動周波数制御 (Automatic frequency control 略して A.F.C.) または自動同調制御 (Automatic tuning control 略して A.T.C.) は、局部発振器の周波数が狂うと自動的にその偏差を補正し、常に正確な同調を保つようにしたものである。A.F.C. は、機構からいうと、周波数に変動があった場合、これに応じて差動電圧 (機械を動作させるための差の電圧) を生じる選別器 (Discriminator) と、選別器の差動電圧により局部発振器の周波数を補正する周波数制御器 (Frequency controller) とがある。

図 13.25 は、選別器の一例である。 $L_1, C_1$  および  $L_2, C_2$  からなる二つの共振回路があり、ともに中間周波数に共振している。コイル  $L_2$  の中央 0 点からタップが出て、 $V_1$  真空管のプレートに結ばれている。 $L_1, C_1$  に中間周波電圧 ( $E_1$ ) が生じると、これと電磁結合している  $L_2, C_2$  にも中間周波電圧 ( $E_2$ ) が誘起される。しかし、誘起される電圧の位相は  $90^\circ$  だけ  $E_1$  より違っている。

$C_2$  の端子 A とアース間との電圧を考えよう。 $E_2$  電圧は、 $E_1$  に対して位相が  $90^\circ$  だけ違っており、さらに分解して考えると、CA 間は  $E_1$  に対して  $90^\circ$  だけ遅れ、CB 間は反対に  $90^\circ$  だけ進んでいる。

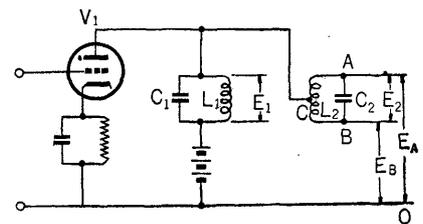


図 13.25 選別器

そこで、 $E_A$  は、第 13.26 図 (a) のように  $E_1$  に  $\frac{E_2}{2}$  をベクトルの的に直角に加えたものになる<sup>75</sup>。

$$\dot{E}_a = \dot{E}_1 + \frac{\dot{E}_2}{2}$$

同様にして、1 次側コンデンサー  $C_2$  の B 端子とアース間の端子電圧  $E_B$  は、 $\frac{E_2}{2}$  が  $E_1$  から  $90^\circ$  だけ進んでいるから、相対的には CB は CA と  $180^\circ$  位相が違っていることになり

$$\dot{E}_B = \dot{E}_1 + \frac{\dot{E}_2}{2}$$

となる。いま、 $E_A$  と  $E_B$  との差の電圧を、周波数制御の制御電圧に利用するとすれば、

$$E_A = E_B$$

となるから差動電圧は生じない。

つぎに、 $L_1, C_1$  および  $L_2, C_2$  が中間周波に共振していない場合を考えよう。中間周波数より低い周波数とすれば、 $E_1$  を基準として  $E_2$  の電圧を考えると、 $E_2$  は  $E_1$  より誘導性であるため  $90^\circ$  よりさらに位相が共振時より遅れ、図 13.26(b) のようになる。従って、 $E_A, E_B$  は図の通りに等しくなく、差動電圧 ( $E_A \sim E_B$ ) が生じることになる。

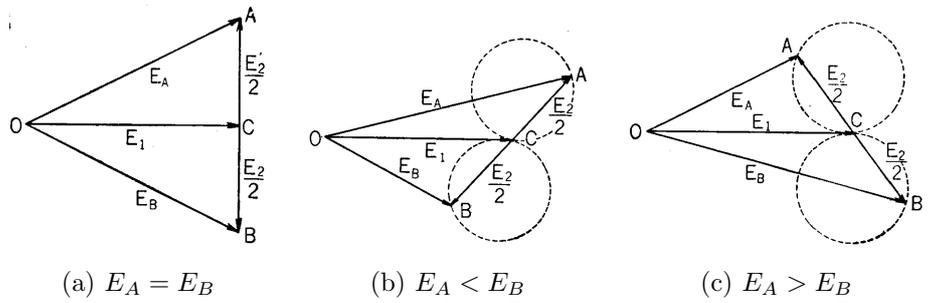


図 13.26 選別器の働きから

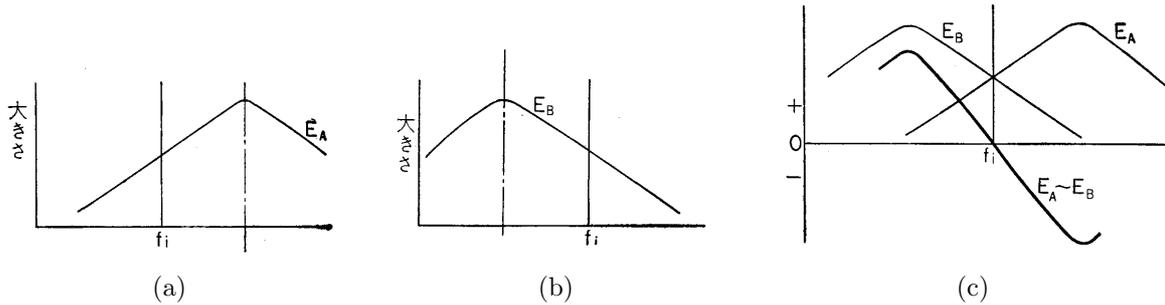


図 13.27 選別器の働きと差動電圧

同様に中間周波数より高い周波数の場合は、容量性<sup>76</sup>となり、 $E_2$  は  $90^\circ$  より位相が進んで、図 13.27(c) のようになり、これまた差動電圧を生ずる。この  $E_A$  および  $E_B$  の大きさは、CA, CB のベクトルの軌跡が 2 個の近接円となるので、図 13.27(a), (b) のように山形で、山の頂点が中間周波数よりは、ずれた曲線になる。従って  $E_A, E_B$  の差は、(c) 図のように、中間周波数に合った場合に 0、低い周波数では正、高い周波数では、負の差動電圧ができる。

この  $E_A, E_B$  を、それぞれ 2 極真空管またゲルマニウム・ダイオード等で整流し、整流電圧の差をとれば、制御電圧となるので、実際の回路は、図 13.28 に示すようになる。この制御電圧は、中間周波数付近で曲線の傾斜が大きいこと、および山と山との間がほぼ直線でないことと充分な制御ができない。

周波数制御は、機械的方法 (制御電圧でコンデンサーを直結している回転機を動作するもの) と電気的方法とがあるが、ここではリアクタンス管を用いた電気的方法を述べる。

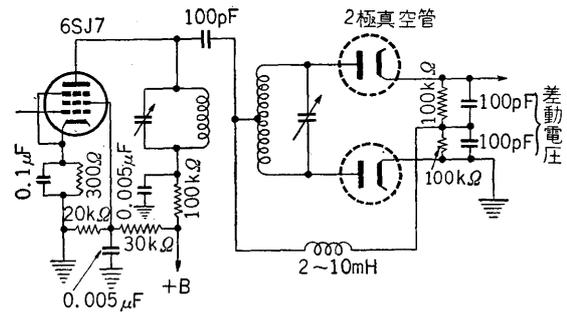


図 13.28 選別器回路

<sup>75</sup>  $\dot{E}$  はベクトル量を示す記号。

<sup>76</sup> 負荷がインダクティブ・リアクタンスの場合、負荷は誘導性であるといい、キャパシティブ・リアクタンスの場合を、容量性であるという。一般に負荷が、 $L, C, R$  でできている場合は、電源周波数の高低によって、負荷は容量性または誘導性のいずれかになる。

真空管のコントロール・グリッドのバイアス電圧が変わると、その相互コンダクタンスがこれに応じて変わる。バイアス電圧は、選別器の差動電圧を利用する。図 13.29 はこの例であって、 $V_1$  の真空管はリアクタンス管(Reactance tube)、 $V_2$  真空管は局部発振管である。リアクタンス管とは、真空管をあたかもリアクタンス負荷のように動作するように用いた場合の真空管をいう。

いま、発振コイルの端子に、 $E$  の電圧が誘起されたとし、 $V_1$  真空管の負荷  $R_1$  は、プレート抵抗に比し非常に小さく、また  $R_1$  は  $C_1$  のリアクタンスに比べて、非常に大きいとすれば、 $R_1$  を流れる電流  $I$  は

$$I = \frac{E}{R_1}$$

となる。そこで  $V_1$  真空管のコントロール・グリッドに加わる高周波電圧  $E_g$  は

$$E_g = \frac{I}{2\pi f C_1} = \frac{E}{2\pi f C_1 R_1}$$

となる。ただし  $f$  = 発振周波数である。

従って、 $V_1$  のプレート電流の高周波部分 ( $I_P$ ) は、相互コンダクタンスを  $G_m$  とすれば

$$I_P = E_g G_m = \frac{E G_m}{2\pi f C_1 R_1}$$

プレート回路のインピーダンス  $Z$  は

$$Z = \frac{E}{I_P} = \frac{2\pi f C_1 R_1}{G_m}$$

すなわち、 $V_1$  真空管は

$$L = \frac{C_1 R_1}{G_m}$$

という、見掛上のインダクタンスを有することになり、このインダクタンスは  $G_m$  によって変わるので、制御電圧で局部発振器の共振回路の定数を変化させることができ、周波数制御の目的が達せられる。

$C_1$  の代わりに、インダクタンス  $L_1$  を入れると、 $V_1$  真空管は

$$C = \frac{L_1 G_m}{R_1}$$

という、キャパシチーの作用を呈する。

$V_1$  真空管としては、プレート抵抗が大きく、 $G_m$  がバイアス電圧に対して直線的に変わるのがよいのであるから、6C6、6J7 等の真空管が適している。

実際に A.F.C. のついている受信機では、ある放送を聞いていて、つぎに他の放送を聞こうとダイヤルを調整しても、少し位ダイヤルをまわしたのでは、A.F.C. が働き、他の放送を聞くことができない。このため、A.F.C. を働かせなくするような、スイッチがついていることが望ましい。

## 6 選択度制御

放送を聴取する場合、近距離受信の場合は他局との混信が比較的小さいから、側波帯を削除しないように高忠実度受信<sup>77</sup>することが望ましく、遠距離受信の場合は混信に重点をおき、選択度を高めて受信することが望ましい。このため分離性を自由に可変できるようにしたのが選択度制御(Variable selectivity control 略して V.S.C.) で、これを入力電圧の大小に応じて自動的に可変できるようにしたのが自動選択度制御(Automatic selectivity control 略して A.S.C.) である。

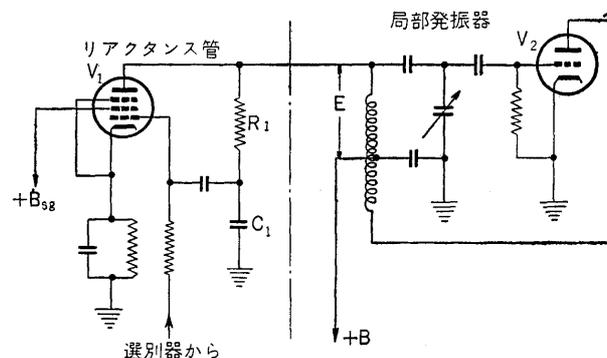
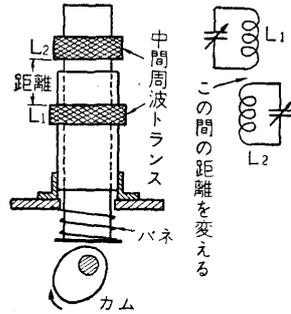


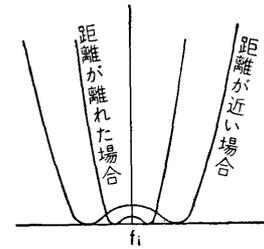
図 13.29 局部発振器とリアクタンス管

<sup>77</sup> 普通の受信機は 50~5,000%程度の音の再現を目標としているので、音楽を聞くに再現不十分である。高忠実度受信とは、20 または 30~8,000 または 10,000%以上の音の再現をはかった受信機である。

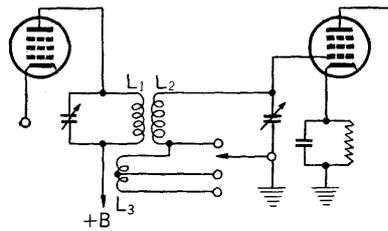
選択度の変化は、普通中間周波増幅回路で行ない、中間周波トランスの結合度を変化させるのが多い。図 13.30(a) は、機械的に中間周波コイルの相互位置を可変するもので、 $L_1$  はシャーシに固定している。 $L_2$  は上下に運動できるようになっており、その運動はカムをまわして行なわれ、これによって選択度特性を可変することができる。(b) 図は、その選択度特性である。(c) 図は、2次コイル  $L_2$  にはな



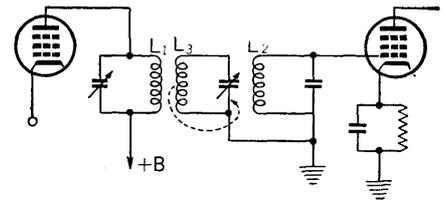
(a) 中間周波コイルの相互位置を機械的に可変するもの



(b) (a) の選択度特性



(c)  $L_3$  のコイルによる選択度特性の可変

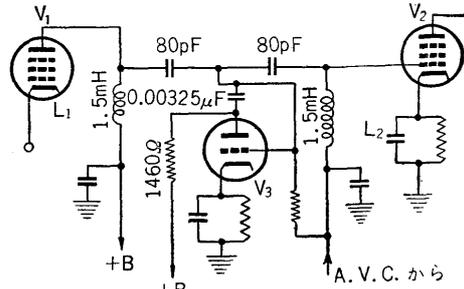


(d)  $L_3$  の方向を変えて選択度を可変する

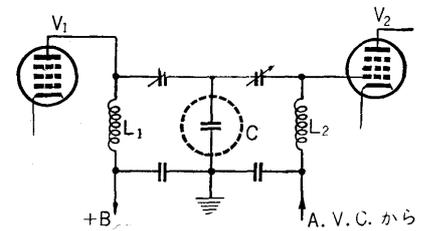
図 13.30 選択度制御

は小さなコイル  $L_3$  を設け、1次コイル  $L_1$  と結合しておき、このコイルからタップを設け、これを切り替えることによって結合度を変え、選択度特性を可変とするものである。この方法は簡単であるが、タップの位置により中間周波の中心周波数がずれる。このため、補償コイルを設けたものがある。(d) 図の方法は、普通の中間周波トランスの間にいま一組の共振回路を設け、この共振回路を機械的に回転して、 $L_1$  と  $L_3$  との結合度を変え、選択度を可変とするものである。

自動選択度制御回路は、図 13.31(a) のように、容量結合をした中間周波トランスに真空管  $V_3$  を挿入し、そのコントロールグリッドを A.V.C. 電圧で制御する。



(a)



(b)

図 13.31 自動選択度制御回路

$V_3$  は A.V.C. 電圧によりバイアス電圧が変更されると、相互コンダクタンスが変化し、従って入力インピーダンスも変わる。(a)

図の動作を簡単に図示すると (b) 図のようになる。 $C$  は  $V_3$  による入力インピーダンスである。このインピーダンスは、抵抗負荷の場合はキャパシチーとして働くので、結合キャパシチーが変わり選択度が変わることになる。

自動選択度制御のいま一つの型は図 13.32 に示すように、中間周波トランスに真空管を組み合わせ、そのプレート抵抗をグリッド電圧によって制御する方法である。一般に結合回路の終端抵抗(真空管のプレート抵抗)を変化すると、選択度も変化し、図 13.33 のように、結合回路の結合度が臨界結合度以上の場合は終端抵抗が増

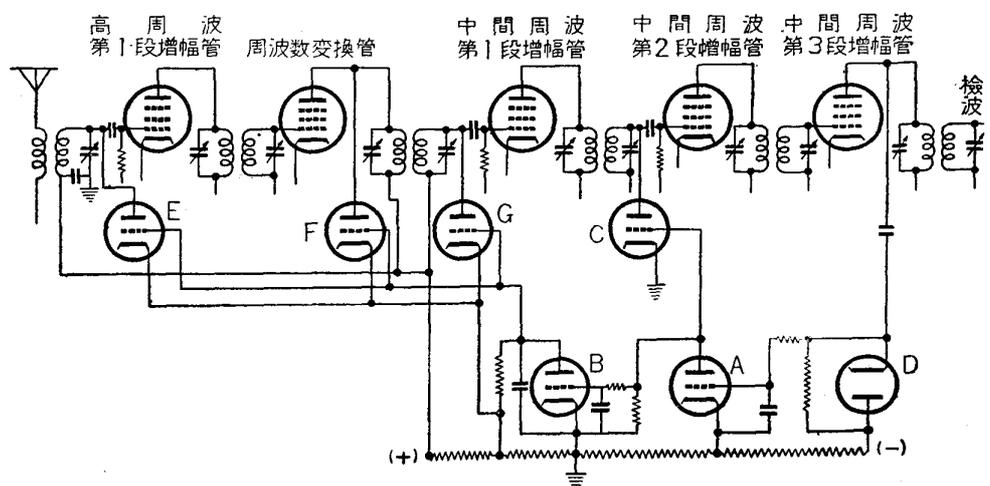


図 13.32 自動選択度制御の別法

すと選択度は減じ、臨界結合度以下の場合には終端抵抗が増すと選択度も増す。

図 13.32 中の E, F, G, C は自動選択度制御管であって, D, A, B はこれら制御管にバイアス電圧を与えるグリッド・バイアス電圧供給管である。電波が強い場合, E, F, G の制御管はプレート・インピーダンスが下がり, 増幅度および選択度が下がる。この場合に C だけは, これに用いられる中間周波トランスは臨界結合以上にしておく。そうすると C のプレート抵抗が上がり, 増幅度を補償するが選択度は下がる。従って, 回路全体としては, 増幅度はほぼ一定で選択度だけ悪くなり, 広波帯受信(Wideband receiving)(側波帯を広い幅にとって削除されない受信)ができる。

電波が弱い場合は, E, F, G の制御管のプレート・インピーダンスが上がり, 増幅度および選択度が上がる。この場合, C はプレート抵抗が下がり, 増幅度が減じ, 選択度は上がる。従って, 全体としては, 増幅度はほぼ一定で, 選択度のみ上がり自動選択度制御の目的を達する。

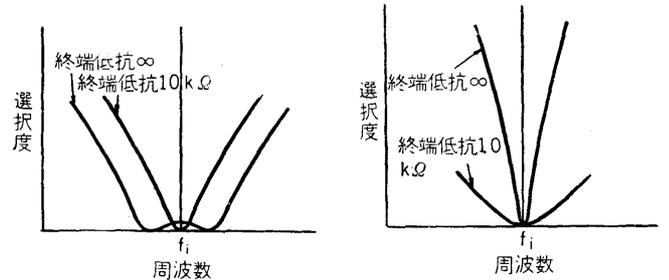
### 7 同調指示装置

受信機の共振回路の周波数を, 到来電波の周波数に完全に一致させた場合が, 完全に同調をとった状態である。完全に同調をとることは, 充分な音量, 良好な音質, 完全な分離等を得るに必要なことである。受信機と同調を完全にすることは, 一見やさしく思われるが, 真に正しい同調は困難である。完全な同調を得るには, 同調しているかいないかを見る直視装置(目で見る装置)がついていると比較的容易である。特に, 高忠実度受信機で側波帯が広い場合は必要である。この装置を同調指示装置(Tuning indicator device)という。

同調指示装置にも種々なものがある。図 13.34(a) に示すものは, プレート電流の変化により同調した場合, 計器によって指示を得ようとするもので, 同調がとれると A.V.C. の制御電圧が大となり,  $V_1, V_2$  のグリッド・バイアス電圧が大となりプレート電流が減ずる。従って, プレート電流の最小の点が同調のとれた点である。計器をプレート回路に直接入れておくと, プレート電流のため, 常にある程度の指度がある。同調のみに用いる場合は, はじめ計器の指度を  $R_1$  のポテンショメータ(1種の変可抵抗器)で 0 としておくといよい。こうすると, 同調の変化のみ現われるので, 高感度で指示できる。この計器は,  $V_1, V_2$  のカソード側に入れても同様に指示できる。

図 13.34(b) は, 検波管の直流電流の増加により同調指示を得ようとするもので, 電流の最大値が同調のとれた点である。しかし, これに用いる計器は高感度のものを要するのでマイクロアンメータでないとうまく動作しない。

そのほか, ネオン管によるものや, 図 13.34(a) の計器の代わりにコイル内部に板を設け, 光線により陰影を生じさせ指示する方法もあるが, 簡単に同調指示を得るにはマジック・アイ(Magic eye 同調指示管)を用いればよい。



(a) 臨界結合以下の場合 (b) 臨界結合以上の場合

図 13.33 終端抵抗と選択度

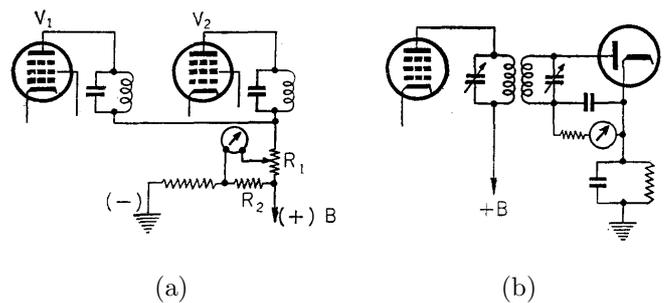
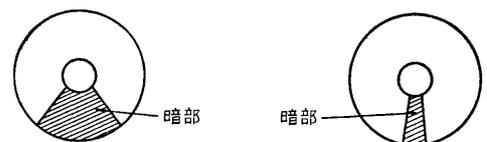
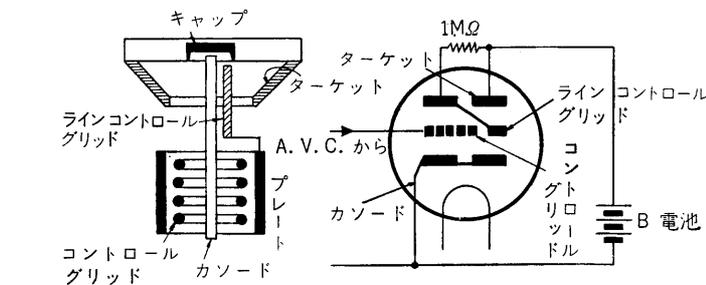


図 13.34 同調指示装置



(a) 構造および略図 (b) 同調のとれない場合 (c) 同調のとれた場合

図 13.35 マジック・アイ

図 13.35 はマジック・アイの構造を示すもので, 2つの部分からできている。1つは普通の3極真空管で, その上部(前

方)にカソード線管がある。カソード線管はカソードから放出された電子がターゲット(蛍光板)に衝突すると蛍光を発する。しかし、ライン・コントロール・グリッド(線制御格子)があり、これがターゲットより負となっているため、その影の部分は電子の衝突数が少なく、他の部分より暗くなっている。ライン・コントロール・グリッドは、図 13.35(a)でもわかるように、1枚の薄い板であるから、真空管上部から見ると(c)図のように扇形に見える。この扇形の角度は、ライン・コントロール・グリッドがターゲットより負になる程度が大きいほど大きくなる。

3極管部のコントロール・グリッドは、A.V.C.に接続されているから、到来電波に同調のとれた場合は、グリッド・バイアス電圧は大となり、そのプレート電流は減ずる。3極管のプレートには電源との間に1MΩの抵抗が結ばれているので、プレート電圧はプレート電流の多い場合より高くなる。3極真空管とライン・コントロール・グリッドとは管内で結ばれているので、ライン・コントロール・グリッドとターゲットとの電位差が少なくなり、扇形が狭くなる。また、到来電波に同調がよく取れていないと、3極管部のグリッド・バイアス電圧は小、プレート電流は大、従ってライン・コントロール・グリッドとターゲットとの電位差は大となり、扇形は広がる。

これによって、暗部が最小になるように同調を取れば、正しく同調を取ることができる。

マジック・アイには、6E5, 6G5等がある。

### 8 ノイズ・リミッター

ノイズ・リミッター(Noise limiter 雑音制限器)は、外から入ってくる雑音の大きいものを、振幅制限器を用いて除去する機械である。ガーガー、ザーザーという外来雑音の混入は耳ざわりであり不愉快である。しかし現在のところ、雑音を完全に除去することは困難である。ノイズ・リミッターも、雑音の混入程度をやわらげる一方法でしかない。

ノイズ・リミッターは、パルス形(長方形)の雑音によく効くが、入力信号と同程度またはそれ以下の振幅の雑音には効果が認められない。

図 13.36 はノイズ・リミッターの回路図である。 $T_1$  は中間周波トランス、 $V_1$  は検波真空管、 $T_1, R_1, C_1, V_1$  で検波回路を構成している。 $C_2$  の結合コンデンサーからノイズリミッターを通り、次段の低周波増幅管に音声電圧を供給する。

中間周波トランスにパルス形の雑音を含んだ信号が第 13.37 図 (a) のように加わると、検波低周波電圧は同図 (b) のようになる。ノイズ・リミッターは、ゲルマニウム・ダイオードまたは2極真空管が用いられる。そしてダイオードに希望の低周波信号電圧の2倍の振幅に等しいバイアス電圧を掛けておく。バイアス電圧の極性は、電流が流れる方向にかける。この状態ではダイオードに電流が流れ、ダイオードの内部抵抗は低いとみなしてよい。すなわち、検波後の音声電圧は、ダイオードでの電圧降下は僅少で、大部分は負荷抵抗( $R_4$ )に加わると考えてよい。

希望する音声電圧以上のパルス形の雑音があった場合は、音声電圧以上のパルス形雑音の電圧だけの負電圧がダイオードに掛かるから、ダイオードの内部抵抗が急に増し、負荷抵抗( $R_4$ )の端子電圧はきわめて小さくなり、従って雑音出力は僅少となってノイズ・リミッターの目的が達せられる。

実際に用いられるノイズ・リミッターの回路は、第 13.38 図(直列型)、図 13.39(並列型)に示す通りである。同図に示

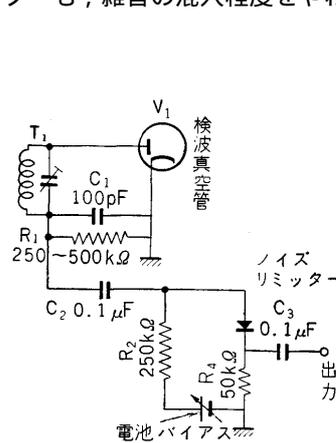


図 13.36 ノイズ・リミッターの基本形

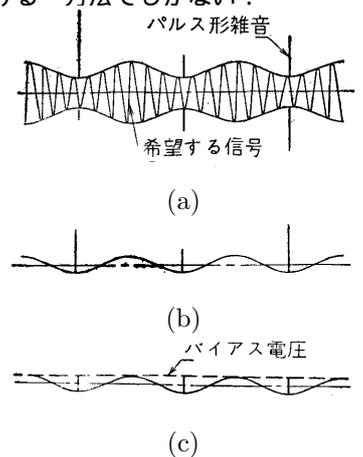


図 13.37 ノイズ・リミッターの働き

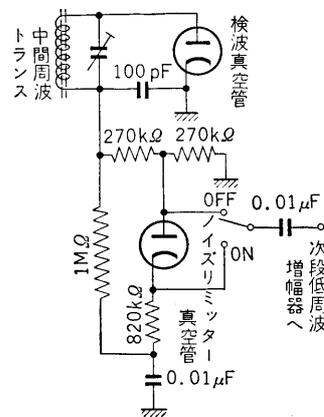


図 13.38 直列型ノイズ・リミッター

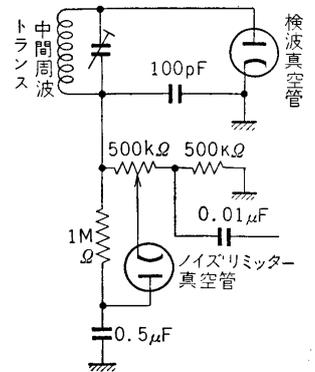


図 13.39 並列型ノイズ・リミッター

した2極真空管はゲルマニウム・ダイオードを用いてもよい。とくにノイズ・リミッター真空管は、ダイオードを用いた方がハム雑音を誘発しないので好結果が得られる。直列型ノイズ・リミッターは、パルス形雑音があった場合に、これを阻止する動作が出力電圧に対して直列に働くので直列型といわれ、並列型は出力電圧に並列に動作するので並列型と言われる。ノイズ・リミッターは、各回路の抵抗とキャパシチーの積、すなわちタイム・コンスタント (Time constant 時定数) を図のように上手に選ばないと、ノイズ・リミッターの効果は失われるから注意を要する。

# 第14章 受信機の特性

## 1 総合特性

よい受信機とは、どんな受信機であろうか。値段の安いこと、体裁のよいこと、これらも条件の一つではあるが、よい受信機の条件とは、動作のよいこととしたい。良い動作とは感度のよいこと、音量豊かなこと、音質が良いこと、分離が良いこと、安定に長時間働くこと等である。

これらは、受信機回路の性質とそれを構成する部分品の良否、および工作の上手・下手によって定められる。

受信機全体にわたって、その良否を示す特性を、総合特性(Over-all charactor) という。

総合特性は、なるべく聴取状態のまま測るのが良いのであるが、個々の家庭により、受信の状態が違うので、なるべく各家庭に適応するような、一定の条件のもとで調べる。

アンテナとしては、本当のものを用いず、これと似せて作ったアンテナを用いる。これを擬似アンテナという。わが国で用いられている擬似アンテナは、図 14.1 のような、インダクタンス、キャパシターおよび抵抗を組み合わせたもので、(a) 図は高さ 8m、長さ

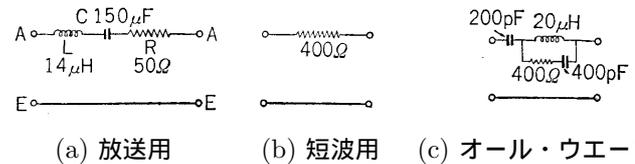


図 14.1 擬似アンテナ

12m の逆 L 型アンテナにほぼ相当している。(c) 図は放送用および短波用の擬似アンテナを組み合わせで作ったものである。この擬似アンテナに高周波電圧を与えるため、標準信号発生器(スタンダード・シグナル・ゼネレーター Standard signal generator) を用いる。

標準信号発生器は、 $1\mu\text{V} \sim 1\text{V}$  の既知高周波電圧を発生し、その搬送周波数は受信周波数と同じ範囲で変化し、 $50 \sim 10,000$  サイクルくらいの低周波電圧で変調でき、変調度も直読できるようになっている。

図 14.2 のように、標準信号発生器の出力電圧を、擬似アンテナを介して受信機に結べば、受信機は、放送局からの電波をアンテナに誘起させた状態と同じになる。

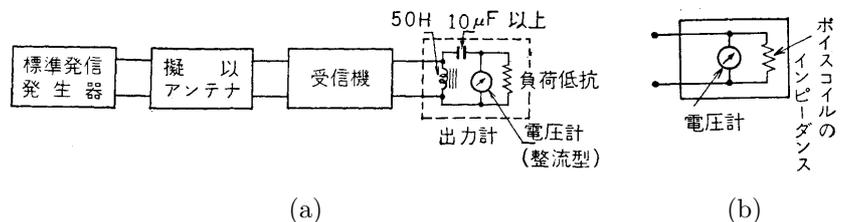


図 14.2 総合特性測定装置

受信機の出力は、音響的勢力を測るのが本当ではあるが、取り扱いがたいへん面倒なので、普通、スピーカーの代りに出力計(受信機の出力を測る計器で、構造は、第 14.2 図の通りである)を用い、出力計の抵抗を電力増幅管の負荷抵抗〔(a) 図参照〕または、スピーカーのボイス・コイルのインピーダンス〔(b) 図参照〕に合わせて電氣的出力を測る。

図 14.2 は、受信機総合特性測定装置の概略図である。

## 2 感度

ラジオ受信機の感度(Sensitivity) は、どのくらいの電界強度があつたら、聴取できるかというめやすを示すもので、受信機一定出力を要するアンテナ入力電圧で表わしている。従つて、この受信機の感度は  $0.1\text{mV}$  であるとか、 $40\mu\text{V}$  であるとかというのは、それだけのアンテナ入力電圧があると、受信機出力は、 $50\text{mW}$  で働くということである。

この場合、搬送周波数は受信する周波数帯(ラジオの場合は  $535 \sim 1605\text{kc}$  である)で、変調周波数および変調度は一定にしておく。

出力  $50\text{mW}$  という電力は、静かな室の中でスピーカーから流れる放送を、相当の音量で聴取できる程度の電力である。わが国では受信機の一定出力にこの値をとることが多い。良好な 5 球スーパー・ヘテロダインは、 $0.2\text{mV}$  ( $S/N = 30\text{db}$  として) 以下で動作するはずである。

しかしながら、出力の大きな受信機では、 $50\text{mW}$  では少ないので  $500\text{mW}$  を基準として感度を定める場合もある。例えば、拡声装置(パブリック・アドレス)付きのものは、もっと大きな出力で測らなくては実際と一致しない。また、普

通の受信機ではいくらかは雑音を伴うもので、雑音が放送音に比べて充分低くなるまで音量調節器等で調整して、入力信号と雑音の大きさの比 ( $S/N$ ) が 31.6 倍または 100 倍となり、かつ 50mW の出力になる点で感度を定める。これを  $S/N$  を 30db にした場合の感度という。また、 $S/N$  を定めずに感度を測ることもある。この場合は普通最大感度といっている。変調周波数は 400 または 1,000 $c/s$  に、変調度は 30 $c/s$  に選ばれることが多い。

受信機としては、どこの放送局の電波を受けても、一様な感度であることが望ましいので、A の放送はよく聴えるが B の放送はどれも音が小さくて困る、というのでは具合が悪い。従って、受信機の感度特性としては、各受信周波数に対してどのように感度が変化するかを知る必要がある。図 14.3 は、その一例である。一般に、簡単な受信機では、受信周波数の高い方が感度がよくなる傾向を示している。この特性は高周波回路の作りかたによって、相当自由に変形させることができる。このことはすでに述べた通りである。第 14.3 図の縦軸に示したアンテナ入力電圧は、出力 50mW を得るに要する電圧であるから、これが小さいほど受信機の感度は良好であり、この曲線が水平であるほど周波数による感度の変化が少ないわけである。実際には、なかなか水平にならないので、この差はアンテナ入力電圧比で 3.16 倍 (10db) まだが実用上の値である。

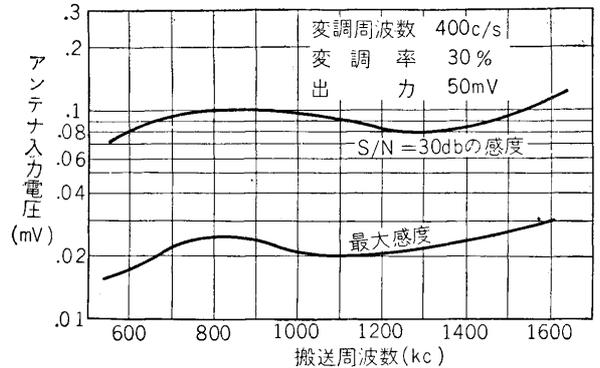


図 14.3 感度特性

### 3 出力

感度を比較するにはどの受信機でも出力 50mW で比較するが、受信機の出力はこれに限定されるものではない。例えば、6Z-P1 を用いた受信機ならば、数 100mW 以上の出力はある。もっと大きな出力真空管を用いた受信機では、数 W さらに 20W 以上の出方があるものもある。すなわち、出力は受信機の出す音量の目安となる。

受信機の出力には、電気的出力と電気音響的出力とがある。後者は、変調周波数を 50 ~ 10,000 $c/s$  と変化し、受信機から出る音の音圧を測る。この方法はもっとも聴取状態に近いものであるが、取り扱いが簡単でないのと設備の関係上、あまり行なわれない。一般には前者の電気的出力が行なわれている。

電気的出力は、はじめ受信機のアンテナ入力電圧を小さくしておき、搬送周波数、変調周波数、変調率を一定にしておいて、そのときの受信機出力を出力計で測り、つぎにアンテナ入力電圧を少し大きくして受信機出力を測る。この測定を受信機が飽和するまで続ける。こうして得られた特性が図 14.4 の出力特性の曲線であって、出力は 2,000mW である。飽和した点の出力を、受信機の最大出力という。

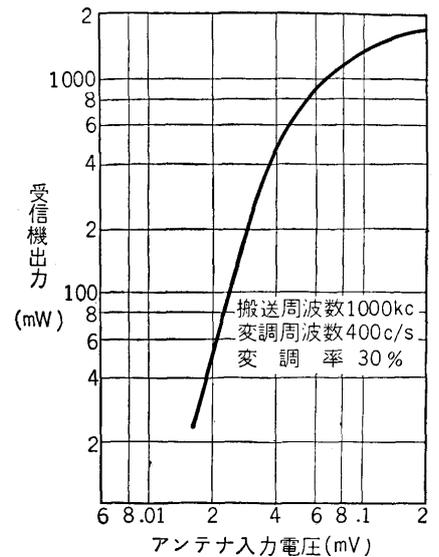


図 14.4 出力特性

電気的出力には、出力特性より判定する方法と、受信機の歪みより判定する方法がある。歪みより判定する方法については後で述べるが、歪みが 5% または 10% の点の電気的出力を、受信機の無歪出力といつて、無歪最大出力 300mW 等と表わすことがある。

### 4 忠実度

受信機から出る音の良否の判定の目安が、忠実度(Fidelity) である。忠実度にも電気的忠実度と電気音響的忠実度とがある。

電気的忠実度は、受信機へのアンテナ入力電圧は一定としておき、その変調周波数だけ変調度を 30% に保ちながら、50 ~ 10,000 $c/s$  に変化してその出力の変わる有様を表わしたものである。図 14.5 はその一例である。400 ~ 700 $c/s$  に対して、これにより低い周波数 100 $c/s$  および高い周波数 4,000 $c/s$  の付近の出力は出なくなる。この程度は、一番出力の大きい周波数の出力に対して、100 $c/s$  下がりかたは 0.25 倍 (-6db) 以内、4,000 $c/s$  では 0.04 倍 (-14db) であれば実用上使用で

きる。

電気音響的忠実度は、図 14.6 に示す通り、変調周波数を変えて受信機から出る音を音圧計で測り、その音響出力の変わる有様を表わしたものである。図 14.5 中の (B) 曲線はその一例であって、並用されるスピーカ-の特性に左右されることが多い。

受信機の忠実度がよくない原因としては、(1) 選択度がよすぎて、側波帯を遮断することがあげられる。これは高周波増幅のもの、または再生検波の受信機にありがちなことである。(2) 低周波増幅の不良なことも大きな原因である。すなわち、受信機に用いた低周波トランスの周波数特性が不良のため、低音部および高音部の増幅を妨げ、周波数特性が悪くなることがある。(3) C 電源に用いたバイパス・コンデンサ-のキャパシターが小さいため、低音部の再現が不十分の場合もある。(4) また、プレート、グリッド回路側およびアース側に無用のキャパシター-の結合があると、高音部の増幅がうまくいかななくなる。(5) スピーカ-の周波数特性が不良であることは致命的な原因である。この場合は、いくら受信機の電氣的忠実度がよくてもなんにもならない。受信機としては、電気音響的忠実度がよくなければならない。

### 5 選択度

放送を聞いている場合、各局がごちゃごちゃに入ってきては困る。聴取希望の局だけ聞こえ他は聞こえない方がよい。この程度を表わす目安が選択度(Selectivity)である。ラジオ受信機における選択度の表わしかたは、つぎのようである。まず、希望放送局(一定搬送周波数)に同調しそのときの受信機出力 50mW を要するアンテナ入力電圧を測っておく。つぎに受信機にはなんらの操作も加えずに搬送周波数を少しずらして(ずらした周波数を離調周波数という)、ふたたび受信機出力 50mW を要するアンテナ入力電圧を測り、前回のアンテナ入力電圧との比で選択度を表わす。

図 14.7 はその一例である。わが国では、図 14.7 の横軸を対数目盛にして離調周波数を表わすことも行なわれている。

普通の家庭用ラジオ受信機では、±10kc 離調して、アンテナ入力電圧比が 10 倍 (20db) 以上あればよい。

受信機で選択度を不良にする原因は、共振回路の Q を悪くすることである。従って、Q を悪くしないようにすればよい。しかしながら、一般の受信機では忠実度と選択度とは相反した性質を持っているので、選択度をあまり良くすると忠実度を害する。従って、原音再生に必要な音声周波数の最小限を 5,000c/s とし、この範囲の忠実度ははなはだしく害されない程度に、選択度を定めることが望ましい。

### 6 歪み

図 14.2 に示した装置で、出力計の後に歪率計(歪みを測る計器)を設けて歪みを測ると、図 14.8 に示す歪み特性を得る。同図 (A) 曲線は、搬送周波数、変調周波数および変調率を一定とし、アンテナ入力電圧を次第に大きくして(こうすると受信機出力も大きくなるが、これを音量

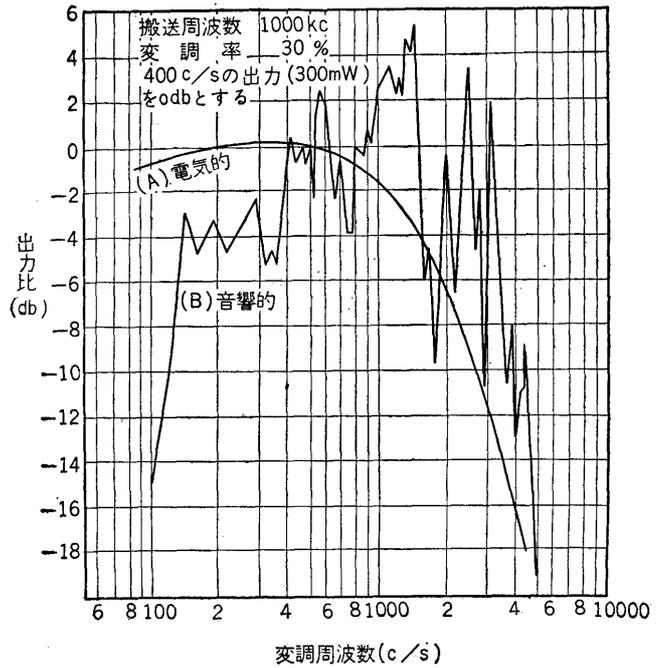


図 14.5 忠実度特性

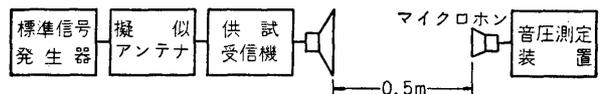


図 14.6 電気音響的忠実度特性装置

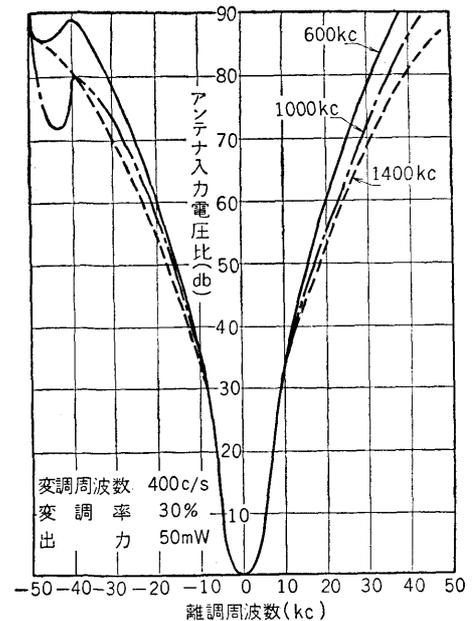


図 14.7 選択度特性

調節器で加減して一定出力に保つ) , 歪みを測って得た曲線である .

(B) 曲線は , アンテナ入力電圧も一定とし音量調節器を加減して順次受信機出力を増し , 出力に対応する歪みを測ったものである .

この場合 , 歪み率 5 または 10% に相当する電氣的出力を , その受信機の最大値と定める . 図 14.8 の場合では , 無歪最大出力は約 900mW である .

### 7 安定度と寿命

受信機の安定度(Stability) とは , 周波数および振幅の一定な電波を受信する場合 , 一度調節したままの状態 で , 長時間にわたり一定出力を保つことができる受信機のことをいう .

安定度を損なう原因は , 電源電圧の変化 , 温度および湿度による部分品の機能低下および変形 , その他機械的振動等である . これらの原因によって変動を受ける受信機の動作部分は , 局部発振器の周波数 , 真空管の動作点 , 増幅器の増幅度等が主なものである .

また , 電源電圧によって感度等が変化するので , 電源電圧に対する感度変化も測定することがある . 受信機不安定の原因は , 受信機以外にもその根源がある . 例えば , 電灯線アンテナを用いた場合のアンテナの状態は , 電灯線の電氣的な状態が時々刻々またその時々によって違うので , 不安定になりがちである . こういふときは , 屋外アンテナを利用するわけではない .

寿命は , 長年月にわたり受信機が満足に動作した時間で表わされる . 従って , この寿命を損なう原因は , 温度と湿度による部分品の機能低下および変形 , 真空管 , 電池の消耗 , 機械的振動等である . ラジオ受信機で一番故障の原因となる部分品は , 真空管をはじめ電解コンデンサー , 抵抗器類である .

### 8 デシベル

ここに ,  $A, B$  二つの電力があって , この大きさを比較する場合 , その比  $\frac{A}{B}$  を取って一方が他の何倍大きいということは , すでに私たちが知っている通りである . 通信では , ある電力が 2 倍になっても , 私たちには電力が 2 倍になったようには感じないので , 単に比を取って較べることは有効でない .

感覚の強さが , 算術的に増加するためには , この感覚を与えるための刺激は , 幾何学的に増加しなければならない .

これは , フェヒナーの法則(Fechner's law) と呼ばれ , 式で表わすと次の通りになる<sup>78</sup> .

$$S = C \log_{10} B$$

ただし  $S$  および  $B$  は感覚および刺激を数量的に表わしたもので ,  $C$  は定数である .

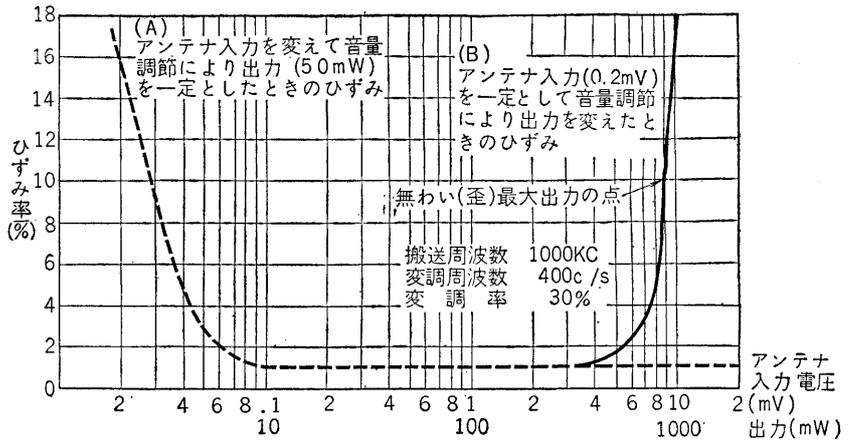


図 14.8 歪み特性

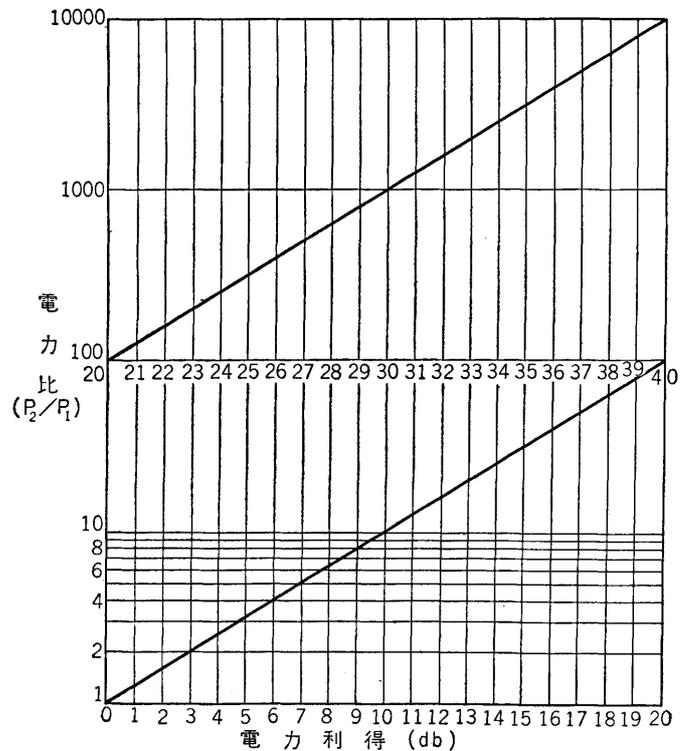


図 14.9 電力比

<sup>78</sup>  $3^3 = 3 \times 3 \times 3 = 27$  と , 数学上求めることは簡単であるが , 27 は 3 の数を何乗するかということを知ることは楽でない . 一般に  $a^y = x$  である場合 ,  $y$  を求めるのに  $y = \log_a x$  と書き ,  $y$  は  $a$  を底数とする  $x$  の対数といっている . そして 10 を底数とする場合を常用対数という .

ここにある増幅器があるとしよう．入力電力が  $P_1$ ，出力電力が  $P_2$  であれば，この増幅器は  $\frac{P_2}{P_1}$  倍だけ電力が増加したことになる．これを前の法則に関連して

$$\log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

の比を取り，これをこの増幅器の利得(Gain) という．そして単位は，ベル (Bel) で表わされる．普通この 10 分の 1 の，デシベル(Decibel 略号 db) という単位を用いる．

$$A(\text{db}) = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \tag{14.1}$$

同様に，ある増幅器の入力電圧を  $E_1$ ，出力電圧を  $E_2$ ，抵抗を  $R$  とすれば

$$P_1 = \frac{E_1^2}{R}$$

$$P_2 = \frac{E_2^2}{R}$$

であるから

$$A(\text{db}) = 10 \log_{10} \frac{E_2^2}{E_1^2} = 10 \log_{10} \left( \frac{E_2}{E_1} \right)^2$$

$$= 20 \log_{10} \left( \frac{E_2}{E_1} \right) \tag{14.2}$$

となる．

図 14.10 は，これを図表にしたもので，例えば入力電圧 5V，出力電圧 10V の増幅器の利得は， $\frac{E_2}{E_1} = \frac{10}{5}$  の比 2 を縦軸  $a$  にとり，曲線と交叉する点  $b$  を求め， $b$  の垂線の横軸と交叉する点  $c$  の値 6 デシベルが求める値である．同様に入力電圧 0.5V，出力電圧 200V である場合は， $\frac{E_2}{E_1} = \frac{200}{0.5} = 400$  倍の点から，52db であることがわかる．

電力の場合は，前式でもわかるように，この値は 2 分の 1 になるから，図 14.9 のような図表で求めることができる．例えば電力が 10 倍の場合は，利得は 10db，電力比 1,000 倍の場合は，利得は 30db である．

### 9 増幅と雑音

雑音とは，人に不愉快な感じを与える音をいうので，受信する場合の空電やブツツ，カリカリいうものも雑音の一種である．

このほかに受信機の雑音としては，部分品およびその接触等から起きる機械的な雑音，またはハム等の電源回路から入ってくる電気的な雑音もある．これらは設計，工作の良否により，相当な程度まで除去することができる．

真空管も，また雑音を生じる．これは排気の不充分，2 次電子放射，フリッカ効果，霰射作用等によるのである．

フリッカ効果は低周波に現われるもので，カソードから電子が飛出す割合は，電子の飛出すカソードの位置の関係および時間的の関係によっても変わるので，そのために生じる雑音である．

霰射作用は，カソードから飛出す電子の数が，つねに一定でないために生じる雑音をいう．これらの雑音も，真空管を改良することにより，減少することができる．

このほかに，受信機では，熱攪乱による雑音がある．熱攪乱とは，物質を熱するとその分子の運動により，自由電子が運動するために生じる雑音で，温度が上昇するに従い雑音が大きくなる．この雑音は，主として増幅器の入力回路の導体内(真空管も含めて)で生じるもので，いまのところ防止方法がない．

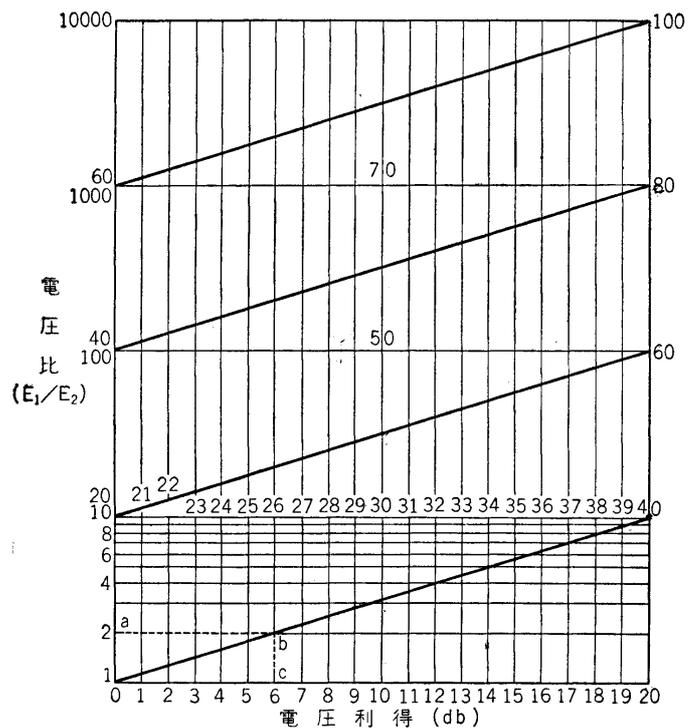


図 14.10 電圧比

実際の増幅器では真空管を用いるから、この発生した雑音も一緒に増幅されることとなる。この雑音を、増幅器の一番はじめ真空管のグリッド側の交流電圧に換算すると、 $0.1 \sim 5\mu\text{V}$  くらいになる（これは、真空管の種類および使用法によって異なり、例えば、真空管 6AC7 を、3 極管増幅にした場合は  $0.14\mu\text{V}$ 、6SK7 を 5 極管増幅した場合は  $0.94\mu\text{V}$  で、6AC7 を 5 極管変換管にした場合は  $0.48\mu\text{V}$ 、6L7 を混合管にした場合は、 $4.6\mu\text{V}$  である）。

従って、増幅器の増幅度を増すことは、これに応じて雑音もその増幅度だけ増加することになる。受信機の感度をよくするためには、高周波、中間周波、低周波の各増幅をたくさん行なえばできるように考えられるが、雑音もついでに大きくなるので、実際聴取するには何の役にもたない。

受信機の雑音の出力電圧を  $1\text{V}$  でおさえたとすれば、真空管のグリッド側に換算した入力雑音電圧  $0.1\mu\text{V}$  が、出力電圧  $1\text{V}$  になるためには

$$\frac{1}{0.1 \times 10^{-6}} = 10,000,000 = 10^7 \text{倍} (140\text{db})$$

になるような増幅器が必要である。換言すれば、 $140\text{db}$  の増幅器は、その雑音の出力電圧が  $1\text{V}$  あるということである。

実際の受信機では、雑音と音声電圧の比（これを  $S/N$  で表わす）は  $31.62$  倍 ( $30\text{db}$ ) 以上の差がないと困る。すなわち、雑音電圧が  $0.1\mu\text{V}$  であれば、高周波入力電圧は

$$0.1 \times 31.62 = 3.162\mu\text{V}$$

以上なくてはならない。

$3.162\mu\text{V}$  の高周波入力電圧は、 $140\text{db}$  の増幅器（受信機と思ってもよい）では  $3.162 \times 10^7\mu\text{V}$ 、すなわち出力電圧は  $31.62\text{V}$  となる。これは電力増幅管の負荷抵抗を  $10\text{k}\Omega$  とすると、 $100\text{mW}$  の電力に相当する。

この程度が、ラジオ受信機で増幅し得る限度である。実際において普通に行なわれる受信機の増幅度は、これより  $10 \sim 20\text{db}$  低くて、 $130 \sim 120\text{db}$  くらいが限度である。

## 第15章 部分品

### 1 同調コイル

ラジオ受信機で到来電波を受信する場合、キャパシチーを可変とし、インダクタンスを固定させるのが普通である。受信する電波の周波数帯が定まれば、同調コンデンサーのキャパシチーは後に述べるようにして定まる。このキャパシチーから、同調コイルのインダクタンスが決定される。前に述べたように、共振回路の共振周波数は

$$f(\text{kc}) \doteq \frac{159}{\sqrt{L(\mu\text{H})C(\mu\text{F})}} \quad (15.1)$$

である。これから

$$L(\mu\text{H}) \doteq \frac{159^2}{f^2(\text{kc}) \times C(\mu\text{F})} \quad (15.2)$$

と変形できる。いま<sup>79</sup>

$$\begin{aligned} f_{\max} &= \text{受信する最大周波数 (kc)} \\ f_{\min} &= \text{受信する最小周波数 (kc)} \\ C_{\max} &= \text{同調コンデンサーの最大キャパシチー } (\mu\text{F}) \\ C_{\min} &= \text{同調コンデンサーの最小キャパシチー } (\mu\text{F}) \end{aligned}$$

とすれば

$$\frac{159^2}{f_{\min}^2 C_{\max}} = L = \frac{159^2}{f_{\max}^2 C_{\min}} \quad (15.3)$$

となる。

例えば  $f_{\min} = 535\text{kc}$  ,  $C_{\max} = 360\text{pF}$  とすれば

$$L(\mu\text{H}) = \frac{159^2}{f_{\min}^2 C_{\max}} = \frac{159^2}{535^2 \times 360 \times 10^{-6}} \doteq 245(\mu\text{H})$$

となる。 $C_{\min} = 40\text{pF}$  とすれば、 $L = 245(\mu\text{H})$  であるから、受信し得る最高周波数は

$$f_{\max} = \frac{159}{\sqrt{L \times C_{\min}}} = \frac{159}{\sqrt{244 \times 40 \times 10^{-6}}} \doteq 1605\text{kc}$$

となる。

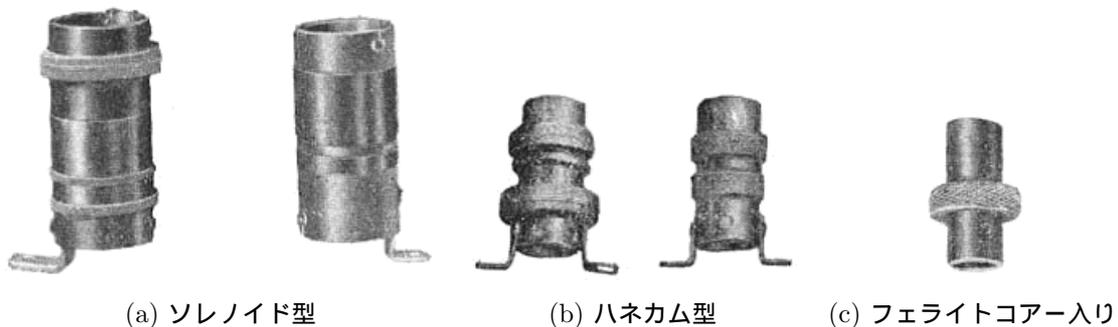


図 15.1 各種の高周波コイル

実際には、 $C_{\min}$  は同調コンデンサーの最小キャパシチーのみでなく、配線によるもの、真空管の内部キャパシチーその他を含むから、注意を要する。

インダクタンスが定まったならば、このようなインダクタンスを得るに要するコイルを考える。受信機の部分品は一体に段段と小型化される傾向にあるので、最近では同調コイルも小型化されている。

<sup>79</sup> max は maximum の略号 . min は minimum の略号 .

図 15.1 は、各種の高周波コイルを示したものである。

一般には、円筒型のソレノイド(Solenoid 筒コイル)(コイルを円筒型に巻いたのをいう)である。単層ソレノイド(コイルを単層に巻いたソレノイド)のインダクタンス<sup>80</sup>は

$$L(\mu\text{H}) = FDN^2 \quad (15.4)$$

で計算できる。

$F$  はコイルの長さ、直径とから定まる定数で、図 15.2 に、その値を示してある。 $D$  は直径 (cm)、 $N$  は巻き数である。

$N$  を求めるには、1cm 当たりの電線の巻き数がわかればよい。図 15.3 は、各種電線の 1cm 当たりの巻き数を示したものである。

例えば直径 2.6cm、巻き数 100 回、エナメル電線の直径 0.16mm のソレノイドのインダクタンスは、エナメル電線の直径 0.16mm であるから、1cm 当たりの巻数は図 15.3 から 55 回、従って、線の巻かれてある長さは

$$\frac{100}{55} = 1.82\text{cm}$$

長さ、直径の比は

$$\frac{1.82}{2.6} = 0.7$$

図 15.2 から、定数  $F$  は 0.009 を得る。

これから

$$L(\mu\text{H}) = FDN^2 = 0.009 \times 2.6 \times 100^2 = 234\mu\text{H}$$

となる。

図 15.4 は、同調コイルに用いられるソレノイドのインダクタンスを求めた図である。これによれば前例は直ちに  $234\mu\text{H}$  であることがわかる。

工場などで多量生産を行なう場合、なかなか所定のインダクタンスを得るのに困難なときは、数回だけずらして巻き、ずらしたコイルへの導線を上下にずらすことによって、コイルの長さを変化せずに、同一インダクタンスを得るのがよい。フェライトコア入りのものは、フェライトコアを出し入れすることによって、所定のインダクタンスを容易に得られる。

共振回路の増幅度は  $Q$  によって定まり、放送波の場合は、 $Q$  はほとんど同調コイルの  $Q$  に等しいとみて大差ない。従って、共振回路の増幅度を大きくするためには、コイルの  $Q$  を大きくしなければならない。

コイルの  $Q$  は、色々な因子により影響を受けるが、その形状について考えてみる。1,600kc 以下の周波数に対しては、単線を

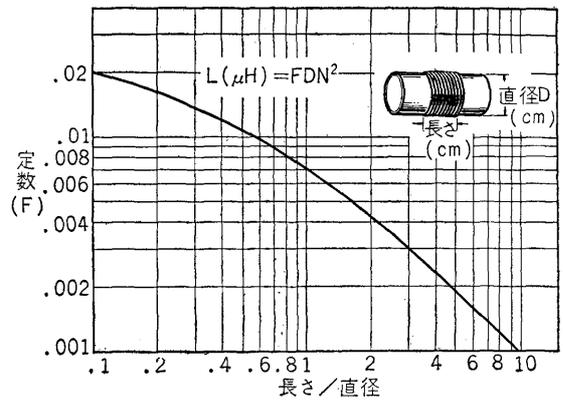


図 15.2 単層ソレノイドのインダクタンス

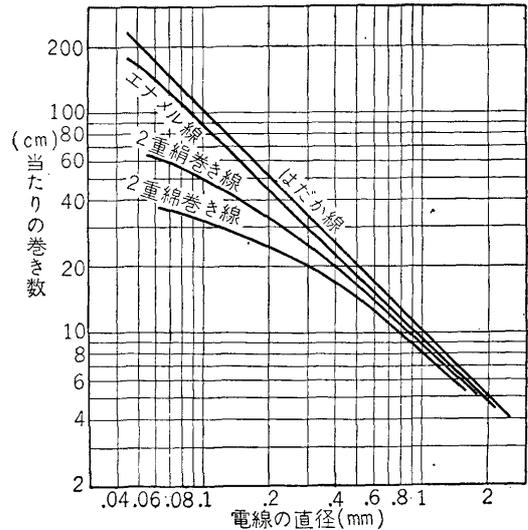


図 15.3 各種電線 1cm 当たりの巻き数

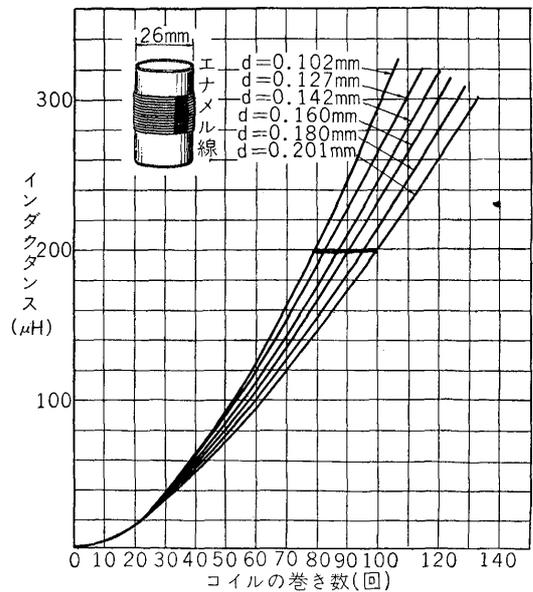


図 15.4 同調コイルに用いられるソレノイドのインダクタンス

<sup>80</sup> 単層ソレノイドのインダクタンスの計算式は、ほかにも種種ある。その一つを示せば次式の通りである。 $F$  の定数がないだけ便利であるが、近似式である。

$$L(\mu\text{H}) \approx \frac{1}{102 \frac{\ell}{D} + 45} \times D \times N^2 \quad (\ell = \text{線の巻かれている長さ})$$

密着して用いたソレノイドが一般に用いられる。Mc(メガサイクル)程度以上の周波数に用いるものは、使用電線は円筒上を密接巻きにせず、電線の中心からつぎのコイルの中心まで、間隔を  $2 \sim 2.5d$  ( $d =$  使用電線の直径) くらいにして巻く。コイルの直径 ( $D$ ) と長さ ( $l$ ) の比は、 $\frac{D}{l} \approx 2.5 \sim 3$  くらいの場合に  $Q$  が最大となる<sup>81</sup>。コイルの直径を大きくすると、それにつれて  $Q$  は増し、ほぼ直径の 0.87 乗に比例する。

標準放送の場合の同調コイルのインダクタンスは、 $200 \sim 300 \mu\text{H}$  になるので、その程度のインダクタンスを得るに要するコイルの構造を実験で求めてみると、図 15.5 の通りとなる。すなわち、コイルの直径が  $30 \sim 40\text{mm}$  のところが、直径が増加する割合と同じに  $Q$  も増加する部分である。それ以上は  $Q$  はあまり増加しない。従って、能率的に作るには、エナメル線使用の場合は  $30\text{mm}$  くらい、2重絹巻き線なら  $40\text{mm}$  くらいのボビンがよい。

コイルの長さは、図 15.6 に示す通りで、同図はコイルの直径と長さとの比をコイルの直径に対して求めた曲線で、直径  $30\text{mm}$  くらいのときは、長さとの比は 1.1 倍、すなわち直径と長さのほぼ等しい場合に  $Q$  が最大となることを表わしている。

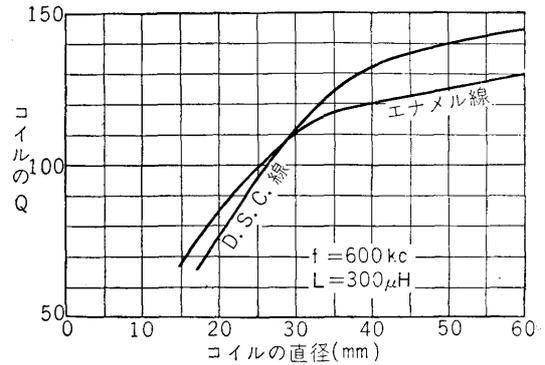


図 15.5 コイルの直径と  $Q$  との関係

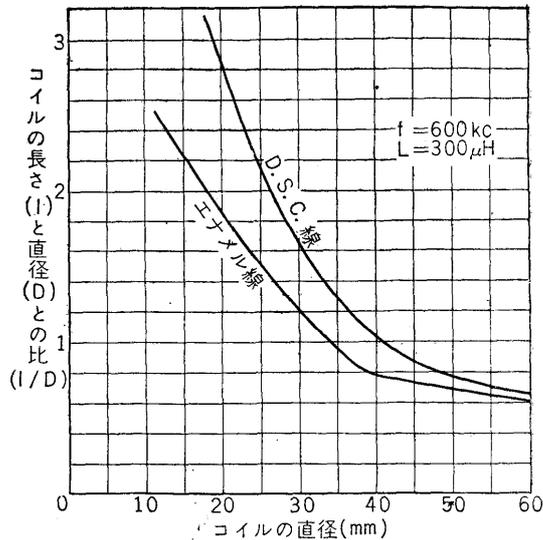


図 15.6  $Q$  を最大とするためのコイルの長さとの直径の比

同調コイルは他との干渉を避けるため、シールド・ケースを用いることもある。シールド・ケースを用いると、 $Q$  およびインダクタンスは低下する。コイルの寸法とシールド・ケースの寸法の比は、ともに円筒型にした場合は、シールド・ケースの直径はコイルの直径 2.5 倍以上、やむを得ない場合で 2 倍くらいにしないと、 $Q$  の低下がはなはだしくなる。円筒の軸長は、コイルの長さの 2 倍くらいにすればよい。図 15.7 は、この関係を示した一例である。シールド・ケースが小さいとインダクタンスも低下する。

図 15.8 はその割合の一例を示したもので、だいたい 1 割  $\sim$  1 割 5 分くらい減少する。従って、減少する分だけあらかじめ余分に巻いておかないと、インダクタンスに不足を生じるから注意を要する。

シールド・ケースの材料は、銅またはアルミニウムを用いる。

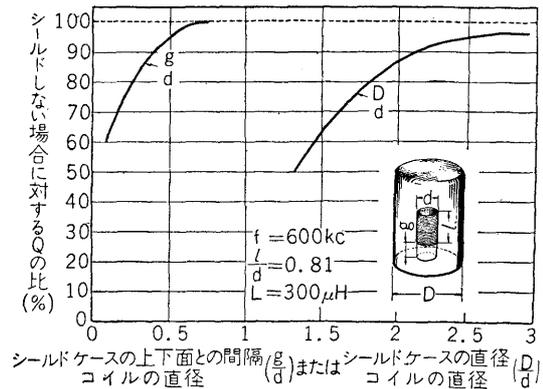


図 15.7 シールド・ケースとの関係

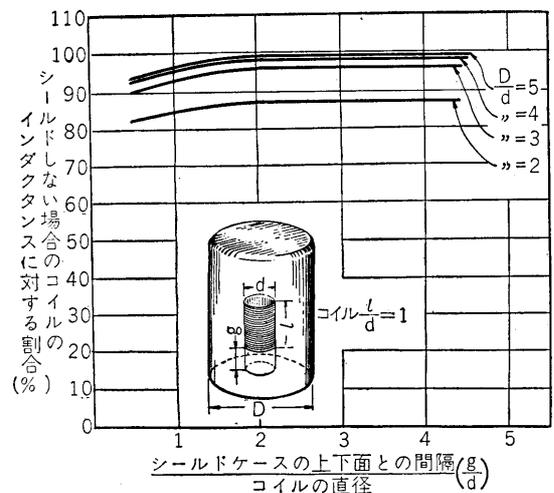


図 15.8 シールド・ケースとインダクタンスの関係

<sup>81</sup>  $\approx$  は  $\approx$  と同じで、ほとんど等しいことを示す。

鉄は  $Q$  の損失をまねくので用いられない。

同調コイルは、単層ソレノイドに限らない。最近ではコイルの形状を小さくするため、多層コイルが用いられる。多層コイルのうちでは、図 15.9 の蜂の巣コイルが最も多く用いられる。

多層コイルのインダクタンスの求めかたは、複雑で面倒であるが、次式<sup>82</sup>によれば、簡単に求められる。

$$L = KDN^2 \times 10^{-3} \mu\text{H} \quad (15.5)$$

ただし  $L$  = インダクタンス ( $\mu\text{H}$ )

$K$  = コイルの形による定数 (図 15.9)

$D$  = コイルの平均直径 (cm)

$N$  = 全巻き数

例えば、内径 1.2cm、外径 1.8cm、巻き数 200 回、コイルの幅 (b)5mm の、蜂の巣コイルのインダクタンスを求めると

$$\begin{aligned} \text{平均直径} &= \frac{\text{内径} + \text{外径}}{2} = \frac{1.2 + 1.8}{2} = 1.5\text{cm} \\ \text{コイルの厚み} &= \frac{\text{外径} - \text{内径}}{2} = \frac{1.8 - 1.2}{2} = 0.3\text{cm} \\ \frac{b+c}{D} &= \frac{0.5 + 0.3}{1.5} = \frac{0.8}{1.5} = 0.534 \end{aligned}$$

$\frac{b+c}{D} = 0.534$  に対する  $K$  を図 15.9 から求めると、 $K = 9.85$ 。従ってつぎのようになる

$$\begin{aligned} L &= KDN^2 \times 10^{-3} \mu\text{H} \\ &= 9.85 \times 1.5 \times 200^2 \times 10^{-3} \\ &= 590 \mu\text{H} \end{aligned}$$

図 15.10 および図 15.11 図は、直径 0.16mm の 2 重絹巻き線を用いた場合の蜂の巣コイルの巻き数と、インダクタンスとの実測値である。

フェライト・コアを用いた場合は、インダクタンスは大体 2~5 倍 (棒状直径 10mm、長さ 10~60mm のフェライトコアの場合) になる。

## 2 同調コンデンサー

ラジオ受信機の共振回路に使われる同調コンデンサーは、図 15.12 のようなエア・バリコン(空気可変蓄電器)である。対向する二組の板があって、一方を固定し、他方を回転してちょうど固定した方が板の間に入るようにしてある。この対向面積を可変してその目的を達している。

$$\text{キャパシター (pF)} = \frac{0.0842 \times \text{対向面積 (cm}^2\text{)}}{\text{板と板との間の距離 (cm}^2\text{)}} \quad (15.6)$$

そのキャパシターは上式で算出できる。

バリコンは、その可変できるキャパシターの範囲により、受信機周波数が定まる。(15.3) 式から

$$\frac{159^2}{f_{\min}^2 C_{\max}} = \frac{159^2}{f_{\max}^2 C_{\min}}$$

$$L(\mu\text{H}) = \frac{1}{115 \frac{b+c}{D} + 40} \times D \times N^2$$

を用いてもよい。符号は図 15.9 を参照。

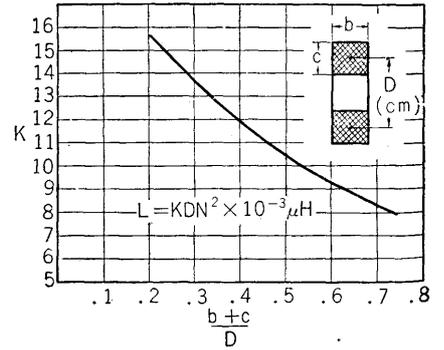


図 15.9 蜂の巣コイル

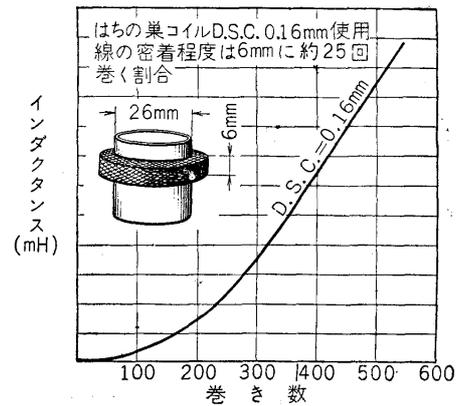


図 15.10 蜂の巣コイルの巻き数とインダクタンスとの実測値 (1)

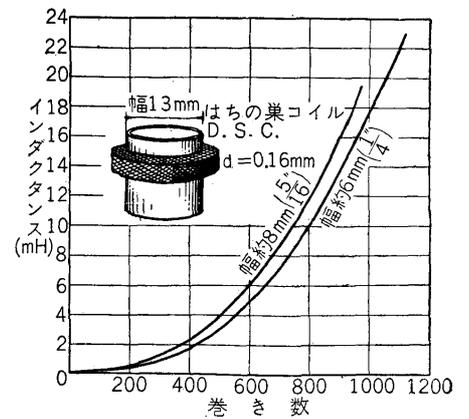


図 15.11 蜂の巣コイルの巻き数とインダクタンスとの実測値 (2)

<sup>82</sup> 多層コイルのインダクタンスを求める近似式には

これを变形して

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \frac{f_{\max}^2}{f_{\min}^2} \quad (15.7)$$

すなわち、受信機周波数帯が定めれば、1個のインダクタンスを用いた場合は、バリコンの最大・最小キャパシチーの比は(15.7)式で示す値以上でなければ受信できない。

例えば受信周波数帯を550~1500kcとすれば

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \frac{1500^2}{550^2} \approx 7.44$$

すなわち、最大・最小の比が7.44倍以上でなければ、インダクタンスを如何に選んでも一定インダクタンスでは550~1500kcの範囲を完全に受信することはできないわけである。

受信周波数帯が535~1605kcであれば

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \frac{1605^2}{535^2} \approx 9$$

となる。すなわちバリコンの最小キャパシチーを30pFとすれば、最大キャパシチーは

$$30 \times 9 = 270\text{pF}$$

最小キャパシチーを40pFとすれば

$$40 \times 9 = 360\text{pF}$$

を要する。

もっとも共振回路に用いられる場合は、最小キャパシチーは同調コンデンサーのキャパシチーのみでなく、その他部品、配線のキャパシチーも含んでいる。

おもなものは、つぎの通りである。

同調コイルの自己分布容量	5~20pF
真空管の自己容量	3~15pF
配線の自己容量	5~10pF
アンテナの実効容量	若干

以上合計すると、13~45pFくらい(設計には25pFを用いる。)になる。これにバリコン自身の最小容量が、11~18pFくらいあるので、真の最小容量は、これらの合計24~63pFくらい(設計には40pFを用いる)になる。

バリコンは、何枚のバリコンというように、ステーターとローターとの枚数を加えたものでいい表わすことがある。バリコンの最大キャパシチーは、430pFくらいである。

つぎに、同じキャパシチーを得るにも回転の割合によって、キャパシチーの変化の状態が違ふ。ローターの回転角度とキャパシチーとが直線的に増加する直線容量型(主として、静電容量の測定に用いられる)、また受信電波の波長と直線的に増加する直線波長型、および受信機周波数と直線的に増加する直線周波数型の3種類がある。

わが国の放送局の周波数は、それぞれ一定の周波数(10kc)だけ隔てて、配置されているので、直線容量および直線波長型のものでは、回転角のある部分に多数の局が密集し、他の部分にはなはだ疎になる傾向となるので面白くない。これには、各局が一様に分布されている直線周波型がよいことになる。

直線周波数型のバリコンを作るには、種々な方法があるが、現在市販されているものは図15.13に示すように、ステーターはやや長方形、ローターがほぼ円形で、中心よりはずれた位置の軸に取付けて回転するようになっている。

gangs・バリコン(Gang varicon または連結蓄電器、組蓄電器)はバリコンを2個以上組み合わせ、1個の軸で回転できるようにしたものである。高周波増幅受信機またはスーパー・ヘテロダイン受信機では、各段ごと単独に調節するのは

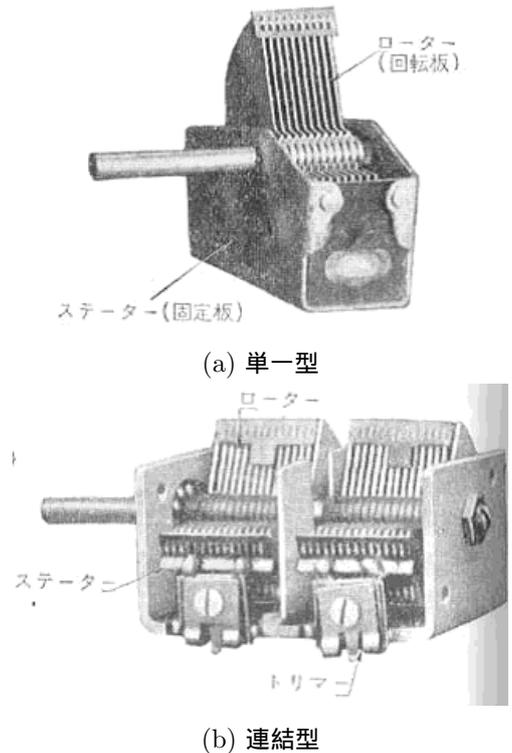


図 15.12 エアー・バリコン

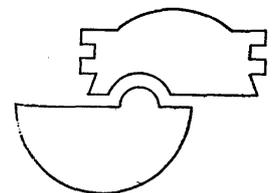


図 15.13 バリコンの板の形

はなはだ手数を要するので、一つのダイヤルで、同時に数個のバリコンを動かすのが便利である。このため、ガング・バリコンが用いられる。図 15.12(b) はその一例である。

このコンデンサーはおのおのの回転角度に対するキャパシチーの増加が同一でなければならない。この過不足分は、ローターの外側の板に切り込みのつけてある部分を曲げ、あるいはトリマー (Trimmer) を加減して合わせなければならない。

### 3 高周波トランス

同調コイルも、高周波コイルの一種ではあるが、単独に用いられることはまれで、図 15.14 のように、アンテナコイルまたはプレートコイルと組み合わせて、一種の高周波トランスとして用いられる。

高周波トランスは、低周波トランスと異なり、結合が完全でないで、相互の巻き数比をもって、変圧比とすることができない。低周波トランスの場合は (変圧比)  $\equiv$  (2 次コイルの巻き数)  $\div$  (1 次コイルの巻き数) で表わされる。高周波トランスの場合は結合係数  $k$  を用いる。

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \times L_2}} \quad (15.8)$$

ただし、 $L_1, L_2$  は 1 次および 2 次コイルのインダクタンス、 $M$  は相互インダクタンスである。アンテナ回路の場合は、第 6 章で述べたように、 $M$  は 20 ~ 60  $\mu\text{H}$  付近に選ばれる。従って、1 次コイルおよび 2 次コイル相互の関係位置から、相互インダクタンスを求めることが必要となる。図 15.15(a) のように、1 次および 2 次コイルが密接して巻かれている場合には、(15.4) 式から、 $L_1, L_2$  および  $L_3$  ( $L_3$  は  $L_1$  と  $L_2$  とが一つのコイルであるとして求める) のインダクタンスを求め

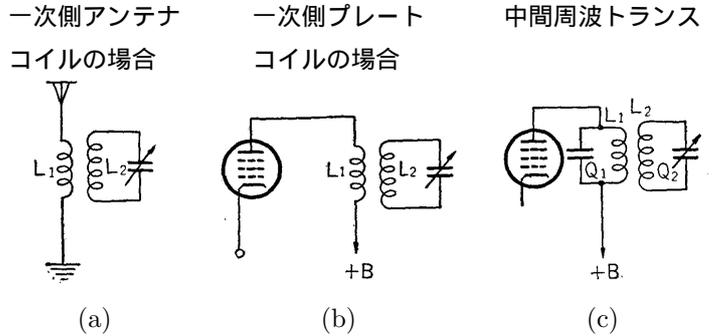


図 15.14 高周波トランスの種類

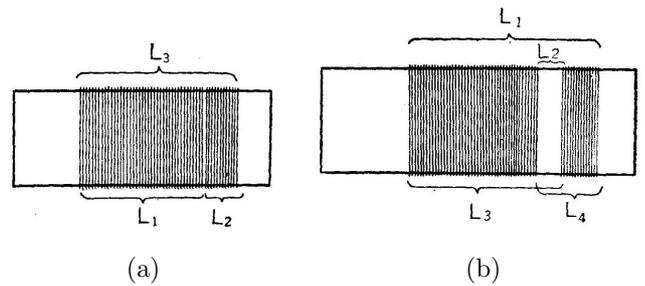


図 15.15 相互インダクタンスの求めかた

$$M = \frac{L_3 - (L_1 + L_2)}{2} \quad (15.9)$$

から、 $M$  を求めることができる。

例えば、 $L_1 = 230\mu\text{H}$ 、 $L_2 = 15\mu\text{H}$ 、 $L_3 = 290\mu\text{H}$  とすればつぎのようになる。

$$M = \frac{290 - (230 + 15)}{2} = 17.5\mu\text{H}$$

もし (b) 図のように、1 次、2 次コイルの間に間隔がある場合は、この間隔部分も巻かれているものと仮定して、それぞれのインダクタンスを計算して

$$M = \frac{1}{2} \left\{ (L_1 + L_2) - (L_3 + L_4) \right\} \quad (15.10)$$

から算出すればよい。

図 15.16 は、これら高周波コイルの相互インダクタンスを実測した一例である。この曲線から大体的見当をつけることができる。

例えばアンテナコイル ( $L_1$ ) に、直径 0.16mm のエナメル線を同調コイル ( $L_2$ ) に並べて 15 回密着して巻くと、 $L_1$  のインダクタンスは、曲線から 10  $\mu\text{H}$ 、また  $L_1$  と  $L_2$  との相互インダクタンスは 18  $\mu\text{H}$  とわかる。

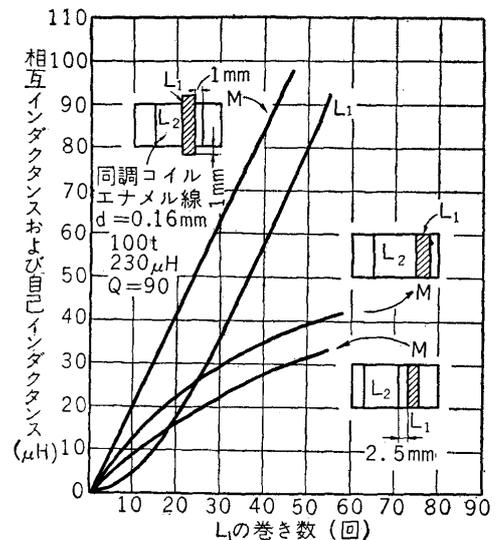


図 15.16 高周波コイルの相互インダクタンス

図 15.14(c) のように、1 次および 2 次側とも、共振回路を形作っている中間周波トランスの場合には、それぞれのコイルの  $Q$  を、 $Q_1, Q_2$  とすると、結合係数が次式で示す値の場合、2 次側で利用される電圧 (コンデンサーの端子電圧) が最大となる。

$$k = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \tag{15.11}$$

この場合に、両コイルの結合状態は臨界結合であるという。臨界結合の場合は、第 10 章に述べたようにその共振曲線は図 15.17 の (a) のような曲線となり、 $k$  がこの値より大きい場合は、(b) 図のように山が二つ現われる (双峰性)。また  $k$  がこの値より小さい場合は (c) 図のように山が一つで (単峰性)、その最大値は臨界結合の場合より小さい。ラジオ受信機でも、音質に重きをおいたものは双峰にして、変調波の側波帯を完全に再現させるようにするが、普通のものは、分離の点から臨界結合、またはこれより多少疎の点にして、選択性を主として用いる。

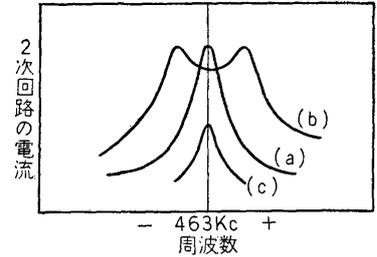


図 15.17 共振曲線

普通の中間周波トランスの  $Q$  は、単線の電線を用いた場合は 60~80 くらい、リッツ線<sup>83</sup>を用いると、120 くらいにまでなる。いま  $Q$  を 60~80 とすると臨界結合度は

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

くらいの値となる。中間周波トランスの、各コイルのインダクタンスを 1mH とすれば、(15.11) 式から  $k = 0.0167$ 、 $L_1 = 1\text{mH}$ 、 $L_2 = 1\text{mH}$  を代入すると

$$M = 16.7 (\mu\text{H})$$

図 15.18 は、中間周波コイル相互の距離に対する相互インダクタンスを実測した一例である。

前例の場合においては、大体 27mm (一つコイルの巻いてある幅の中心から、他のコイルの巻いてある幅の中心までの距離) 離せばよいことがわかる。

中間周波トランスのコイルのインダクタンスの定めかたも、同調コイルの場合と同様に、一緒に用いられるコンデンサーのキャパシターから決定する方が便利である。実際には、真空管等のさしかえによって、共振回路に微小容量変化をきたすので、この方の安定度から、共振回路のキャパシターを定め、つぎに中間周波数に適合するコイルのインダクタンスを求める。

キャパシターの変化 ( $\Delta C$ ) が、共振周波数 ( $f_0$ ) におよぼす偏差 ( $\Delta f$ ) は

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{\Delta C}{2C} \tag{15.12}$$

となる。ただし  $C$  は共振回路のコンデンサーのキャパシターである。これから

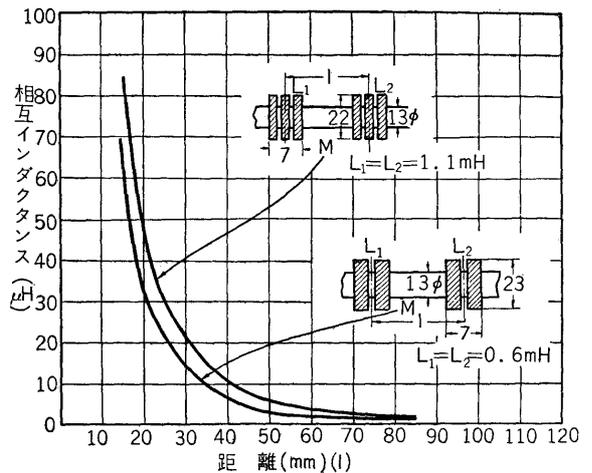
$$C = -\frac{\Delta C}{2} \times \frac{f_0}{\Delta f} \tag{15.13}$$

となる。普通のラジオ受信機では、 $\Delta C = 0.5\text{pF}$  に対して  $\Delta f$  は 1kc くらいであるから、中間周波数を 455kc とすると

$$C = -\frac{0.5}{2} \times \frac{455}{1} = 113.78\text{pF} \approx 114\text{pF}$$

従って、コイルのインダクタンスは

$$L = \frac{159^2}{f_0^2 C} = \frac{159^2}{455^2 \times 114} \approx 1.06\text{mH}$$



(コイルの寸法の単位は mm)

図 15.18 中間周波コイルの相互の距離に対する相互インダクタンス

<sup>83</sup> リッツ線 (Litz wire) は、細いエナメル線を撚り線として、表皮作用による損失を防いだもの。

となる。

高級な受信機では、 $\Delta C = 0.5\text{pF}$  に対して、 $\Delta f = 0.5\text{kc}$  くらいとするので

$$C \approx 114 \times 2 = 228\text{pF}$$

$$L \approx \frac{1.06}{2} = 0.53\text{mH}$$

くらいになる。

中間周波トランスの選択度と増幅度とは、大体つぎの通りであればよい。中間周波トランスの段間増幅に用いられるものの選択度は、 $10\text{kc}$  の中間周波数から離調した点で、約 4 倍 (12db) 以上の入力電圧を要し、検波用のが 2 倍 (6db) 以上の入力電圧を要すればよい。

すなわち、両方で  $4 \times 2 = 8$  倍 (18db) の選択度を有することになる。

大体において、受信機の実効度は、10 倍 (20db) あればまずよいのであるから、中間周波増幅以外の同調コイル等で、あとの 1.25 倍 (2db) の選択性を分担してくれれば、所要の 10 倍 ( $8 \times 1.25 = 10$  倍,  $18 + 2 = 20\text{db}$ ) になって都合がよい。

また、増幅度では、段間増幅で増幅が、56~100 倍 (35~40db)、検波用のもので 18~32 倍 (25~30db) あれば、両方で 1,792 ( $56 \times 32$ ) ~ 3,200 ( $100 \times 32$ ) (60~70db) あることになり、増幅度の点も充分である。

#### 4 高周波チョーク・コイル

高周波チョーク・コイルは、高周波電流を流さないために回路に挿入される。例えば再生検波回路のプレート回路に挿入された高周波チョーク・コイル等である。また、ハイ・インピーダンス・アンテナ・コイル、および 6BD6 のような高周波増幅のプレート負荷としても用いられる。

高周波チョーク・コイルはインダクタンスが多いので、単層ソレノイドに巻くことは困難である。いきおい、多層コイル(コイルを幾層も重ねて巻いたコイル)となる。多層コイルのうちでも、蜂の巣コイルがセルフ・キャパシチー(自己分布容量)が割合に少なく、また製作にも便利なので一番用いられる。多層コイルのインダクタンスの求めかたは、(15.5)式、その実例は図 15.10 および図 15.11 に示してある。多層コイルは、図 15.19 のように、多少のセルフ・キャパシチーを有するので、セルフ・キャパシチーのない、本当のインダクタンス ( $L$ ) より、見掛け上のインダクタンスは違った値となる。これを、実効インダクタンス (Effective inductance) といっている。

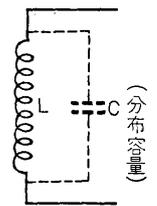


図 15.19

実効インダクタンス  $L_e$  は、キャパシチーを  $C$ 、コイルの本当のインダクタンスを  $L$ 、使用周波数を  $f$  とすれば

$$L_e \approx \frac{L}{1 - (2\pi f)^2 LC} \tag{15.14}$$

で表わされる。

例えば  $L = 1\text{mH}$ ,  $C = 54\text{pF}$ ,  $f = 1,000\text{kc}$  とすれば

$$L \approx \frac{1 \times 10^{-3}}{1 - (2\pi \times 1,000 \times 10^3)^2 \times 1 \times 10^{-3} \times 5 \times 10^{-12}}$$

$$\approx 0.00106\text{H} = 1.06\text{mH}$$

となって、多少見掛け上のインダクタンスは増加する。

そして分母が零の点 [ $1 - (2\pi f)^2 LC = 0$ ] の場合に無限大となり、それ以上の周波数ではインダクタンスとしては用いられない。

キャパシチーがあると、このような現象を生じるので、つとめて、キャパシチーの少ないコイルを作るようにしなければならない。

#### 5 低周波チョーク・コイル

低周波チョーク・コイルはコイルに鉄を入れたものであって、損失を少なくするために、鉄心は成層鉄心(薄い鉄板を重ねたもの)を用いる。図 15.20(b) はその構造図である。薄い鉄板を何枚か重ね

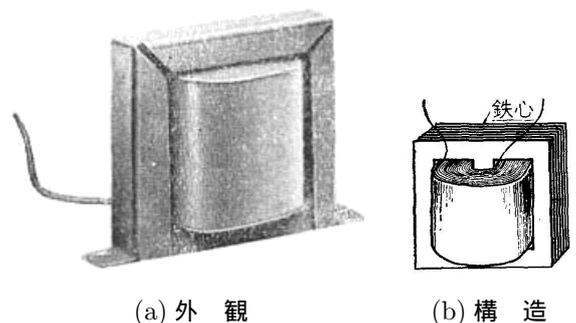


図 15.20 外鉄型低周波チョーク・コイル

合わせた上に、電線を数千回巻いたものである。鉄心の型により、図 15.21 のように内鉄型(Core type)〔(a) 図〕と外鉄型(Shell type)〔(b) 図〕に区別されるが、ラジオには主として外鉄型が用いられる。

鉄心を有するインダクタンスは、次式で表わされる。

$$L = 1.25N^2P \times 10^{-8} \quad (15.15)$$

ただし  $L =$  インダクタンス (H)

$N =$  巻き数

$P =$  空気の導磁率<sup>84</sup>を 1 とした磁気回路の磁気伝導度

この式は、磁気回路に小さいエアー・ギャップ(空隙)のある場合も用いられる。しかしこの場合は、 $P$  は鉄心とエアー・ギャップとが直列に入った、磁気回路全体についての平均値でなければならない。

ラジオに用いられる低周波チョーク・コイルは、直流と交流とが重畳した回路に多く用いられる。従って交流に対する場合、実効インダクタンスは、鉄心の磁気的ヒステリシス現象<sup>85</sup>と、直流および交流の大きさによって変化する。

図 15.22 は、その一例であって、エアー・ギャップを設けると負荷電流(直流)によるインダクタンスの変化が少なく、エアー・ギャップを設けないと、負荷電流によってインダクタンスの減少がはなはだしい。エアー・ギャップは、低周波チョーク・コイルの大小により異なるが、小型のものでは 0.02~0.05mm、大型のものは 0.1~0.5mm くらいである。

### 6 低周波トランス

低周波トランスの構造は、図 15.23 に示すように、外鉄型鉄心に 1 次線を数千回巻き、その上に 2 次線としてその  $n$  倍だけ巻いたものである。 $n$  は巻き数比といわれ、1 次、2 次コイルの巻き数比である。

ラジオに用いられる低周波トランスの 1 次線は、多くはプレート回路等、直流を重畳した回路に用いられるので、鉄心は磁気飽和<sup>86</sup>を生じないように、充分の断面積が

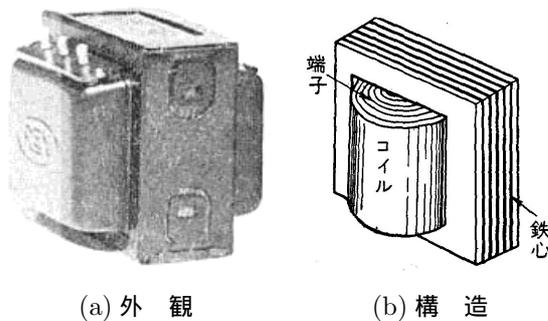


図 15.23 低周波トランス

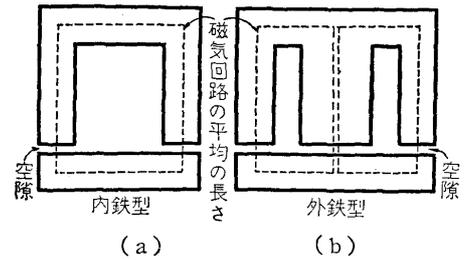


図 15.21 内鉄型と外鉄型

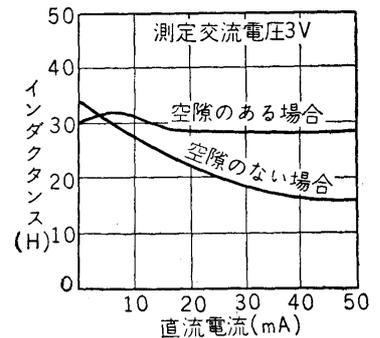


図 15.22 エアー・ギャップの有無によるインダクタンスの変化

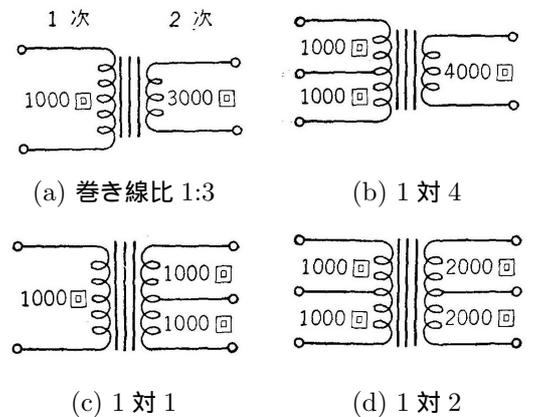
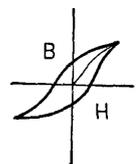


図 15.24 低周波トランスの巻き数比

なければならぬ。直流で飽和すると、実効インダクタンスが減じ、特に低周波の周波数の低い部分の増幅が不充分になり、また場合によると、飽和のため歪みを生じることもある。低周波トランスの鉄心としては、パーマロイ等の導磁率の高い鉄心を用いると、巻き数が少なくなるので漏洩磁束<sup>87</sup>が少なくなり、低周波の周波数の高い部分の増幅が充分になる。しかし、この鉄心は直流磁化の影響を受けやすいので、直流を重畳する回路では、直流が通らないように、低周波ト

<sup>85</sup> ヒステリシス (Hysteresis 履歴現象) とは、鉄を磁化して行くと次第に磁力線 ( $B$ ) が増すが、つぎにこれを磁化力 ( $H$ ) を減らすと、磁力線数はもとと同じように減じないで、磁化力が零となってもなお多少の磁力が残っている。これをさらに負に磁化し、つぎにふたたび正に磁化力を増していくと、一種の環状曲線を描く(左図参照)。これは磁化力の変化の方向によって磁力線の異なることを示すので、鉄のヒステリシスと呼んでいる。



<sup>86</sup> 磁気飽和、鉄心を磁化していくと磁力線が次第に増すが、ある程度になると、磁化力を増しても、その割に磁力線が増きなくなる。これを磁気飽和という。

<sup>87</sup> 1 次線を電流が流れて、磁力線を生じた場合、その磁力線が全部 2 次線を鎖交することは不可能であって、幾分 2 次線と鎖交しない磁力線も生じる。この鎖交しない磁力線を、漏洩磁束という。

ランスはコンデンサーを介して結び、これと低周波チョーク・コイルとを並列に接続したものが用いられる。ふつう珪素鋼板が用いられる。

低周波トランスの巻き数比は、2次線巻き回数を1次線巻き回数で割った商であるが、プッシュプルに用いられるもの等、巻き線が2重に存在するものは、図15.24の例にならって呼称される。

## 7 コンデンサー

コンデンサーは、キャパシチーを可変できるか否かによって、バリコン、半固定コンデンサー、固定コンデンサーに分けられる。同調コンデンサー、再生コンデンサーはバリコンで、デバング・コンデンサー、トリム・コンデンサーは半固定コンデンサーで、バイパス・コンデンサー、平滑コンデンサー等は固定コンデンサーである。

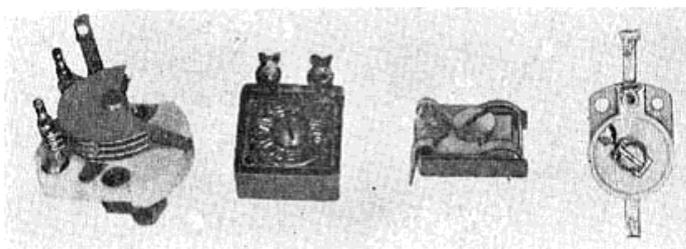


図 15.25 半固定コンデンサー

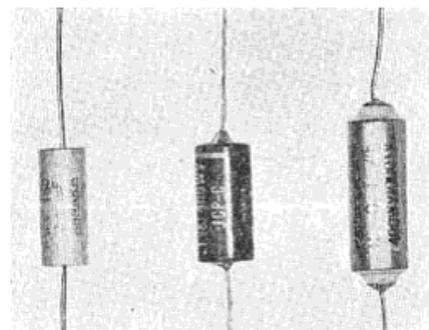


図 15.26 固定コンデンサー

図15.25は半固定コンデンサー、図15.26は固定コンデンサーの外観である。キャパシチーは、(15.6)式に $K$ を乗じたもので算出される。

$$\text{キャパシチー (pF)} = \frac{0.0842 \times \text{対向面積} \times K (\text{cm}^3)}{\text{間隙} (\text{cm}^2)} \quad (15.16)$$

ただし $K$ は、誘電体の材料による係数で誘電係数と呼ばれ、空気の場合は1、雲母では5~9、紙では約2である。

誘電体に雲母を用いたコンデンサーは、損失も少なく絶縁耐力も大きいので優秀ではあるが、雲母は高価なので大容量のものにはあまり用いられない。小容量のものは雲母も比較的安価なので用いられる。

紙は廉価で、かつ小さい容積で大きな容量のものが製作されるので、便利ではあるが、損失は相当大きい。ペーパー・コンデンサーは、帯状の錫箔またはアルミニウム箔を紙で絶縁し、これを巻き込み、パラフィン等を浸透させ、耐湿性とする。

またセラミック磁器コンデンサーもある。磁器としては、酸化チタンまたはチタン酸マグネシウムが適量に混和された磁器を用いる。この磁器の誘電率は大きく(12~55)損失も雲母に匹敵するほどよいものがある。チタン・コンデンサーとも呼ばれる。R.M.A. その他の製作者では、小型固定コンデンサーのキャパシチーの表示を表15.1表のような方法によっている。固定コンデンサーは、それぞれの使用力所によって、グリッド・コンデンサーは、0.001~0.00025 $\mu\text{F}$ 、結合コンデンサーは、0.001~0.2 $\mu\text{F}$ 、バイパス・コンデンサーは0.1~10 $\mu\text{F}$ 以上、平滑コンデンサーは4~40 $\mu\text{F}$ 以上が用いられる。いずれにしても、用途により適当なキャパシチーた耐圧のものを選ぶことが必要である。

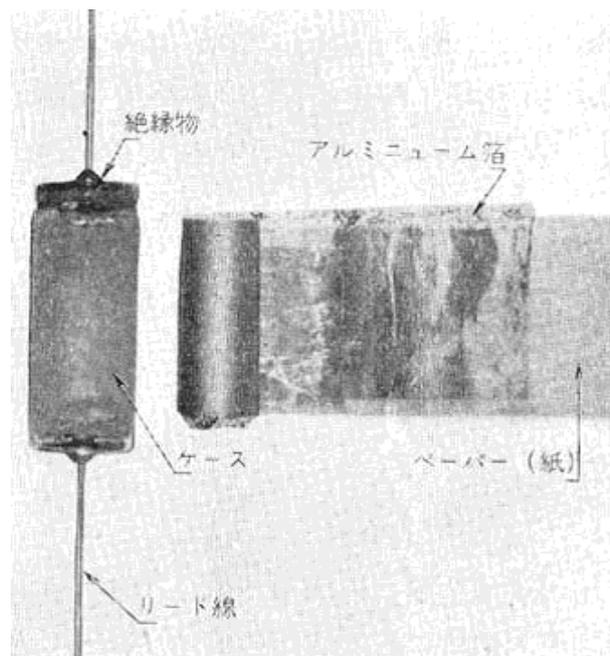


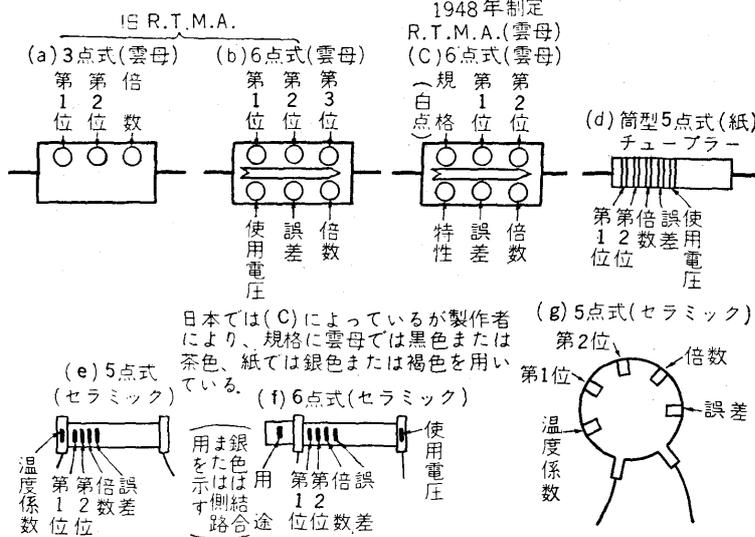
図 15.27 ペーパー・コンデンサーの構造

## 8 抵抗器

抵抗器 (Resistor レジスター) には、図15.28のように固定抵抗のものと可変抵抗のものがある。固定抵抗は、構造

表 15.1 小型固定コンデンサー色別符号 (カラー・コード)

色別	第 1 位	第 2 位 第 3 位	倍 数
黒	0	0	
褐	1	1	0
赤	2	2	00
橙	3	3	000
黄	4	4	0,000
緑	5	5	00,000
青	6	6	000,000
堇	7	7	0,000,000
灰	8	8	00,000,000
白	9	9	000,000,000



(例)



から膜抵抗と体抵抗とがある。膜抵抗は磁器管の表面だに薄膜を付け、両端に金属端子を付け薄膜のみぞを切って定格抵抗値に調節し、その上に塗装をしたものである。薄膜は炭素被膜であって、磁器管上に有機物(ガソリン)を熱分解して付着させたものと、炭素微粒子を結合剤と一緒に液にとかして塗り、焼付けたものとがある。体抵抗は、粘土に炭素を混ぜて焼いたもので、膜抵抗より小型にできるが、雑音・温度に対する安定度は膜抵抗に比べると、いまのところよくない。

この他、ニクロム等の抵抗線を巻いて作った巻き線抵抗があるが、これは抵抗値の小さいものに用いられる。この型は、抵抗値が正確で、電流量が大きいのもできる。しかし、高低抗になると費用もかさみ、分布容量、残留インダクタンス等のため、実効抵抗が減少するので用いられない。金属薄膜抵抗は、一種の膜抵抗で、ガラス、雲母、磁器等の表面に白金、ニッケル等の金属薄膜を、スパッタリング<sup>88</sup>して沈着させたものである。この型は過負荷に対して弱い。

亜酸化銅抵抗は、一種の体抵抗で銅棒をそのまま酸化させて、亜酸化銅とした抵抗である。この型は、負荷の大小により抵抗の変化が大きい欠点がある。

わが国では、はじめに述べた炭素皮膜抵抗が、現在一番多く用いられている。

可変抵抗も、巻き線型と皮膜型とがあるが、前者は抵抗の小さい電流量の大きいところに用いられる。後者は炭素を紙またはベークライト等に塗布したもので、その表面を接触子で摺動して可変する。可変抵抗は、一般に固定抵抗(一般に、炭素は焼付けられてある)に比べて、温度に対する抵抗値の変化が大きく、湿度の影響もあり、雑音も大きい。

回転角と抵抗値の変化は、図 15.29 の (b) のように回転角と抵抗値が直線的に変化するもの(これを B 型という)は、高周波入力電圧を加減するのによい。また (c) のように、回転角に対して抵抗値が、はじめは直線的で、後では少ししか変わらないもの(これを C 型という)は、高周波増幅管のグリッドバイアス抵抗にも低周

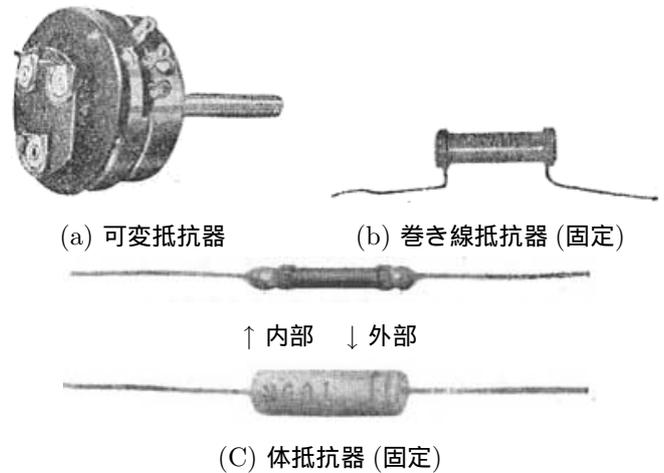


図 15.28 抵抗器の種類

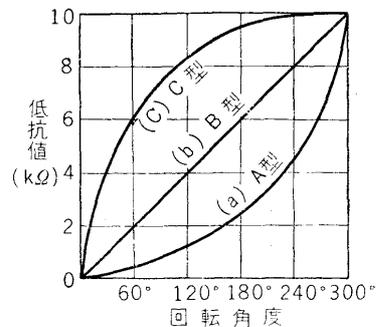


図 15.29 回転角と抵抗値

<sup>88</sup> スパッタリング (Sputtering) は、真空中で放電を行なうと、イオンの衝突によって、ガラスの表面に破壊された微粒子が付着する現象をいう。

波回路の音量調節にもよい。(a)のように、はじめはあまり変化せず、後で変化の大きいもの(これをA型という)は、(b)と同様に高周波入力電圧の加減によい。

抵抗器には、定格容量がある。定格容量以上で使うと、寿命を短かくする。定格容量は電力で表わされ、抵抗値との関係は

$$\begin{aligned} \text{電力} &= (\text{電流})^2 \times (\text{抵抗}) \\ &= \frac{(\text{電圧})^2}{(\text{抵抗})} \end{aligned} \quad (15.17)$$

$$\text{または 許容電流} = \sqrt{\frac{\text{電力}}{\text{抵抗}}} \quad (15.18)$$

である。図 15.30 は、この関係を示した図表である。

例えば、1W の容量で 10kΩ の抵抗は、10mA の電流を流すところまで用いられる。

R.T.M.A. およびその他の製作者では抵抗器に色を付け、この色で抵抗を区別している。表 15.2 は、これを示した図表である。

抵抗器は、所要の抵抗値、電流量を持ち、通じる電流の大小により抵抗値のあまり変化せず、雑音を生じないで、かつ長年月使用に耐えることが必要である。

その他堅固で、温度の影響が少なく、また電流を通じても、発熱の小さいことが望ましい。

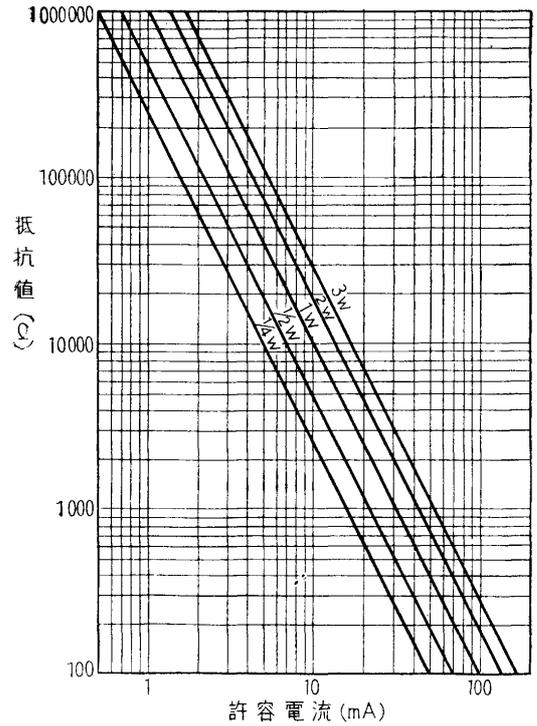
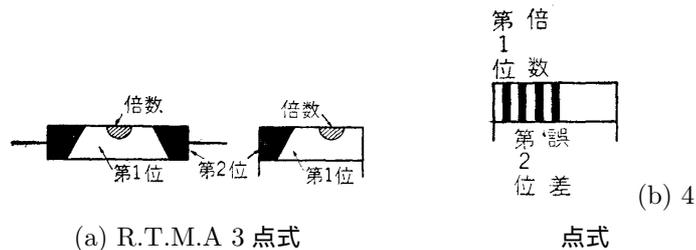


図 15.30 抵抗値と許容電流の関係

### 9 電源トランス

電源トランスは、電灯線(わが国では、家庭用電灯線は 100V である)の電圧を適当に変圧して、A, B 電源に電力を供給するもので、図 15.31 のような構造になっている。鉄心の上に、電灯線へ直接接続される 1 次コイルがあり、その上に A 巻き線、B 巻き線の 2 次コイルが巻いてある。1 次コイルの上に A 巻き線、つぎに B 巻き線と巻くのがよいのであるが、(こうすると、電圧変動率がよく、また一種スタテック・シールド(静電遮蔽)にもなる)、一般には、工作の困難から、

表 15.2 固定抵抗色別符号

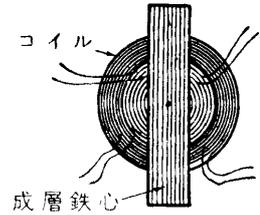
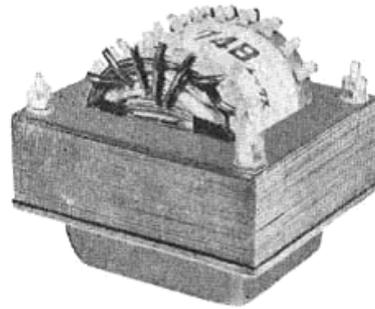


色別	第 1 位	第 2 位	倍数 (単位 Ω)	例
黒	0	0		<p>250 000 Ω</p> <p>赤=2 緑=5 黄=0.000 } 250,000</p>
褐	1	1	0	
赤	2	2	00	
橙	3	3	000	
黄	4	4	0,000	
緑	5	5	00,000	
青	6	6	000,000	
堇	7	7	0,000,000	
灰	8	8	00,000,000	
白	9	9	000,000,000	

B 巻き線，A 巻き線と，逆の順序に巻いたのが多い．電源トランスの鉄心の大きさ，および各巻き線の太きと巻き数は，容量の大小によって違うので，電源トランスのような小型の電気器具では，1V 当たりの巻き数から求めていってもよい．

まず電源トランスの出力を決定する．各巻き線の所要電圧と電流の積との総和が，出力である．B 巻き線は，直流電流はプレート電流，スクリーン・グリッド電流等の総和である．これは直流であるので，B 巻き線の交流電流に直す場合は

半波整流の場合は，直流電流の 1.6 ~ 2.0 倍  
 全波整流の場合は，直流電流の 0.8 ~ 1.0 倍



(a) 外観 (b) 構造

図 15.31 電源トランス

と見なしてよい．出力を能率 (0.8 ~ 0.9) で割った商が入力電力である．この入力電力を基礎として，1V 当たりの巻き数を定める．

$$n = \frac{k_1}{\sqrt{W_P}} \quad (\text{実験式}) \quad (15.19)$$

ただし  $k_1 = 34 \sim 38$

$W_P =$  入力電力 (W)

$n =$  1V 当たりの巻き数

図 15.32 は， $k = 35$  とした場合の 1V 当たりの巻き数と，入力電力の関係図である．例えば入力電力 20W とすれば，1V 当たりの巻き数は 7.2 となり，1 次巻き線 100V は

$$100 \times 7.2 = 720 \text{ 回}$$

B 巻き線 (220V) は

$$220 \times 7.2 = 1,584 \text{ 回}$$

A 巻き線 (6.3V) は

$$6.3 \times 7.2 \approx 4.56 \text{ 回}$$

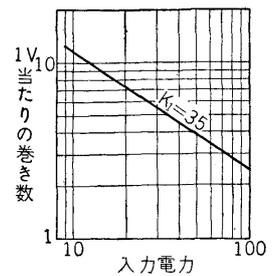


図 15.32 1V 当りの巻き数

となる．

一般に各巻き線の線種は，木綿巻き銅線またはエナメル銅線であるが，小型に作る上からいって，エナメル銅線が用いられる．巻き線の太きは， $1\text{mm}^2$  に，1.25 ~ 1.55A の許容電流があるとして定める．

1 次巻き線の太さは，力率 (Power factor) を 0.85 とし，1 次電流を入力電力から求め次式によって決定する．

$$1 \text{ 次電流} = \frac{\text{入力電力}}{1 \text{ 次電圧}} \times \frac{1}{0.85} \quad (15.20)$$

鉄心の太さは，入力電力から次式によって算出する．

$$S = k_2 \sqrt{W_P} \quad \text{図 15.33 使用巻き線の太さ} \quad (15.21)$$

ただし  $k_2 = 1.5 \sim 1.7$

$W_P =$  入力電力 (W)

$S =$  鉄心の断面積 ( $\text{cm}^2$ )

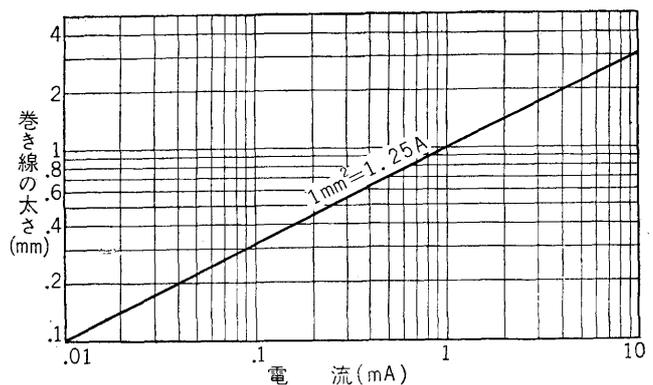


図 15.34 図は， $k_2 = 1.6$  とした場合の鉄心の断面積と，入力電力との関係を示したものである．

つぎに，図 15.35 の窓の大きさを決定すれば，鉄心の大きさが決まる．窓 (図 15.35) の大きさは，各巻き線を入れるのに充分で，かつ必要なだけの面積であればよい．

例えば、入力電力 20W ならば、鉄心の断面積は  $7.2\text{cm}^2$  である。実際には、1 枚の鉄心は、厚さ  $0.035 \sim 0.037\text{cm}$  くらいの珪素鋼板を重ね合わせ、鋼板の表面は、酸化被膜またはワニスを塗って絶縁してあるので、10% くらい余分に断面積を見込む必要がある。外鉄型を採用し、10% 余分に見込んだ断面積から、鉄心の形態を計算すると、図 15.35 のようになる。

従って、使用電線の太さと巻き回数の積、およびそれに要する絶縁物によって定まるのである。

すなわち  $1\text{cm}$  当たりの巻き線数がわかっているので、 $1\text{cm}^2$  の巻き数もわかる。図 15.36 図は、エナメル銅線  $1\text{cm}^2$  に巻き得る線数である。

これから、各巻き線の占める面積がわかる。絶縁物に要する面積は、この 15~20% に見込む。窓の面積がわかったら、窓の長さとの比を

$$\text{長さ} = (2.5 \sim 3.5) \text{ 幅}$$

にとって、窓の大きさを決定する。

以上で、大体電源トランスの設計ができ上がったことになる。

電源トランスを選ぶ場合は、2 次コイルに使用真空管を接続して働かせたときに、真空管に加わる電圧は、A 電源用は  $\pm 5\%$  以内、B 電源は  $\pm 10\%$  以内を目標とすればよい。

一般にトランスは、電流を通じた場合と通じない場合とでは、コイルの抵抗その他により、端子電圧が異なるものである。電流を通じた場合の端子電圧を負荷電圧、電流を通じない場合の端子電圧を無負荷電圧という。

そして、無負荷電圧と負荷電圧との差と、負荷電圧との比を電圧変動率といっている。

$$\text{電圧変動率} = \frac{\text{無負荷電圧} - \text{負荷電圧}}{\text{負荷電圧}} \times 100\%$$

(15.22)

電源トランスの電圧変動率は、B 巻き線では 20% 以下ならばよい。

なお電源トランスは働かせていると、段段温度が上がって熱くなっていくが、この温度上昇は  $40^\circ\text{C}$  までは許容できる。これ以上になると、ゴム等の絶縁物が劣化するし、また危険である。この現象は、コイルに用いている線が細かったり、1V 当たりの巻き数が少なかったり、鉄心が少ないと生じる。各巻き線間および鉄心相互間の絶縁のよいことも必要で、良質のものは  $10\text{M}\Omega$  以上ある。

### 10 導線

導線の太さは、わが国ではメートル法に統一されていて、直径  $0.16\text{mm}$  の線というふうに呼称する。しかし、米国の B.S.(Brown & Sharp) あるいはまた英国の S.W.G.(Standard wire gauge) を用いる場合もある。表 15.3 は、これらの番号とメートル法によるものとを比較した表である。

導線の材料としては軟銅がおもで、これにエナメルを被膜したエナメル銅線、絹糸を 2 重に被膜した 2 重絹巻き線 (Double silk cover 略号 D.S.C.)、綿糸を 2 重に被膜した 2 重綿巻き線 (Double cotton cover 略号 D.C.C.) 等がある。また、錫メッキ導線にエンパイヤ・チューブまたはビニール・チューブをかぶせて、配線に用いることも相当ある。最近ではビニール被膜線が盛んに用いられている。

プレート回路、グリッド回路を色別にしておくと、後で受信機を修理する場合に便利である。一例を示せば

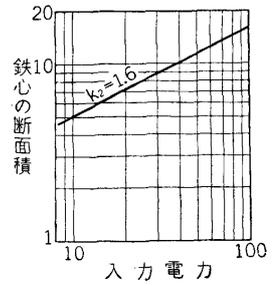


図 15.34 鉄心の断面積と入力電力

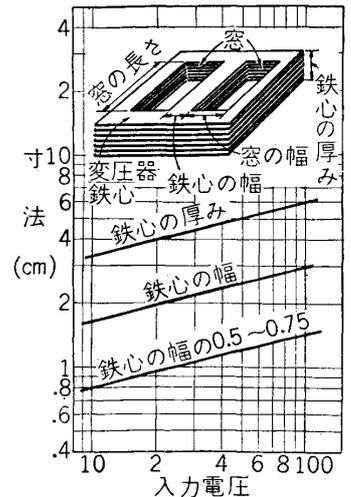


図 15.35 鉄心の形状

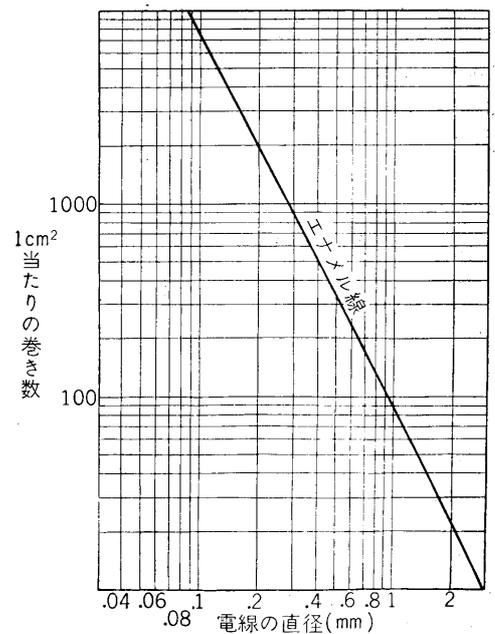


図 15.36 1cm 当りの巻き数

表 15.3 銅線の太さ

直径 (mm)	番号		直径 (mm)	番号	
	B.S.	S.W.G.		B.S.	S.W.G.
* 2			0.5105	24	
1.829	13	15	0.4547	25	
* 1.8			* 0.40		
1.626	14	16	0.3606	27	
* 1.6			* 0.320	28	
1.448	15		* 0.290		
* 1.4			0.2870	29	
1.295	16		0.260		
* 1.2			* 0.26		
1.143	17		0.2540	30	33
1.016	18	19	* 0.230		
* 1			0.2261	31	
0.9144	19	20	0.201	32	
* 0.9			* 0.200		
0.8128	20	21	0.1803	33	
* 0.8			* 0.180		
0.7230	21		* 0.160	34	
* 0.7			0.1422	35	38
0.6430	22		* 0.140		
* 0.6			0.127	36	
0.5740	23		* 0.120		
* 0.55			0.0889	39	
			0.0787	40	44

プレート回路 赤      ヒラメント回路                      緑  
 カソード回路 黒      スクリーン・グリッド回路                      褐  
 グリッド回路 黄

である。

シールド線は、ゴム被膜銅線の上に金属編組の網を被せたもので、外部の金属金網はアースして用いる。

### 11 絶縁材料

コイル等の枠ソケット端子に用いられる材料は、一般にベークライト、エポナイト等である。これは安価で、加工しやすく、材料が豊富であるからである。しかし、ベークライトは使用周波数が高くなると損失を増し、エポナイトは長年月の使用で変形しやすい。この点、磁器製のものや、樹脂系（ポリスチロール）等の方がよいが、高価である。

コンデンサー等の材料には、雲母、紙

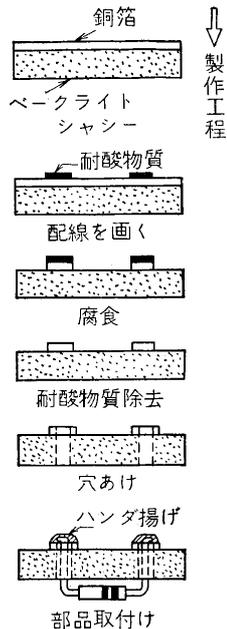


図 15.37 プリント配線の工作

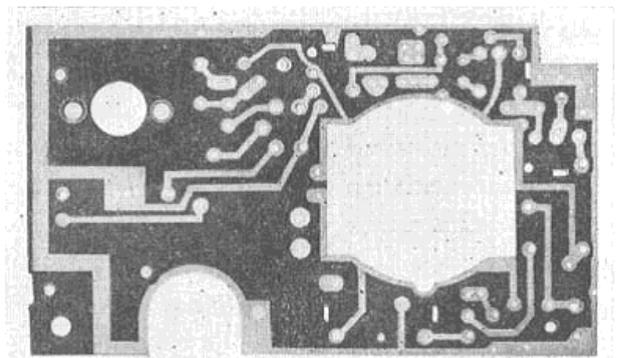


図 15.38 プリント配線の基板

等が用いられる。

## 12 プリント配線

トランジスタ受信機等小型軽量を望む場合は、プリント配線 (Printed wiring) が常用されている。プリント配線は、合成樹脂板に銅の薄板をはりつけたものと、銀を導電材料とした導電ペイントで樹脂板面に配線を描くものとの2方法に区別される。現在のところ、わが国では前者の方が多く用いられている。

プリント配線にすると、製品の小型軽量化、均一化、製作工程の簡易化および誤配線の減少等の利益がある。しかし一面、量産でないこと経済的に有利でないこと、従来の部品はそのまま用いにくいこと、配線の変更修理に不便なこと、および平面化されるため立体としてのスペースが有利でない等の欠点がある。

プリント配線の腐食法によるものについて述べれば、はじめに合成樹脂板に銅箔を張るのである。合成樹脂板には、フェノール樹脂積層板 (いわゆるベークライト)、プラスチック等が用いられる。板の厚さは自由であるが、多く1~2mmのものが用いられる。それに電解銅の薄膜 (厚さ0.035mm および0.07mmのものが多く用いられる) を張る。この銅張りベークライト上に所要の配線図を描く。この場合、配線の交叉はできないから注意を要する。配線を描くには耐酸物質を用いる。そして腐食材を塩化第二鉄等で吹きつけて、配線以外の銅箔を腐食して除去してしまう。つぎに水洗いし、さらに耐酸物質を取り去り、穴開け等の工作をしてから、銅箔を保護するためにフラックスを薄く塗る。そして、部分品を取り付けてすべての工作が終了するのである。図15.37は、これらの製作工程を図解したもので、図15.38はプリント配線基板の一例である。

## 第16章 受信機的设计と製作

### 1 ストレートおよびスーパー・ヘテロダイン受信機的设计

受信機を自分で作る場合と、商品として工場で多量生産する場合とは、受信機的设计、構造は、おのずから多少異なる点があるのであるのはやむを得ない。

商品としての受信機は、製作、販売によって利潤をあげなければならない。多量生産は利潤を得る一方法でもある。すべての点において他社をしのぐ優秀なものでなければ、市場を確保することができない。この点、進歩もあり困難もともなう。

しかしながら、自分で作り自分の家庭で用いる場合は、受信機の商品としての価値を特に考える必要はない。別にこれを持って利益を得ることが主眼ではないからである。まず性能が第一である。

よい性能の受信機は、よい设计、よい部分品、よい工作によって生れる。

受信機的设计は、まず受信地点の電界強度とスピーカから始まる。受信地点の電界強度は、第2章から目安をつける。例えば、受信地点の電界強度  $0.1\text{mV}$  とする。第3章より受信機のアンテナとアースとの間に加わるアンテナ誘起高周波電圧 ( $e_a$ ) は、アンテナの実効高 ( $h$ ) を  $4\text{m}$  として、

$$e_a = 0.1 \times 4 = 0.4\text{mV}$$

である。アンテナ回路と共振回路の増幅度は、第5章から  $3 \sim 10$  倍 ( $9.5 \sim 20\text{db}$ ) である。従って、最初の真空管のグリッド、カソード間に加わる高周波電圧は、アンテナ誘起電圧 ( $e_a$ ) と、この値の積である。従って、( $e_a$ ) を3倍とすると

$$0.4 \times 3 = 1.2\text{mV}$$

となる。ここで高周波増幅をつけるかどうかが問題となる。普通の受信機では、検波に加わる電圧が  $6 \sim 20\text{mV}$  以下の場合に高周波増幅を設ける。

従って、本例では  $1.2\text{mV}$  であるので、高周波増幅を設けることにする。

さて、高周波増幅の増幅度は、実用的には1段当たり  $6\text{BA}6$  または  $6\text{D}6$  に相当する5極管を用いて、 $60 \sim 160$  倍 ( $35.6 \sim 44\text{db}$ ) である。長年月の使用による部分品の劣化を考えると、もう少し安全性を見込んでおいた方がよい。いま、40倍 ( $32\text{db}$ ) としよう。

こうすると、高周波1段を設けると

$$1.2 \times 40 = 48\text{mV}$$

になる。

高周波2段増幅になると、増幅度はもう40倍、すなわち  $40 \times 40 = 1,600$  倍となるわけであるが、同一周波数の増幅は、発振を生じやすいので、1段当たりの増幅度をさらに下げなければならない。従って高周波2段増幅の場合は、1,000倍 ( $60\text{db}$ ) がせいぜいである。

検波管に加わった高周波電圧から取り出し得る低周波電圧は、 $6\text{C}6$  のような5極管をグリッド検波として、検波管を最高状態とした場合で25倍 ( $28\text{db}$ ) である (第7章参照)。しかし、実用的には

3 極真空管	プレート検波	1.5 倍(3.5db)
	グリッド検波	3 倍(9.6db)
5 極真空管	プレート検波	5 倍(14db)
	グリッド検波	15 倍(23.5db)
2 極真空管またはゲルマニウム・ダイオード	2 極 検 波	0.25 倍(-12db)

くらいと、多少余裕をみた方がよい。

$6\text{C}6$ 、グリッド検波を採用すると

$$48 \times 15 = 720\text{mV}$$

となる。

さらに再生を付加すると、増幅度は 10 倍内外上がる (第 7 章参照)。従って検波管のプレート回路には、低周波電圧として

$$720 \times 10 = 7,200\text{mV} \\ = 7.2\text{V}$$

を得る。

今度は逆にスピーカーから定める。使用場所、人数、音質等から、適当なスピーカーを選定する (第 11 章参照)。ここでは、小型ダイナミック・スピーカーとしよう。小型ダイナミック・スピーカーを動かすに必要な入力電力は、50~700mW である。充分な音量として 700mW としよう。700mW を得るのに必要な電力増幅管を選定する (第 9 章および付録参照)。ここでは 6Z-P1 を選ぼう。

6Z-P1 のグリッド入力電圧は振幅 (最大値) で 10V、すなわち実効値では

$$10 \div 1.4 \approx 7.1\text{V}$$

である。

一方、検波出力電圧が 7.2V であるから、ほぼ一致してちょうどよい。従って、本設計では

$$6\text{D}6 \rightarrow 6\text{C}6 \rightarrow 6\text{Z-P}1$$

という、ストレート回路の受信機になる (各段の増幅度は第 16.1 図参照)。

このように検波出力電圧が、電力増幅管のグリッド入力電圧より、多少大きい場合はよいが、これがはなはだしく大きい場合は、検波回路をプレート検波にしたり、または再生を除去することもある。逆に小さい場合は、低周波段間増幅を設ける。

低周波段間増幅には、抵抗、低周波チョーク・コイル、トランス結合があることは、すでに御存じの通りである。

現在のように、5 極管万能の時代では、第 9 章に述べたように抵抗結合が多い。真空管の種類および使用法によって、増幅度は異なるが (第 9 章参照)、抵抗結合の場合の大体の増幅は

3 極真空管	増幅率の低いもの	8 ~ 10 倍 (18.1 ~ 20db)
		増幅率の高いもの
5 極真空管		70 ~ 170 倍 (37 ~ 44.6db)

である。

以上は、ストレート回路の場合である。スーパー・ヘテロダインの場合には、周波数変換管に加わる高周波入力電圧と、次段の中間周波増幅器のグリッドに加わる増幅度がわかればよい。

6A7 を用いたもので 10~31.6 倍 (20~30db) である。中間周波増幅器 1 段の増幅度は、31.6~100 倍 (30~40db) で普通 56 倍 (35db) くらいである。これも高周波増幅同様、2 段増幅にする場合は、1 段当たりの増幅度を 31.6 倍 (30db)、またはそれ以下に下げて用いる。従って、2 段の増幅度は、316~1,000 倍 (50~60db) になる。後はストレート回路と同様、検波、低周波増幅を設計する。

電源回路は、以上の使用される真空管によって定まってくる。交流受信機では、使用受信機の最大負荷電圧 (多くの場合は、電力増幅管のプレート電圧と、グリッド・バイアス電圧との和) と、最大負荷電流 (各真空管のプレート、スクリーン・グリッド電流の総和) に対して充分な値の整流管を選定する (第 12 章参照)。大体の目安としては、小型ダイナミックの場合は、KX-12F の半波整流管で間に合う。口径 16.5cm (6½ インチ) から、20cm (8 インチ) のダイナミックを用いる場合に、KX-80 の両波整流管を用いる。

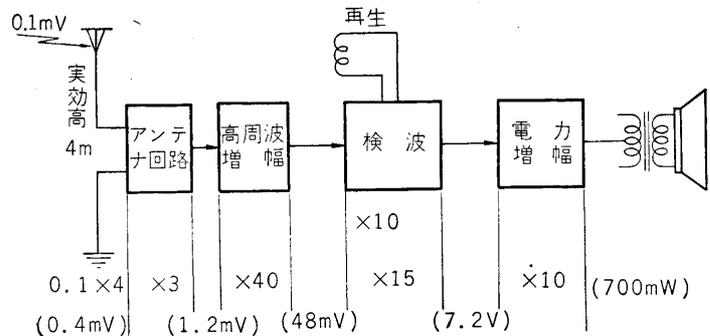


図 16.1 6D6-6C6-6Z-P1 受信機の増幅度

個々の真空管としては、最大負荷電圧をそのまま加えられたのでは、プレート電圧が高すぎる場合がある。この場合、電圧降下用抵抗(Dropper resistor ドロッパー・レジスター)を用いて電圧を降下させる。

例えば、流れる電流が10mAで、50Vだけ降下させたいならば、抵抗の値は

$$R = \frac{50}{10 \times 10^{-3}} = 5,000\Omega$$

となる。

電源トランスは、使用真空管がわかれば選定できる(第12章および第15章参照)。

こうして、受信機の設計は終わる。現在は交流受信機を標準として設計したが、携帯用にするとか、自動車の中で用いるとか、電灯線がきてない場合には、それぞれに応じて設計しなければならない。いずれにしても、真空管を充分働かせ得るよう、用いることが必要である。

上例では、整流管も含めると

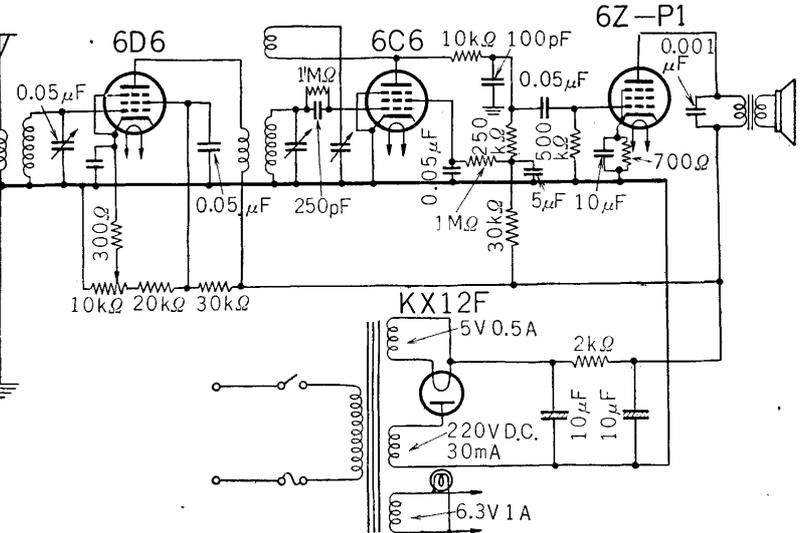


図 16.2 小型ダイナミック・スピーカー使用交流4球受信機の回路接続図

- 6D6 高周波増幅
- 6C6 再生グリッド検波
- 6Z-P1 電力増幅
- KX-12F 半波整流

で、小型ダイナミック・スピーカー使用の交流4球受信機となる。回路接続図は、この設計に応じ、第16.2図のようになる。

受信機の設計は、その他、音質、分離の点も考えなくてはならない。

分離の点は、±10kc 離調した点で、アンテナ入力電圧が

- 再生検波 4倍以上 (12db 以上)
- 高周波1段再生検波 5.6~8倍以上 (15~18db 以上)
- スーパー・ヘテロダイン 10倍以上 (20 以上)

を要する。従って分離に主眼をおくと、感度の点は充分であっても、高周波増幅を必要とする場合もある。

## 2 自作受信機の工作

受信機の設計が終わったら受信機組み立てに必要な部分品を調える。部分品の中でも、自作可能の高周波コイル、電源トランス等もある。真空管、コンデンサー、抵抗等は、概して自作できない。これらは購入する。

そして部分品をシャーシの上に配置する。配置の方法は、部分品および接続線が相互に干渉しないよう(自己発振を防ぐため)に、また接続線ができるだけ短くなるようにする。特に真空管のコントロール・グリッド回路は短かくしないと他より干渉を受けやすい。大体の目安としては、回路接続通り配置できればよい。

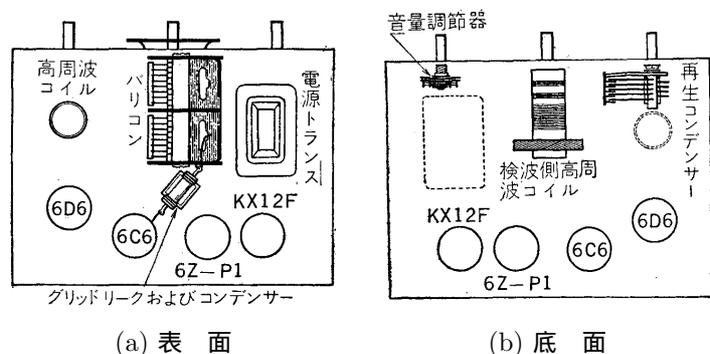


図 16.3 交流4球受信機の部分品配置図

高周波増幅回路と、検波回路のコイルは相互に干渉を避けるため、一方をシャーシの上に、他方を底面に取り付けるの

も一方法である。

第 16.3 図は、前例交流 4 球受信機の部分品配置図である。検波回路のグリッド・リーク抵抗およびコンデンサーは、検波管のグリッドのすぐ付近に設ける。場合によれば、検波管はシールド・ケースを用いる場合もある。電解コンデンサーは、電源トランス、整流管、電力増幅管、ダイナミック・スピーカーの励磁コイル等、発熱するものからは、なるべく離すのがよい。一体に電源部分は、他と干渉しないように、シャーシの端におかれることが多い(部分品の配置については、付録を参照してほしい)。

これらを取り付ける場合、相当重量のある電源トランスは、スプリング・ワッシャを入れてビスおよびナットでシャーシに締め付ける。場合によれば、ビス、ナットで締め付けた後、エナメルをビスに塗っておく。こうすると、ナットがゆるまない。

スピーカーは、外箱に取り付けて、シャーシには直接取り付けない場合もある。これはハウリング<sup>89</sup>を防ぐためである。

コンデンサーは、ゴム・ブッシングを用いてシャーシに取り付ける。これもハウリングの防止に役立つ。抵抗または小型コンデンサーはそれを用いる真空管の傍に取り付ける。

配線は被覆線を用いて行なうが、ゴム被覆のものはなるべく用いない。これは長年月たつとゴムが劣化し、危険を生じる恐れがあるからである。直径 0.5~1mm くらいの<sup>すず</sup>錫メッキ銅線に、ビニール・チューブを被せて用いるか、またはビニール線を用いるとよい。

シャーシが金属であっても、なるべく、これを導体として用いない方がよい。特に同調回路は禁物である。ビス、ナットでシャーシにとめておいても、ゆるんだりして、思わぬ故障の原因となる。アース配線を特に設けるのが正しい。

抵抗、コンデンサーのはんだ上げは、充分焼けたはんだごてで、手早くやらないと、部分品をこがしたり、内部の絶縁物をだめにしたりする。

こうしてでき上がったものは、よく綿密に調べて、誤接続の有無を正し、そして、はじめてスイッチを入れて調節する。調節ができたなら、後はキャビネットに入れて、受信機として完成するのである。

### 3 オール・ウェーブ受信機的设计

いままで述べた受信機は、中波の電波(535~1605kc)の範囲を受信する受信機であった。受信機には中波の電波のみでなく短波(6~30Mc)をも受信できるものもある。このように、中波から短波まで広い周波数にわたって受信できる受信機を、オール・ウェーブ受信機(All wave receiver)という(図 16.4)。

しかしオール・ウェーブ受信機といっても、中波放送周波数帯から短波放送周波数帯まで連続して受信できるものとは限らない。535~1605kc および 6~18Mc の 2 周波数帯のものや、535~1605kc, 3~9Mc および 8~24Mc の 3 周波数帯のものをも、普通オール・ウェーブ受信機といっている。

一般に、中波では電波の地表波を利用し、短波では空間波を利用する。送信および受信地点が遠く離れている場合は、空間波を利用した短波の方がよく受信できる。すなわち短波通信では、送受信間の距離が遠いことが普通で、このため受信地点の電波の

強さは微弱である。また短波帯では、各放送局の発射する電波が充満しているので、この中から希望周波数の局を受信するには、感度のよい分離性に富んだ受信機でなければならない。これらの条件を満足する受信回路は、スーパー・ヘテロダイン回路になる。したがって、オール・ウェーブ受信機はスーパー・ヘテロダイン回路になるのが通例である。

図 16.5 はその回路系統図を示すもので、中波放送周波数受信のもの(普通のラジオ受信機)と、基本的系統図は同一で

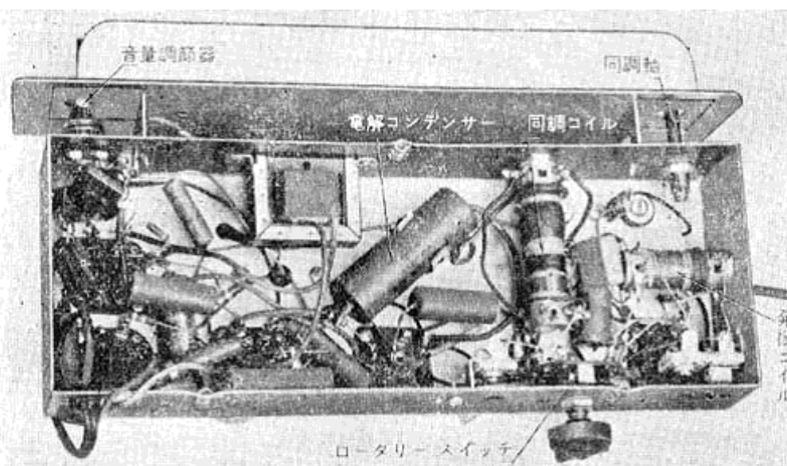


図 16.4 オール・ウェーブ受信機

<sup>89</sup> ハウリング (Howling) は、スピーカーの音が検波管または同調コンデンサーの極板を機械的に動かして、振動音がスピーカーに出て、またそれが検波管を動かすというふうに、順次繰り返されて、ついにワーン、ワーンとほえるような音を立てる現象である。これを音響ハウリングともいう。

ある。ただオール・ウェーブ受信機は取り扱う周波数範囲が広いので、その点が中波のものと違うことになる。しかし、中間周波数に変換してからはまったく中波のものと同一であるから、ここでは、アンテナから中間周波増幅回路までのことを述べることにする。

オール・ウェーブ受信機の、高周波増幅回路および周波数変換機の基本的動作は、中波の場合と同様であるが、受信周波数が広いので、共振回路は1個の高周波同調コイルをバリコンに組み合わせて全周波数帯を包含することは、困難である、中波用として1個、短波用として1個、または2個の高周波同調コイルを組み合わせて、所要の周波数に適合させるのが普通である。

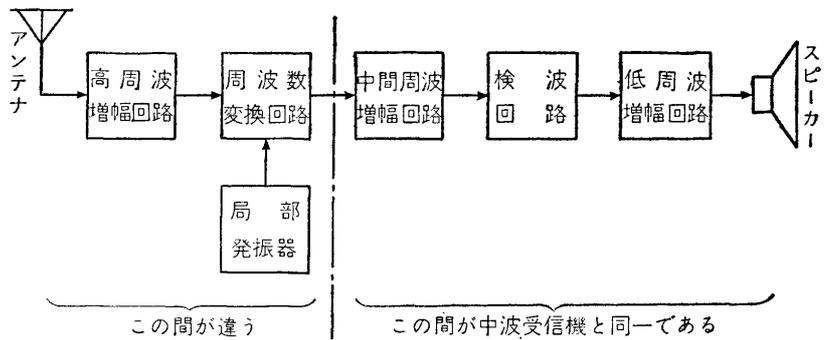


図 16.5 オール・ウェーブ受信機の回路系統図

このように、オール・ウェーブ受信機

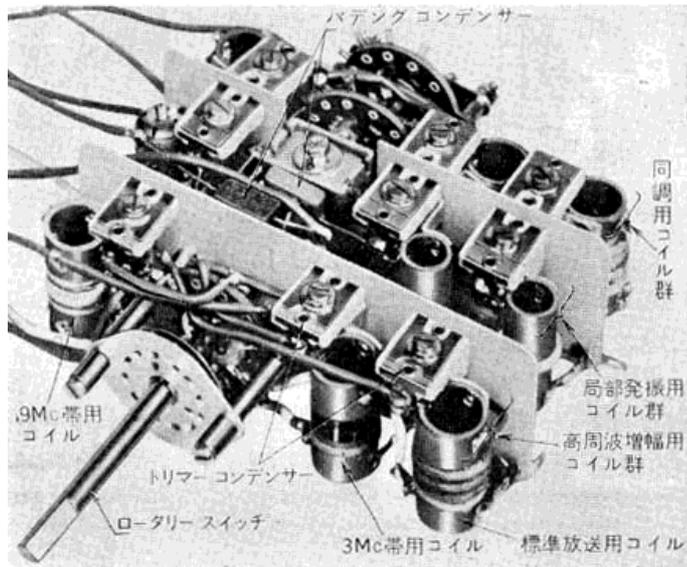
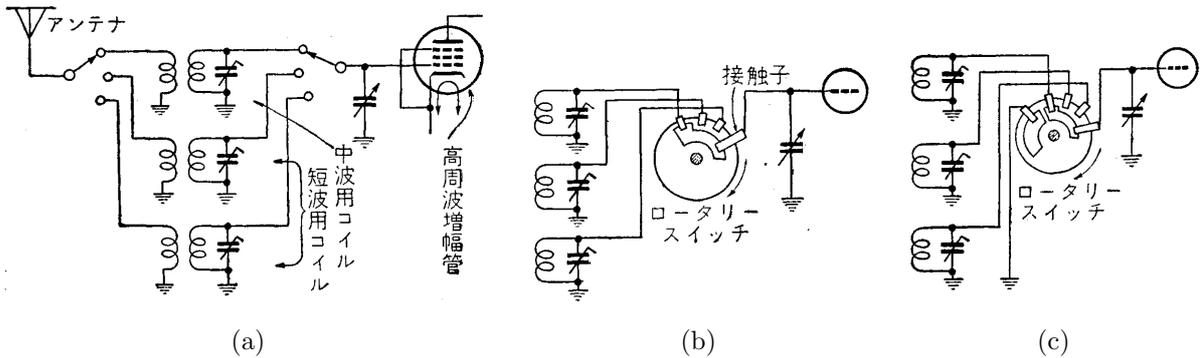
では、高周波同調コイルを数組も必要とし、希望する周波数に応じてコイルを使い分けなくてはならない。コイルを使い分ける方法として、

(1) プラグイン式(Plug in system)

必要な周波数帯に応じてコイルをさしかえる方法。

(2) ターレット式(Turret system)

コイルが、回転軸の周囲に配置されており、回転軸を回して、必要な周波数帯に応じたコイルで回路を形作るようにした方法



(d)

図 16.6 ロータリー・スイッチと高周波コイル

(3) ロータリー・スイッチ式(Rotary switch system)

ロータリー・スイッチで、必要な周波数帯のコイルを選択する方法などがある。このうち、(3)の方法が一番用いられている。この場合、中波、短波のコイルが別別の円筒に巻かれて、相互に影響のないようになっていれば、図 16.6(b)のように単に切り替えればよい。しかし、同一円筒に中波、短波のコイルが巻かれているような場合は、図 16.6(c)のように同調コイルを切り替えると同時に、周波数帯の低いコイルを短絡、接地するようにしないと、周波数帯の低いコイルの固有周波数が、周波数帯の高いコイルに影響して、ある点でコイルの  $Q$  が低下する現象を生じ都合が悪い。

ロータリー・スイッチ (回転型スイッチ) の絶縁物は、良質なベークライトまたは磁器系のものでないと、短波帯で感度が悪くなる。また、高周波回路に用いられる関係上、接触子も充分弾性のある銀メッキした燐青銅を用いることが望ましい。

同調コイルで、中波放送周波数のものは、いままでに述べた通りであるので省略する。短波帯のものは、密接して巻くと線間の分布キャパシター等のために  $Q$  が低下するので、第 16.7 図のように間隔をあけて巻く。間隔は、ほぼ使用する電線の直径くらいがよい。コイルの巻きわくは、ステアタイトまたはスチロール等、高周波で損失の少ない磁器、または樹脂系のものがよいのであるが、ベークライト、エポナイト等も用いられる。高周波コイルの例をあげれば、16.1 表のようになる。

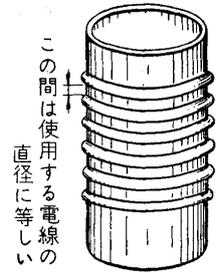


図 16.7 間隔巻き

表 16.1 高周波コイル

周波数帯 (Mc)	インダクタンス ( $\mu\text{H}$ )	円筒の直径 (mm)	巻き数	使用電線エナメル (直径 mm)	巻きかた
3~ 9	7.0	25.4	16	0.8	密巻
		20	16	0.6	"
6~18	1.8	25.4	8.5	0.8	間隔
		20	9.5	0.6	"
8~24	1.0	25.4	5.7	0.8	"
		20	6.5	0.6	"

使用同調キャパシターは 400pF

アンテナ・コイルおよび高周波増幅管のプレート・コイル等は、直径 0.1~0.3mm の電線を密着巻きとして、インピーダンスを高くしてある。第 16.8 図は、これらを 1 個の巻き枠に巻いた場合の一例である。

同調用バリコンは、キャパシター 430pF くらいのもが用いられ、特にトリム・コンデンサーを付加していないのが普通である。これは、オール・ウェーブ受信機では、各同調コイルに、トリム・コンデンサーを付けるので必要としないからである。

中波帯では、同調回路の  $Q$  はほとんどコイルの  $Q$  とみなしてよいが、短波帯では、コンデンサーの  $Q$  がそれほどよくないのでコンデンサーの  $Q$  も考えなくてはならない。コンデンサーの  $Q$  はおもにローターおよびステーター間に用いられる絶縁物の良否による。

短波帯では、必要な周波数帯を拡大して、同調を容易にすることがある。すなわちダイヤルを微動式にして、同調コンデンサーを徐々に回らす機械的方法がある。この場合、微動比は 10 対 1 以上がよい。電気的方法は、第 16.9 図のように補助コンデンサー  $C_2$  を用いて (a) 図の

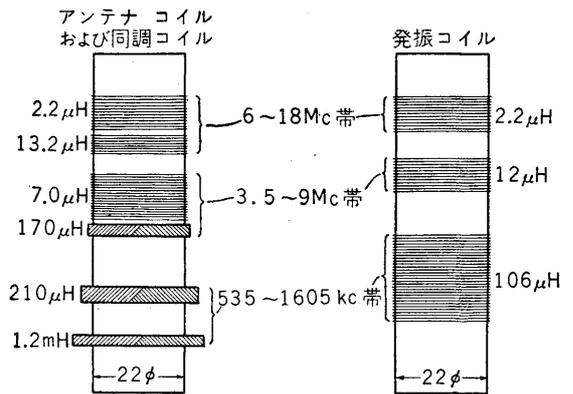


図 16.8 アンテナ・コイル, 同調コイル, 発振コイル

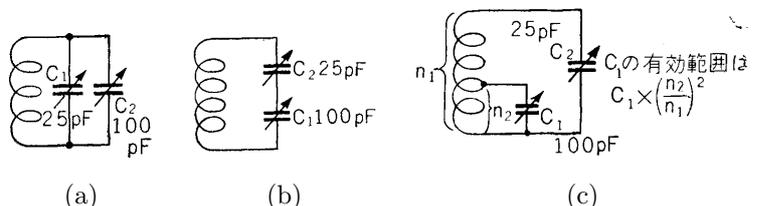


図 16.9 バンド・スプレッド

ように、同調コンデンサー  $C_1$  に並列に接続し、 $C_2$  を  $C_1$  よりキャパシターを大きくしてあるもの、(b) 図のように直列にして、 $C_1$  よりキャパシターの小さい  $C_2$  を結ぶ方法、また (c) 図のように、コイルの途中からタップを出してあるもの等がある。これをバンド・スプレッド(Band spread 帯域拡大) という。

オール・ウェーブ受信機は、高周波増幅管としては 6D6, 6BA6, 6BD6, 6SK7 等が用いられ、周波数変換管としては、6BE6, 6SA7, 6WC5 などが用いられる。

短波帯になると、局部発振器を別に 3 極真空管等で設けることがある。スーパー・ヘテロダイナ受信機がよく働かないのは、局部発振器の発振が充分でない場合が相当ある。この場合、中波帯では十分に発振し、短波帯で不十分ならば、発振コイルの  $Q$  を上げるように間隔巻きにしたり、発振プレート電圧を高くするとか、または発振結合コイルの結合を密にすればよい。グリッド・リーク抵抗は、普通 20~50k $\Omega$ 、グリッド・コンデンサーは 0.0001 $\mu$ F くらいのもを用いる。これらの値をあまり大きくすると、発振を生じたり、止まったりする<sup>かんげつ</sup>間歇振動を生じるおそれがある。

中間周波増幅回路以後は、中波のスーパー・ヘテロダイナ回路とまったく同様である。

オール・ウェーブ受信機の実例として、第 16.10 図の 2 バンド・オール・ウェーブ受信機を説明しよう。この受信機は

6WC5	周波数変換管
UZ-6D6	中間周波増幅管
6Z-DH3	検波および低周波増幅管
UZ-42	電力増幅管
KX-80	整流管

の 5 球交流受信機である。オール・ウェーブとした関係上 6WC5 の回路が複雑になっている。 $L_1, L_4$  は中波用、 $L_2, L_3$  は短波用のコイルである。 $L_1, L_3$  は小型にするため、蜂の巣巻きにしたが、多少大きくなってよければ、普通の単層ソレノイド巻きでもよい。中波に切り替えた場合は 535~1605kc、短波の場合は 6~18Mc の受信が可能である。

#### 4 オール・ウェーブ受信機の製作と調整

部品がそろったら、いよいよ組み立て、製作に入ることとなる。オール・ウェーブ受信機となると多数の部品があるので、上手にならべないと、ある所ではごちゃごちゃ、ほかの所では貸し間ありという状態になって、一見して容易に分かる配置にすることはむずかしい。部品配置の根本方針は第 16.1 節に述べた通りであるが、どんなシャシーを購入するかが問題である。このため、そろえた部分をセクション・ペーパー上に並べて、あたかも詰め将棋をするつもりで部品をあちこち動かして、最良位置を定める。第 16.11 図はその一例である。そして定まったら、その部品の取り付け位置をマークして、部品の実際の大きさで外郭を画く。この図面によって、多少大きめのシャシーを買うなり、または、アルミニウム板に工作すればよい。

取り付けはまず電源トランス、真空管ソケット類、つぎにバリコンおよびダイヤルである。バリコンは、シャシーに直接取り付けず、ハウリング防止のためにゴム・ブッシングを用いて取り付ける。ダイヤルもバリコンに直接取り付けず、ベルト(琴糸)でドラムを介して回転できるようにする。後は中間周波トランス、バンド切替スイッチ等を順に取り付ける。主要部品の取り付けが終わったなら、アース線を張る。シャシーをアースにすることはさけた方がよい。これは長年月を経過すると、ゆるんだりして故障の原因となるからである。アース線は、ソケット、電源トランス等を取り付ける際に、ラッグも一緒に取り付けてラッグ相互間を 1mm 程度の<sup>すず</sup>錫メッキ線で<sup>ショート</sup>短絡すればよい。

電源トランスのヒーター線は 0.8mm くらいのビニール<sup>よ</sup>撚り線を用いる。ハンダは手早く、確実につける。ハンダ上げ後はよくふきとっておくことが必要である。

とくにバンド切替スイッチ等にペーストがにじみ込むとその性能を悪くするから注意を要する。各部ハンダ上げが終われば、受信機は一応できたこととなる。

電灯線につないでスイッチを入れる前に、もう二度回路を点検し誤りがないことを確かめる。つぎにスイッチを入れ

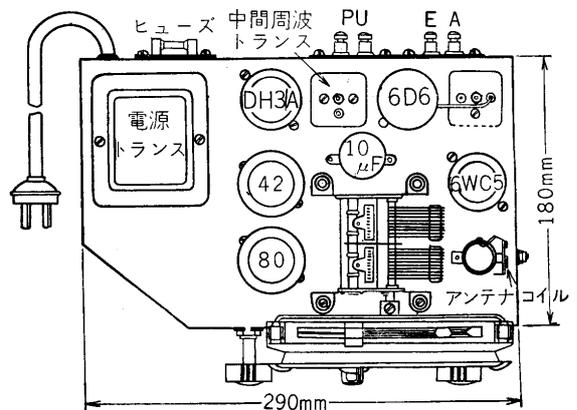


図 16.11 シャシーの一例



て、各真空管に加わる電圧を測る．この値が定格値より不当に違っていれば、部品に不良のものがあるか、または誤配線である．この場合は新しい良品と取り替えるか、または誤配線を直すよりほかに方法はない．

調整は出力計があればよいが、なければ第 16.12 図のように終段管のプレート回路にコンデンサーを介して、交流電圧計としてテスターを結んでもよい．

テスト・オシレーター（試験用発振器）を 455kc とし、第 16.13 図のように、中間周波増幅管のグリッドとアース間に結ぶ．この際、ダイナミック・スピーカーから変調音が出て、かつテスターの交流電圧計が振れるはずである．振れが最大となるように中間周波トランスの調節ネジの 2 次側、そして 1 次側を徐々に回す．つぎに  $\pm 10\text{kc}$  離調して、音が同じくらいの大きさに弱まるのを確める．この音に相異があるのは、まだ中間周波トランスの調節がよくとれてないためである．ふたたび調節する．

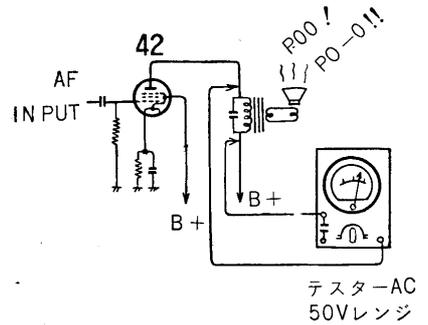


図 16.12 出力計の接続方法

同様に、第 16.14 図のように周波数変換管の第 3 グリッドとアースの間に、テスト・オシレーターの 455kc の信号電圧を加えて段間用中間周波トランスを調節する．多くの場合、調節済みと称せられた中間周波トランスは、大体合っているはずであるから、あまりぐるぐると調節ネジを回さない方がよい．

スーパー・ヘテロダインにおいて、局部発振器の発振が止まることは致命的である．発振しているかどうかは、第 16.10 図の 6WC5 の第 1 グリッドにテスター等で触れて見れば触れるたびにポコポコと音がするのでわかる．一番よい方法は、グリッド・リーク 20k $\Omega$  に、テスターを電流計として直列に挿入する方法である．電流が数 100 マイクロ・アンペアであればよい．発振が止まれば電流は 0 となる．放送周波数帯ではよいが、短波となると発振が停止することがある．発振コイルのタップの位置をかえても直るが、タップが可変できない場合は、グリッド・リークを多少大きめにするとよい．

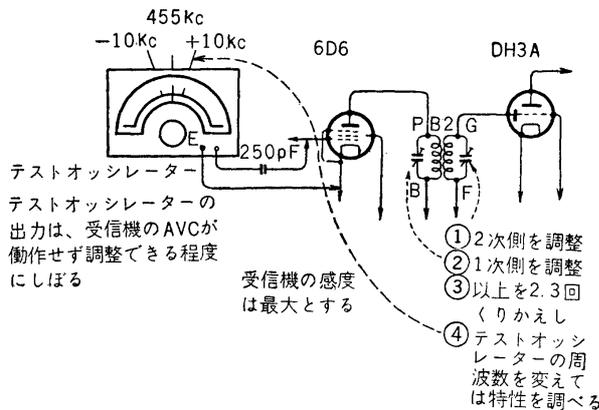


図 16.13 検波用中間周波トランスの調整法

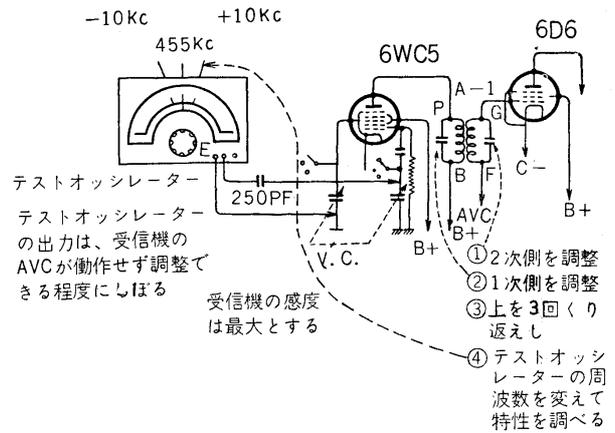


図 16.14 段間用中間周波トランスの調整

つぎにテスト・オシレーターを受信機のアンテナとアースとの間に結ぶ．局部発振が動作すれば、アンテナ回路の同調は多少ずれていても、テスト・オシレーターの変調音ができるはずであるから、変調音が最大となるよう同調回路のトリマー等を調節する．これを受信する全周波数帯にわたって繰り返す、そして、全周波数が受けられるようにする（第 10 章参照）．この際、調節棒（マジック・バー、第 8 章参照）を用いると便利である．

## 5 トランジスタ受信機的设计と製作

### 1. フェライト・コア・アンテナ

トランジスタ受信機のように携帯用とする受信機は、アンテナは携帯用に便利のように、ロッド・アンテナまたはループ・アンテナを用いることが多い．空心のループ・アンテナは人が触れたりなどすると感度が変わり、調節に不便であるから、小型携帯用受信機の場合はフェライト・コア・アンテナが用いられる．

フェライト・コア・アンテナは、材質が定まっていれば、一定電界強度においては、断面積の大きくしかも長さの長いほど、アンテナに誘起する電圧が大きい．しかし普通の携帯用受信機では、受信機の重量、寸法等によって、その寸法が制限されて、断面積は 6~10mm<sup>2</sup>、長さは 60~180mm くらいになる．

一般にフェライト・コアは、巻かれてあるコイルの長さが短かく、コアの中心に位置し、かつフェライト・コアがあるために、導磁率が増加すると仮定すると、フェライト・コアのコイルの端子間に生じる電圧の最大値 ( $e_t$ ) は次式で示される。

$$e_t = h_{eff} \times Q \times E_s \quad (16.1)$$

ここに  $E_s =$  電界強度 (volt/meter)

$Q =$  フェライト・コアに巻かれたコイルの  $Q$

$h_{eff} =$  フェライト・コアに巻かれたコイルの実効高 (単位 m)

すなわち、フェライト・コアの良否は、 $h_{eff}$  と  $Q$  との積で表わすことができる。そして、この積の大きいほど、よいフェライト・コア・アンテナといえる。しかし、 $h_{eff} \times Q$  は、フェライト・コアおよびコイルの性質、幾何学的形状等によって変化するので、ここでは第 16.15 図に示した、一般に用いられているものについて述べる。

放送周波数帯では、並用するバリコンのキャパシチーから、フェライト・コア・アンテナのインダクタンスは約  $300\mu\text{H}$  とする。そしてインダクタンス  $300\mu\text{H}$  を得るに要する線種と巻き数を変えて、 $h_{eff} \times Q$  を測って見ると第 16.16 図 (a) の通りとなる。同図はフェライトコアの長さを 12cm と 6cm に変えた場合について記してある。

フェライト・コアを用いると、空心の場合よりインダクタンスが増加する。空心を用いたインダクタンスとフェライト・コアを用いたインダクタンスの比を実効導磁率といって、これは、フェライト・コア・アンテナのインダクタンスを定めるのに重要な項である。すなわち第 15.1 節に述べたように、空心のインダクタンスがわかれば、実効導磁率を乗ずると、フェライト・コアの場合のインダクタンスがわかる。第 16.16 図 (b) はそれを示している。同図 (a)(b) より知られることは、密着巻きの場合は  $0.18\text{mm}$ 、間隔巻きの場合は  $0.14\text{mm}$  の直径の銅線を用いると、 $h_{eff} \times Q$  が最大となることである。

いま、長さ 12cm のフェライト・コアに、間隔巻きに 60 回巻くと、インダクタンスは約  $300\mu\text{H}$  になる。そのフェライト・コア・アンテナの  $Q$  を測ると第 16.17 図 (b) のようになり、実効高 ( $h_{eff}$ ) は (a) 図のようになる。 $h_{eff} \times Q$  をフェライトコア・アンテナの利得と称すれば、同図 (a) のような傾向となる。すなわち、搬送周波数に対して多少弓なりの形となる。弓なり形の最大値と最小値の比は、2 倍程度ならば実用上支障はない。

フェライト・コア・アンテナの利得が 0.6 ということは、電界強度が  $1\text{mV/m}$  であるところでは  $0.6\text{mV}(=0.6 \times 1)$  の電圧が、フェライト・コア・アンテナの端子電圧として取り出されることを示す。

コイルの巻かれる位置は、フェライト・コアの中心とは限らない。コイルは、インダクタンスの調節および  $Q$  の増加分を考えて、端に偏位して巻かれることが多い。

フェライト・コア・アンテナからの出力電圧は、トランジスターの入力側に結ぶのであるが、ここに面倒な問題が生じる。第 9.8 および第 9.9 節に述べたように、トランジスターの入力インピーダンスは、真空管の入口インピーダンスに

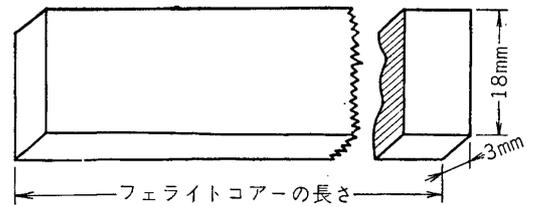
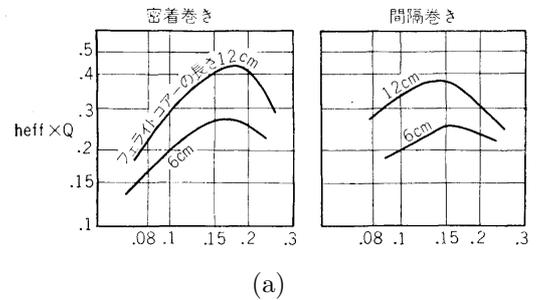
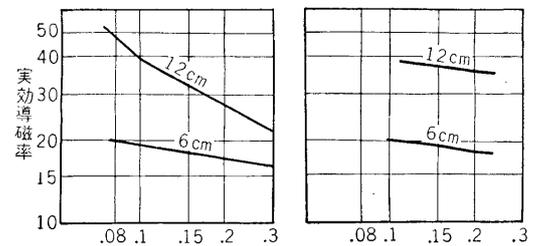


図 16.15 フェライト・コア・アンテナ

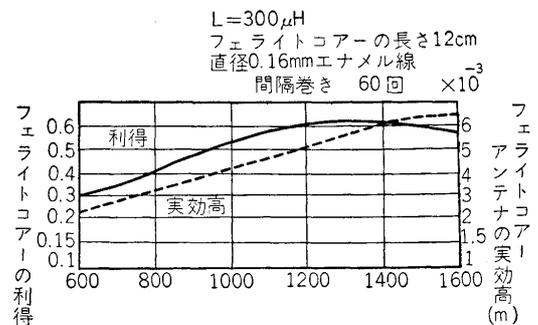


(a)

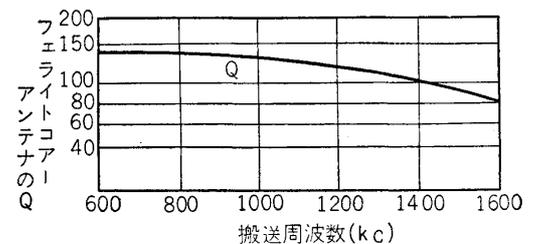


(b)

図 16.16 フェライト・コア・アンテナの  $h_{eff} \times Q$  と実効導磁率 (1Mc  $300\mu\text{H}$  一定)



(a)



(b)

図 16.17 フェライト・コア・アンテナの利得

比べて大変に低い．多くは数 10～数 1,000Ω 程度である．なお低周波の場合は，入力インピーダンスは抵抗分のみと考えてよいが，高周波の場合は，抵抗分とリアクタンス分を含む．トランジスタは，元來電力増幅と考えて，増幅器を設計するのが本質であるから，前段とトランジスタとの結合は，インピーダンス・マッチング（インピーダンス整合）が要求される．このことはスピーカーの場合も同様である．ボイス・コイルの抵抗は，数～数 10Ω と低く，電力増幅管の負荷抵抗は数 1,000Ω と高い．そのため出力トランス（整合変成器）を設けて，インピーダンス・マッチングを行なう．

負荷抵抗を  $R_l$  とし，ボイス・コイルの抵抗を  $R_v$  とすれば，出方トランスの巻き数比 ( $n$ ) は

$$n = \sqrt{\frac{R_k}{R_v}} \tag{16.2}$$

となる．

トランジスタの場合も同様で，出力抵抗を  $R_o$  とし，トランジスタの入力抵抗を  $R_i$  とすれば，結合係数 1 の場合は巻き回数 ( $n_t$ ) は

$$R_o = n_t^2 \times R_i$$

の関係がある．フェライト・コア・アンテナの場合， $R_o$  に相当するものは  $Q_0^2 r$  である．ここに， $Q_0$  はトランジスタを結ばない場合のフェライト・コア・アンテナの  $Q$ ， $r$  はその抵抗分である．これより

$$n_t = \sqrt{\frac{Q_0^2 r}{R_i}} \tag{16.3}$$

と巻き数比を計算できる．一例をあげれば，第 16.17 図で搬送周波数を 1,000kc とすれば， $Q_0 = 126$  である． $L = 300\mu\text{H}$  であるから  $r$  は  $\frac{\omega L}{Q}$  から，約 1Ω となり， $R_i = 2k\Omega$  とすれば  $n_t \approx 11$  となる．

従って，フェライト・コア・アンテナに巻かれる 2 次線は，1 次線が 60 回であるから  $60/11=5.4$  回となる．

### 2. 高周波用トランジスタ

低周波トランジスタについては，すでに述べた通りである．高周波トランジスタも基本においては低周波のものとは違わないが，低周波域での  $h$  パラメータは実数すなわち抵抗分と考えて処理できたが，高周波域では  $h$  パラメータはほとんど複素数となって，なかなか理解しにくい．

エミッター接地高周波トランジスタの等価回路の一例をあげれば，図 16.18 の通りとなる．

$b, e, c$  はそれぞれベース，エミッター，コレクターの外部リード線を示す． $b'$  点は外部より触れることができない所である．一般にベース域は等電位でなくて，外部ベース  $b$  から，エミッター，コレクターに入るベース域内でベース電流による電圧降下がある．すなわち，抵抗分があることを示す．この抵抗をベース・スプリーディング抵抗<sup>90</sup>(Base-spreading Resistance) といい， $r_{bb'}$  で表わす．多くの場合， $r_{bb'}$  の値は低周波域のベース抵抗 ( $r_b$ ) の  $\frac{1}{10} \sim \frac{1}{4}$  倍である． $r_{bb'}$  の値はトランジスタの良否を判定する一つの項であって，小さいほどよい．

$g_{b'e}, C_{b'e}$  は，それぞれ  $b'$  点とエミッター間のコンダクタンスとキャパシターを表わし， $g_{b'c}, C_{b'c}$  はそれぞれ  $b'$  点とコレクター間のコンダクタンスとキャパシターを示す． $g_{ce}$  はコレクターとエミッター間のコンダクタンスを表わし， $g_m$  はこのトランジスタの相互コンダクタンスである． $V_{b'e}$  は  $b'$  点とエミッター間の電位差を示す．すなわち， $g_m V_{b'e}$  は電流源として，コレクターへ流れる電流を表わすこととなる．これ等の数量の一例は，第 16.18 図に示しておいた．トランジスタ回路を解く場合は，この等価回路網を解けばよい．

これより，入力インピーダンス 650Ω，出力インピーダンス 10kΩ，電力利得 33db を得る（周波数 1Mc， $V_{ce} = -6\text{V}$ ， $I_e = 1\text{mA}$ ）．

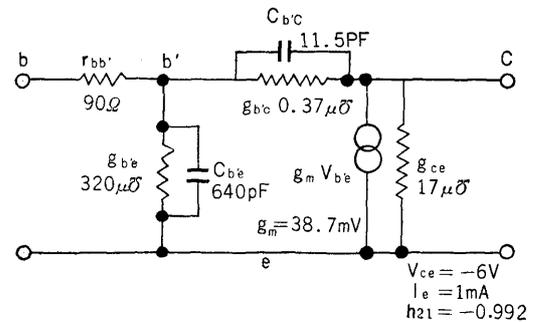


図 16.18 高周波用トランジスタの等価回路 (エミッター接地)

<sup>90</sup> ベース・スプリーディング抵抗は，ベース広がり抵抗ともいわれ，抵抗分のみとは限らず，リアクタンス分も表わすことがある．しかし普通の周波数範囲では抵抗分のみと考えても誤りはない．

現在国産トランジスタの電力利得は、各製作会社による性能の差異また用い方の巧拙によって異なるが、おおよそ、1個当たり、高周波および中間周波増幅部は25~37db、周波数変換部は19~33db、低周波段間増幅部は30~46db、電力増幅部は17~40dbの利得を得ている。

### 3. コンバーター

トランジスタは、エミッターの電圧対電流の非直線性を利用して、コンバーター (Converter 周波数変換器) として用いることができる。いま、第16.19図に示すように、ベース回路に入力信号を、エミッター回路に局部発振電圧を加えると、局部発振電圧の大きさにより、コンバージョン電圧利得 (Conversion Voltage Gain 変換電圧利得) が変わる。コンバージョン電圧利得とは、信号入力電圧と中間周波出力電圧との比である。同図から利得を20~28dbの範囲にあるようにするには、局部発振電圧は50mV以上を要することがわかる。この曲線は局部発振電圧が100mV以下では急激に利得が下がるから、電池等が消耗して電源電圧が降下することを考慮すると、局部発振電圧は200mVくらいにしておくことが望ましい。

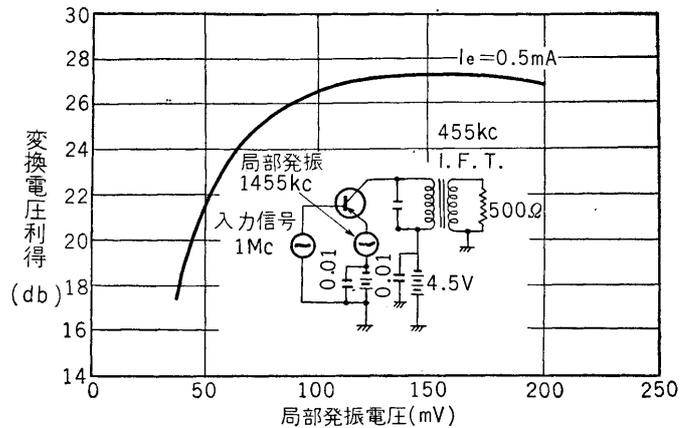


図 16.19 変換利得と局部発振との関係

第16.20図に示すようにエミッター電流は0.4mAくらいで最大利得となるが、他励ヘテロダイン方式では、雑音を低減させるため、多少低めの0.2~0.3mAにした方がよい。自励ヘテロダイン方式ではエミッター電流

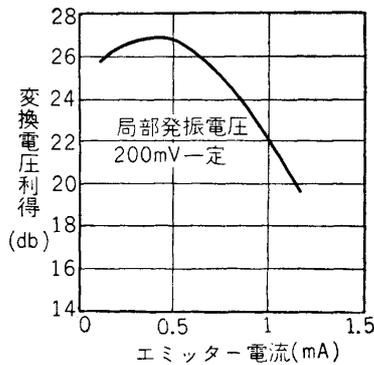


図 16.20 変換利得とエミッター電流との関係

をあまり下げると発振が困難となるから、0.3~0.7mAの範囲に収めればよい。

周波数変換に用いた場合のトランジスタの入出力インピーダンスは、局部発振電圧により左右され、増幅器として用いる場合の2~3.5倍くらい高く見積っておく。

遮断周波4~5Mcの高周波トランジスタを用いた場合は、局部発振は比較的容易で、一般には反結合回路が用いられる。ただ発振電圧が受信周波数にともない、変化するようでは好ましくないため、これを防ぐにはベース抵抗の小さい、遮断周波数の高いものを用いるとよい。また発振回路に数Ωの抵抗を入れて発振電圧の均一化をはかることもある。第16.21図に発振コイルの構造の一例を示した。

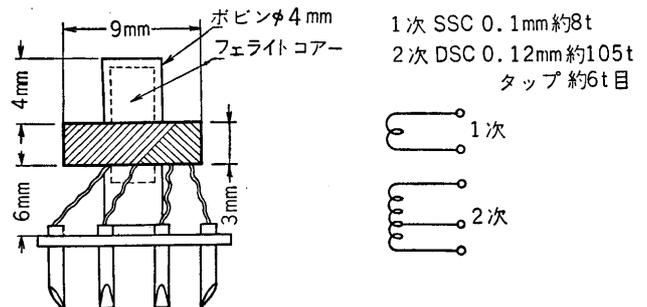


図 16.21 発振コイルの構造の一例

### 4. 中間周波増幅

一般にトランジスタ高周波増幅回路では、入出力インピーダンスは複素数となり、出力側から入力側へ反射を生じる。反射のあることは正帰還があることで、このため発振したり選択度特性が非対称になったり、動作不安定等を起こして好ましくない。帰還を打ち消すには、第16.22図に示すような中和コンデンサーを用いる。

中和コンデンサーを用いて、増幅回路の一方化が行なわれたエミッター接地の増幅器では、トランジスタからとり出し得る最大電力利得 ( $G_m$ ) は、合金形トランジスタでは次式で示される。

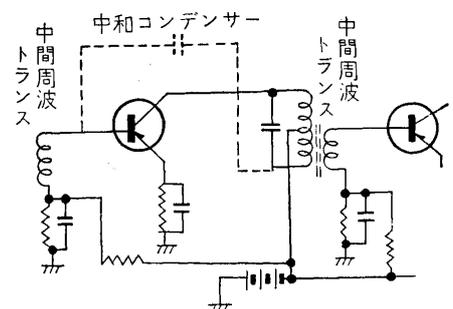


図 16.22 トランジスタ中間周波増幅回路

$$G_m \doteq \frac{0.035}{f^2} \times \frac{f_{ab}}{r_{bb'}C_c} \quad (16.4)$$

ここに  $f$  = 使用周波数

$f_{ab}$  = 電流増幅率遮断周波数

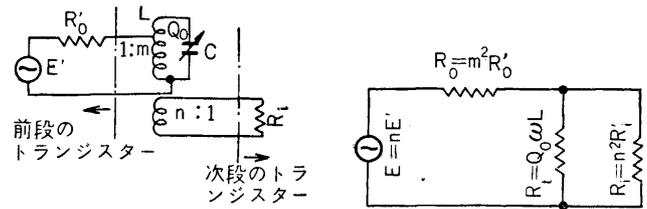
$r_{bb'}$  = ベース・スプリーディング抵抗

$C_c$  = コレクター・キャパシター  $\doteq C_{b'c}$

である。すなわち (16.4) 式に示す通り、電力利得は  $\frac{f_{ab}}{r_{bb'}C_c}$  に比例するから、この項が高周波トランジスタ自体の良否を定める尺度となる。

一方化した増幅器では、入力インピーダンス<sup>91</sup>は  $h_{11}$  に等しく、出力アドミッタンスは  $y_{22}$  に等しい。従って、それぞれの接続における  $h$  パラメータを測定すれば、中間周波トランスを設計することができる。

第 16.23 図 (a) は一般に用いられるトランジスタ中間周波増幅の等価回路である。 $E'$  および  $R'_o$  は、それぞれ中間周波トランスに供給する電圧およびトランジスタの出力抵抗である。 $R'_i$  は次段トランジスタの入力抵抗で、リアクタンス分は、中間周波トランスで同調して考えなくてもよい程度のもとする。 $L, C$  は中間周波トランスの共振回路で、 $L, C$  のみ存在している場合の  $Q$  を  $Q_0$  とする。 $Q_0$  は無負荷の場合の  $Q$  を表わす。この中間周波トランスに、前段より  $1:m$  の昇圧比で結合し、さらに  $n:1$  の通降比で次段に結合するものとする。



(a) (b)

図 16.23 中間周波増幅の等価回路

理想トランス (結合係数 = 1) の場合は、(b) 図のように等価回路が改められる。これは入出力回路を中間周波トランス回路に置き換えて考えたのである。われわれの目的は、 $R_i$  における消費電力が最大になり、かつ与えられた選択度を満足するように、中間周波トランスを設計することである。

単一同調回路の選択度は、すでに述べたように、回路の  $Q$  によって定まる。ところが、(b) 図に示すように  $R_t$  には  $R_i$  および  $R_o$  が並列に結ばれているから、回路全体の  $Q$  を  $Q_1$  (負荷のある場合) とすれば

$$\omega L Q_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_t} + \frac{1}{R_i}} = R_T \quad (16.5)$$

となり、この  $Q_1$  が選択度を決定する。 $R_T$  は負荷のある場合の中間周波トランスの並列抵抗である。

$R_i$  で消費する電力 ( $P_i$ ) は

$$P_i = \left( \frac{E \frac{R_t}{R_o + R_t}}{\frac{R_p + R_t}{R_o R_t} + R_i} \right)^2 R_i \quad (16.6)$$

である。(16.6) 式に (16.5) 式を代入して、 $P_i$  の最大値 ( $P_{i\max}$ ) の条件を求めれば

$$R_o = R_i = \frac{2R_T R_t}{R_t - R_T} \quad (16.7)$$

となる。また

$$P_{i\max} = \frac{E'^2}{4R'_o} \left( 1 - \frac{R_T}{R_t} \right)^2 \quad (16.8)$$

となる。いま  $k = \frac{R_t}{R_T}$  とおけば、(16.8) 式は

$$R_{i\max} = \frac{E'^2}{4R'_o} \left( 1 - \frac{1}{k} \right)^2 \quad (16.9)$$

<sup>91</sup> 入力インピーダンス  $= h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{12} + Y_l}$ ，出力アドミッタンス  $= h_{22} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11} + Z_g}$ ，で示される。ここに  $Y_l$  は負荷のアドミッタンス， $Z_g$  は電源インピーダンスである。それぞれの式で中和により第 2 項を打ち消せば、入力インピーダンス  $= h_{11}$ ，出力アドミッタンス  $= h_{22}$  となる。 $y_{22}$  は  $y_0$  と書かれ、入力回路短絡の場合の出力アドミッタンスである。

となる。

(16.7) 式より

$$m = \sqrt{\frac{2kR_T}{(k-1)R'_o}} \tag{16.10}$$

$$n = \sqrt{\frac{2kR_T}{(k-1)R'_i}} \tag{16.11}$$

となり，中間周波トランスの巻き数比を求めることができる。(16.9) 式の  $\left(1 - \frac{1}{k}\right)^2$  の項は中間周波トランスの能率を示す。第 16.24 図に， $k$  を横軸，能率 100% を 0db として，縦軸に示しておいた。 $R_t$  が無限大，すなわち  $\left(1 - \frac{1}{k}\right)^2$  の場合は，普通の電気回路でのインピーダンス整合の場合と同じである。 $R_t$  が有限値の場合は，能率は挿入損失を示し， $R_t$  は  $R_T$  より小なる値をとることができない。すなわち  $R_t = R_T$  では挿入損失は無窮大となる。

$R_t = Q_0\omega L$  であるから，周波数，インダクタンスが定めれば， $Q_0$  に比例する。 $Q_0$  の値は中間周波トランスのフェライト・コア等が与えられれば自ら定まる値で，小型中間周波トランスの場合は  $Q_0 = 120 \sim 160$  である。

$R_T = Q_l\omega L$  であるから， $Q_l$  に比例する。 $Q_l$  はトランジスタ受信機の選択度を決定する重要な項である。普通の受信機と同様な選択度の値を有すとすれば， $\pm 10\text{kc}$  離調してアンテナ入力電圧比が 20db になる。これを中間周波トランスで行なうとすると，1 段増幅では困難である。1 段増幅では中間周波トランスが二組となるので，一組の選択度は  $\pm 10\text{kc}$  離調して 10db はなくてはならない。前に述べたように， $\pm 10\text{kc}$  の離調，455kc の中間周波数では， $Q_l > 70$  であることが必要で，中間周波トランスの能率低下を 3db とすると，第 16.24 図から  $k \approx 3.4$  すなわち  $Q_0 > 70 \times 3.4 = 238$  であることが要求される。この値は現在市販の小型フェライト・コアでは困難である。

中間周波増幅を 2 段設けると，中間周波トランスは三組となるので，一組当たりの選択度は， $\pm 10\text{kc}$  離調して 6~7db であればよい。これならば  $Q_l \approx 40$  でよいため，損失 3db として  $Q_0 = 40 \times 3.4 = 136$  となって実現可能である。

いま， $L = 0.6\text{mH}$ ， $R'_o = 20\text{k}\Omega$ ， $R'_i = 1\text{k}\Omega$ ， $f = 455\text{kc}$ ， $Q_0 = 150$ ， $Q_l = 40$  とすれば，

$$R_T = Q_l\omega L = 40 \times 2 \times 3.14 \times 455 \times 10^3 \times 0.6 \times 10^{-3} \approx 68.6\text{k}\Omega$$

$$k = \frac{Q_0}{Q_l} = \frac{R_t}{R_T} = \frac{150}{40} = 3.75$$

図 16.24 から，この中間周波トランスの損失は 2.7db となる。 $L$  の巻き回数を 160 回とすれば，(16.10) 式より

$$m = \sqrt{\frac{2 \times 3.75 \times 68.6 \times 10^3}{(3.75 - 1) \times 20 \times 10^3}} \approx 3.06$$

すなわち，

$$\frac{160}{3.06} \approx 52.3$$

回目に前段コレクターへのタップを出せばよい。

(16.11) 式より

$$n = \sqrt{\frac{2 \times 3.75 \times 68.6 \times 10^3}{(3.75 - 1) \times 10^3}} \approx 13.68$$

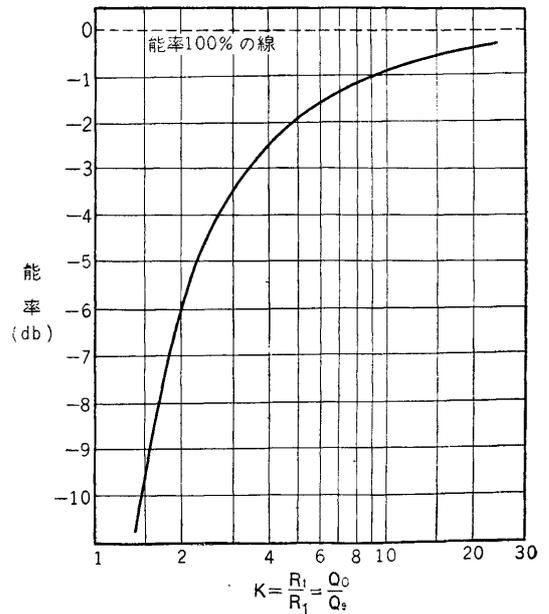


図 16.24 トランジスタ中間周波トランスの能率



コンバーターの電力利得	20db
中間周波増幅部の電力利得	45db
検波の電力利得	-20db
低周波増幅部の電力利得	45db
計	90db

90db と 87db であるから大体等しい．余分の利得は電池等消耗した場合に備えて，音量調節器を多少しぼったところで用いると仮定する．この利得の配分は第 16.27 図 (a) に示してある．実際の回路接続図は，同図 (b) に示したようになる．

# 第17章 電 蓄

## 1 電蓄の構成

電蓄 (電気蓄音器) は、レコードに吹き込んである音を、電気音響的に再現する装置である。蓄音器と云って、現在では購入するのに困難であるが、サウンド・ボックスと称するジュラルミン膜に針を取り付けたものがあつた。これは、レコードの溝にそつて動く針の振動で、ジュラルミン膜を振動させたもの、すなわち機械的振動を直接音波に変換するものであつた。電蓄は、機械的振動を電圧、電流に変え、さらに機械的振動、それから音波へという過程を経る。

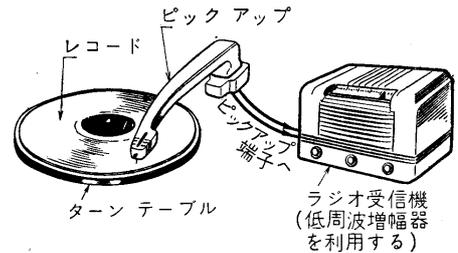
機械的振動を電圧、電流に変えるものがピック・アップである。電圧、電流を機械的振動に、さらに音波に変えるものがスピーカーである。この両者の間に増幅器が介在する。増幅の際に音質、音量の調節が容易で、かつ直接機械的振動を音波に変えないから、充分な音量が出せる。

簡単な電蓄では、増幅器は単に低周波増幅器のみから成り立っているから図 17.1(a) に示すように、ラジオ受信機の低周波増幅部をそのまま利用できる。

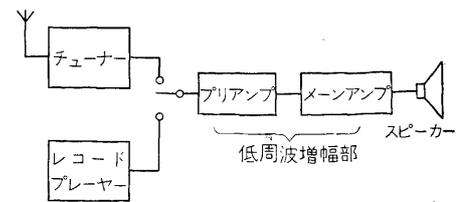
高級なものは、図 17.1(b) に示すように、低周波増幅部はプリ・アンプ (Pri-amp 前置増幅器) とメイン・アンプ (Main-amp 主増幅器) に分かれる。プリ・アンプは、ピック・アップよりの音声電圧をメイン・アンプが充分動作するまで増幅する装置で、一般に音質、音量調節装置を持っている。メイン・アンプは、プリ・アンプの音声電圧をスピーカーが充分動作するまで増幅する装置で、一般に音質、音量調節を持たない。

プリ・アンプ、メイン・アンプより成る増幅器では、そのままではラジオを受信できないから、別に、放送電波を受けて検波し低周波電流に変える装置が必要である。この装置をチューナー (Tuner 同調器) という。

これらは、1 個の外箱に収まっている場合もあるし、また各段階ごとに分かれて、数個の外箱に収まっている場合もある。



(a) 簡単な電蓄



(b) 高級な電蓄

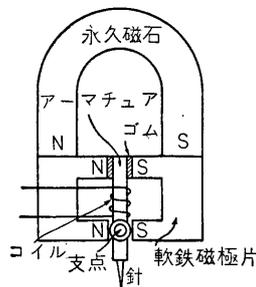
図 17.1 電蓄

## 2 レコード・プレーヤー

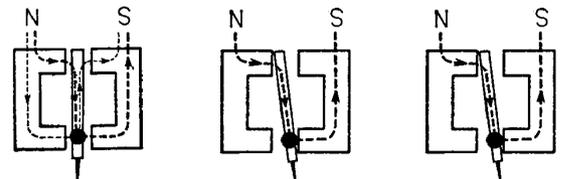
### 1. ピック・アップ

ピック・アップ<sup>92</sup> (Pick up) は、レコードに録音された波形の溝にそつて動作し、機械的振動を音声電流に変換する機器である。すなわち、機械的振動を電圧または電流に変換するのであるから、構造上種々のものが考えられる。

図 17.2(a) は、電磁平衡型ピック・アップの構造図である。馬蹄形永久磁石の両極に軟鉄磁極片が取り付けられ、その中央に軟鉄のアーマチュアがある。アーマチュアは、一方には蓄音器針が取り付けられ、他方はゴムを介して



(a) 構造



(b) 磁力線は平衡している (c) 磁力線は上から下へ通る (d) 磁力線は下から上へ通る

図 17.2 電磁平衡型ピック・アップ

<sup>92</sup> ピック・アップは、機械的振動を電圧、電流に変換する発電機構と、これを保持するアームから成り立っている。ケースを含む発電機構の部分だけをカートリッジという。

磁極片の中央に取り付けられている。

アーマチュアが中央にある場合は、図 17.2(b) のように、アーマチュアを通る磁力線は、一方は上から下へ他方は下から上へと、方向が反対になるので平衡し、なんらの起電力をもコイルに生じない。針がレコードの溝に従って振動すると、それに応じてアーマチュアが傾き、図 17.2(c) および (d) のように一方方向に磁力線が通ってコイルに起電力を生じる。この起電力が低周波増幅器の入力に加えられ、スピーカーから音としてでる。

電磁型の一つで、図 17.3 に示すバリアブル・リラクタンス(Variable Reluctance 可変磁気抵抗) 型のもがある。この型は、針先をカンチ・レバー(片持ちばり)の一端に取り付けてあり、アーマチュアを可動する。アーマチュアは、永久磁石とともに磁気回路を形作っている。アーマチュアが可動するので、磁気抵抗が変化し、バリアブル・リラクタンス(略してバリレラ形といわれる)となる。そして、永久磁石に巻かれたコイルに誘起した電圧は、端子を介して外部に取り出される。

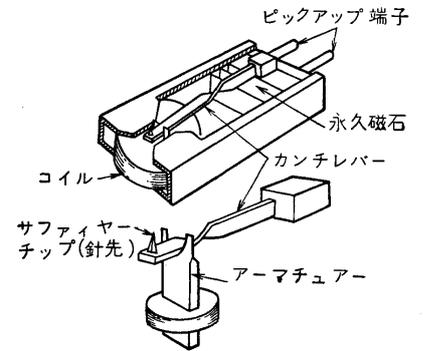


図 17.3 バリアブル・リラクタンス型ピックアップ

電磁型ピックアップは、100mV 以上のものを高レベル (High level) ,100~20mV を中レベル (Medium level) ,20mV 以下のものを低レベル (Low level) と称することがある。また、ピックアップのアームを含まない発電部分だけを、特にカートリッジ(Cartridge) と称することがある。針先(Needle tip) は、銅鉄製のものもあるが、いちいち針先を取り替えるのは面倒であるから、サファイヤまたはダイヤモンドの結晶を加工したものをを用いることが多い。針圧は、7~12gr 程度である。

クリスタル・ピックアップ(Crystal pick up 結晶型ピックアップ) は、図 17.4 のように、ロッシェル塩結晶の一端に針を付け、針先はレコードの溝に依りて左右に振動しその振動が結晶に加わるようになっている。結晶に歪力が加わると、それに依りて電圧が生じるので、この電圧を端子から取り出して低周波増幅器の入力に加えるのである。このクリスタル・ピックアップは擦れの振動を利用するので、擦れの振動型クリスタル・ピックアップといふことがある。

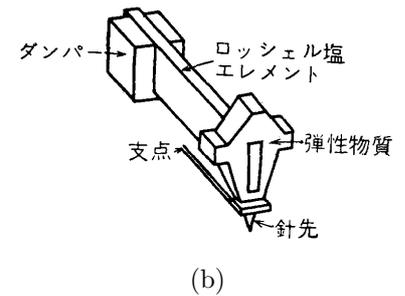
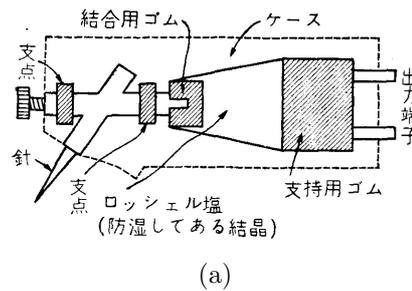


図 17.4 クリスタル・ピックアップ

出力電圧 0.3~0.5V くらいで、針圧は 3~10gr である。

ピックアップとしての発電機構は、このほかに、ムービング・コイル型 (Moving coil type) や、リボン型 (Ribbon type) , キャパシター型 (Capacitance type) , また渦流型 (Eddy current type) 等があるが家庭用にはあまり用いられないので省略する。

図 17.5 は、ピックアップの周波数特性を理想化したものである。低域の共振は、ピックアップを保持するアーム(Arm) の慣性質量と、再生針の支持する剛さ (Stiffness ステフネス<sup>93</sup>) により生じる。高域の共振はピックアップのアーマチュアと再生針の共振である。この両共振周波数にはさまれた周波数帯域が、ピックアップの再生帯域となるのである。であるから再生帯域を拡げようとするれば、重い丈夫なアームを用いて低域の共振をのぼし、再生針やアーマチュアを小さくしかも軽くして、高域の共振をのぼすことが必要である。実際にレコードにかけると、このピックアップの特性と再生針の針先の大きさ、レコード溝との合致のぐあい等が含まれるので、総合した周波数特性は多少変わったものとなるから注意を要する。

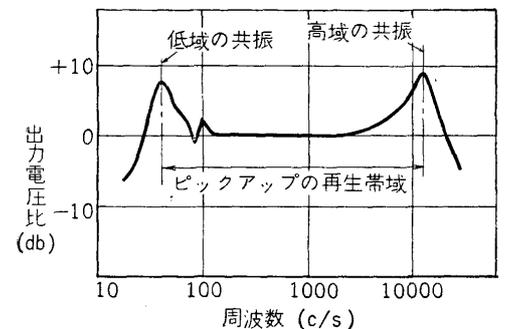


図 17.5 ピックアップの理想的周波数特性

<sup>93</sup> 剛さ (ステフネス) は、物体に力を加えた場合に、1 ダインの力に対する歪 (変位) を cm で表わしたコンプライアンス (Compliance) の逆数である。

アームは、ピックアップのカートリッジをレコード音溝に円滑にたどらせると同時に、針先に適当な針圧を与える働きをするものである。アームはカートリッジとともに低域特性に大きな影響を与えるから、アームが丈夫でないとその振れによる共振がでることがある。図 17.6 図はその一例であって、振れによる共振が 70~80% 付近にでている。またサブ・シャシー・カートリッジ取り付け部の剛性と、カートリッジの質量による共振が中域にでることもある。従って、これらの剛性には充分注意する必要がある。

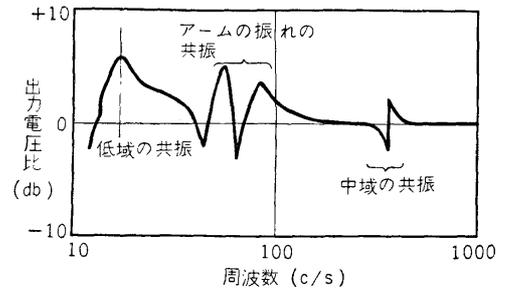


図 17.6 アームの影響

アームは限られた長さであるから、カートリッジはつねにレコード音溝に直角の位置にはならない。図 17.7 のように音溝の接線とカートリッジ中心軸とのなす角を、トランキング・エラー・アングル(トランキング誤差角度)といい、カートリッジ中心軸とアーム中心軸とのなす角をオフセット・アングル(Offset angle)という。

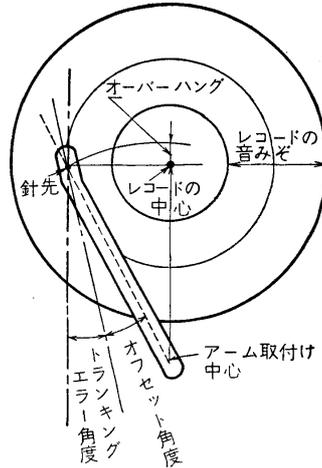


図 17.7 ピック・アップの取り付け

トランキング・エラー・アングルが大きいと、音がはずんだりまたスクラッチ雑音(針雑音)が大となり良質な音の再生は望めない。トランキング・エラー・アングルを最小にするには、針先がレコードの中心から多少遠ざかった位置

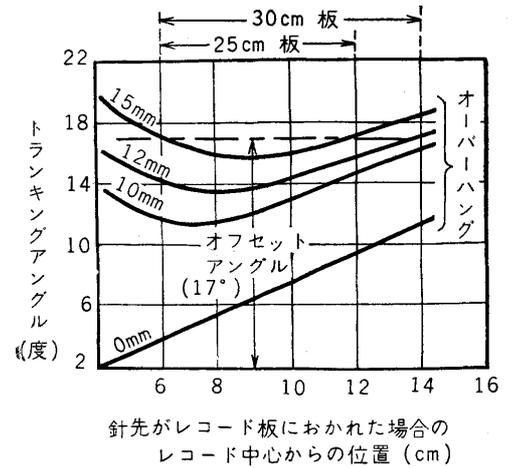


図 17.8 トランキング・エラー・アングルを修正した一例

位置(レコードの中心と遠ざかった位置との距離をオーバー・ハングという)に取り付けるとよい。図 17.8 はオーバー・ハングを変数とした場合のトランキング・アングルを求めた一例であって、オフセット・アングルを 17 度とし、オーバー・ハング 15mm では、トランキング・エラー・アングルは ±2 度以内に入る。

2. フォノ・モーター

フォノ・モーター(Phone motor 電蓄用電動機)は、レコードを回転させるために用いるモーターである。フォノ・モーターの分類は多種多様であって、レコードの回転数から、1 スピード、2 スピード、.....4 スピード用とある。33 $\frac{1}{3}$ 、45、78 の各回転数に、16 回転が加わったのが 4 スピード用である。スピードの調節は、各定格スピードのみ段階的に切り替えるものや、ガバナ、円錐形軸の移動またはマグネチック・ブレーキによるもの(可変スピード形)、あるいは前者と後者とを組み合わせたものがある。

モーターでターン・テーブル(レコードをのせて回転させる板)を駆動する方式には、リム・ドライブ方式とセンター・ドライブ方式とがある。前者は図 17.9 に示すように、ターン・テーブルの内周を回すもの(a)、外周を回すもの(b)、裏面を回すものまたはベルトを用いて回すもの(c)等がある。後者はギヤあるいはベルトを用いたもの、また直結のもの等がある。

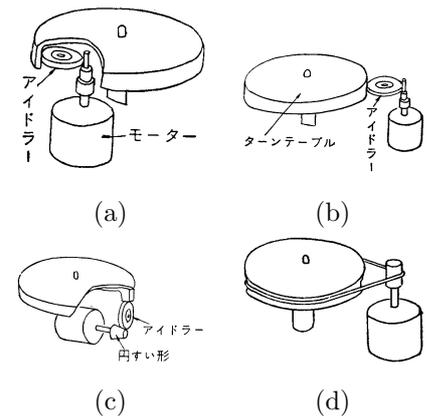


図 17.9 ターン・テーブル駆動方法

モーター自体は、現在ではインダクション・モーターが多く用いられており、高級品としてヒステリシス・シンクロナス・モーターが用いられている。

フォノ・モーターを選ぶ場合は、機構上ガタのないこと、寸法等適当であることは勿論であるが、その他、スタートがよく、トルクが強く、回転ムラ<sup>94</sup>、ゴロ<sup>95</sup>が少なく、モーター自体の回転音、温度上昇、漏洩、磁束の少なく絶縁のよい

<sup>94</sup> 回転ムラ...ワウ・フラッターと呼ばれ、これがあるとレコードを聞いているとブルブルワウワウと聞き苦しくなる。

<sup>95</sup> ゴロ...レコードにモーターの振動が伝わり、ピックアップから、そのゴロゴロという音が出ることでランブルともいう。

ことも必要である。

ターン・テーブルの回転を簡単に監視するには、ストロボスコープ(Strobo scope)がある。ストロボスコープは、図 17.10 のように、白黒の縞模様しまの円板であって、ある周波数で断続する光(例えば電灯のように1秒間に $50 \times 2$ または $60 \times 2$ 回断続するもの)を当ててみると、盤面の模様は、静止して見える。この静止した場合、縞模様しまの数  $N$  とモーターの回転数  $R$  との間には、つぎのような関係が成り立ち、これによって回転数を監視することができる。

$$N = \frac{f \times 120}{R}$$

ただし  $f$  = 電灯の周波数 ( $c/s$ )

$R$  = 1 分間のレコードの回転数

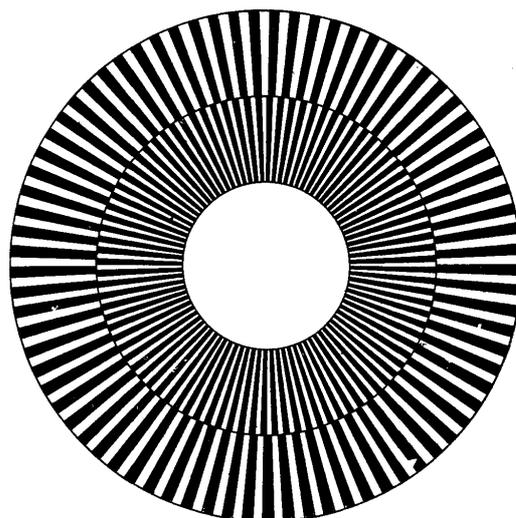


図 17.10 ストロボスコープ (外側 50 サイクル用, 内側 60 サイクル用)

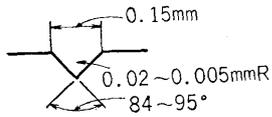
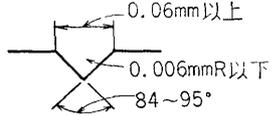
### 3 プリ・アンプ

表 17.1 にレコード板の種類を示しておいた。SP レコードは 1 分間 78 回転で、外径は 25cm(10 インチ) と 30cm(12 インチ), LP レコードは 1 分間  $33\frac{1}{3}$  回転で、外径は 25cm と 30cm, EP レコードは 1 分間 45 回転で、外径は 17cm(7 インチ) である。

カッター (Cutter) は、マグネチック形であるから、切り込みの針先の振動速度は一定となる。一定速度振幅のもとでは、針先の振幅は吹き込む周波数の低いほど大きく、高いほど小さくなる。そのため、低音部では溝と溝とが互に接触するおそれがあり、高音部では雑音のため音が消されることになる。このため、レコードに吹き込む場合、低音部では吹き込みの振幅を下げ高音部で上げた方が S/N 比もよくなるし、互に溝を損ずることもない。LP レコードでは、図 17.11(A) 曲線<sup>96</sup>に示す特性を持った状態で吹き込まれるので、音質がよい。SP レコードでは、 $250c/s$ (コロンビヤ)または  $500c/s$ (ビクター) 以上を定速度で録音し、 $250c/s$ または  $500c/s$ 以下は定振幅で録音する。

従って、LP レコードを再生する場合、ピック・アップおよび増幅器の特性は (A) 曲線と反対の傾向、すなわち (B) 曲線のような特性を持たないと、音が周波数に対して均一に再現されない。

表 17.1 レコード板の種類

名称	略称	溝の呼び名	レコードの主材料	1 分間の回転数	備考
標準レコード (Standard playing)	SP	標準音溝 (Standard groove)	シェラック	78	
長時間レコード (Long playing)	LP	微細音溝 (Micro groove)	ビニライト	$33\frac{1}{3}$	
Extended playing	EP	"	"	45	通称ドーナツ盤
Medium playing	MP	"	"	$33\frac{1}{3}$	
超長時間レコード (Extra long playing)	XLP	Extra micro groove	"	$16\frac{2}{3}$	
45/45 立体レコード (45/45 stereo Disc)	45/45 ステレオ	微細音溝 (Micro groove)	"	$33\frac{1}{3}$	

<sup>96</sup> (A) 曲線は、RIAA(アメリカのレコード工業協会) 推薦曲線で、日本工業規格 (JIS) も採用している。この曲線はつぎの三つの回路のアドミタンスを db で表わしたときは、これに相当する三つの曲線の縦座標値の代数和で示すことができるということである。(1) $3180\mu\text{sec}$  の時定数を持つ L/R 並列回路, (2) $318\mu\text{sec}$  の時定数を持つ RC 直列回路, (3) $75\mu\text{sec}$  の時定数を持つ RC 並列回路。

メイン・アンプは、普通、周波数特性は平坦で、かつ音量調節装置を持たないから、プリ・アンプでこの周波数特性の補正および音量調節を行なうのである。最近のクリスタル・ピックアップは、ほぼ図 17.11 の (B) 曲線の特性に作られるのが普通であるから、プリ・アンプの周波数特性は LP に関するかぎり平坦でもよい。しかし、SP を共用することを考慮すると、なんらかの音質補償回路が必要となってくる。ピックアップの周波数に対する出力電圧を考慮し、総合して周波数特性を平坦にする音質回路がイコライザー (Equalizer 等化器) である。設計法は、第 13.3 節を応用して求められる。

例えば、極端な例であるが、ピックアップの特性がまったく平坦である (電磁型のピックアップには、これに似たのがある) とすると、このまま平坦な周波数特性の増幅器を用いたのでは、録音の場合の特性がそのまま再現され、低音域減衰、高音域強調のような音となって原音から離れてしまう。

図 17.12 に示す回路を真空管増幅器の段間に用いると、図 17.11(B) 曲線に近いものが得られる。

イコライザーは、図 17.12 の R.C. 形 (Resistance & Condenser type) のみとは限らない。N.F.B. 形 (Negative feedback type 負荷帰還形) のものもある。図 17.13 はプリ・アンプの一例であるが、初段真空管 12AX7 は N.F.B. 形のイコライザーである。

一般に N.F.B. は周波数特性を平坦にするために用いるのであるが、帰還回路にインピーダンスを用いると、その周波数特性の反対量の N.F.B. がかかり音質調節ができる。

図 17.13 のプリ・アンプは、相当種々なものを付けてある。すなわち、このプリ・アンプは、ミクサー、イコライザー、ランブル除去、ラウドネス調節、音質調節の各部より成り立っている。

ミクサーは、ピックアップの種類により、接続を変えて用いることができるようになっている。また、マイク (Microphone 送話器) およびチューナーから補助端子を用いて、放送も聴取できるようになっている。出力を 1V にするために必要な入力電圧はそれぞれ図示してある値である。

ランブル除去 (Ramble 除去) は、レコード音の雑音除去のためのもので、ここではダブル T 形 (Double T type) の濾波器を用いている。必要のない場合は、スイッチを切り替えて濾波器を取り去る。

ラウドネス調節は、ラウドネスの調節に用いるものである。ラウドネス (Loudness) とは、わたしたちの耳の感覚をフレッチャー、マンソンの両氏が測ったところ、図 17.14 の結果を得た。すなわち人間の耳は、1,000 ~ 4,000 c/s の音が一番感度がよく、それより遠ざかるにつれ、低い音も高い音も感度が悪くなるということである。そして、人間の耳に感じ得る最低音の曲線が 0 ホーンの曲線である。100 ホーン以上の音は、刺激が強すぎて苦痛を感じる場所である。普通の会話は、100 ~ 7,000 c/s で 30 ~ 80 ホーンの間である。音楽は、50 ~ 15,000 c/s で 20 ~ 100 ホーンの間である。

ラウドネス調節は、この曲線にそって変化する一種の音量調整器である。音質調節についてはすでに述べたので省略する。

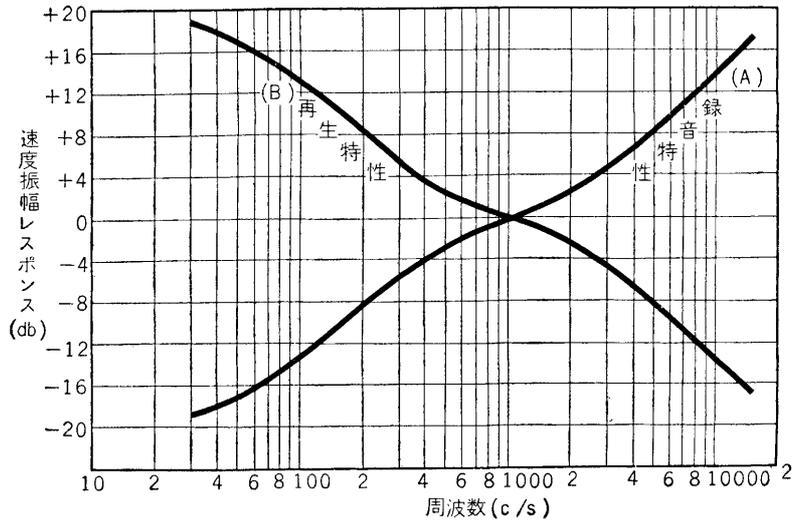


図 17.11 RIAA 推薦曲線

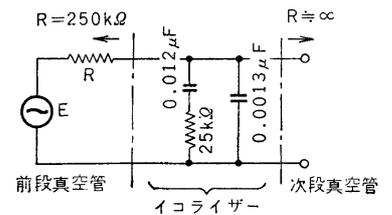


図 17.12 RIAA 再生曲線のイコライザー (RC 形)

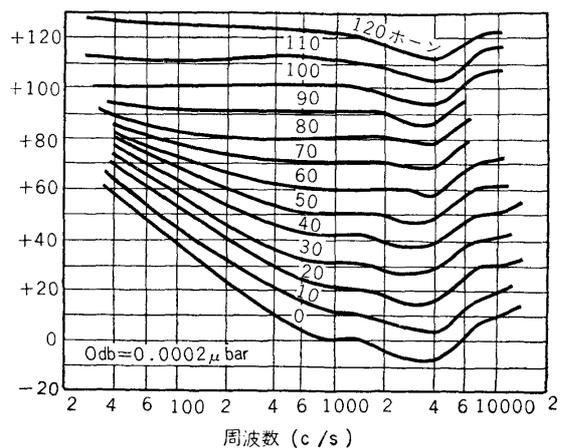


図 17.14 フレッチャー、マンソン曲線図

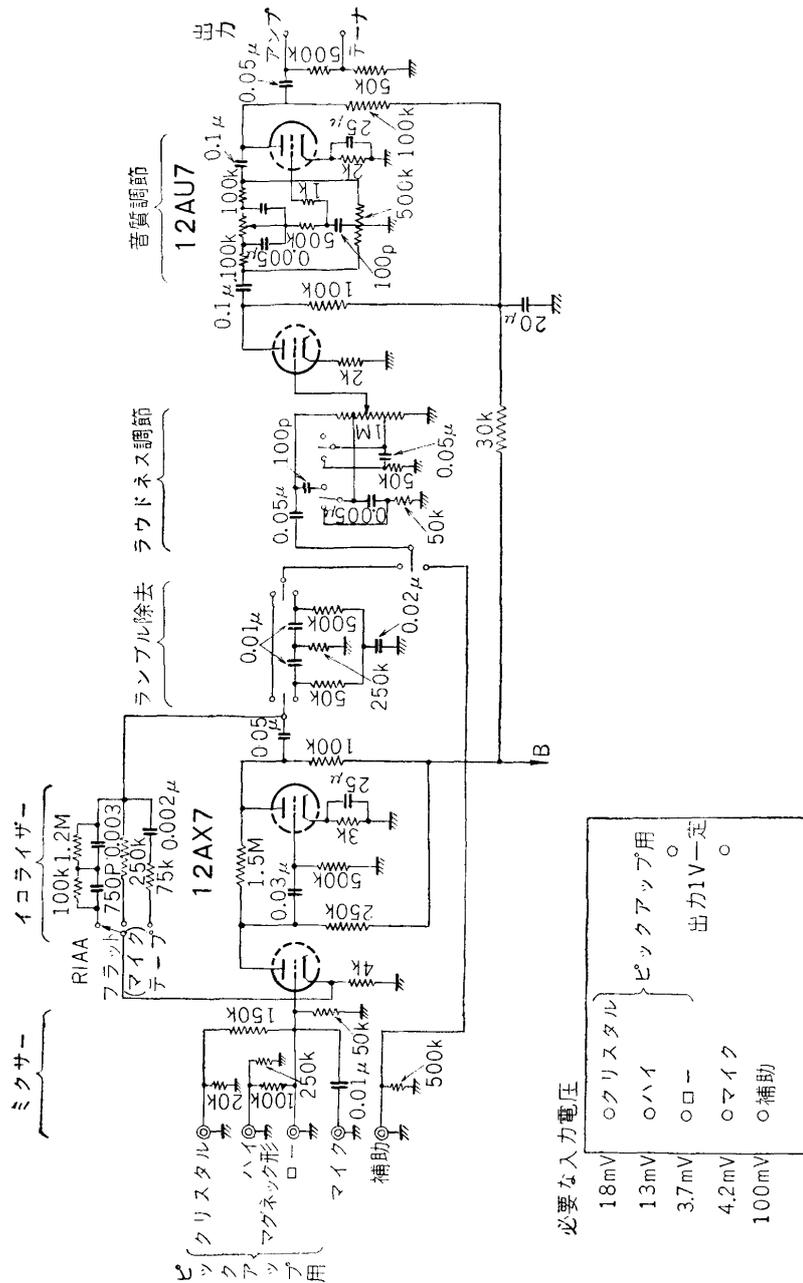


図 17.13 プリアンプの一例

プリ・アンプは、これらが全部整っているとは限らない。普通ラウドネス調節，ランブル除去はない場合の方が多い。

#### 4 メーン・アンプ

メーン・アンプは、プリ・アンプの出力電圧を受けて、スピーカーを動作するまで、電力増幅する段階である。従って、出力も充分大きく、周波数特性も良好でなければならない。

音量の範囲，すなわち弱い音と強い音との音域を，ダイナミック・レンジ(Dynamic range) またはボリューム・レンジ(Volume range) と称しているが，この程度はどのくらいかという点，下に一例がある。

- AM 受信機 50db(少なくとも)
- FM 受信機 60db( " )
- 電話 40~50db
- レコード 40~50db
- SP 盤 30~45db

LP 盤	40 ~ 56
業務用レコード	45 ~ 58db

といわれている．また周波数範囲の一例は

ハイ・ファイ	35 ~ 10,000 c/s
普通	70 ~ 6,500 c/s
狭帯域	150 ~ 4,000 c/s

ともいわれている．従って，LP レコードを鑑賞するには，一応，ボリューム・レンジとして 50db，周波数範囲 50 ~ 15,000 c/s を選んでも不当ではない．

メイン・アンプは，ハイ・ファイにするためには周波数特性がよくなくてはならないので N.F.B を用いることが多い．N.F.B. についてはすでに一部述べてあるが，ここではもう少し数学的に立ち入って述べてみよう．

図 17.15 において，交流分だけ考える．図中の符号をつぎの通りとする．

- $e_i$  = 入力電圧
- $e_g$  = 真空管のグリッドとカソードに加える電圧
- $R_c$  = カソード抵抗
- $e_c$  = カソード抵抗端子電圧
- $R_l$  = プレート側の抵抗
- $e_l$  =  $R_l$  の端子電圧
- $\mu, R_p$  = 真空管の増幅率およびプレート抵抗
- $i_p$  = プレート電流

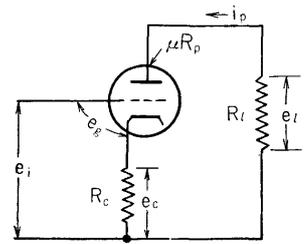


図 17.15

とすれば

$$i_p = \frac{\mu e_g}{R_p + R_l + R_c} = \frac{\mu(e_i - e_c)}{R_p + R_l + R_c} = \frac{\mu(e_i - i_p R_c)}{R_p + R_l + R_c}$$

これより  $i_p$  を出して

$$i_p = \frac{\mu e_i}{R_p + R_l + (1 + \mu)R_c} \tag{17.1}$$

従って  $R_l$  端子に現われる電圧増幅度 ( $A_l$ ) は

$$A_l = \frac{e_l}{e_i} = \frac{\mu R_l}{R_p + R_l + (1 + \mu)R_c}$$

これを負帰還の式  $A = \frac{A_0}{1 - \beta A_0}$  に当てはめるため書き直すと，

$$A_0 = \frac{\mu R_l}{R_p + R_l + R_c}$$

に相当するから

$$A_l = \frac{\frac{\mu R_l}{R_p + R_l + R_c}}{1 + \frac{\mu R_c}{R_p + R_l + R_c}} = \frac{A_0}{1 + \frac{\mu R_l R_c}{(R_p + R_l + R_c)R_l}} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \tag{17.2}$$

で，すなわち  $\beta = \frac{R_c}{R_l}$  の場合に相当する．これは前に述べた電流帰還の式である．また  $1 \ll \beta A_0$  の場合は  $A_l \approx \frac{1}{\beta}$  となり  $A_0$  に無関係，すなわち周波数特性の良いことを示す．

つぎに  $R_c$  端子に現われる電圧増幅度 ( $A_c$ ) は

$$A_c = \frac{e_c}{e_i} = \frac{i_p R_c}{\frac{\mu}{\mu} \{R_p + R_l + (1 + \mu)R_c\}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu} + \frac{R_p + R_l}{\mu R_c}} \tag{17.3}$$

(17.3) 式の分母の項で  $\frac{1}{\mu} > 0$ ,  $\frac{R_p + R_l}{\mu R_c} > 0$  であるから,  $A_c$  の値は常に 1 より小さい. カソード・フォロアー (Cathode follower 陰極接続) の場合は (17.3) 式で  $R_l = 0$  の特別な場合である. その場合の増幅度を  $A_{c0}$  とすれば

$$A_{c0} = \frac{\mu R_c}{R_p + (1 + \mu) R_c} = \frac{\frac{\mu}{1 + \mu} R_c}{\frac{R_p}{1 + \mu} + R_c} \quad (17.4)$$

(17.4) 式を普通の電圧増幅度の式と比較すると,  $\mu$  は見掛け上,  $\frac{\mu}{1 + \mu}$  となり, 真空管のプレート抵抗は見掛け上  $\frac{R_p}{1 + \mu} \equiv \frac{R_p}{\mu} = \frac{1}{g_m}$  となる. この  $g_m$  は, 真空管の相互コンダクタンスである. すなわち, このことは  $R_c$  の端子間より真空管を見て, その出力インピーダンスは  $\frac{1}{g_m}$  であるということとなる.

カソード・フォロアーの場合の入力インピーダンス ( $R_i$ ) は, グリッドとカソードとの間に結合用抵抗 ( $R_g$ ) を入れ, それを流れる電流を  $i_g$  とすれば

$$\begin{aligned} R_i &= \frac{e_i}{i_g} = \frac{e_g + e_c}{i_g} = \frac{e_g}{i_g} + \frac{e_c}{i_g} \\ &= R_g + \frac{A_{c0} e_i}{i_g} = R_g + A_{c0} R_i \end{aligned}$$

これより  $R_i$  を求めて

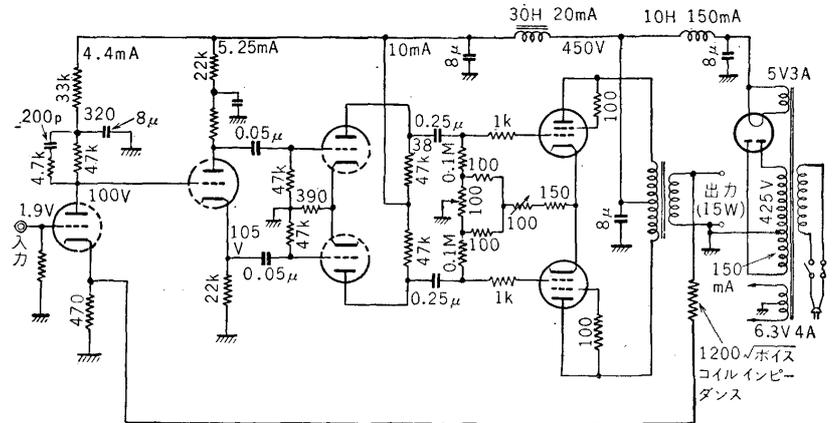
$$R_i = \frac{R_g}{1 - A_{c0}} \quad (17.5)$$

となる. すなわち,  $A_{c0}$  が 1 に近づくにつれて,  $R_i$  が大きくなる. 例えば,  $A_{c0} = 0.9$  とすれば  $R_i = 10R_g$ ,  $A_{c0} = 0.8$  ならば  $R_i = 5R_g$  となる. これらは, 入力インピーダンスを大きく, 出力インピーダンスを小さくとり得ることを示すから, 回路設計上便宜な点が多い. メーン・アンプには, N.F.B. は多かれ少なかれとり入れられる.

もともにもどって, メーン・アンプについて述べよう. ボリューム・レンジ 50db として, アンプの最大出力を 10W とすると, 最小出力は  $\frac{10}{10^5} = 10^{-4} \text{W} = 0.1 \text{mW}$  となる. アンプの雑音, ハム等はこれよりさらに小さくなくてはならないから, その値を  $0.01 \sim 0.001 \text{mW}$  以下とする必要がある. この程度に雑音, ハムをおさえることは, 現在の技術では難事ではないが, 容易にできる範囲でもない. すなわち, 相当注意して製作しないとできない区域に属する.

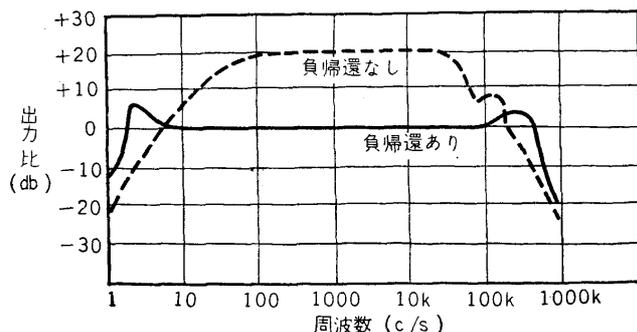
アンプの最小出力は, このように雑音, ハムで制限されるから, どうしても, 最大出力が充分大でないとハイ・ファイとは言いがたくなる. 家庭用でも最大出力が  $8 \sim 10 \text{W}$  くらいの出力がないとぐあいが悪い. むろん, 平均のレベルは  $100 \text{W}$  付近であって,  $10 \text{W}$  が平均のレベルではない. そんなに大きな音を平均に出されたのでは, 耳がいたくなるし, また近所めいわくでもある.

多くの場合, 数 W 程度までは, 終段電力増幅管はシングル (Single 単球) で, それ以上がプッシュプルで  $8 \sim 15 \text{W}$  程度である.



- |                          |                          |              |             |       |
|--------------------------|--------------------------|--------------|-------------|-------|
| $L63 \times \frac{1}{2}$ | $L63 \times \frac{1}{2}$ | L63          | KT66 × 2    | 53KU  |
| (6L5または6SN7)             | (6L5または6SN7)             | (6L5または6SN7) | (6L6または807) | (5V4) |

(a)



(b)

図 17.16 ウィリアムソン・アンプ

このような考慮をはらって、電力増幅の節で述べた事項に従ってメイン・アンプを設計すればよいのであるが、ここには、世界的に有名な各種のメイン・アンプについて一通り述べることにする。

1949年8月、英国の無線雑誌『ワイヤレス・ワールド (Wireless World)』に記載された、D. T. N. Williamson 氏のメイン・アンプは通称ウィリアムソン・アンプといわれ、この種のハイ・ファイ・アンプの基礎となったものである。現在でもこれを改良発達させて用いている。図 17.16(a) はその回路接続図である。英国であるからオスラム系の真空管を用いている。括弧内に、それにほぼ相当する米国系の真空管型名を書いておいた。初段および2段目は、L63 真空管で直接結合を用いている。直接結合は結合コンデンサーがないため低音域の低下がない。しかし、バランスをよくしないと2段目真空管が良好に動作しない。2段目真空管は、N.F.B. を利用して、プレートおよびカソードより次段 L63 にプッシュプル位相反転管として電圧を供給するもので、P-K 分割位相反転ともいわれている。出力管は、KT66 を3極管接続として、そのプレート抵抗を低くしている。出力は、10数Wで、周波数特性は図 17.10(b) に示す通りである。すなわち、N.F.B. は 20db かけていることとなる。

図 17.17 は、1951年11月 *Audio Engineering* に発表されたウルトラ・リニアアンプ (Ultra linear Amp 超直線性増幅器) で、特徴は出力トランスと出力管の結合方法にある。すなわち、出力トランスの1次側にタップを設けて、これをスクリーン・グリッドに接続している。

タップの位置は巻き数で約 43% のところ (インピーダンスで 18.5%) にあり、タップが両端に一致すれば出力管 6L6 は3極管接続となり、中央に一致すれば5極管接続となる。タップは中間にあるから、出力はビーム管と変わりなく、プレート抵抗は低く、歪みも少なくなると称している。これは一種の N.F.B. であるから、出力トランス自体の周波数特性の良好なものを用いないと、なかなか上述のようにはならない。現在でもハイファイ・マニアには、これを愛好している

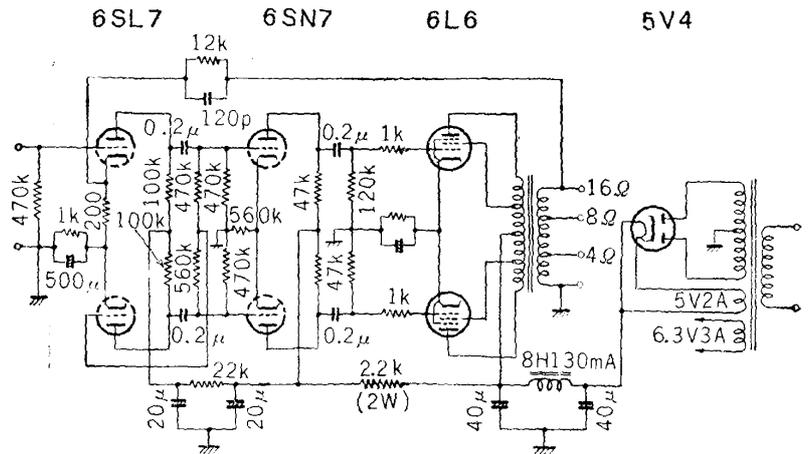


図 17.17 ウルトラ・リニアアンプ

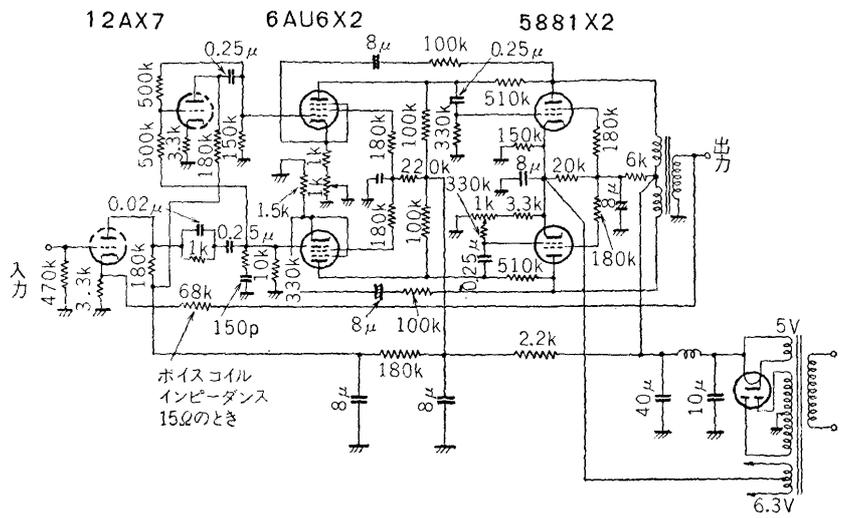


図 17.18 リニア・スタンダード・アンプ

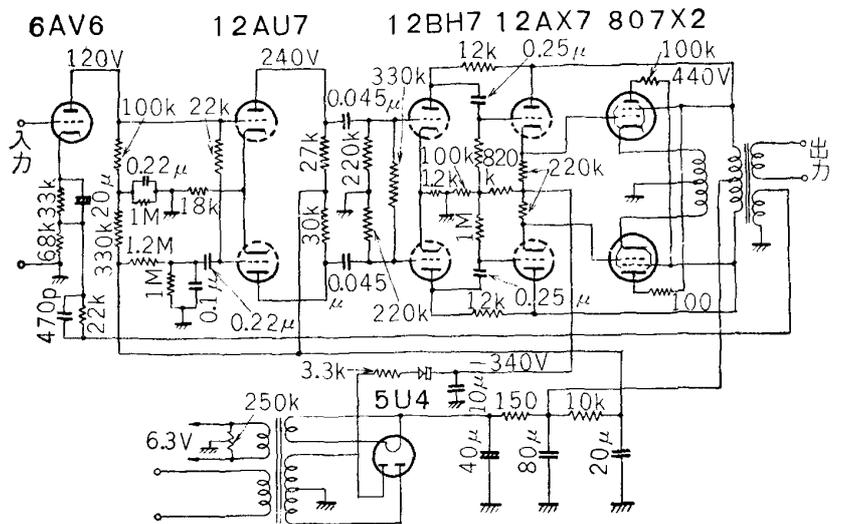


図 17.19 マッキントッシュ・アンプ

このように、世界的に有名な各種のメイン・アンプについて一通り述べることにする。



D. P. デイッキ, A. マコフスキー両氏の設計のものである。スピーカーのボイス・コイルのインピーダンスは  $16\Omega$  で、出力 25W と称する。

出力管の動作は B 級であるが、S.E.P.P.(Single ended push pull) の標準回路である。出力端子より 3 段目の 12AT7 のカソードに約 40db の N.F.B. を掛け、歪みをごく少なくしている。

このアンプに限らず、アンプのみの特性をいくら良好にしても、これと並用されるスピーカー、ピック・アップの特性が悪ければ、なんにもならないから注意する。

## 5 ステレオ・レコード

ハイ・ファイにしても何となく物足りない。すなわち人の聞き得る全周波数帯域を一様に再生しても(周波数特性良好)、弱い音から強い音まで十分に再生しても(振幅特性良好)、分離明瞭度がよくても(過度特性良好)、音が歪まなくても(歪特性良好)、何となく物足りないのが現実である。これは立体感がないからである。立体感のあるものをステレオ・レコード(Stereophonic record 立体再生レコード)といい、立体感のない従来のレコードをモノラル・レコード(Monoralphonic record 単一チャンネル・レコード)という。

立体感を得ると、音源の方向が指示され、雑音がさらに減少され、明瞭度、分離が向上し、歪みが少なく感じられ、聞いていて疲労が少ない。

立体感を得る一般の方法は、2チャンネル方式である。すなわち収音に2つのマイクロホンを用い、同時に別別のチャンネルに録音する。再生の時は、2チャンネルのものを、同時に別別の増幅器およびスピーカーを用いて再生する。

立体レコードとしては、2チャンネルの場合、別別の音溝に収音したのでは取り扱いに不便であるから、図 17.22(a) に示すように上下、左右と2チャンネルを収音する方式と、図 17.22(b) に示すように 45-45 度に分けて2チャンネルを収音する方式とがある。後者の方が現在圧倒的に多く用いられている。

図 17.22(b) のような 45-45 方式の立体レコードの再生は、発電子が互に直角、すなわち垂直線より 45-45 度に取り付けられた図 17.23 のようなピック・アップが用いられる。カートリッジはモノラルのものを2個用いている。

そして音溝にそって針先が運動すると、それに応じた電圧がそれぞれの発電子により誘起するから、これを取り出し別別のアンプにより増幅し、スピーカーを働かせる。スピーカーは、良質で同一特性のものを2個用いるべきである。特性が異なっていてはなんにもならない。

小人数で聞く場合、正三角形の頂点におのおのスピーカーを置き、残りの頂点の位置で聞くようにすればよい。中人数の場合は中心線上に並んで聞くことが望ましく、多数の場合はおのおのスピーカーの間隔を近づけて聞けばよい。

図 17.24 ~ 図 17.25 はわが国で市販されているステレオ用アンプリファイアーの一例を示したもので、AM チューナー、プリ・アンプ、メイン・アンプおよびレコード・プレーヤーから成り立っている。出力は無歪 5W、最大 7.5W と称している。

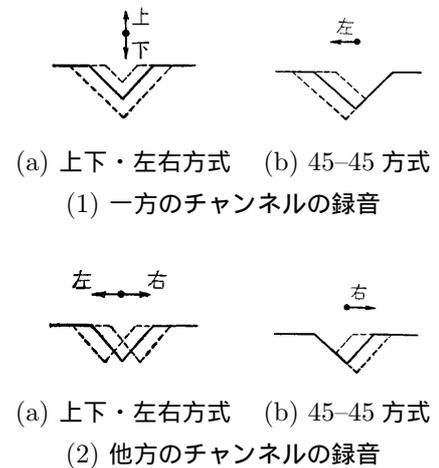


図 17.22 ステレオ・レコード

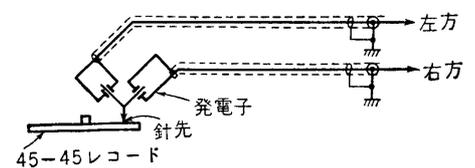


図 17.23 45-45 立体レコード用ピック・アップ

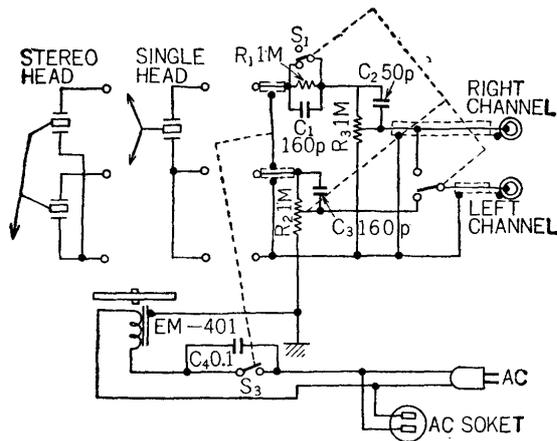
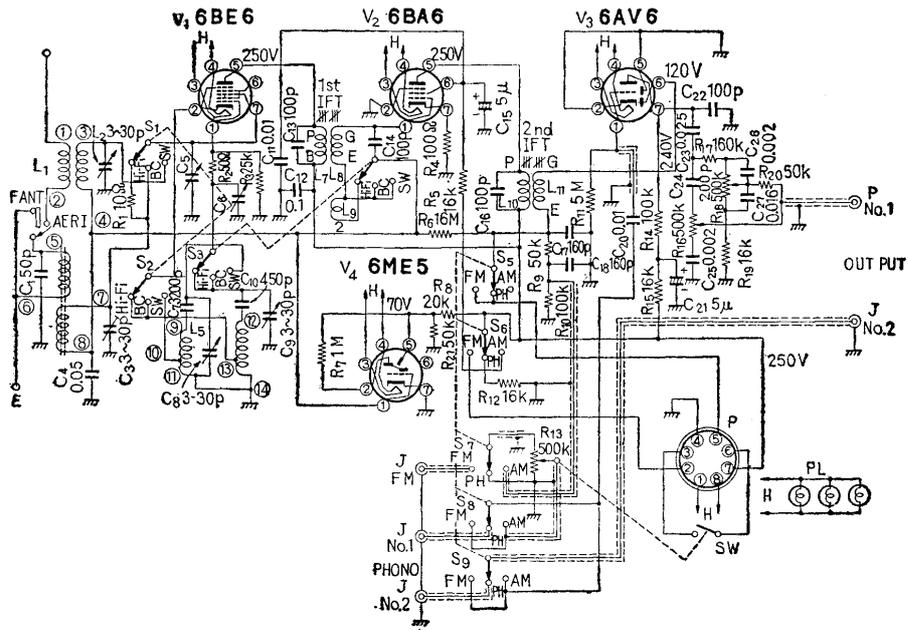


図 17.24 ステレオ用アンプの一例 (1)

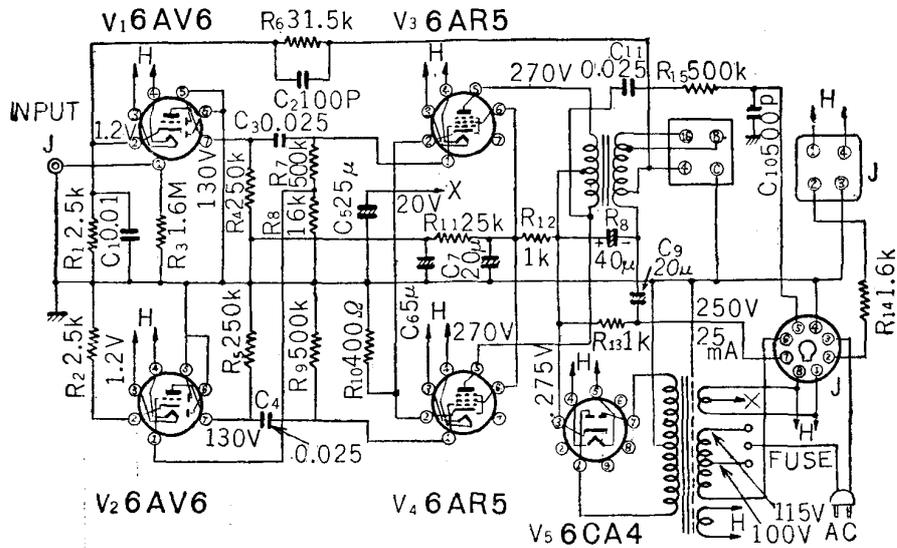
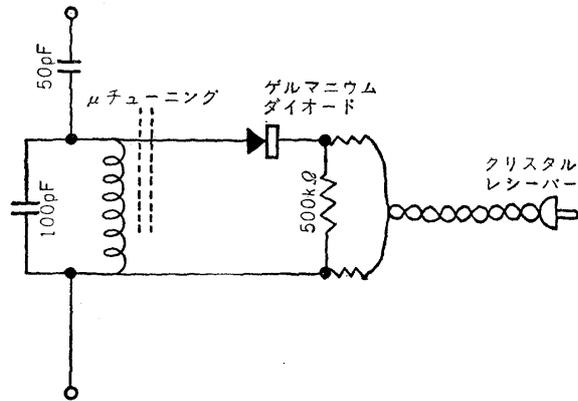


図 17.25 ステレオ用アンプの一例 (2)

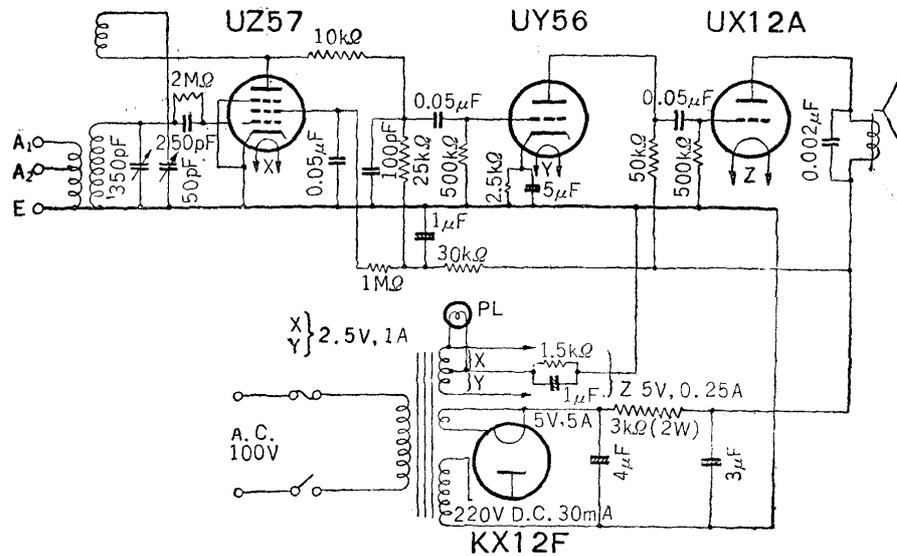
# 付 録

## 各種受信機回路接続図

### (1) ゲルマニウム受信機

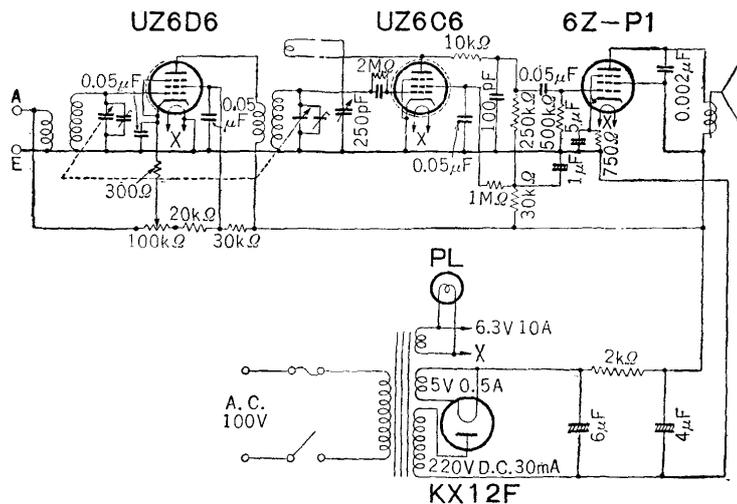


### (2) 歴史的な並 4 球受信機



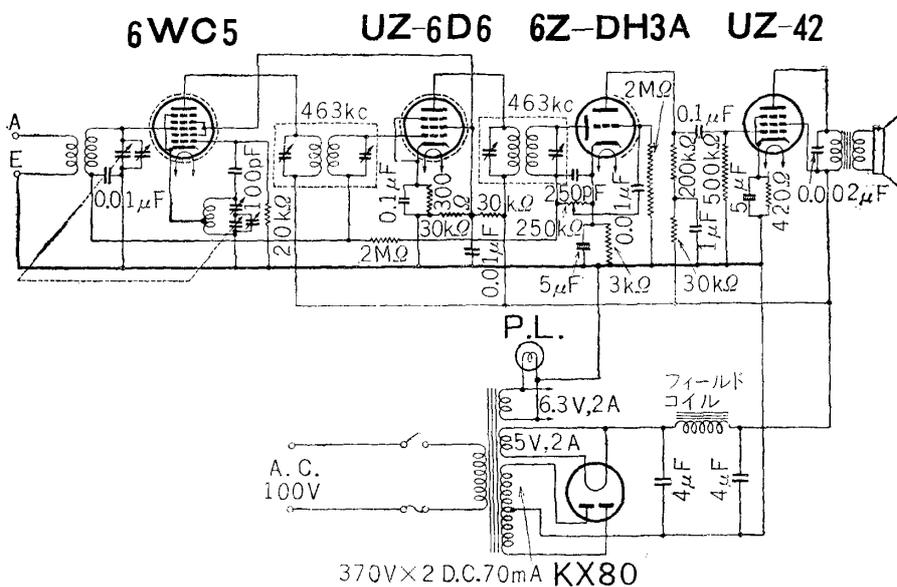
UZ57(検 波)      UX12A(低周波増幅)  
 UY56(低周波増幅)      KX12F(整 流)

(3) どうかするといまでも見かける高-4球受信機



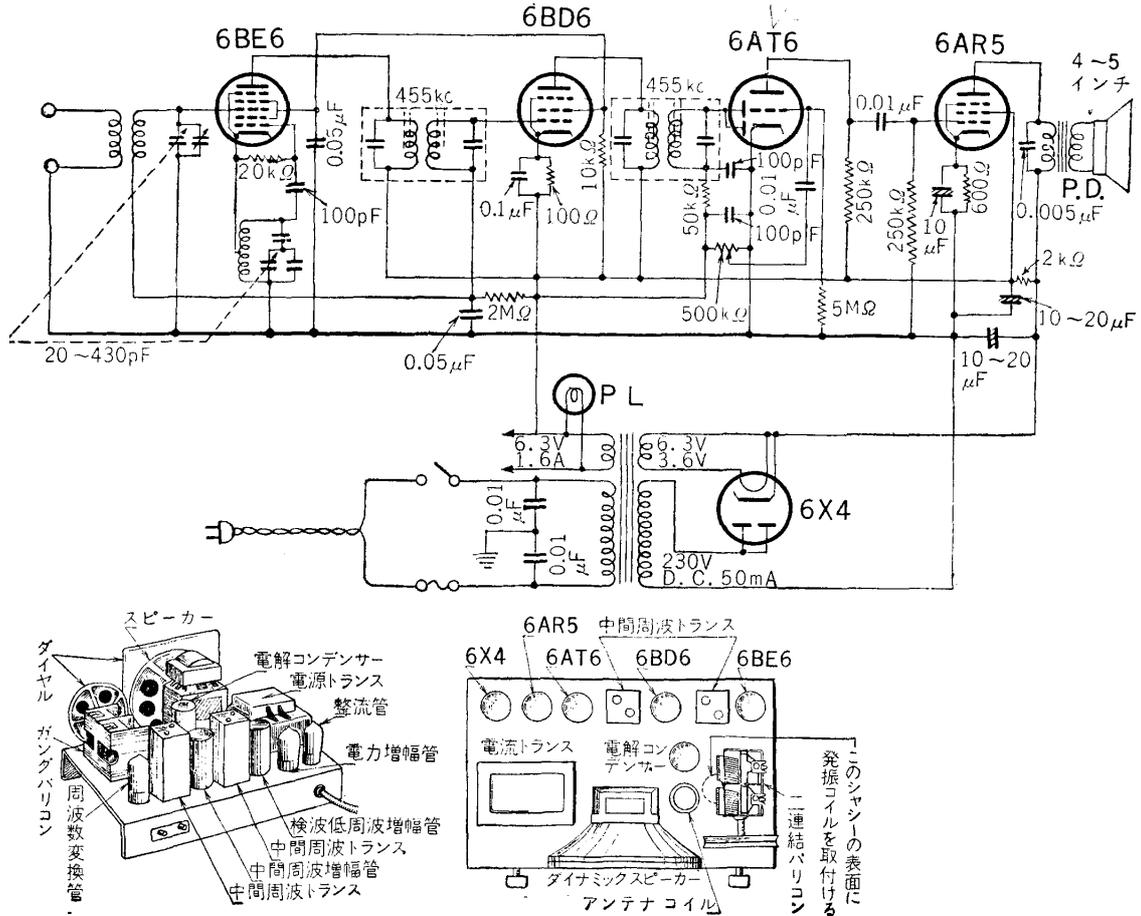
UZ6D6(高周波増幅)    6Z-P1 (低周波増幅)  
 UZ6C6(検波)        KX12F(整流)

(4) ST管を用いた5球スーパー・ヘテロダイン受信機



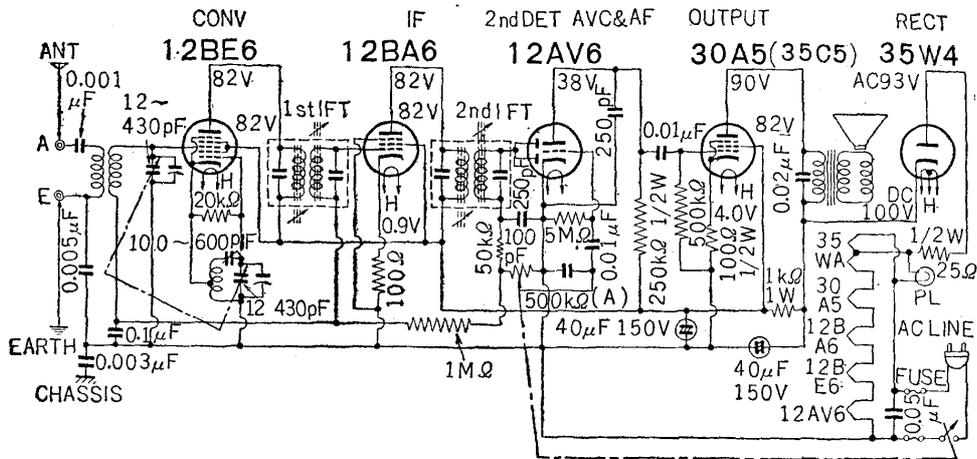
6WC5 (周波数変換)        UZ-42(電力増幅)  
 UZ-6D6 (中間周波増幅)    KX-80(整流)  
 6Z-DH3A(検波・低周波増幅)

(5) ミニアチュア管を用いた5球スーパー・ヘテロダイン受信機



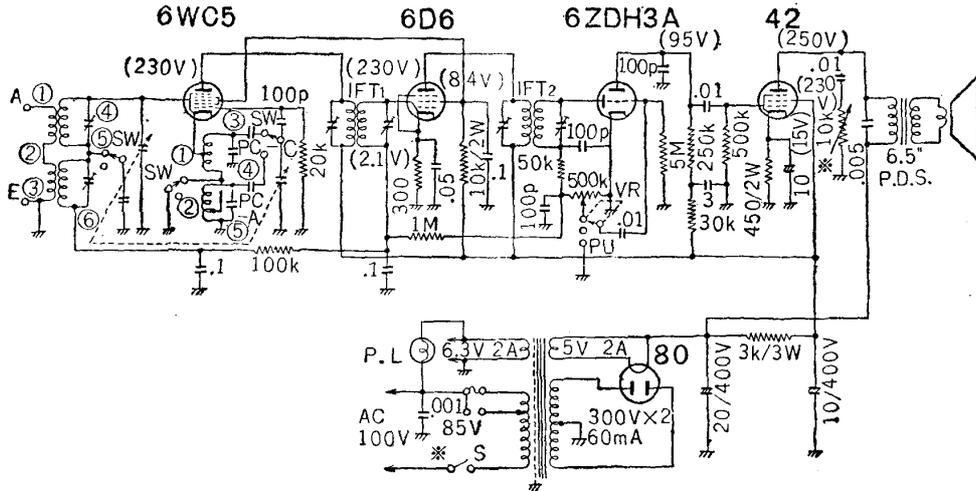
- 6BE6(周波数変換)
- 6AR5(電力増幅)
- 6BD6(中間周波増幅)
- 6X4(整流)
- 6AT6(検波・低周波増幅)

(6) ミニアチュア管を用いたトランスレス5球スーパー・ヘテロダイン受信機



- 12BE6(周波数変換)
- 30A5(電力増幅)
- 12BA6(中間周波増幅)
- 35W4(整流)
- 12AV6(検波・低周波増幅)

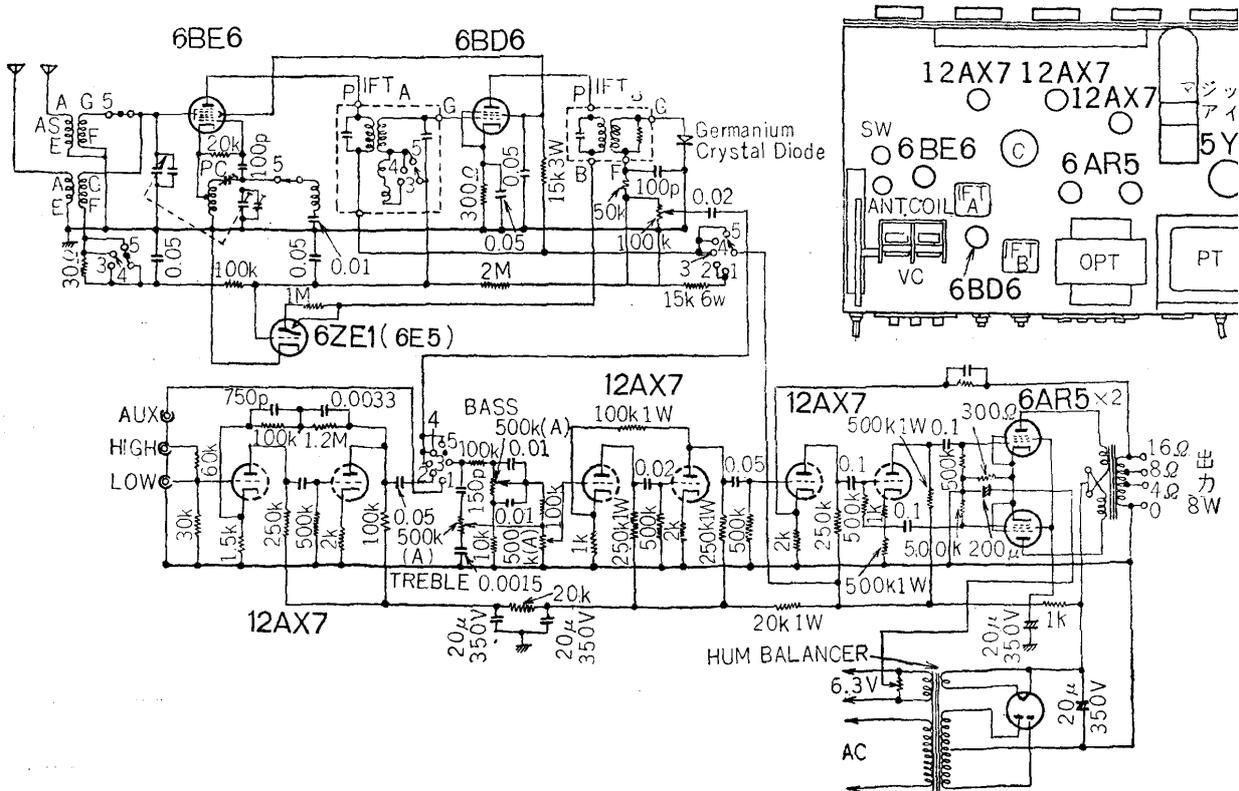
(7) 電蓄兼用5球2バンド・スーパー・ヘテロダイン受信機



切替 SW は短波 は連動

図中の電圧値は 1V/1kΩ テスターの 500V レンジで測定

(8) 本格的なオール・ウェーブ Hi-Fi8 球スーパー・ヘテロダイン受信機



6BE6 (周波数変換)

12AX7(低周波増幅・メイン・アンプ)

6BD6 (中間周波増幅)

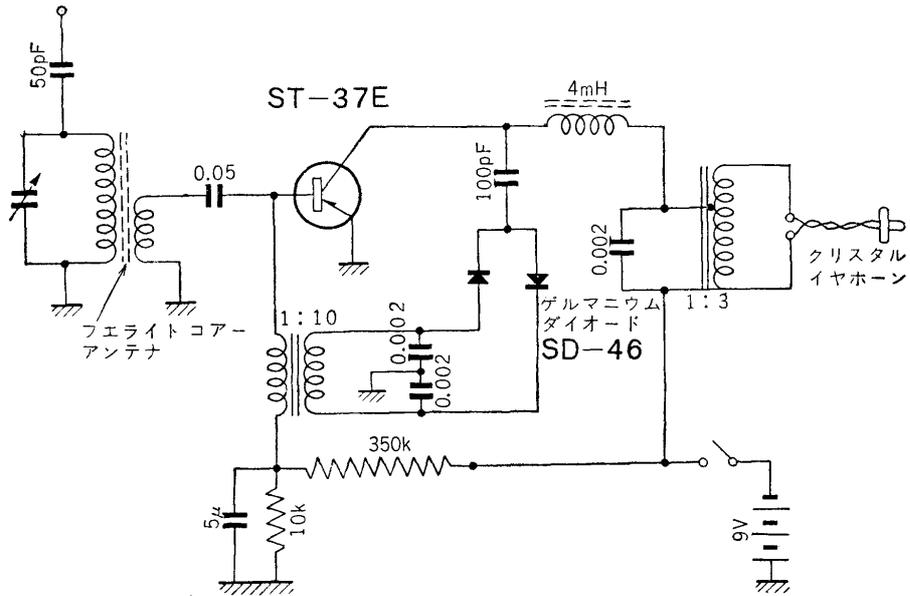
6AR5 (電力増幅・メインアンプ)

Diode (検波)

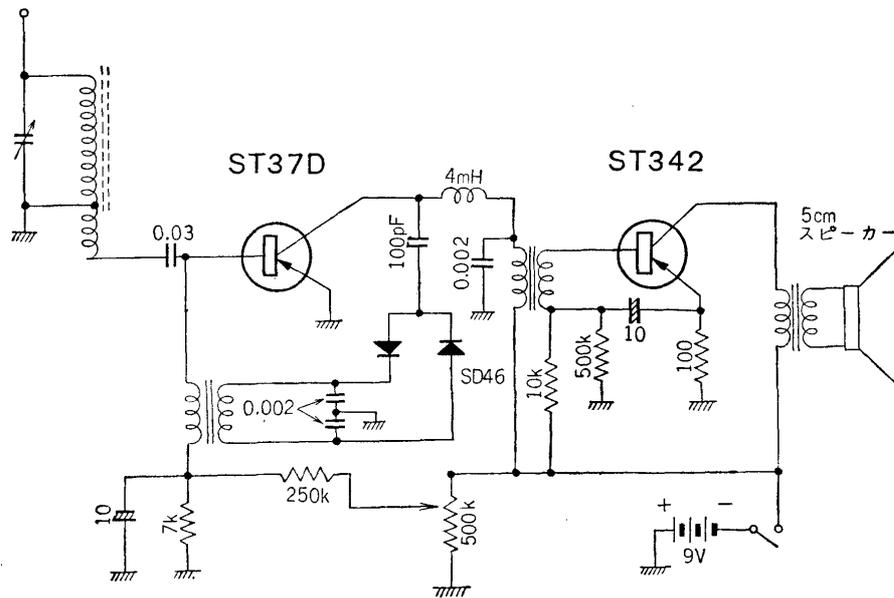
5Y3 (整流)

12AX7(×2 プリ・アンプ)

(9) トランジスタ 1 個を用いたポータブル受信機 (レフレックス回路)



(10) 再生を加味したトランジスタ・レフレックス受信機





## PDF 化にあたって

本 PDF は、

近藤耕明著『ラジオ受信機 原理・組立・調整・一般技術 (全訂版)』(理工学社, 1960 年 2 月, A5 版 366 ページ)

を元に作成したものである。

PDF 化にあたって、

1. 巻頭にある口絵 (2 ページ) は省略した。
2. かな書きの一部を、読みやすさのために漢字に変更したことがある、その場合、適宜振り仮名をつけた。
3. 付録のうち
  - (a) 金属の物理的性質
  - (b) 抵抗材料
  - (c) 絶縁材料
  - (d) デシベル (DB) の表
  - (e) 主要受信真空管規格一覧表
  - (f) 真空管ソケット表
  - (g) 国産ダイオード一覧
  - (h) 国産トランジスタ用途別一覧表
  - (i) 国産サーミスタ (温度補償用) 一覧表
  - (j) 国産バリスター (温度補償用) 一覧表は省略した。
4. 付録のうち、「11. 各種受信機回路接続図」は収録した。
5. 巻末の索引は省略した。

ラジオ温故知新 (<http://fomalhaut.web.infoseek.co.jp/index.html>)