

ラジオ受信機的设计と计算

佐藤嘉一

は し が き

本書は中波および短波用ラジオ受信機的设计法の骨組を、数値例を示しながらやさしく説明するつもりで書いたものである。しかし読者はラジオについての初歩的な知識を持っており、ラジオ関係の諸雑誌の製作記事などを見て簡単なスーパーヘテロダイナ受信機程度は製作できるものと予想し、興味本位の製作欲からさらに一歩進んで设计法から勉強していこうとする場合の入門書として役立つことを望んでいる。

本書には調整法や製作の実際などについてはあまり述べてないが、これらはラジオ諸雑誌に絶えず発表されており、また限られた紙面では十分な説明ができないため省いたものである。しかし受信機的设计にぜひ必要なデータおよび回路例については許す限り集めたつもりである。

なお本書の内容は真空管式の受信機を主体としたものであって、トランジスタラジオについてはほとんど触れてないが、これは真空管を使用したラジオもトランジスタラジオもその设计の基礎となるものは共通であること、具体的な设计法について双方を説明するには紙面が不足であり、中途半端な説明はかえって本書の目的を失うことになるので、本書は半導体部品については検波器および電源部において多少触れる程度にとどめてある。

真空管そのものについても最近 10 年間の進歩はテレビ用のものを中心にかなり激しい進歩があった。しかし本書の内容を新しい真空管の使用例に統一することは设计の入門書としては行きすぎであろうと考えて、比較的古い真空管でも一般に使用されているものの例は残してある。ただ電池用真空管については、その使命がほぼ消滅したと考えられるのでいっさい除いたことをお断わりしておく。

本書の目的は上記のごとく设计法入門として设计の骨組を示すことにあるので设计に使用する数式の導き方についても大部分は省略した。これは紙面の節約もあるが、高級な理論解説書は多数あるのでそれらを参照されればよいと考えたためである。読者は本書によって设计法の骨組を理解されたならば、さらに専門書あるいは雑誌などにより知識を深め、高級な受信機的设计に進まれることを希望する。

なお、本書は昭和 30 年に文庫『ラジオ受信機的设计と計算』として刊行し、以後好評のうちに 16 版を重ねたものである。本書発行後 10 年余を経た今日、その内容には激しい技術の進歩により現状にそぐわない部分が現われてきた。そこでそれらの部分を修正することはもちろんであるが、説明が不足であったと思われる部分などについて増補あるいは変更を行ない、この時にあたり文庫判より B6 判に装幀を変えて刊行されるものである。

昭和 42 年 7 月

著者しるす

目次

はしがき	i
第 1 章 設計の基礎知識	1
1.1 抵抗器	1
1.2 コンデンサ	3
1.3 コイル (高周波および中間周波用)	5
1.4 ハネカム (蜂の巣) コイルの設計	9
1.5 同調回路	11
1.6 真空管	12
1.7 デシベル	12
1.8 雑音	13
第 2 章 設計の基本条件	23
2.1 電波の強さ (電界強度)	23
2.2 アンテナと受信機入力電圧	24
2.3 受信機の種類とその構成	26
2.4 受信機の性能の表わし方	26
2.5 レベルダイヤグラム	28
第 3 章 アンテナ入力回路と同調回路	29
3.1 マッチングの理論	29
3.2 入力回路と昇圧比	30
3.3 同調回路の設計	35
3.4 バンド切換法	37
第 4 章 高周波増幅回路	38
4.1 高周波増幅の目的	38
4.2 回路の特性とその設計	40
4.3 実際設計上の注意 ¹	45
第 5 章 周波数変換回路	46
5.1 周波数変換管	46
5.2 発振回路のトラッキングの設計	50
5.3 バンド・スプレッド	54
第 6 章 中間周波増幅回路	57
6.1 設計の基礎知識	57
6.2 結合 (複) 同調回路の理論	59

¹ 実際のコイルのデータも設計に非常に参考になる。しかし、これらはラジオ関係の諸雑誌に多数発表されているので、本書では割愛することにした。

6.3	実際設計上の問題，その他	63
第7章	検波回路	65
7.1	二極管検波回路	65
7.2	その他の検波回路	68
7.3	AVC 回路 ¹	70
7.4	同調指示回路 ¹	72
第8章	低周波増幅回路 ¹	75
8.1	電力増幅器	75
8.2	電圧増幅器	78
8.3	総合設計上の諸問題	82
第9章	電源回路	90
9.1	交流ヒータ電源	90
9.2	交流電源による高圧整流電源	91
9.3	電源変圧器の設計	101
第10章	総合設計	103
10.1	設計の出発点	103
10.2	レベルダイヤグラム	103
10.3	信号対雑音比からの検討	105
第11章	特殊回路	107
11.1	メカニカルフィルタおよび水晶フィルタ	107
11.2	ノイズリミタ (雑音制限回路)	109
11.3	ビート発振器 (BFO)	111
11.4	プロダクト検波器 (product detector)	113

¹ AVC(自動音量調節) は automatic volume control の略字で，英国では AGC という G は gain の略字である。

¹ これらの回路は音声出力には関係なく，搬送波の強さに比例した指示をするのであるから，むしろ AVC 動作の完全な部分からは導かず右図の A 曲線よりも鋭い選択性をもつ回路を別に設けてそれから取り出すことが望ましいが，一般には行なわれない。

第1章 設計の基礎知識

本章では、まず設計に直接必要な部分品の知識を与え、つぎに基本的な同調回路の設計法とデシベルおよび雑音について簡単に説明する、

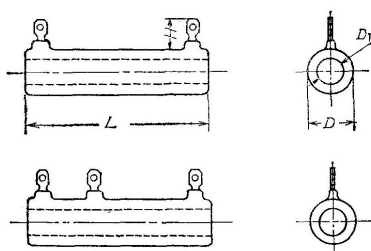
1.1 抵抗器

抵抗器には固定抵抗器と可変抵抗器とがあり、その特性は JIS で決められているが種類も多く、その価格も著しい相違がある。そこで用途に応じて適当なものを選ばなければならない。

1.1.1 固定抵抗器

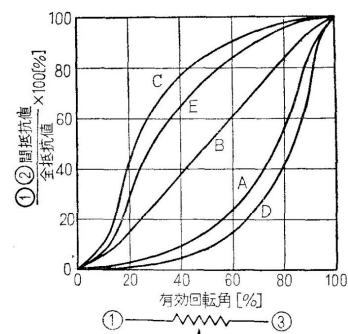
〔1〕巻線型抵抗器 0.1Ω から 90kΩ 程度まで作られるが 10kΩ 以下が多く使われる。主として直流電源回路用であって、3W 程度までは磁器円筒に抵抗線を巻いたものが使われるが、それ以上ではホーロー引き抵抗器(第 1.1 表参照)や樹脂被覆巻線抵抗器が適当である。

第 1.1 表 ホーロー引き抵抗器の一例



定格電力 [W]	抵抗値範囲 [Ω]	寸法 [mm]				適用規格
		L	D	H	D ₁	
5	1 ~ 1.8k	30 ± 1.0	11 ± 1.0	44.5 ± 1.0	48.0 ± 1.5	JIS C-6401 G 特性
10	2.2 ~ 3.6k	45 ± 1.0	12 ± 1.5	6.0 ± 1.0	8.0 ± 1.5	JIS C-6401 V 特性
20	2.2 ~ 5.6k	50 ± 1.5	18 ± 1.5	9.0 ± 1.5	9.0 ± 1.5	" "
25	3.3 ~ 6.8k	60 ± 1.5	18 ± 1.5	9.0 ± 1.5	9.0 ± 1.5	" "
30	5.0 ~ 12k	75 ± 2.0	19 ± 1.5	10 ± 1.5	10 ± 1.5	" "
40	10 ~ 15k	90 ± 2.0	19 ± 1.5	10 ± 1.5	10 ± 1.5	" "

〔2〕炭素系皮膜抵抗器 種類が多く安価な上に性能も安定で、雑音の発生量も少ないので最も多く使われる。一般に抵抗器は形状が短く、抵抗値の高いものほど、周波数が高くなるにつれて実効抵抗値が下がる。この型のものはこの下がり方が少ない特徴があるが、特に高周波の同調回路に並列に入れるグリッドリークなどには一般用よりも高周波用と指定してある型のものが望ましい。この型の抵抗器の市販品にはその構造、リード線の出し方などによって L 型、P 型、一方向リード型などがあり、特性によって X 級、Y 級、Z 級の別があるがラジオ用には L 型の Z 級で十分なことが多い。定格電力による種類としては 1/8W, 1/4W, 1/2W, 1W, 2W, 3W の各型が一般的である。なおこれらの抵抗器の定格電力とは周囲温度 40℃ で使用できるもので 80℃ ではこの半分しか負荷はかけられない。設計にあたっては機器の信頼度その他を考慮するため 1.5 ~ 2 倍の余裕のある定格電力の抵抗器を選ぶのがよい。

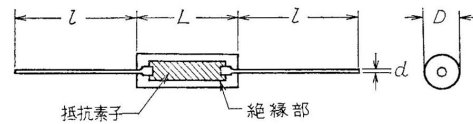


第 1.1 図 可変抵抗器の抵抗変化率

〔3〕ソリッド抵抗器 炭素皮膜抵抗器とともに最も多く使われる。機械化による量産ができるため廉価で、しかも小型で絶縁被覆という特徴があり、抵抗器を隣り合わせ接触させても危険がないので受信機の小型化に便利である。ただし一般に温度に対する変化がやや大きく、正確な抵抗値を必要とする回路には適しないが、その他には十分な性能を持っている。なおソリッド抵抗器の抵抗値はカラーコードで表わされる(第 1.2 図)。

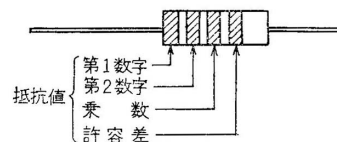
第 1.2 表 L 型炭素固定抵抗器 (Y, Z 級) 定格の一例

定格電力 [w]	最高使用 電圧 [V]	特 性	抵抗値 許容差 [%]	抵抗値範囲 [Ω]	寸 法 [mm]			
					長さ	直径	リード線 の長さ	リード線直径
0.032	30	Y	±5%	4.7 ~ 100K	5 ± 0.5	1.5 ± 0.3	25 以上	0.2 ± 0.1
		Z	±10%	"				
0.063	70	Y	±5%	4.7 ~ 470K	6.5 ± 0.5	3 ± 0.5	"	0.4 ± 0.1
		Z	±10%	"				
0.125	250	Y	±5%	4.7 ~ 470K	10 ± 1	3 ± 1	"	0.4 ^{+0.2} _{-0.1}
		Z	±10%	"				
0.25	250	Y	±5%	4.7 ~ 1M	12 ± 1	4.5 ± 1	"	0.4 ^{+0.2} _{-0.1}
		Z	±10%	"				
0.5	350	Y	±5%	4.7 ~ 1M	18 ± 1	6.5 ± 1	"	0.6 ^{+0.2} _{-0.1}
		Z	±10%	"				
0.75	350	Y	±5%	5.1 ~ 1M	20 ± 1	10 ± 1	30 以上	0.8 ^{+0.2} _{-0.1}
		Z	±10%	4.7 ~ 1M				
1	500	Y	±5%	5.1 ~ 2.2M	30 ± 1.5	10 ± 1	"	0.8 ^{+0.2} _{-0.1}
		Z	±10%	4.7 ~ 2.2M				
2	750	Y	±5%	10 ~ 2.2M	45 ± 1.5	11 ± 1	"	0.9 ^{+0.2} _{-0.1}
		Z	±10%	"				
3	750	Y	±5%	10 ~ 1M	"	16 ± 1.5	35 以上	0.9 ^{+0.2} _{-0.1}
		Z	±10%	"				



形 式	定格電力 [W]	寸 法 [mm]				最高使用 電圧 [V]
		L	D	ℓ	d	
RC-1/8	1/8	5.5 ± 0.5	2.2 ± 0.2	38 ± 3	0.5	150
RC-1/4	1/4	9.1 ± 1	2.4 ± 0.2	38 ± 3	0.6	250
RC-1/2	1/2	9.6 ± 1	3.6 ± 0.2	38 ± 3	0.7	350
RC-1	1	16.5 ^{+2.5} _{-2.0}	5.6 ± 0.5	38 ± 3	0.9	500
RC-2	2	17.5 ^{+2.0} _{-1.5}	8.1 ± 1.0	38 ± 3	1.2	500

(a) 構造および寸法



色	黒	褐	赤	橙	黄	緑	青	紫	灰	白	金	銀	無地
数字	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	±5%	±10%	±20%
乗数	10 ⁰	10 ¹	10 ²	10 ³	10 ⁴	10 ⁵	10 ⁶	10 ⁷	10 ⁸	10 ⁹	10 ⁻¹		

(b) カラーコードによる表示

第 1.2 図 ソリッド抵抗器の一例

1.1.2 可変抵抗器

可変抵抗器には炭素系，巻線，金属皮膜の3種のものがあるが，ラジオでは炭素系のもが使われる．抵抗値の変化特性によって JIS では5つの型を定めてある(第1.1図)．B型は抵抗値の直線変化を望むトーンコントロール，テスター用抵抗などに，A型は対数型，C型は逆対数型と呼ばれ音量調整，利得調整などに使われる．可変抵抗器にはその直径8mmくらいのもから40mmくらいのもまでであるが，その最高使用電圧と定格電力は型と抵抗値によって異なるので使用にあたってはその抵抗器は何Wまで，つまり何mAまでの電流が流せるか十分の注意が必要である(第1.3図)．

1.1.3 抵抗器の選定

$R[\Omega]$ の抵抗器に $I[A]$ の電流を流すと，その中で $I^2R[W]$ の電力が失われ発熱するから，抵抗器はこの発熱に十分耐えられるものを選定しなければならない．この計算は簡単であるが，第1.3図の計算図表を用いると便利である．この使用法を説明しよう．たとえば「出力管 6AQ5 のプレート電流 + スクリングリッド電流 = カソード電流を 40mA とし，バイアス電圧 25V をカソードのオートバイアス抵抗で得るものとすれば，カソード抵抗は何 Ω が適当か，また定格電力いくらのもを選ぶべきか」

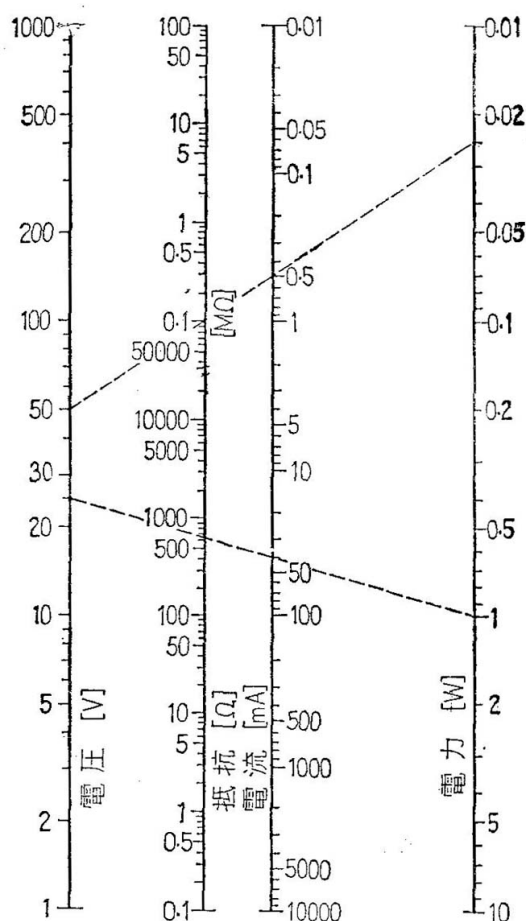
この問題に対しては第1.3図の中央の電流尺上の 40mA の点と左側の電圧尺上の 25V の点とを直線で結び，その延長が電力尺と交わる点から 1W，抵抗尺から 625 Ω が得られる．実際には 625 Ω という抵抗は標準品にはないので 680 Ω または 700 Ω で，余裕をみて 2W の抵抗器が適当である．

1.2 コンデンサ

コンデンサには固定コンデンサと可変コンデンサとがある．

1.2.1 固定コンデンサ

多くの種類があるが，その価格と要求される性能によって，使われる範囲(特に容量値の上で)がだいたいきまっている．



第1.3図

第1.3表 炭素皮膜固定抵抗器 JIS 規格(抜粋)

項 目		特 性 別 区 分						
		X 級			Y 級			
抵抗温度特性	100k Ω 未満	$\pm 0.035\%/^{\circ}\text{C}$ 以下			$\pm 0.05\%/^{\circ}\text{C}$ 以下			
	100k Ω 以上 1M Ω 未満	$\pm 0.05\%/^{\circ}\text{C}$ 以下			$\pm 0.07\%/^{\circ}\text{C}$ 以下			
	1M Ω 以上	$\pm 0.08\%/^{\circ}\text{C}$ 以下			$\pm 0.10\%/^{\circ}\text{C}$ 以下			
高 周 波 特 性 (高周波用に適用)	$R_0 \times f$	0.5	1	5	10	20	50	
	R_f/R_0	0.85	0.75	0.5	0.4	0.3	0.1	
	R_0 : 直流抵抗値 [M Ω] R_f : 高周波抵抗値 [M Ω]	f : 測定周波数 [Mc]						
負 荷 寿 命	100 Ω 未満	$\pm 2\%$ 以内			$\pm 4\%$ 以内			
	100 Ω 以上 ~ 10k Ω 未満	$\pm 1\%$ 以内			$\pm 2\%$ 以内			
	10k Ω 以上 ~ 51.1k Ω 未満	$\pm 2\%$ 以内			$\pm 4\%$ 以内			
	51.1k Ω 以上 ~ 1M Ω 未満	$\pm 3\%$ 以内			$\pm 5\%$ 以内			
	1M Ω 以上	$\pm 4\%$ 以内			$\pm 5\%$ 以内			

〔1〕マイカコンデンサ 100pF から 0.02 μ F くらいまでが、多く使われ、安定度が高い特徴があるが、最近はこの安価で小型なものの出現でラジオではほとんど使われない。昔はコンデンサの代表であった。

〔2〕磁器コンデンサ 特性の上から高誘電率系と温度補償用の 2 種に大別され、前者は温度に対する静電容量の変化はあまり重要でないが小型で大きな静電容量 (誘電率数 1000 ~ 10000 のものが製作可能) のものになり、後者は温度に対する容量の変化が直線的で、+100 ~ - 3300ppm/ $^{\circ}$ C にわたってほとんど任意に製作できる特徴がある (ppm=100 万分の 1 = 10^{-6})。

(a) 高誘電率磁器コンデンサ (JIS C6422) これはチタン酸バリウムを誘電体としてその両面に電極として銀を焼き付けそれに引出線をハンダ付けし、また本体には防湿絶縁塗装を行なっている。形状としては円板型、円筒型、角板型がラジオでは多く用いられるが、容量では使用できる電圧によってその製作可能最大値が異なるが、100pF ~ 0.05 μ F のものが製作されている。このコンデンサは高い周波数まで使えて高周波のバイパスや結合用コンデンサとして適当である。

(b) 温度補償用磁器コンデンサ (JIS C6423) これは酸化チタン磁器あるいはチタン酸マグネシウム磁器を用いたもので、1 ~ 1000pF のものが市販されている、 Q は一般に 1000 以上、絶縁抵抗は 10000M Ω 以上、定格電圧は 50V および 500V のものが多い。一般にインダクタンスの温度係数は正 (+20 ~ 60 $\times 10^{-6}$ 程度) であるから発振器の同調回路の同調容量の一部に使用すると、温度による周波数変化の小さい安定な発振器が得られ高級な受信機ではよく使われる。

〔3〕ペーパーコンデンサ 最も歴史が古く、用途も広いが構造上インダクタンス成分があるので高周波用としては適当でない。型の上からはチューブラ型と箱型に大別されるがラジオには箱型は現在使われていない。

チューブラコンデンサは定格電圧が 400V および 600V DC の 2 種、使用温度 -25 ~ +70 $^{\circ}$ C のものが一般に使われ、容量は 0.001 μ F から 0.5 μ F までの 10 ~ 17 種類のもものが市販されている。またこの一種であるが非常に小型に作られ、しかも 2 μ F までのものが市販されている MP チューブラコンデンサもあるが定格電圧は 250V 以下が多い。

〔4〕プラスチックフィルム・コンデンサ ペーパーコンデンサと同じく巻込み型のコンデンサであるが、チューブラ型のもものは温度による容量変化が小さい上に小型で耐熱性も高いものもある。ポリエステルコンデンサ、ポリスチレンコンデンサ、マイラーコンデンサ、ポリカーボネイトコンデンサなどがあり、容量範囲はポリスチレン (スチロール) コンデンサが 10pF ~ 0.025 μ F。その他は 0.01 ~ 1 μ F のものが多い。

〔5〕電解コンデンサ アルミ電解コンデンサとタンタル電解コンデンサとがあり、後者は前者よりほとんどの電気特性が優れているが価格が数倍なので、ラジオでは前者が多く使われている。電解コンデンサは同一寸法なら静電容量が他の型のものよりとび抜けて大きいし、大容量のもものが得られる (型により、使用電圧によって最大容量値は異なるが使用電圧 10V 以下なら 90000 μ F、500V なら 100 μ F 程度)。しかし欠点として、漏れ電流が他のコンデンサに比べて格段に大きく、整流特性を持っているので原則として直流用にしか使えない、低温特性がよくない、定格電圧以上の電圧を加えてはならない、規定以上のリップル電流は流さないことなどの制限がある。電解コンデンサには正負の電極があり、これを電源整流回路のような直流電圧に脈動 (リップル) 電圧が加わる場所に用いる場合には、その端子に加わる電圧は直流電圧とリップル電流による端子電圧の和であるから、実際に端子にかけることのできる直流電圧は定格使用電圧より低い。たとえば定格電圧 300V、サージ電圧 (短時間だけ許される最大電圧) 350V、10 μ F のコンデンサにリップル電流 150mA (周波数は全波整流 (92 ページ) なので 120c/s) を流しながら使う場合にはコンデンサ両端のリップル電圧は

$$E = \frac{I}{\omega C} = \frac{150 \times 10^{-3}}{2\pi \times 120 \times 10 \times 10^{-6}} \approx 19.9[V]$$

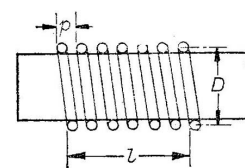
となり、最大値はこの $\sqrt{2}$ 倍=28.2V であるから連続してかけることができる使用直流電圧は、300 - 28.2 = 271.8V 以下である。

1.2.2 可変コンデンサ (バリコン)

ラジオで使われるバリコンは連動 (ギヤング) バリコンであるが、その構造が堅固で、その可動片 (ロータ) の回転によって雑音が発生しないことが必要条件である。もともとバリコンの選定は受信機設計のうち最も重要なものの 1 つで定評のあるメーカー品を選定するより仕方はないが、短波用では特に Q の高いバリコンを用いる。バリコンには空気バリコン、ポリバリコン、セラミックバリコンなどがあるが容積が許されれば空気バリコンが望ましい。なおラジオ用バリコンは最大容量 430pF から種々のものがあるが最小容量は最大容量値にほとんど関係なく 12 ~ 10pF であることは知っておかねばならない。

1.3 コイル (高周波および中間周波用)

1.4 で述べる同調回路の計算から必要なインダクタンスの値が決まれば、つぎにはできるだけ性能のよいコイルを設計せねばならない。コイルの良否は Q の大小で表わされる。 $Q \equiv \omega L/R$ ここで $\omega = 2\pi f$, f はコイルの使用周波数, L はコイルのインダクタンス, R はコイルの (直流抵抗 + 高周波抵抗) である。 Q の大きなコイルほど同調回路用として性能がよいので短波では許される限り直径の大きい単層コイル (ソレノイドという) を用いる。実用されるコイルはソレノイドのほかにハネカムコイルがあるが、最近の市販品はコイルポピンの中に銅垂鉛系フェライトの丸棒のコアをそう入し, Q を高めると共にコイルの小型化, L の調整を行なっている。たとえば直径 7.2mm の中波用同調コイルは $205\mu\text{H}$, コアによる変化範囲 $\pm 5\%$ 以上, Q は 70 以上, 短波用コイルは $4.06\mu\text{H} \pm 5\%$ 以上, $Q > 80$ (4Mc において) のものがある。



第 1.4 図 ソレノイド

1.3.1 ソレノイド (単層円筒型コイル) の設計

一般にコイルの Q は, その直径 D が大きいほど大きくなる。しかし小型受信機では, その取付場所の制限から D は 25mm 以下が使われ, 市販品のコイルも 15~25mm のものが多い (発振コイルのみは 8mm のものまでである)。なお短波用で Q を重要視すれば, D は 20mm 以上が適当である ($Q \propto D^{0.87}$ となる)。

〔1〕インダクタンスの簡単な計算式

$$L = \frac{DN^2}{102S + 45} \quad [\mu\text{H}] \quad (1.1)$$

ただし, $S = \ell/D$, ℓ : コイルの長さ [cm]

D : コイルの直径 [cm], N : 巻回数

この式は S が 0.25 と 1.0 との間であれば相当正確である。しかし一般には次式の方が正確である。

$$L = \frac{\pi^2 D^2 N^2 K}{\ell} \times 10^{-3} \quad [\mu\text{H}] \quad (1.2)$$

$$\text{ただし, } K: \text{長岡係数} \equiv \frac{2.25}{\left(2.25 + \frac{D}{\ell}\right)}$$

なお, (1.2) 式を書きかえると

$$L = K_1 n^2 D^3 \times 10^{-3} [\mu\text{H}] \quad (1.3)$$

$$L = K_2 n^2 \ell^3 \times 10^{-3} [\mu\text{H}] \quad (1.4)$$

ここで, $n = N/\ell$: 長さ 1cm あたりの巻数

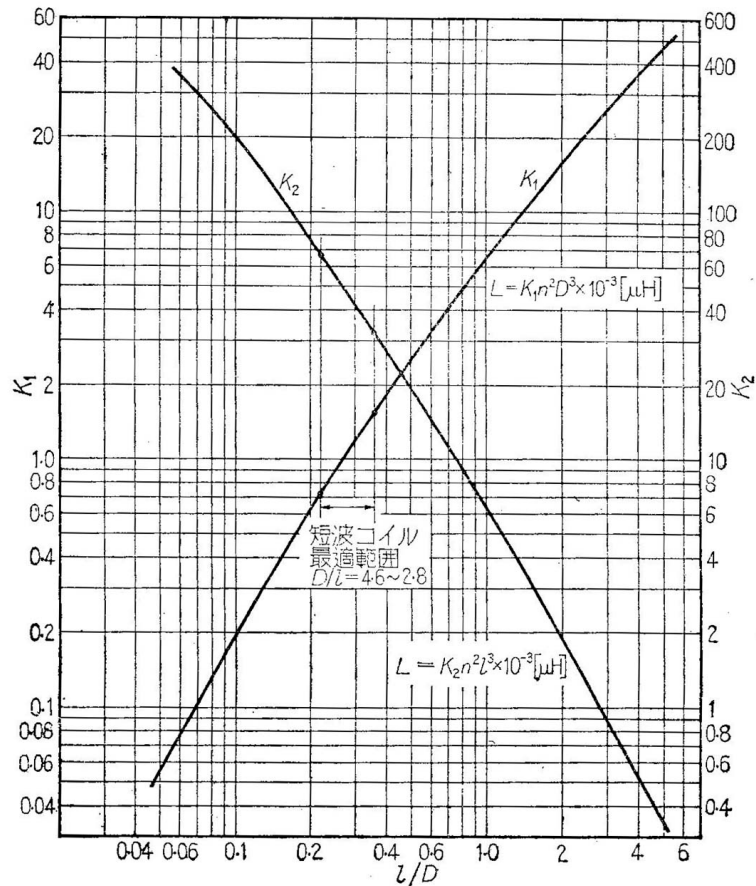
なお, K_1, K_2 は第 1.5 図に示した値となる。これらの式から L は D/ℓ が一定なら N^2 に比例することがわかる。

〔2〕巻線の直径 d d を大きくすれば Q はある程度増すが, D が一定なら最適寸法は

$$d = \frac{\ell}{\sqrt{2}N} \approx \frac{0.7}{n} [\text{cm}] \quad (1.5)$$

たとえば $\ell = 1\text{cm}$, $N = 10$ のコイルなら $d = 0.7\text{mm}$ となる。実際に短波用コイルには 0.3~0.8mm のエナメル (被覆) 銅線または錫めっき銅線が使われ, 中波用のコイルには 0.2mm 前後のエナメル線が使われているが, この式の与える値とほぼ合う。

〔3〕 d/ℓ および p/d の最適値 d は太い方が Q は大きいといっても第 1.4 図に示した, ピッチ p (巻線の中心間の距離のこと) と d との比, p/d は 2~2.5 が最適値で, p があまり大きいと Q はかえって下がる。中波では $p \approx d$, つまり密接巻とすることがコイルの寸法の点から要求されることが多いが, 短波では少なくとも 5Mc 程度より上では p/d は上



第 1.5 図 単層円筒型コイルのインダクタンス (第 1.4 表参照)

記の値とするのがよい。つぎに p, d, L などをも一定のまま D/l だけを変えると、 Q が最大となる D/l の値は第 1.6 図のように一般には 3 程度になるが、 d を最適値とし、 D を一定とすれば 2 以下が使われる。

短波の場合には p/d の値は別として、 D/l は実際のコイルでは寸法の点からこの値は満足させられないことが多い。しかし Q は D/l の値によって著しく変わるわけでもないので、短波用コイルはできるだけ d を大きくし、 D/l を 1 以上とするように努めればよい。短波で D/l は 4.6 ~ 2.8 が最適であるが、中波コイルでは D/l は 0.5 ~ 0.8 程度が最適値のようである。

4) L と N との関係 (1.2) ~ (1.4) 式から N はただちに計算されよう。また、 M と l とがわかればどのような線を使用すればよいか。これは 1cm あたりの巻数 $n = N/l$ を求め、第 1.4 表を参照して許される最大の巻線直径 d を求めて、(1.5) 式の d とも対比して最適の線を決定する。

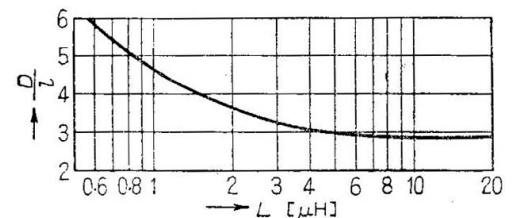
コイルの設計に便利な図表は多数発表されているが、第 1.7, 1.8 図はその一例である。

【設計例】 $L = 1.3\mu\text{H}$ のコイルを設計せよ。巻枠 (コイル・ポビン) は直径 2cm のものを使用すること。

- (i) l の決定 このようなコイルでは D/l は 2 程度にとればよく、 l は 1cm とする。
- (ii) N の決定¹ (1.1) 式から

$$N = \sqrt{\frac{L(102S + 45)}{D}} = \sqrt{\frac{1.3(102 \times 0.5 + 45)}{2}} \cong 7.9 (\cong 8)$$

(iii) d の決定 (1.5) 式から $d = 0.0895\text{cm} = 0.9\text{mm}$ となる。これが適当かどうかは p/d を吟味してみればよい。 $l = p \times (N - 1)$ から $p = 1.25$ となるから $p/d \cong 1.4$ となり、最適値 2 とするためには d は逆に 0.625mm としなけれ



第 1.6 図 最適の D/l と L との関係 ($p/q = 2 \sim 2.5$ の場合)

¹ 下記の式を計算してみると $N = 6.9$ となる。したがって、これ以降の式の値も違ってくるが、ここでは原著のままにしておいた PDF 版注

第 1.4 表 コイル用銅線の例

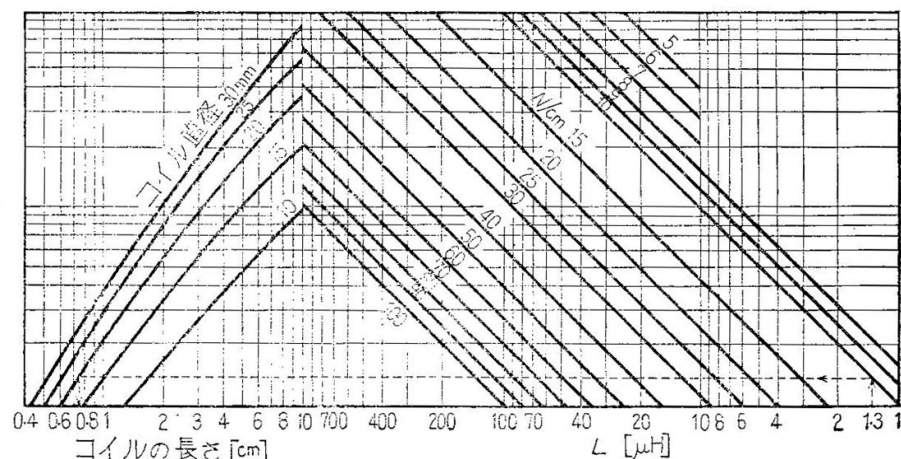
直径 [mm]	1cm に 並 ぶ 巻 数			安全電流* [A]
	(油性) エナメル銅線 (EW)	ポリウレタン銅線 (UEW)	ホルマール銅線 (PVF)	
2.0	4.7	1 種 インダクタンス用のコイルにはその絶縁 皮膜が一重のものが用いられる。		7.2
1.6	5.8			4.6
1.2	7.6			2.6
1	9.0			1.8
1.0	9.4	2 種 EW, UEW, PVF はすべて一重皮膜の エナメル線で皮膜の材質によって特性 のすべてが決まる。EW は安いことが 特長。UEW は最も細い線まで作れる (0.010mm~2.0mm) が、コイル用の線 として最も多く使われる。はんだ付けが 容易で、可とう性もよい。PVF は電力 用が多く、5.0mm くらいの太い線まで製 造されている。磨耗に強いことが特長。		1.8
0.8	11.7			1.15
0.6	15.5			0.65
0.4	22.7			0.29
0.32	28.0			0.18
0.28	31.8			0.15
0.24	36.4			0.1
0.20	43.2			0.07
0.18	47.3			0.06
0.16	52.9			0.04
0.14	59.8			0.035
0.12	68.0			0.026
0.10	80.0	0.018		
0.06	121.0	0.0068		

[注] 1種, 2種は皮膜の厚さによる区別で, 1種の方が厚い。安全電流は $230\text{A}/\text{cm}^2$ で計算した。パワートランスの場合は本表の値の約 65~70% とする。
二重綿巻線 (DCC) や二重絹巻線 (DSC) は最近ほとんど使われないが, リッツ線には一重または二重絹巻線 (LZS) および LZD が使われる。

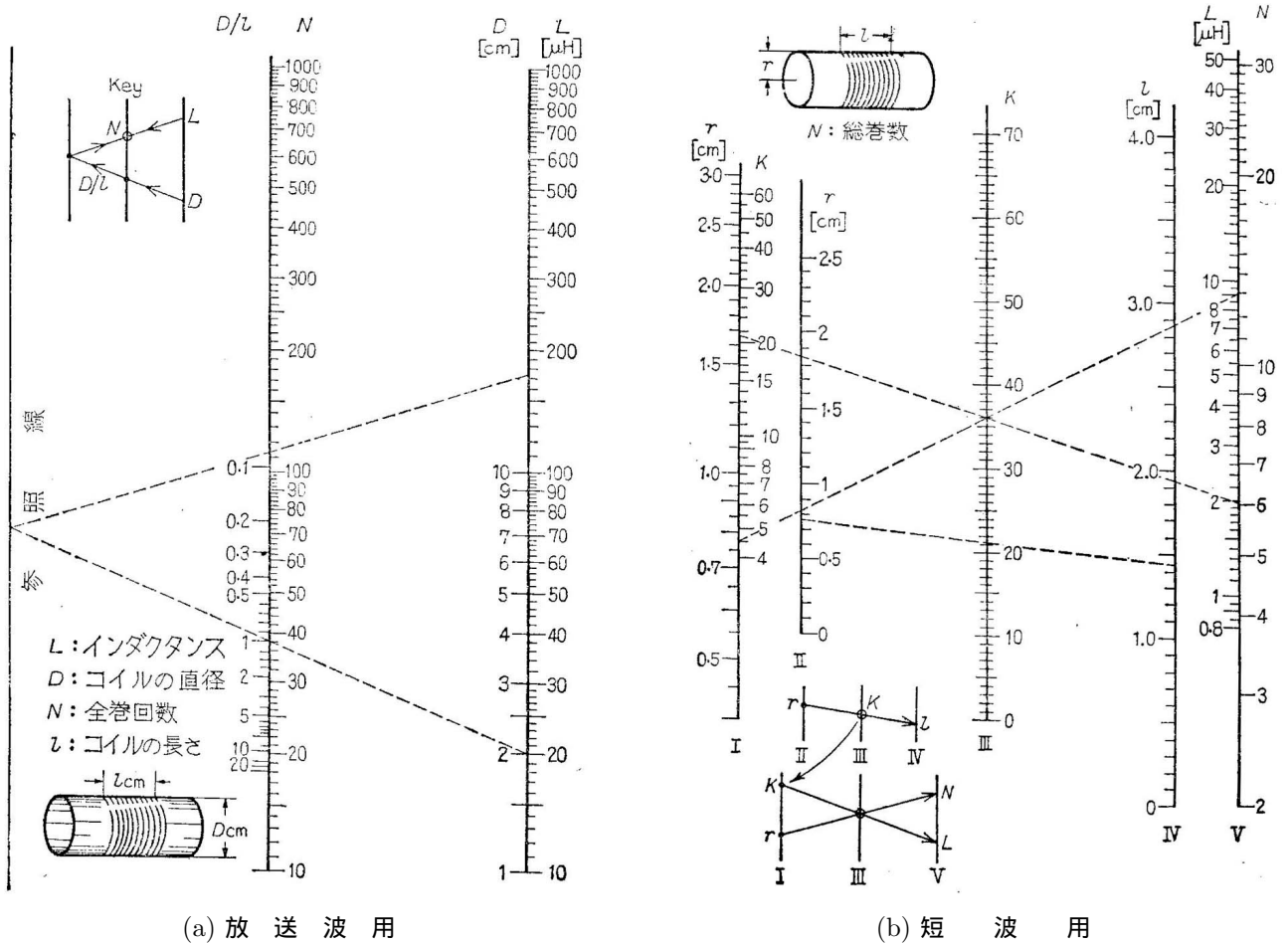
ばならない。実際のコイルのテストの結果では, d は $0.8\sim 0.6\text{mm}$ であれば大差はなく, この程度の線が使用にも便利である。

以上のような計算を行なわないで第 1.7 図による設計法を示そう。 $D = 20\text{mm}$, $L = 1.3\mu\text{H}$ のコイルは, 横軸右方の $1.3\mu\text{H}$ と $N/\text{cm} = 10$ ($\therefore p = 1\text{mm}$, 巻数の少ない短波コイルでは p は 1mm 程度が最適である 小型コイルの場合) の線との交点から左に水平に進んで $D = 20\text{mm}$ の曲線との交点を求め, それから垂線を下すと左の横軸コイルの長さ $\ell = 0.74\text{cm}$ が得られるから p が 1mm であることから, N は 7 回と 8 回との間となる。また, ℓ を最初にきめて逆に N/cm を求め, p をきめてもよい。

なお, 全波受信機に用いるような小型コイルでは中波から 6Mc 程度までは密接巻とすることが多い。この場合には ℓ が制限され, または D/ℓ が最初から与えられれば, N を決定してその N 巻が ℓ の間に巻けるような線の太さを第 1.4 表を参考にして求めればよい。



第 1.7 図 ソレノイド設計図表



第 1.8 図 ソレノイド設計図表

第 1.8 図についても簡単に使用法を説明すると、まず (a) 図は主として中波用で、たとえば $D = 2\text{cm}$ が与えられ、 $D/l = 1$ に巻くときは D 線の 2 と D/l 線の 1 とを結び、その延長が左端の参照線と交わる点を、所要のインダクタンス (この例では $175\mu\text{H}$ とする) に相当する L 線上の点と結ぶ線が N 線と交わる点から $N = 113$ 回が得られる。 $l = D = 2\text{cm}$ であるから使用線は $d = 20/113 = 0.177\text{mm} \approx 0.18\text{mm}$ のものが適する。

(b) 図は短波用¹でたとえば $D = 15\text{mm}$ の巻枠に $d = 0.6\text{mm}$ のエナメル線を、1 本間隔のスペース巻き ($\therefore p = 1.2\text{mm}$) にして 13 回巻けばインダクタンスはいくらか、これを求めてみる。まず、 $r \approx 0.75\text{cm}$ としてもよいが正確には

$$r = 0.75 + \frac{0.06}{2} = 0.78\text{cm}$$

$$l = 0.06 \times 2 \times (13 - 1) = 1.44\text{cm}$$

である。

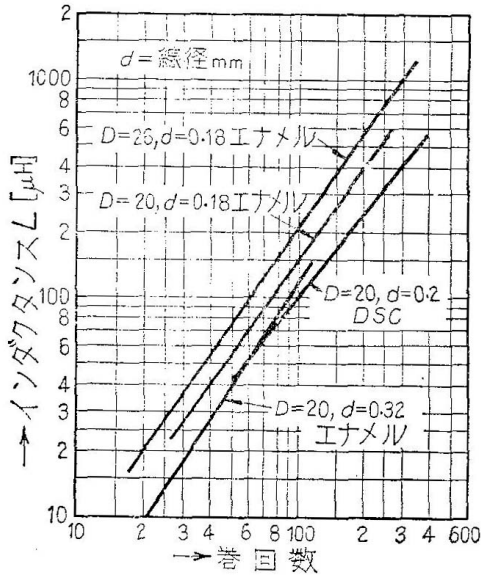
図表の左側 II 尺上の $r = 0.78\text{cm}$ の点と IV 尺上の $l = 1.44\text{cm}$ の点とを結び III 尺上の交点から $k = 21.5$ をうる。つぎに I 尺の $r = 0.78\text{cm}$ の点から V 尺の $N = 13$ の点とを結び III 尺との交点に印をつける。最初に求めた $K = 21.5$ を I 尺上の K 目盛にとり、この交点と結べばその延長から V 尺上に $L = 2\mu\text{H}$ をうる。

さて、このように種々の計算図表があるが実際上最も便利なものは第 1.9 図に例を示すようなものを自作することで、一般に D や d はきまっているから、 N と L との関係図表を以上の式を利用して作ればよい。

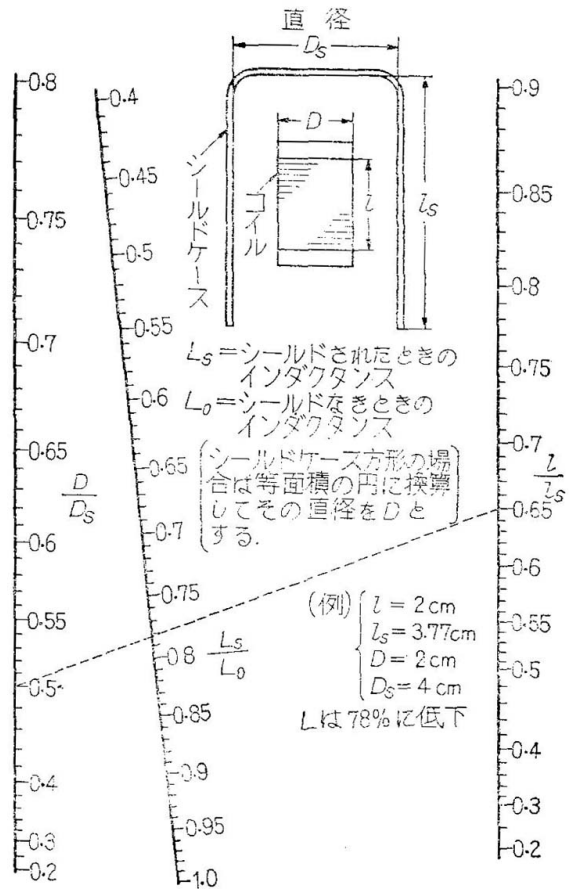
ソレノイドの実際の L は計算値と比較的よく合うものであるが、それでも精密に所要値に合わせるには磁心 (フェライト) を用いて L を 10% 程度は容易に加減できるようにしたものが必要である。

最後にコイルはシールドケースに入れると一般に L は減少し Q は低下する。しかしコイルの直径がシールドケースの直径の $1/2$ 以下で、コイルの巻線の上下両端とシールドケースとの距離もコイルの直径以上にすれば、 Q の低下は 10% 以下、 L の低下は 15% 程度と見込まれる。第 1.10 図はその計算図表である。

¹ 本図表は筒井孝胤氏の発案による。



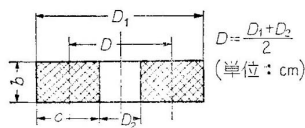
第 1.9 図 密接コイルのインダクタンス



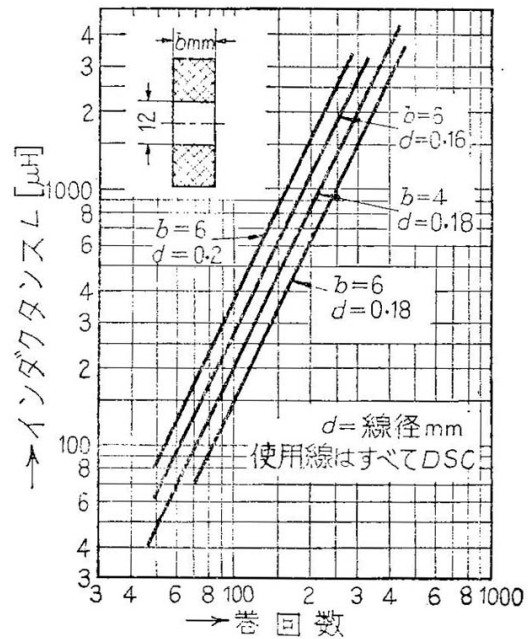
第 1.10 図 シールドされたコイルのインダクタンス計算図表

1.4 ハネカム (蜂の巣) コイルの設計

ハネカムコイルは分布容量が多いので、同一バリコンで同調できる周波数範囲がソレノイドより狭く、 Q も低いので短波帯では使えないが小型であるため中波帯、中間周波には賞用される。なお実際にはコイルの巻枠内にフェライトを磁心としてそう入し、インダクタンスを $\pm 10\%$ 程度加減したり、正確な L の値に調整したりする。フェライトは丸棒の型に作るほかツボ型にしてコイルを内部に入れ、シールド効果を兼ねさせて



第 1.11 図 ハネカムコイル



第 1.12 図 ハネカムコイルのインダクタンスと巻数の一例

小型で大きなインダクタンスを持たせる構造が中間周波変成器に用いられている。

〔1〕インダクタンスの計算式 すでに巻いてあるハネカムコイルの L を求めるには北垣成一氏の次式が便利である。

$$L = K_H DN^2 \times 10^{-3} [\mu\text{H}] \tag{1.6}$$

ただし $K_H = \frac{10^3}{115 \frac{b+c}{D} + 40}$ はコイルによる定数

N は全巻数 (第 1.11 図参照)

しかし L を与えてハネカムコイルの諸定数を求める式はなく、一般にはコイルの使用線をきめて巻幅 b を一定とした種々な巻数 N のコイルを作りその L を実測し、 N 対 L の実験曲線を作って置く。そして所要の L に対して N を求めコイルを巻くことが多い。第 1.12 図はその一例である。

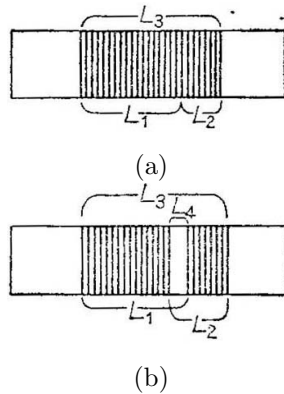
〔2〕使用電線について 最近までのハネカムコイルにはエナメル線、もしくは軟銅線に絹または綿糸を巻いたものを用いていたが合成樹脂皮膜を用いたハネカムワイヤが開発されてからコイルの寸法および特性の均一化が容易になり、コイルの小型化と特性向上が実現してきた。なおハネカムコイルの Q を高めるためリッツ線を使うことはよく知られている。リッツ線は絶縁された細い線 (たとえば直径 0.07mm) をより合わせ、そのより線を再び編んだもので普通のより線とは異なる。リッツ線を用いた方が有利な周波数帯はリッツ線の構成や製作方法できまる。たとえば 0.07mm×15 本のリッツ線は約 600kc 以下に相当するなどである。

1.4.1 コイルの相互インダクタンスの計算

コイルの相互インダクタンス M の計算はコイルの一次、二次の組合せが無数にあるためはなはだやっかいで、実用されるのは特定の場合だけであって、一般には Q メータなどで実測してきめる。

〔1〕ソレノイドコイルの M

これは第 1.13 図のように一次、二次が同一巻枠上に同一種類の線で巻かれている場合の計算であるが、(a) 図は一次、二次が密接して巻かれている場合で L_1, L_2 および L_3 (L_3 は L_1 と L_2 とが 1 つのコイルとして巻かれているとして求める) のインダクタンスを求めれば



$$M = \frac{1}{2}(L_3 - L_1 - L_2) \tag{1.7}$$

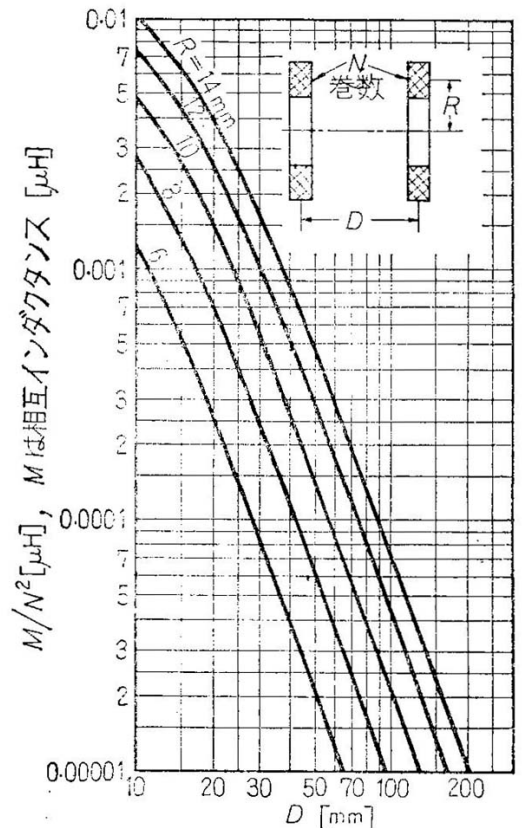
たとえば $L_1 = 200\mu\text{H}$, $L_2 = 20\mu\text{H}$, $L_3 = 250\mu\text{H}$ とすれば、 $M = 15\mu\text{H}$ となる。

(b) 図は一次、二次間に間隔がある場合で、このときはこの間隔部分も巻いてあるものとして、それぞれの L を計算すれば¹

$$M = \frac{1}{2}\{(L_3 + L_4) - (L_1 + L_2)\} \tag{1.8}$$

〔2〕ハネカムコイル相互間の M 第 1.14 図に一例を示す。

たとえば $N = 300$ 回、 $R = 8\text{mm}$ のハネカムコイル ($L \approx 1\text{mH}$) 2 個の $D = 30\text{mm}$ とするときの M を求めてみよう。



第 1.14 図 ハネカムコイルの相互インダクタンスとコイル間隔

¹ 中等径同軸ソレノイドの便利な計算法としては、北垣成一氏による論文がある (『電気通信学会雑誌』, 昭和 21 年 6 月, 139 ページ)。

第 1.14 図から $M/N^2 = 0.00025$ を得、したがって

$$M = 22.5\mu\text{H}$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = 2.25\%$$

となる。

1.5 同調回路

インダクタンス L のコイルと静電容量 C のコンデンサから成り立つ同調回路の共振周波数は、周知のように次式で計算される。

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{L_{(\text{H})} C_{(\text{F})}} [\text{c/s}] \quad (1.9)$$

$L_{(\text{H})}$ は H(ヘンリ-) を単位としたインダクタンスの意味で、 $C_{(\text{F})}$ は F(ファラド) で表わした静電容量である。以下この要領で示すと

$$L_{(\mu\text{H})} \cdot C_{(\text{pF})} = \frac{25330}{f_{(\text{Mc})}^2} \quad (1.10)$$

$$f_{(\text{kc})} = \frac{159200}{\sqrt{L_{(\mu\text{H})} C_{(\text{pF})}}} \quad (1.11)$$

となる。(1.11) 式は明らかに

$$f_{(\text{Mc})} = \frac{159}{\sqrt{L_{(\mu\text{H})} C_{(\text{pF})}}}$$

とも書ける。また、第 1.15 図はだいたいの見当をつけるのに便利な図表である。

さて、受信機では同調回路は高周波、中間周波、ヘテロダイン発振の各部に用いられるが、たとえば中間周波ではその中心周波数に同調させればよいが、高周波では受持ちの受信周波数帯全部に同調できなければならないので、その設計ではまずバリコンをきめて、これに適合するコイルの L を求めることになる。これらの実際設計法は第 3 章でさらに説明しよう。同調回路の共振特性については非常に重要であるが、無線工学の教科書で十分理解しているものとしてここでは設計に直接必要な式のみ列挙する。

(1) 同調回路選択度 6.1.1 参照 (以下の記号は同節および第 6.2 図に示すものを用いる)。

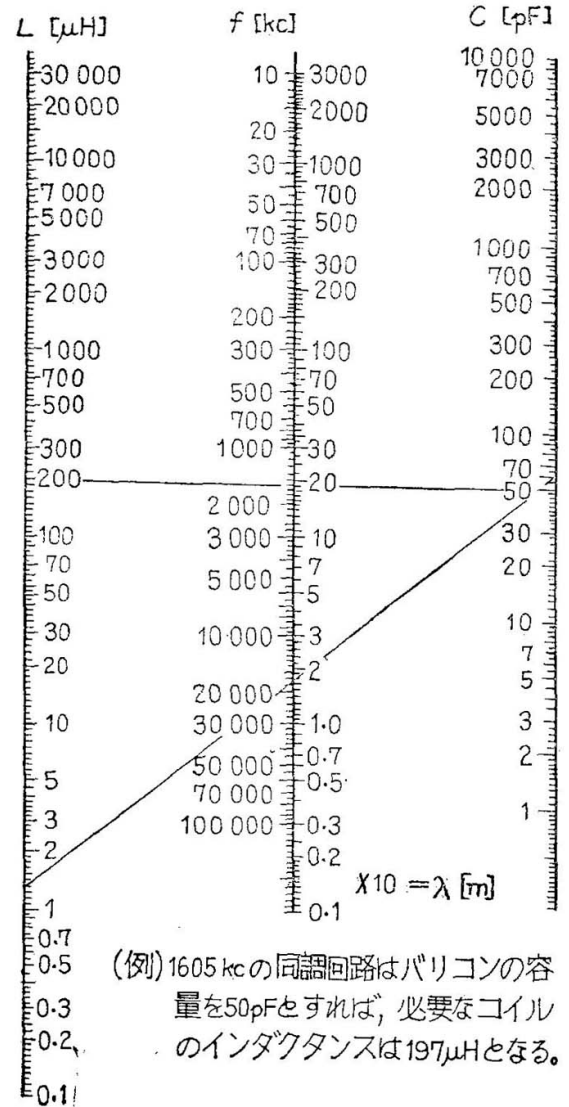
(2) 同調回路をプレート負荷とするときの増幅回路の増幅度 真空管のプレート負荷をとすれば、増幅度 = 利得は

$$\text{利得} = \frac{\mu Z_p}{Z_p + r_p} = \frac{g_m}{\frac{1}{r_p} + \frac{1}{Z_p}}$$

となる。 Z_p は共振周波数に対しては $Z_p = L/C_r = Q\omega_r L$ であり、また増幅管が五極管なら $r \gg Z_p$ が一般に成立するので

$$\text{利得} = g_m \cdot Q\omega_r L = g_m \cdot R_0 \quad (1.12)$$

R_0 は同調回路の共振インピーダンスで、 Q が一定なら利得は周波数が高いほど大きくなる。



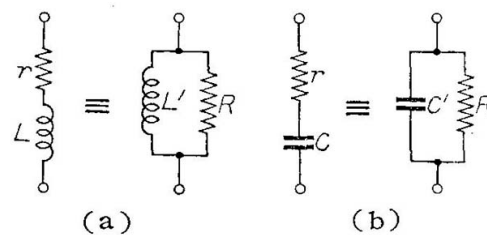
第 1.15 図 同調回路設計図表

(3) 直列接続と並列接続とのインピーダンス等価関係 第 1.16 図

(a) のように、インダクタンス L と抵抗 r との直列接続が、インダクタンス L と抵抗 R との並列接続に等価なら

$$R = r \left[1 + \left(\frac{\omega L}{r} \right)^2 \right],$$

$$L' = L \left[1 + \left(\frac{r}{\omega L} \right)^2 \right]$$



第 1.16 図 等価回路

同図 (b) のように、容量 C と r との直列接続が、 C' と R との並列接続に等価なら

$$R = r \left[1 + \left(\frac{1}{\omega C r} \right)^2 \right],$$

$$C' = \frac{C}{1 + (\omega C r)^2}$$

これらの式で $\omega L \gg r, 1/\omega C \gg r$ が成立するときは

$$R = \frac{(\omega L)^2}{r}, \quad L' = L \quad (1.13)$$

$$R = \frac{1}{(\omega C)^2 r}, \quad C' = C \quad (1.14)$$

(1.14) これらの式は高周波回路の計算によく用いられる。

1.6 真空管

受信機的设计にあたって真空管の正しい使用法の知識が重要であることはいうまでもないが、真空管の規格や特性曲線は備えておく必要がある。本書でも真空管の基本回路について解説すべきであるがオーム文庫その他に適当な専門書が出現したので割愛することとした。なお本書ではラジオ用として特性および価格の点で適当な種類のみをとりあげてある。

1.7 デシベル

二つの電力の間の比を表わすのに、計算に便利なようにこの比を対数の比で表わした場合の単位がベル²であり、デシベル (記号は dB) はその 1/10 の単位である。たとえば二つの電力 P_1, P_2 の比をデシベルで表わせば

$$10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad [\text{dB}] \quad (1.15)$$

このとき $P_2 > P_1$ なら上式の値は正数となり、利得 (gain) と呼ばれ、 $P_2 < P_1$ なら負数となり損失 (loss) または減衰と呼ぶ。数値例で示すと、受信機の低周波電力増幅管のグリッド側に 1mW (ミリワット) の入力に加えられたとき、そのプレート側に得られる出力が 1W なら、その間の電力増幅度すなわち利得は $P_2 = 1, P_1 = 1 \times 10^{-3}$ であるから

$$\text{利得} = 10 \log_{10} 1/10^{-3} = 10 \log_{10} 10^3 = 30 \text{dB}$$

となる。逆に 1W の入力を加えて 1mW の出力しか得られないような回路があれば、その回路内の損失つまり減衰は

$$\text{利得} = 10 \log_{10} 1/10^{-3} = -30 \text{dB}$$

² ベル (Bel) は電話の発明者 A. G. Bell にちなんで名付けられた。この記号はわが国では B で表わし、デシベルは dB と書くことになっているがアメリカでは db と書く。

から 30dB(または, -30dB の利得ともいえる) である。つぎに電力は, その電力が与えられる負荷抵抗を R , R の端子電圧を E , R 中の電流を I とすれば $P = E^2/R = I^2R$ という関係があるので, 負荷が同じなら二つの電力の比は

$$10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 20 \log_{10} \frac{E_2}{E_1} = 20 \log_{10} \frac{I_2}{I_1}$$

が成り立つ。したがって電力比で 10dB なら, 電圧または電流の比ではその 2 倍の 20dB になることがわかる。受信機的设计では電力比よりも電圧比を多く用いるから, dB 値と電圧比の実値との関係のうち簡単なものは暗記しておくがよい。その 2, 3 をあげると

$$\begin{aligned} 20\text{dB} &= 10 \text{ 倍}, & (-20\text{dB} &= 1/10 \text{ 倍}), & 40\text{dB} &= 100 \text{ 倍} \\ 3\text{dB} &= \sqrt{2} \text{ 倍}, & 6\text{dB} &= 2 \text{ 倍}, & 10\text{dB} &= 3 \text{ 倍} \end{aligned}$$

第 1.5 表はデシベルから利得または損失を求める表で, 第 1.6 表は電圧比から dB を逆に求める表である。後者では, 電力比に対する dB を求めるにはこの表から同値の電圧比に対する dB を求め, その 1/2 とすればよい。

つぎに dB を用いるとどんな利益があるかを説明しよう。まず対数の計算では二つの数 a, b の積 ab の対数はつぎのように書ける。

$$\log_{10}(a \times b) = \log_{10} a + \log_{10} b$$

同じく a と b との比 a/b の対数もつぎのように差の形となる。

$$\log_{10} \frac{a}{b} = \log_{10} a - \log_{10} b$$

したがって高周波 1 段増幅 検波 低周波増幅のような構成の受信機があって, その各段の増幅度がそれぞれ 60, 8, 120 であれば, 総合増幅度は $60 \times 8 \times 120 = 57600$ となる。しかし, これらを dB で表わしておけば第 1.6 表から $60 = 35.563\text{dB}$, $8 = 18\text{dB}$, $120 = 100 \times 1.2 = (40 + 1.584)\text{dB}$ で総合利得はこれらの和の 95.15dB となり取扱いに便利である。もちろん, 各段の増幅度は直接 dB で目盛った測定器で測れるから, 表を用いて換算する必要はない。さて, dB は電力や電圧, 電流などの比を表わすものであるからその一方を基準となる値にとってもよい。たとえば受信機の入力電圧などでは $1\mu\text{V}$ を基準とし, これを 0dB と定める ($\log_{10} 1/1 = 0$ となるからである)。したがって入力が $0.5\mu\text{V}$ ならこれは -6dB であることが第 1.6 表からもわかる。いま, 前の例の受信機の入力にこの $0.5\mu\text{V}$ の信号を加えると, 出力電圧は

$$\begin{aligned} 95.1 - 6 &\doteq 89\text{dB} = 80\text{dB} + 9\text{dB} = 10000 \times 2.8183 \\ &= 28183\mu\text{V} \doteq 0.028\text{V} \end{aligned}$$

となり, また各段の出力における電圧も簡単にわかる。なお, dB で表わした値は必要のないかぎりそのまま和または差の計算を活用し, 最後にデシベル表から普通の数値に換算すればよい。dB を実際に用いた計算例は, 以下の説明にいくつも出てくる。

1.8 雑音

受信機の出力に現われる雑音 (ノイズ, noise) には外来雑音によるものと受信機の内部から出るものがある。受信機を設置場所や天候によっては外部雑音の方が圧倒的に重要であるが, 受信機で識別できる最低の電波の強さは一般に内部雑音によって決まる一定の限度があり, それ以下の電波は受信できない。受信機では信号電圧と雑音電圧の比を信号対雑音比 (S/N) と呼ぶ。受信機出力での S/N はラジオ受信の場合 30dB 以上であることが望ましい。さて受信機の内部から発生する雑音には熱雑音, 真空管雑音, 機械的接触不良にもとづく雑音, 電源のハムなどがあるが, 注意深い設計とすぐれた部分品の採用によって熱雑音と真空管雑音以外のものはほとんど無視できるように製作できる。したがってここではこの 2 種類の雑音のみ説明する。

第 1.5 表 デシベル → 電圧 (電流) 比, 電力比

デシベルが与えられて, 電力および電圧, 電流比を求める表。

デシベル [dB] の正値は右側 (→) の欄, 負値は左側 (←) の欄を読む。[例] ±9.1dB は下表のように求められる。

					電力比 電圧比					
					+9.1dB	1.128	2.851			
					-9.1dB	0.123	0.3508			
← -dB+ →					← -dB+ →					
電圧比	電力比	dB	電圧比	電力比	電圧比	電力比	dB	電圧比	電力比	
1.0000	1.0000	0.0	1.000	1.000	0.6683	0.4467	3.5	1.496	2.239	
0.9886	0.9772	0.1	1.012	1.023	0.6607	0.4365	3.6	1.514	2.291	
0.9772	0.9550	0.2	1.023	1.047	0.6531	0.4266	3.7	1.531	2.344	
0.9661	0.9333	0.3	1.035	1.072	0.6457	0.4169	3.8	1.549	2.399	
0.9550	0.9120	0.4	1.047	1.096	0.6383	0.4074	3.9	1.567	2.455	
0.9441	0.8913	0.5	1.059	1.122	0.6310	0.3981	4.0	1.585	2.512	
0.9333	0.8710	0.6	1.072	1.148	0.6237	0.3890	4.1	1.603	2.570	
0.9226	0.8511	0.7	1.084	1.175	0.6166	0.3802	4.2	1.622	2.630	
0.9120	0.8318	0.8	1.096	1.202	0.6095	0.3715	4.3	1.641	2.692	
0.9016	0.8128	0.9	1.109	1.230	0.6026	0.3631	4.4	1.660	2.754	
0.8913	0.7943	1.0	1.122	1.259	0.5957	0.3548	4.5	1.679	2.818	
0.8810	0.7762	1.1	1.135	1.288	0.5888	0.3467	4.6	1.698	2.884	
0.8710	0.7586	1.2	1.148	1.318	0.5821	0.3388	4.7	1.718	2.951	
0.8610	0.7413	1.3	1.161	1.349	0.5754	0.3311	4.8	1.738	3.020	
0.8511	0.7244	1.4	1.175	1.380	0.5689	0.3236	4.9	1.758	3.090	
0.8414	0.7079	1.5	1.189	1.413	0.5623	0.3162	5.0	1.778	3.162	
0.8318	0.6918	1.6	1.202	1.445	0.5559	0.3090	5.1	1.799	3.236	
0.8222	0.6761	1.7	1.216	1.479	0.5495	0.3020	5.2	1.820	3.311	
0.8128	0.6607	1.8	1.230	1.514	0.5433	0.2951	5.3	1.841	3.388	
0.8035	0.6457	1.9	1.245	1.549	0.5370	0.2884	5.4	1.862	3.467	
0.7943	0.6310	2.0	1.259	1.585	0.5309	0.2818	5.5	1.884	3.548	
0.7852	0.6166	2.1	1.274	1.622	0.5248	0.2754	5.6	1.905	3.631	
0.7762	0.6026	2.2	1.288	1.660	0.5188	0.2692	5.7	1.928	3.715	
0.7674	0.5888	2.3	1.303	1.698	0.5129	0.2630	5.8	1.950	3.802	
0.7586	0.5754	2.4	1.318	1.738	0.5070	0.2570	5.9	1.972	3.890	
0.7499	0.5623	2.5	1.334	1.778	0.5012	0.2512	6.0	1.995	3.981	
0.7413	0.5495	2.6	1.349	1.820	0.4955	0.2455	6.1	2.018	4.074	
0.7328	0.5370	2.7	1.365	1.862	0.4898	0.2399	6.2	2.042	4.169	
0.7244	0.5248	2.8	1.380	1.905	0.4842	0.2344	6.3	2.065	4.266	
0.7161	0.5129	2.9	1.396	1.950	0.4786	0.2291	6.4	2.089	4.365	
0.7079	0.5012	3.0	1.413	1.995	0.4732	0.2239	6.5	2.113	4.467	
0.6998	0.4898	3.1	1.429	2.042	0.4677	0.2188	6.6	2.138	4.571	
0.6918	0.4786	3.2	1.445	2.089	0.4624	0.2138	6.7	2.163	4.677	
0.6839	0.4677	3.3	1.462	2.138	0.4571	0.2089	6.8	2.188	4.786	
0.6761	0.4571	3.4	1.479	2.188	0.4519	0.2042	6.9	2.213	4.898	

← -dB+ →					← -dB+ →				
電圧比	電力比	dB	電圧比	電力比	電圧比	電力比	dB	電圧比	電力比
0.4467	0.1995	7.0	2.239	5.012	0.2661	0.07079	11.5	3.758	14.13
0.4416	0.1950	7.1	2.265	5.129	0.2630	0.06918	11.6	3.802	14.45
0.4365	0.1905	7.2	2.291	5.248	0.2600	0.06761	11.7	3.846	14.79
0.4315	0.1862	7.3	2.317	5.370	0.2570	0.06607	11.8	3.890	15.14
0.4266	0.1820	7.4	2.344	5.495	0.2541	0.06457	11.9	3.936	15.49
0.4217	0.1778	7.5	2.371	5.623	0.2512	0.06310	12.0	3.981	15.85
0.4169	0.1738	7.6	2.399	5.754	0.2483	0.06166	12.1	4.027	16.22
0.4121	0.1698	7.7	2.427	5.888	0.2455	0.06026	12.2	4.074	16.60
0.4074	0.1660	7.8	2.455	6.026	0.2427	0.05888	12.3	4.121	16.98
0.4027	0.1622	7.9	2.483	6.166	0.2399	0.05754	12.4	4.169	17.38
0.3981	0.1585	8.0	2.512	6.310	0.2371	0.05623	12.5	4.217	17.78
0.3936	0.1549	8.1	2.541	6.457	0.2344	0.05495	12.6	4.266	18.20
0.3890	0.1514	8.2	2.570	6.607	0.2317	0.05370	12.7	4.315	18.62
0.3846	0.1479	8.3	2.600	6.761	0.2291	0.05248	12.8	4.365	19.05
0.3802	0.1445	8.4	2.630	6.918	0.2265	0.05129	12.9	4.416	19.50
0.3758	0.1413	8.5	2.661	7.079	0.2239	0.05012	13.0	4.467	19.95
0.3715	0.1380	8.6	2.692	7.244	0.2213	0.04898	13.1	4.519	20.42
0.3673	0.1349	8.7	2.723	7.413	0.2188	0.04786	13.2	4.571	20.89
0.3631	0.1318	8.8	2.754	7.586	0.2163	0.04677	13.3	4.624	21.38
0.3589	0.1288	8.9	2.786	7.762	0.2138	0.04571	13.4	4.677	21.88
0.3548	0.1259	9.0	2.818	7.943	0.2113	0.04467	13.5	4.732	22.39
0.3508	0.1230	9.1	2.851	8.128	0.2089	0.04365	13.6	4.786	22.91
0.3467	0.1202	9.2	2.884	8.318	0.2065	0.04266	13.7	4.842	23.44
0.3428	0.1175	9.3	2.917	8.511	0.2042	0.04169	13.8	4.898	23.99
0.3388	0.1148	9.4	2.951	8.710	0.2018	0.04074	13.9	4.955	24.55
0.3350	0.1122	9.5	2.985	8.913	0.1995	0.03981	14.0	5.012	25.12
0.3311	0.1096	9.6	3.020	9.120	0.1972	0.03890	14.1	5.070	25.70
0.3273	0.1072	9.7	3.055	9.333	0.1950	0.03802	14.2	5.129	26.30
0.3236	0.1047	9.8	3.090	9.550	0.1928	0.03715	14.3	5.188	26.92
0.3199	0.1023	9.9	3.126	9.772	0.1905	0.03631	14.4	5.248	27.54
0.3162	0.1000	10.0	3.162	10.000	0.1884	0.03548	14.5	5.309	28.18
0.3126	0.09772	10.1	3.199	10.23	0.1862	0.03467	14.6	5.370	28.84
0.3090	0.09550	10.2	3.236	10.47	0.1841	0.03388	14.7	5.433	29.51
0.3055	0.09333	10.3	3.273	10.72	0.1820	0.03311	14.8	5.495	30.20
0.3020	0.09120	10.4	3.311	10.96	0.1799	0.03236	14.9	5.559	30.90
0.2985	0.08913	10.5	3.350	11.22	0.1778	0.03162	15.0	5.623	31.62
0.2951	0.08710	10.6	3.388	11.48	0.1758	0.03090	15.1	5.689	32.36
0.2917	0.08511	10.7	3.428	11.75	0.1738	0.03020	15.2	5.754	33.11
0.2884	0.08318	10.8	3.467	12.02	0.1718	0.02951	15.3	5.821	33.88
0.2851	0.08128	10.9	3.508	12.30	0.1698	0.02884	15.4	5.888	34.67
0.2818	0.07943	11.0	3.548	12.59	0.1679	0.02818	15.5	5.957	35.48
0.2786	0.07762	11.1	3.589	12.88	0.1660	0.02754	15.6	6.026	36.31
0.2754	0.07586	11.2	3.631	13.18	0.1641	0.02692	15.7	6.095	37.15
0.2723	0.07413	11.3	3.673	13.49	0.1622	0.02630	15.8	6.166	38.02
0.2692	0.07244	11.4	3.715	13.80	0.1603	0.02570	15.9	6.237	38.90
					0.1585	0.02512	16.0	6.310	39.81

← -dB+ →				
電圧比	電力比	dB	電圧比	電力比
0.1567	0.02455	16.1	6.383	40.74
0.1549	0.02399	16.2	6.457	41.69
0.1531	0.02344	16.3	6.531	42.66
0.1514	0.02291	16.4	6.607	43.65
0.1496	0.02239	16.5	6.683	44.67
0.1479	0.02188	16.6	6.761	45.71
0.1462	0.02138	16.7	6.839	46.77
0.1445	0.02089	16.8	6.918	47.86
0.1429	0.02042	16.9	6.998	48.98
0.1413	0.01995	17.0	7.079	50.12
0.1396	0.01950	17.1	7.161	51.29
0.1380	0.01905	17.2	7.244	52.48
0.1365	0.01862	17.3	7.328	53.70
0.1349	0.01820	17.4	7.413	54.95
0.1334	0.01778	17.5	7.499	56.23
0.1318	0.01738	17.6	7.586	57.54
0.1303	0.01698	17.7	7.674	58.88
0.1288	0.01660	17.8	7.762	60.26
0.1274	0.01622	17.9	7.852	61.66
0.1259	0.01585	18.0	7.943	63.10
0.1245	0.01549	18.1	8.035	64.57
0.1230	0.01514	18.2	8.128	66.07
0.1216	0.01479	18.3	8.222	67.61
0.1202	0.01445	18.4	8.318	69.18
0.1189	0.01413	18.5	8.414	70.79
0.1175	0.01380	18.6	8.511	72.44
0.1161	0.01349	18.7	8.610	74.13
0.1148	0.01318	18.8	8.710	75.86
0.1135	0.01288	18.9	8.810	77.62
0.1122	0.01259	19.0	8.913	79.43
0.1109	0.01230	19.1	9.016	81.28
0.1096	0.01202	19.2	9.120	83.18
0.1084	0.01175	19.3	9.226	85.11
0.1072	0.01148	19.4	9.333	87.10
0.1059	0.01122	19.5	9.441	89.13
0.1047	0.01096	19.6	9.550	91.20
0.1035	0.01072	19.7	9.661	93.33
0.1023	0.01047	19.8	9.772	95.50
0.1012	0.01023	19.9	9.886	97.72
0.1000	0.01000	20.0	10.000	100.00

第 1.6 表 電圧（電流）比、電力比 → デシベル

電圧，電流比が知れていて，デシベルを求める表．電圧（および電流比）よりデシベルを求めるには，表より直読できる．電力比に対するデシベルは，同値の電圧比に対応したデシベルの 1/2 とする．

[例] 既知電力比 = 3.41 ならば，表よりただちに 3.41 → 10.655dB ．

$$\text{所要デシベル} = 10.655 \times 1/2 = 5.323\text{dB}$$

電圧比	.00	.01	.20	.30	.04	.50	.06	.07	.08	.90
1.0	.000	.086	.172	.257	.341	.424	.506	.588	.668	.749
1.1	.828	.906	.984	1.062	1.138	1.214	1.289	1.364	1.438	1.511
1.2	1.584	1.656	1.727	1.798	1.868	1.938	2.007	2.076	2.144	2.212
1.3	2.279	2.345	2.411	2.477	2.542	2.607	2.671	2.734	2.798	2.860
1.4	2.923	2.984	3.046	3.107	3.167	3.227	3.287	3.346	3.405	3.464
1.5	3.522	3.580	3.637	3.694	3.750	3.807	3.862	3.918	3.973	4.028
1.6	4.082	4.137	4.190	4.244	4.297	4.350	4.402	4.454	4.506	4.558
1.7	4.609	4.660	4.711	4.761	4.811	4.861	4.910	4.959	5.008	5.057
1.8	5.105	5.154	5.201	5.249	5.296	5.343	5.390	5.437	5.483	5.529
1.9	5.575	5.621	5.666	5.711	5.756	5.801	5.845	5.889	5.933	5.977
2.0	6.021	6.064	6.107	6.150	6.193	6.235	6.277	6.319	6.361	6.403
2.1	6.444	6.486	6.527	6.568	6.608	6.649	6.689	6.729	6.769	6.809
2.2	6.848	6.888	6.927	6.966	7.005	7.044	7.082	7.121	7.159	7.197
2.3	7.235	7.272	7.310	7.347	7.384	7.421	7.458	7.495	7.532	7.568
2.4	7.604	7.640	7.676	7.712	7.748	7.783	7.819	7.854	7.889	7.924
2.5	7.959	7.993	8.028	8.062	8.097	8.131	8.165	8.199	8.232	8.266
2.6	8.299	8.333	8.366	8.399	8.432	8.465	8.498	8.530	8.563	8.595
2.7	8.627	8.659	8.691	8.723	8.755	8.787	8.818	8.850	8.881	8.912
2.8	8.943	8.974	9.005	9.036	9.066	9.097	9.127	9.158	9.188	9.218
2.9	9.248	9.278	9.308	9.337	9.367	9.396	9.426	9.455	9.484	9.513
3.0	9.542	9.571	9.600	9.629	9.657	9.686	9.714	9.743	9.771	9.799
3.1	9.827	9.855	9.883	9.911	9.939	9.966	9.994	10.021	10.049	10.076
3.2	10.103	10.130	10.157	10.184	10.211	10.238	10.264	10.291	10.317	10.344
3.3	10.370	10.397	10.423	10.449	10.475	10.501	10.527	10.553	10.578	10.604
3.4	10.630	10.655	10.681	10.706	10.731	10.756	10.782	10.807	10.832	10.857
3.5	10.881	10.906	10.931	10.955	10.980	11.005	11.029	11.053	11.078	11.102
3.6	11.126	11.150	11.174	11.198	11.222	11.246	11.270	11.293	11.317	11.341
3.7	11.364	11.387	11.411	11.434	11.457	11.481	11.504	11.527	11.550	11.573
3.8	11.596	11.618	11.641	11.664	11.687	11.709	11.732	11.754	11.777	11.799
3.9	11.821	11.844	11.866	11.888	11.910	11.932	11.954	11.976	11.998	12.019
4.0	12.041	12.063	12.085	12.106	12.128	12.149	12.171	12.192	12.213	12.234
4.1	12.256	12.277	12.298	12.319	12.340	12.361	12.382	12.403	12.424	12.444
4.2	12.465	12.486	12.506	12.527	12.547	12.568	12.588	12.609	12.629	12.649
4.3	12.669	12.690	12.710	12.730	12.750	12.770	12.790	12.810	12.829	12.849
4.4	12.869	12.889	12.908	12.928	12.948	12.967	12.987	13.006	13.026	13.045
4.5	13.064	13.084	13.103	13.122	13.141	13.160	13.179	13.198	13.217	13.236
4.6	13.255	13.274	13.293	13.312	13.330	13.349	13.368	13.386	13.405	13.423
4.7	13.442	13.460	13.479	13.497	13.516	13.534	13.552	13.570	13.589	13.607
4.8	13.625	13.643	13.661	13.679	13.697	13.715	13.733	13.751	13.768	13.786
4.9	13.804	13.822	13.839	13.857	13.875	13.892	13.910	13.927	13.945	13.962

電圧比	.00	.01	.20	.30	.04	.50	.06	.07	.08	.90
5.0	13.979	13.997	14.014	14.031	14.049	14.066	14.083	14.100	14.117	14.134
5.1	14.151	14.168	14.185	14.202	14.219	14.236	14.253	14.270	14.287	14.303
5.2	14.320	14.337	14.353	14.370	14.387	14.403	14.420	14.436	14.453	14.469
5.3	14.486	14.502	14.518	14.535	14.551	14.567	14.583	14.599	14.616	14.632
5.4	14.648	14.664	14.680	14.696	14.712	14.728	14.744	14.760	14.776	14.791
5.5	14.807	14.823	14.839	14.855	14.870	14.886	14.901	14.917	14.933	14.948
5.6	14.964	14.979	14.995	15.010	15.026	15.041	15.056	15.072	15.087	15.102
5.7	15.117	15.133	15.148	15.163	15.178	15.193	15.208	15.224	15.239	15.254
5.8	15.269	15.284	15.298	15.313	15.328	15.343	15.358	15.373	15.388	15.402
5.9	15.417	15.432	15.446	15.461	15.476	15.490	15.505	15.519	15.534	15.549
6.0	15.563	15.577	15.592	15.606	15.621	15.635	15.649	15.664	15.678	15.692
6.1	15.707	15.721	15.735	15.749	15.763	15.778	15.792	15.806	15.820	15.834
6.2	15.848	15.862	15.876	15.890	15.904	15.918	15.931	15.945	15.959	15.973
6.3	15.987	16.001	16.014	16.028	16.042	16.055	16.069	16.083	16.096	16.110
6.4	16.124	16.137	16.151	16.164	16.178	16.191	16.205	16.218	16.232	16.245
6.5	16.258	16.272	16.285	16.298	16.312	16.325	16.338	16.351	16.365	16.378
6.6	16.391	16.404	16.417	16.430	16.443	16.456	16.469	16.483	16.496	16.509
6.7	16.521	16.534	16.547	16.560	16.573	16.586	16.599	16.612	16.625	16.637
6.8	16.650	16.663	16.676	16.688	16.701	16.714	16.726	16.739	16.752	16.764
6.9	16.777	16.790	16.802	16.815	16.827	16.840	16.852	16.865	16.877	16.890
7.0	16.902	16.914	16.927	16.939	16.951	16.964	16.976	16.988	17.001	17.013
7.1	17.025	17.037	17.050	17.062	17.074	17.086	17.098	17.110	17.122	17.135
7.2	17.147	17.159	17.171	17.183	17.195	17.207	17.219	17.231	17.243	17.255
7.3	17.266	17.278	17.290	17.302	17.314	17.326	17.338	17.349	17.361	17.373
7.4	17.385	17.396	17.408	17.420	17.431	17.443	17.455	17.466	17.478	17.490
7.5	17.501	17.513	17.524	17.536	17.547	17.559	17.570	17.582	17.593	17.605
7.6	17.616	17.628	17.639	17.650	17.662	17.673	17.685	17.696	17.707	17.719
7.7	17.730	17.741	17.752	17.764	17.775	17.786	17.797	17.808	17.820	17.831
7.8	17.842	17.853	17.864	17.875	17.886	17.897	17.908	17.919	17.931	17.942
7.9	17.953	17.964	17.975	17.985	17.996	18.007	18.018	18.029	18.040	18.051
8.0	18.062	18.073	18.083	18.094	18.105	18.116	18.127	18.137	18.148	18.159
8.1	18.170	18.180	18.191	18.202	18.212	18.223	18.234	18.244	18.255	18.266
8.2	18.276	18.287	18.297	18.308	18.319	18.329	18.340	18.350	18.361	18.371
8.3	18.382	18.392	18.402	18.413	18.423	18.434	18.444	18.455	18.465	18.475
8.4	18.486	18.496	18.506	18.517	18.527	18.537	18.547	18.558	18.568	18.578
8.5	18.588	18.599	18.609	18.619	18.629	18.639	18.649	18.660	18.670	18.680
8.6	18.690	18.700	18.710	18.720	18.730	18.740	18.750	18.760	18.770	18.780
8.7	18.790	18.800	18.810	18.820	18.830	18.840	18.850	18.860	18.870	18.880
8.8	18.890	18.900	18.909	18.919	18.929	18.939	18.949	18.958	18.968	18.978
8.9	18.988	18.998	19.007	19.017	19.027	19.036	19.046	19.056	19.066	19.075
9.0	19.085	19.094	19.104	19.114	19.123	19.133	19.143	19.152	19.162	19.171
9.1	19.181	19.190	19.200	19.209	19.219	19.228	19.238	19.247	19.257	19.266
9.2	19.276	19.285	19.295	19.304	19.313	19.323	19.332	19.342	19.351	19.360
9.3	19.370	19.379	19.388	19.398	19.407	19.416	19.426	19.435	19.444	19.453
9.4	19.463	19.472	19.481	19.490	19.499	19.509	19.518	19.527	19.536	19.545

電圧比	.00	.01	.20	.30	.04	.50	.06	.07	.08	.90
9.5	19.554	19.564	19.573	19.582	19.591	19.600	19.609	19.618	19.627	19.636
9.6	19.645	19.654	19.664	19.673	19.682	19.691	19.700	19.709	19.718	19.726
9.7	19.735	19.744	19.753	19.762	19.771	19.780	19.789	19.798	19.807	19.816
9.8	19.825	19.833	19.842	19.851	19.860	19.869	19.878	19.886	19.895	19.904
9.9	19.913	19.921	19.930	19.939	19.948	19.956	19.965	19.974	19.983	19.991

1.8.1 雑音の表わし方

雑音にはきわめて低い周波数から非常に高い周波数までの周波数成分を高低あらゆる振幅として含むからその波形は不規則で、時々刻々変化するから普通の電圧計で測って何 V というようなことは許されない。さていま $I_1 \sin \omega_1 t$ と $I_2 \sin \omega_2 t$ という二つの電流が抵抗 R 中に流れると、 R 中で消費される電力 P はそれぞれの電流の実効値を I_{e1}, I_{e2} として

$$P = (I_{e1}^2 + I_{e2}^2)R$$

となる。すなわち電力については周波数の異なるものの合成は周波数に無関係な上式で表わすことができる。 P の測定は熱電対型電力計などを用いれば容易にできる。雑音のように種々の周波数成分 $\omega_1, \omega_2, \dots, s$ の電流から成り立つものの、合成電力は

$$P_n = (I_{e1}^2 + I_{e2}^2 + \dots)R = I_{en}^2 R$$

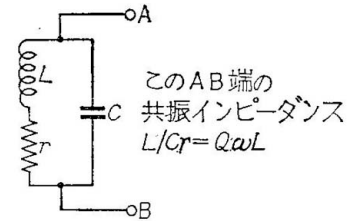
と表わされ、雑音電流の実効値 (rms 値) は

$$I_{en} = \sqrt{I_{e1}^2 + I_{e2}^2 + \dots}$$

雑音電圧とか雑音電流とかの大きさを論ずるときは常にこの実効値を考えている。

1.8.2 熱雑音 (thermal noise)

導体や抵抗体では、その温度に応じてその内部で電子が活発に不規則な運動をするため、その両端間には熱雑音 (熱擾乱雑音ともいう) 電圧を発生する³。この電圧はその抵抗体の抵抗値に関係するが材料の種類には関係しない。また抵抗体とは抵抗器に限るものではなく、たとえば第 1.17 図のような並列共振回路の端子 AB 間にはその共振インピーダンス L/Cr に等しい抵抗体があると考えられる。さて抵抗値 $R[\Omega]$ の抵抗体から発生する熱雑音電圧の実効値 E_n は次式で表わされる。



第 1.17 図 共振回路

$$E_n = \sqrt{4kTRB} \tag{1.16}$$

ここで E_n は雑音電圧の 2 乗平均値 (実効値)、 k はボルツマンの定数と呼ばれ 1.38×10^{-23} ジュール/ $^{\circ}K$ 、 T は絶対温度 (単位はケルビンで $^{\circ}K$ で表わす)。温度が $t[^{\circ}C]$ なら $T = (273 + t)$ 、 R は抵抗値 $[\Omega]$ 、 B は等価帯域幅 $[c/s]$ (1.7.4 参照) で、雑音を測定する受信機 (増幅器) の通過帯域幅に等しい。雑音を発生する抵抗体が受信機の入力端に接続される場合には B はほぼ中間周波部の通過帯域幅に等しい。いま、 $T = 290^{\circ}K$ 、つまり $17^{\circ}C$ とすれば

$$E_n = 0.1265 \sqrt{R(k\Omega)\beta(kc)} \quad [\mu V] \tag{1.17}$$

となり、これを図で示すと第 1.18 図のようになる。上式は温度を仮定したが温度を $27^{\circ}C$ 変化しても E_n の変化は 0.4dB に過ぎないからあまり問題にならない。しかし E_n が R の平方根および β の平方根に比例することは知っていなければならない。

³ 雑音について詳細に知りたい場合には、関英男著『雑音』岩波全書または A. van der Ziel 著 滝その他 3 氏訳『雑音』を参照願いたい。

【計算例】 放送バンドで，入力同調回路の共振インピーダンス R_0 が $100\text{k}\Omega$ ($L = 200\mu\text{H}$, $f = 1000\text{kc}$, $Q = 100$ と仮定すれば $R_0 = \omega LQ \approx 125\text{k}\Omega$ となる) . $\beta = 10\text{kc}$ とすれば $E_n \approx 4\mu\text{V}$ となる . つまり受信機の第 1 段真空管グリッド側で 100% 変調の $4\mu\text{V}$ の信号強度に匹敵するわけである、

1.8.3 真空管の雑音

真空管ではカソードから電子がとび出してプレート電流となるのであるが，この電子はある一定の電荷をもつ粒子であるから，プレートに流れこむ電子流は非常に多数の小銃弾を連続して打ち込んでいようなもので，決して滑らかで様な電流ではない . また，このとび出す電子がある限度以上に多くなると，管内に空間電荷群が停滞するからこの間で電子は複雑な運動をする . これらはみな多くの雑音成分の発生原因となる，

また，多極管では電子流はプレートとスクリーングリッドとに分流するが，その分流比 (I_p と I_{SG} との比) は電極電圧が不変なら一定のようにみえるが，これも電子が粒子で，しかもその速度がまちまちなので微細にみると不規則な変動をし，これが電流分配雑音の原因となる、このため多極管になるほど雑音は一般に多い .

これらの電子の不規則な運動によると考えられる雑音をショット雑音 (霰射雑音) と呼ぶ . この雑音は全周波帯にわたって一樣に出

ており，前節の熱雑音と全く同じ性質をもっている . このことを利用して真空管のショット雑音を表わすのに，真空管からは雑音を出さずにそのグリッド側に接続した抵抗から真空管の内部雑音と同じ大きさの雑音を出すものと仮定した場合，その抵抗のことを真空管の等価グリッド雑音抵抗 (または雑音抵抗) R_t という .

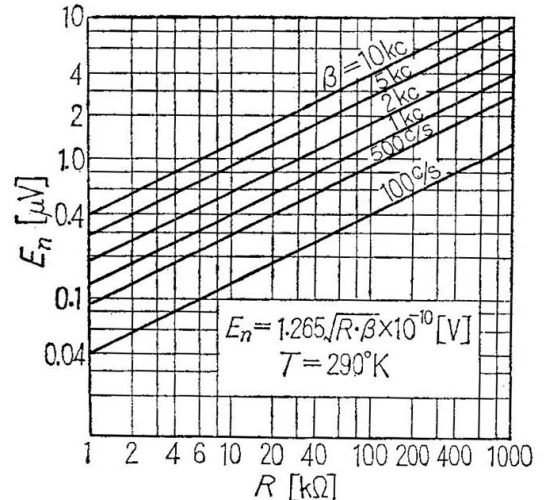
R_t は真空管の種類によって異なるが，その値は小さいことが望ましい . R_t は理論上次式で表わされ，また主要真空管について文献に発表されているものは第 1.7 表に示してある .

酸化物カソードを用いた真空管に対して

$$\text{三極管} : R_t(\text{k}\Omega) = 2.5/g_m(\text{m}\Omega) \tag{1.18}$$

$$\text{五極管} : R_t(\text{k}\Omega) = \frac{I_p}{I_p + I_{SG}} \left(\frac{2.5}{g_m(\text{m}\Omega)} + \frac{20I_{SG}(\text{mA})}{g_m^2(\text{m}\Omega)} \right) \tag{1.19}$$

となり， g_m の大きいものほど R_t が小さいことに注意されたい .



第 1.18 図 温度 17°C のときの抵抗値対雑音電圧

第 1.7 表 真空管の等価雑音抵抗 R_t

型名	用途	E_p [V]	E_{SG} [V]	E_g [V]	I_p [mA]	I_{SG} [mA]	g_m [$\mu\Omega$]	R_t [k Ω]	
								計算値	測定値
6J5	三極管増幅	250		-8	9.0		2600	0.96	1.25
6AK5	"	120	120	-2.0	10.2		6750	0.37	
6BA6	"	150	150	-1.0	17.0		6380	0.382	
6AK5	五極管増幅	180	120	-2.0	7.7	2.5	5100	1.82	
6AC7	"	300	150	-2.0	10.0	2.5	9000	0.717	0.6 ~ 0.7
6BA6	"	250	100	-1.0	12.0	5.0	4500	3.82	
6SA7	周波数変換管	250	100	-2.0	3.5		450	249	210
6BE6	"	250	100	-1.5	3.0		470	195	
6AK5	混合管	120		-1.0*	5.7		2400	1.33	
6AC7	(三極管)	150		-1.0*	8.3		4330	0.73	
6AK8	混合管	180	120	-1.0	4.3	1.4	1825	7.57	
6AC7	(五極管)	250	150	-1.0	6.7	1.6	3500	2.83	3.0
6AH6		300	150	-1.0	6.7	1.6	300	3.17	

[注] * 発振サイクルでのピークでの値

ついで混合管および周波数変換管に対しては、最適ヘテロダイン電圧が加えられているとき g_c を変換コンダクタンスとして

$$\text{三極管} : R_t(\text{k}\Omega) = 4/g_c(\text{m}\Omega) \tag{1.20}$$

$$\text{五極管} : R_t(\text{k}\Omega) = \frac{I_p}{I_p + I_{SG}} + \left(\frac{4}{g_c(\text{m}\Omega)} + \frac{20I_{SG}(\text{mA})}{g_c^2(\text{m}\Omega)} \right) \tag{1.21}$$

$$\text{多格子管} : R_t(\text{k}\Omega) = \frac{20I_p}{I_k} \cdot \frac{I_k(\text{mA}) - I_p(\text{mA})}{g_c^2(\text{m}\Omega)} \tag{1.22}$$

ただし、 I_k はカソード電流。

さて、真空管の内部雑音¹としてはショット雑音のほかにフリッカー雑音と呼ばれるものがある。これは 3000c/s 以下くらいの可聴周波で非常に大きく出てくるもので、周波数が低いほど大きい。2000c/s ではショット雑音の 4 倍、500c/s では 20 倍にもなるが、5000c/s では 2/3 倍になり、数千 c/s 以上では急激に減少しショット雑音だけになるので、音声増幅器の場合には低雑音真空管を低周波増幅の第 1 段に使用する必要があるが、受信機のように低周波増幅度は最小限におさえる（ハムを少なくし、発振をなくすため）ものでは、フリッカー雑音は問題にする必要はない。

【計算例】 五極管があって、その $I_p = 10\text{mA}$ 、 $I_{SG} = 2\text{mA}$ 、 $g_m = 8\text{mA/V} = 8\text{m}\Omega$ である。いま、30% 変調 $5\mu\text{V}$ の強さの信号がそのグリッドに加わり、また受信機の通過帯域幅を 6kc、入力回路の雑音は無視するとき、信号対雑音比を求めよ。

まず、この五極管の R_t を求めると

$$R_t = \frac{10}{12} \left(\frac{2.5}{8} + \frac{20 \times 2}{64} \right) \approx 0.78\text{k}\Omega$$

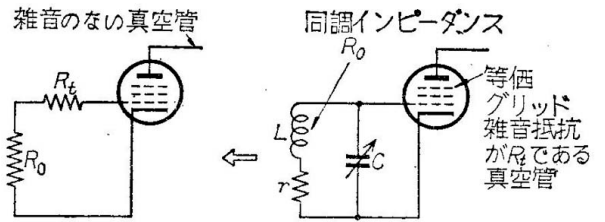
したがって、 $B = 6\text{kc}$ に対する雑音は電圧 E_n の式 (1・17) から $0.274\mu\text{V}$ となり

$$S/N = 5\mu\text{V} \times 0.3 / 0.274\mu\text{V} = 5.47 \approx 14.76\text{dB}$$

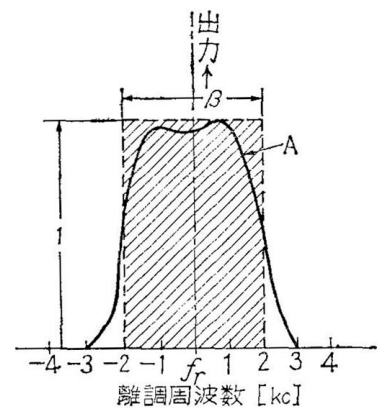
1.8.4 雑音と受信機帯域幅との関係

(1.16) 式で $E_n \propto \sqrt{\beta}$ であることを示した。雑音が連続性である場合には、雑音出力電圧は等価帯域幅の平方根に比例する。しかし雑音がインパルス、すなわち衝撃性雑音であれば等価帯域幅にほぼ比例する。いずれにしても受信機はその通過帯域幅を狭くするほど信号対雑音比はよくなるので、特に電信受信にあたっては許せるだけ狭い帯域幅の増幅器を使うのが得策である。帯域幅を狭くするためには、中間周波部に帯域幅の狭い濾波器（フィルタ）を使うことは望ましいことであるが、低周波増幅部に狭帯域濾波回路を使うことも効果のある方法である。

〔1〕 等価または実効帯域幅 第 1.20 図で A 曲線は受信機の総合選択特性で、ただ縦軸は通常出力電圧の代わりに出力電力をとり、しかもその最大値を 1 として換算したものである。この A 曲線のかこむ面積が、高さは同じく 1 である方形と同じなら、方形の幅 $\beta[\text{kc}]$ が等価帯域幅に等しい。A 曲線内部の面積は面積計で



第 1.19 図 雑音発生の見地からみた真空管グリッド回路



第 1.20 図 等価帯域幅

¹ フリッカー雑音は flicker noise、ショット雑音は shot noise の訳である。

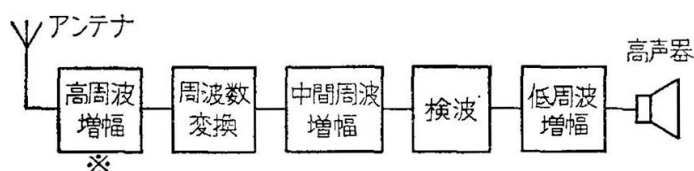
求められるが、一般には大体の値なら通常出力電圧対周波数選択特性で最大値より 6dB 低い点までの帯域幅をとればよい。

〔2〕 雑音指数 (noise figure) 受信機の信号対雑音比 (S/N) は指示がなければ実効電圧の比か、振幅比あるいは最大電力比なのかわからない。そこでどの値についての S/N が注意する必要がある。さて受信機内部には熱雑音や真空管雑音など、受信機の入力側での S/N を出力までに悪化させるものがあるので受信機の良否を判定するには S/N だけでは不十分で、雑音指数 (F という記号で表わそう) はこれを補うために考えられた。その定義は

$$F \equiv \frac{S_2}{N_2} \bigg/ \frac{S_1}{N_1} \quad (1.23)$$

S_1, S_2 はそれぞれ入力および出力における信号電力、 N_1, N_2 はそれぞれ入力および出力における雑音電力であって、 F は受信機の内部で S/N が悪化する程度を示し、内部から雑音を出さない理想の受信機ならその F は 1 に等しい。したがって F の値が小さいほど優秀な受信機といえる、一般の短波受信機は 10 以上の F の値を示し、高級受信機でも

$F = 3 \sim 10$ である。しかし中波受信機では F による優劣は特殊な目的の受信機以外には用いない。これは中波帯では受信機内部雑音より外部雑音の方が一般に大きく、また電界強度が十分強い場所で使うことが多いので高感度とすることより忠実度や AVC 特性などの方が重要なためであろう。したがって F については本書ではこれ以上触れないことにする。



第 1.21 図 スーパーヘテロダイン受信機の構成
(* は必ずしも設けるとは限らない部分)

第2章 設計の基本条件

2.1 電波の強さ (電界強度)

電波が放送アンテナから発射されて受信アンテナに到達するには、地球表面に沿って伝ぱんしてくる地表波によるものと電離層で屈折、反射されながら進んでくる空間波によるものがあることは周知のとおりで、一般に中波の放送は地表波を利用するものであり、短波は遠距離通信に特長があるので空間波を利用する。空間波の電界強度の計算は非常に複雑で、また本書の目的でもないのここでは省略する¹。

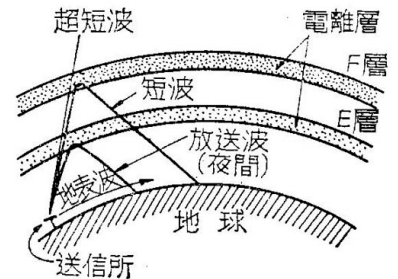
実際の場合には、短波受信に対しては経済的に許すかぎり性能の高い受信機を作って、受信できる局だけを楽しむことになるかもしれないが、資料さえ与えられれば予想電界強度を算出して受信可能かどうかを判定し、またその時刻に受信可能な周波数は何かなどをきめることができるようになりたいものである¹。

さて第 2.1 図に示すように、中波の空間波は E 層の中に深く入って反射されるから、E 層の電子密度が高い昼間は電離層中での減衰が著しく遠距離に達しない。このことは昼間は相当高い感度の受信機を用いても、東京で外国放送はおろか大阪の放送も聞けないことである。しかし、薄暮から夜に移るに従って電子密度は低下し、減衰は急に減少するので 5 球スーパーでも遠くの局が簡単に聞けることは読者のよく知ることであろう。

放送波 (535 ~ 1605kc) の地表波に対する電界強度は NHK(日本放送協会) がその各放送局の電界強度を実測し、電界強度地図として発表しているのをそれを利用するのが便利である。しかし、それが入手できない場合に大よその見当をつけるために第 2.1 表と第 2.2 図とをかかげておく。電界強度 e とアンテナの放射電力 P との間には一般につぎの関係がある (P の単位は kW で表わす。)

$$e = k\sqrt{P} \quad [\mu\text{V}/\text{m}]$$

k は周波数や電波の伝わってくる径路 (海上とか平地であるとか) によって異なる定数である。この式から電界強度は P の平方根に比例することがわかる。第 2.2 図は P が 1kW の場合で、放送周波数が 1000kc なら昼間電界強度が $10\mu\text{V}/\text{m}$ となるのは、陸地なら局から約 300km のところであるが、これも電力が 20kW になれば同じ場所で e は $10\mu\text{V} \times \sqrt{10} \approx 30\mu\text{V}/\text{m}$ が増える。また、この図から周波数が低いほど遠くまで受信できることもわかる。なお、送信所と受信所との間が海ばかりであれば、 e はこの数倍から数 10 倍の値に達する。山岳の多いわが国では距離よりも地形によって電界強度が著しく左右される事例も少なくない¹。



第 2.1 図 電波の伝ぱん状態

第 2.1 表 放送波 (535 ~ 1605kc) におけるアンテナ電力、電界強度、平均通達距離の関係

電 力									
100W		250W		1KW		10KW		50KW	
電界強度	平均通達距離半径	電界強度	平均通達距離半径	電界強度	平均通達距離半径	電界強度	平均通達距離半径	電界強度	平均通達距離半径
[mv/m]	[km]	[mv/m]	[km]	[mv/m]	[km]	[mv/m]	[km]	[mv/m]	[km]
10	3	10	4.8	10	9.6	10	22.5	10	51
2	16	2	24	2	41	2	70	2	125
1	29	1	42	1	66	1	107	1	190
0.5	48	0.5	66	0.5	100	0.5	150	0.5	256

¹ 詳細は、無線技術講座『電波伝ぱん』、『無線工学ハンドブック』などで調べていただきたい。

¹ ラジオ雑誌には DX ニュースなどの欄があって、毎月の外国放送の受信可能な局名、周波数、受信時間、感度の良否などが発表されているのでそれらも参考になる。

¹ 電波伝ぱんの専門書には第 2.2 図のようなものが、各種の導電率の値に対して示してある。

つぎに放送受信の場合、雑音や混信(周波数の高低、割当状況で異なる)にわずらわされずに受信できるためには、一定以上の電界強度が必要である。この見当として第2.2表が発表されている。短波受信機的设计では、放送電波の電界強度を最初からきめておかねばならないが、計算するのがめんどうだったり、資料がなければ放送は聞こえるというだけでは不十分で、楽しめるものという考え方をとれば、第2.2表から逆に受信する最低電界強度は0.1mV/m程度ときめてよいであろう。

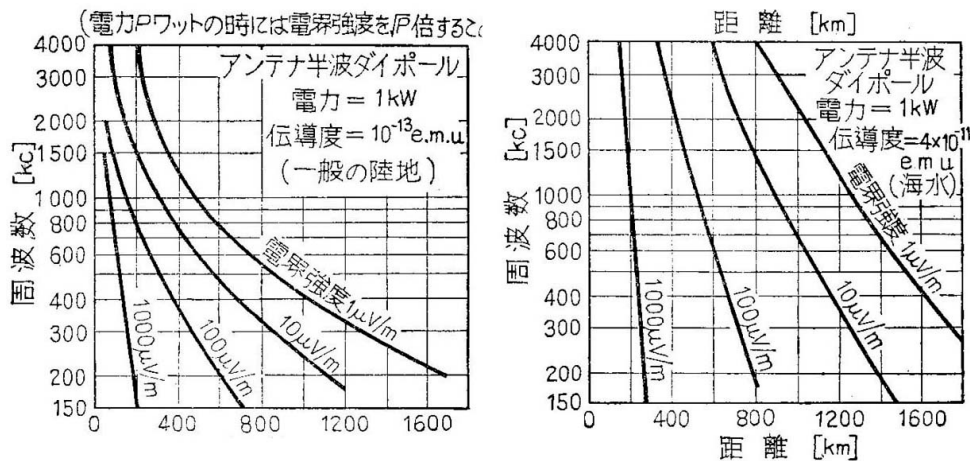
第2.2表 雑音レベルに打ち勝つために必要な電界強度

地域	電界強度 [mV/m]
都心または工場地帯	10 ~ 50
都市の住宅地帯	2 ~ 10
小 都 市	0.1 ~ 0.5

[注] このための受信機の構成はどうなるかは、後述のレベルダイヤグラムにより決定する。

2.2 アンテナと受信機入力電圧

電界強度計 $e[V/m]$ の電波によるアンテナの出力端子電圧が $E_A[V]$ であったとすれば $h_e = E_A/e$ は実効高と呼ばれる。中波(放送波)では外部アンテナとしてT型または逆L型が使われることが多く、携帯用ラジオではループ(棒型)アンテナが使われるので第2.3表に h_e の計算式を示した。ループアンテナは最近ではフェライト(磁心)の棒に巻いたコイルが実際に用いられるので第2.3図に市販品の一例を示した。このアンテナは磁心が太く(幅広く)て長いものほど h_e が大きい。長さ9cm以上のフェライトに巻いた同調回路の端子電圧 E_s は $h_e e Q = \alpha e$ に等しいと置いたとき α は電界強度係数と呼ばれ、 Q が200なら α は0.5程度にすることもできるが一般には0.2~0.3程度と考えておけばよい¹。



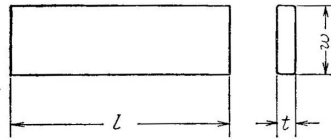
第2.2図 中波および長波の地表波の電界強度

第2.3表 アンテナの実効高

(1) 垂直アンテナ $\lambda \gg h$ のとき	$h_e \doteq h/2$
(2) 逆L型アンテナ $\lambda \gg (\ell_h)$ のとき	$h_e \doteq \frac{h}{2} \left(1 + \frac{\ell}{\ell + h} \right)$
普通に使われる程度の水 平部の長いもの	$h_e \doteq \left(\frac{2}{\pi} \sim \frac{1}{2} \right) h$
(3) T型アンテナ(細長いもの)	$h_e \doteq (0.6 \sim 1)h$
(4) ループアンテナ	$\begin{cases} h_e = 2\pi AN/\lambda \\ N: \text{巻数} \\ A: \text{棒面の有効面積 [m}^2\text{]} \end{cases}$

[注] λ 波長 [m]
 h アンテナの実際の長さ [m]
 ℓ アンテナの水平部分の長さ [m]

¹ フェライト磁心アンテナの設計法は、たとえば織田隆雄:「フェライト磁心アンテナ」、『電子技術』第2巻9号、33ページ。



コア型名	寸法 [mm]		
	l	w	t
A	140	20	4
B	110	20	4
C	60	20	4
D	50	16	4
E	57	12	5

品番	受信周波数	インダクタンス [μH]	使用バリコン [pF]	Q	使用コア
1	MW 540 ~ 1600kc	385	8 ~ 235	150 以上 (600kc)	A
	SW 3.9 ~ 10Mc	7.37	"	150 以上 (4Mc)	
2	MW 540 ~ 1600kc	323	6 ~ 280	120 以上 (600kc)	B
	SW 4 ~ 12Mc	5.97	"	150 以上 (4Mc)	
3	540 ~ 1600kc	432	11 ~ 211	150 以上 (600kc)	C
4	540 ~ 1600kc	605	6.5 ~ 148	140 以上 (600kc)	D
5	540 ~ 1600kc	442	11 ~ 211	120 以上 (600kc)	E

第 2.3 図 偏平型バーアンテナ (フェライトアンテナ) の一例

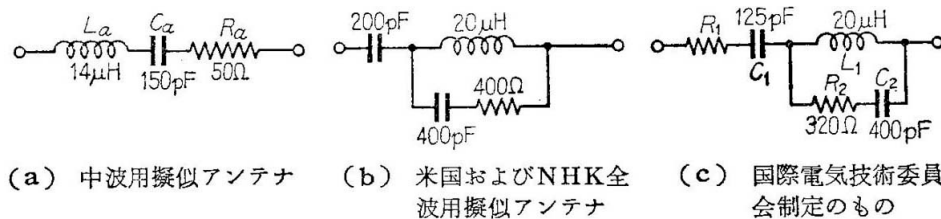
つぎに、ここで標準アンテナについて説明しておく。これは受信機的设计や試験に用いるもので高さ 8m、水平部の長さ 12m の逆 L 型アンテナを標準アンテナとし、それと電気的に等しい回路 (等価回路と呼ぶ) を標準擬似アンテナ回路と呼ぶ。この回路は第 2.4 図 (a) に示した。また、このアンテナの実効高は平等電界内では 7m になるが、実際の場合は周囲の建物などの影響を考慮して 4m としてアンテナ起電力を計算することになっている¹。

【計算例】 高さ 5m の垂直アンテナで、100km 離れた周波数 1000kc の 10kW 放送局の電波を受信するとき、アンテナに誘起される電圧はいくらか。

- (i) アンテナの実効高 $h_e \approx 5/2 = 2.5\text{m}$ ($f = 1000\text{kc}$ であるから $\lambda = 300\text{m}$, $\therefore \lambda \gg h$)
- (ii) 電界強度は第 2.1 表または第 2.2 図から約 1mV/m であることがわかる (NHK の電界強度地図をみてもこの程度の場所が多い。しかし、山岳地では 0.1mV/m に下がるところもある)。
- (iii) アンテナに誘起する電圧 $= 1 \times 2.5 = 2.5\text{mV}$ 、この電圧が受信機入力端子に加えられるときは、第 3 章で説明するように $1/2$ 以下になるので、受信機は 1mV の入力で所要の出力が得られるように設計すればよい。

短波の場合には、受信周波数一つかまたはごく接近した数周波数を受信する場合には、第 2.5 図のような長さが約 $1/2$ 波長のアンテナ (ダブルレットと呼ぶ) を用いる。この実効高は近似的に λ/π である。たとえば 20Mc 、すなわち波長 $\lambda = 15\text{m}$ の場合には $h_e = 4.78\text{m}$ となる。しかし、この長さの 2 倍すなわち λ は対応する周波数とひどく違う周波数の電波を受けると h_e は急激に低下する。たとえば、 7Mc 用のダブルレットは 8Mc に対しては h_e は $1/3$ (-10dB) に下がる。適当な長さの垂直または傾斜アンテナなどで、短波の受信を行なう場合には h_e は簡単には求められないが、著しく小さくなることは予想しておかねばならない。

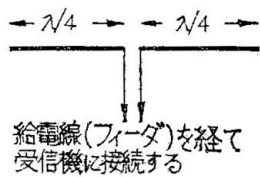
つぎに相当広い周波数範囲の電波を効率よく受信したい場合には第 2.6 図のようなかさ型アンテナがある。この例では固有周波数がおおの 4Mc、7Mc、9Mc の三つのダブルレットを中点で並列に接続したもので、各ダブルレットはそれぞれ



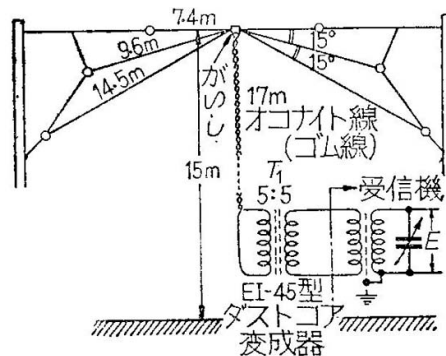
(a) 中波用擬似アンテナ (b) 米国およびNHK全波用擬似アンテナ (c) 国際電気技術委員会制定のもの

第 2.4 図 擬似アンテナ

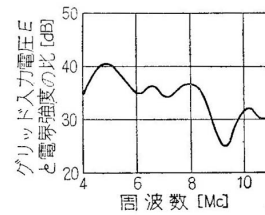
¹ 擬似アンテナ回路としては、最近では第 2.4 図の (b) または (c) が用いられる。(b) 回路は放送周波数帯では $20\mu\text{H}$ 、 250pF 、 25Ω の直列回路のインピーダンスとほぼ等しく短波帯では 400Ω の抵抗にほぼ等しくなり、全波用として広く使われている。なお (b) 回路はアンテナの高さ 7m、水平部の長さ 15m、引込線の長さ 10m の逆 L 型アンテナに相当する。



第 2.5 図



第 2.6 図 かさ型アンテナ



第 2.7 図 電界に対する
かさ型アンテナの利得

の固有周波数付近でフィードと整合され(第 3 章 3.1 参照), その他の周波数では高いインピーダンスをもつので, それぞれ固有周波数付近で単独に動作するとみてよい. 図中の T_1 はフェライトコアを用いた広帯域用密結合変成器である. なお, この総合特性として測定例を第 2.7 図に示した. これは電界強度から受信機の第 1 真空管入力電圧が直接与えられているので便利なデータである.

アンテナに誘起された電圧(または電力)がわかれば, つぎにはこれを受信機入力に受入れる方法の説明に進むのが順序であるが, これは次章にゆずり, 受信機の総合的な問題をしばらく考察することにしよう.

2.3 受信機の種類とその構成

受信機はその構成方式からストレート受信機とスーパーヘテロダイン受信機とに大別される. 受信波を直接検波して変調波を取り出すストレート受信機は再生検波器を用いることが多く, 使用真空管数が少ない割に感度がよく, 構造が簡単で安価にできる長所を持っている. しかし選択度や忠実度の点でスーパーヘテロダイン方式のものより著しく劣り, 安定度も低い. なによりも混信問題が最も重要な今日の受信機としては落第で, これからはその長所を利用した特殊受信機として使用されるにすぎないであろう. 本書はそこでスーパーヘテロダイン受信機のみを取り扱うこととする. 第 2.4 表は受信機の構成要素を示すものである.

第 2.4 表 受信機の構成

入力回路	周波数変換回路
増幅回路	A V C 回路
選択回路	雑音増幅回路
検波回路	音質調整回路
出力回路	同調指示回路
電源供給回路	電源電圧安定回路
	その他

[注] 基幹回路はあらゆる型の受信機に必要なもので, 補助回路は使用目的によって必要となるものである.

2.4 受信機の性能の表わし方

受信機の性能は一般に (1) 感度, (2) 選択度, (3) 忠実度, (4) 最大無ひずみ出力の四つと, これらの総合安定度とで判定されるので, これらについて簡単に説明しておく.

2.4.1 最大無ひずみ出力

放送受信機は音声を聞くのが目的であるから, 受信機の出力はスピーカから出る音で測るのが正しいが, 音の測定はむずかしいので出力はスピーカにはいる電力で測ることになっている.

出力の表現法の一つで, 最も多く使われるのは最大無ひずみ出力でこれは出力波形のひずみ(高調波成分の総和と基本成分との比)を 10% まで許すときの出力である(高忠実度を要求する場合には 5% にとることもある). 受信機の最大出力は, 前段までの設計に誤りがなければ電力増幅管とそのプレート電圧とによってきまり, また受信機の使用目的によって必要な出力がきまる(低周波増幅器の設計で説明する)ので, 設計ではそれを十分に供給できる電力増幅管, プレート電圧などを選べばよい.

2.4.2 感度

受信機の感度の表わし方には種々あるが、わが国で標準とされているのは最大有効感度と呼ばれるもので第 2.8 図のような接続で測定する。これは「受信機の入力にシグナルゼネレータ（標準信号発生器）を擬似アンテナを経て接続し、受信機に入力を加える場合、出力負荷に規定の出力が規定の信号対雑音比で得られるための入力である」と定義される。規定の信号対雑音比 (S/N と書く) は、特に指定がないときは 20dB(つまり 10 対 1) にとる。また、規定の出力といっても受信機の最大出力、その他の条件できまるが一般には最大出力が 1W 以下の受信機は 50mW, 1W 以上の出力のものは 500mW または 250mW にとることが多い。50mW は一般の家庭用ラジオの使用時の平均出力にあたるためである¹。例で示すと 1000kc で出力 50mW, S/N が 20dB(当然、雑音出力は 5mW になる) の場合、必要な入力は $5\mu\text{V}$ ($1\mu\text{V}$ を 0dB とすれば 14dB) であるなどという。

受信機には、内部から発生する雑音 (1.7 参照) があるので、出力における S/N を明示せずに増幅度が何 dB の優秀な受信機であるというような表現は無意味である。なお、最近高級受信機の性能は雑音指数で表わされることがある。これは特に超短波以上では便利であるが、短波や中波のラジオ受信機ではいまのところまだ感度のみで表わされていることが多い。

2.4.3 選択度

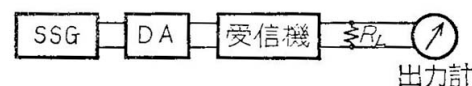
選択度とは希望信号を妨害信号から分離できる能力を表わすが、この能力は両信号の近接の程度およびそのレベル(強さ)によって異なる。そこで選択度の測定には 1 信号法および 2 信号法の二つがある。1 信号法による選択度とは受信機と同調周波数付近の減衰傾度、通過帯域幅などの周波数特性を表わすもので、これまでは近接周波選択度ともいわれ、一般に中間周波濾波器の特性で良否が決まる。2 信号選択度は実効選択度といわれ、受信機が同調している希望波とその他の周波数の妨害波とを分離する能力で、測定はやっかいだが受信機の入力端から出力までの総合能力でもある。なお 2 信号選択度は感度抑圧効果、混変調、相互変調の各特性で表わされる。つぎに影像信号選択度はスーパーヘテロダイン特有のもので高周波部の選択特性によって左右される。これらの各種選択度の詳細については第 4 章以降において説明する。電波の周波数割当が非常に接近し、混信の機会が多い今日の受信機では選択度が感度よりも忠実度よりも重要なことがある。

2.4.4 忠実度

音質を生命とする放送用受信機では、受信機の総合帯域幅(主として中間周波濾波器の特性できまるが、高周波同調回路の Q も放送周波数程度の低い周波数では影響を与える)は、たとえば 1 万 c/s までの変調を忠実に再現するため 20kc の帯域幅のものとすることが望ましい。しかし、このような特性の濾波器では特殊なものを除けば近接周波選択度が著しく悪い。つまり選択度をよくして混信を少なくするようにすると、一般に忠実度は悪くなり、この二つの性能は相反するので、忠実度第 1 の放送受信機では選択度はある程度悪くとも高忠実度の設計を行ない、混信除去が最重要問題となる短波、特に電信用受信機では選択度に重きをおくなどの相異が生ずる。なお、混信状況に応じて中間周波濾波器の帯域幅を広・狭 2 段(またはそれ以上のももある)に切り換える可変帯域幅方式も使われているが、詳細は第 6 章で説明する。

2.4.5 安定度

受信機のいろいろな性能が最初の希望どおり得られても、それらが長期間安定に保たれなければ無意味である。コイルのインダクタンスやコンデンサの容量が時間、温度、湿度などによって値があまり変わらないこと、電流を流す抵抗器はその発熱に十分耐えるものであること、などを考慮して部品の選択を行なうことはすでに説明した。なお、特に局部発振器の発振周波数は電源電圧のわずかな変動に対してはほとんど変化しないことが必要で、短波受信機では設計でも製作で



SSG: シグナルゼネレータ, DA: 擬似アンテナ, R_L : 出力負荷抵抗
第 2.8 図 感度測定法

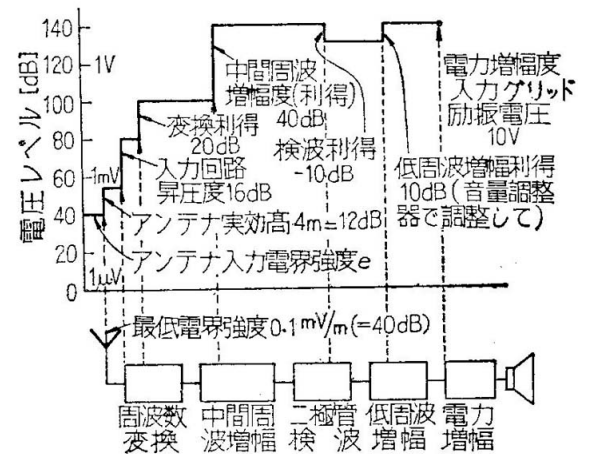
¹ NHK の規格ではこのときのシグナルゼネレータの変調は 400c/s で 30% とし、 S/N は 20dB ではなく 30dB とすることになっている。

も十分注意する必要がある。

2.5 レベルダイヤグラム

電界強度，アンテナの実効高，スピーカを十分に働かせるために必要な電力増幅管励振電圧などがわかって，受信機に要求される増幅度がきまれば，その増幅度 [利得 (gain) ともいう] を高周波増幅，周波数変換，中間周波増幅，検波，低周波増幅の各部にどのように割り当てればよいか，各部を安定に効率よく働かせるにはどのような利得のとり方が適当かを検討しなければならない。このためにレベルダイヤグラムが使われる。第 2.9 図はその一例である (レベルダイヤグラムの詳細は第 10 章に示してある)。この例は，スピーカを十分働かせるに必要な電力増幅管の入力電圧が $10V (= 140dB)$ で，受信しようとする電波の電界強度の最低値が $0.1mV/m$ である場合のレベルダイヤグラムで，各部の増幅度が図に示す値以上ならとにかく目的は達せられる。

しかし，これらの組合せは無数にあり，たとえば高周波や中間周波の利得はわずかでも低周波だけで $100dB$ とれば全体の増幅度は同じであるということも成り立つが，これは増幅だけの見方であって後述のようによい設計ではない。これから説明していく各部の必要条件¹をとり入れて，レベルダイヤグラムを書きながら各部の利得を検討してきめるのが総合設計で，レベルダイヤグラムは設計のしめくりとなるべきものである。



第 2.9 図 受信機構成とそのレベルダイヤグラムの一例

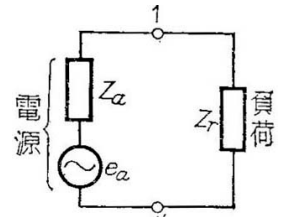
¹ たとえば，検波器に二極管を用いて直線検波特性をうるための条件は満足されているが，電界強度が $10mV$ になればどこで過負荷 (真空管の入力電圧が大きすぎて，特性曲線のわん曲部分まで使うことになり，ひずみが出てくる) が起こるか，この対策はどうすればよいか，受信機内部から発生する雑音を考慮した各部利得の決定はどうすればよいか。などである。

第3章 アンテナ入力回路と同調回路

3.1 マッチングの理論

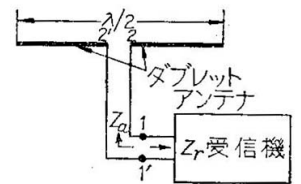
アンテナでつかまえた電波のエネルギーは、できるだけ損失を少なくして受信機に導き入れねばならない。一般に、アンテナ側のインピーダンスと受信機の入力インピーダンスとは等しくないの、その間にマッチング回路を入れる必要がある。

二つの等しくないインピーダンスの間のマッチング (または整合) を行なうとは、たとえば第 3.1 図のような無負荷のときの端子電圧が e_a で、内部インピーダンス $Z_a = r_a + jX_a$ の電源から負荷 $Z_r = r_r + jX_r$ に最大電力を与えるには $r_r = r_a, X_r = -X_a$ という条件を成立させなければならない。このような条件を成立させることがマッチングである。この条件が成立すれば負荷に与えられる電力は最大で $e_a^2/4r_r, r_r$ 両端の電圧は $e_a/2$ となり、 $e_a/2$ の電圧が受信機入力端子に与えられることになる。

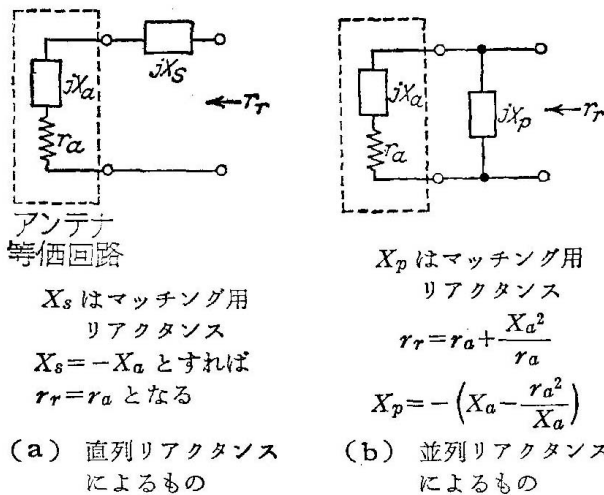


第 3.1 図

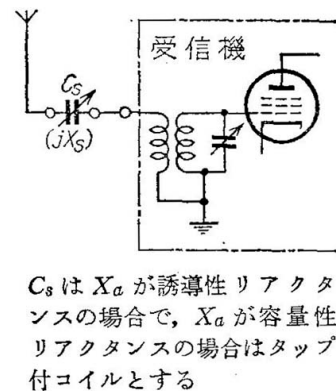
さて、アンテナが第 3.2 図のようなダブルレットアンテナであれば、その端子 2-2' のインピーダンスは 73Ω であるから、特性インピーダンスが 73Ω のフィーダ (給電線) を接続すれば、受信機入力端子 1-1' からアンテナ側をみたインピーダンス Z_a は 73Ω に等しくなる。したがって受信機の入力インピーダンス Z_r を 73Ω に等しくすることができれば、アンテナから最大電力が受信機に送りこまれ、またアンテナに $1mV$ の電圧が誘起された場合 1-1' 端子には $0.5mV$ の電圧が得られることになる (フィーダ中の損失を無視した場合である)。ただし、以上は受信周波数に同調させたダブルレットアンテナの場合であって、一般の非同調アンテナでは出力インピーダンスにはリアクタンス分を含み、しかも周波数によってその値が変わるのでマッチングは簡単にはできない。



第 3.2 図



第 3.3 図 マッチングの基本回路とその条件

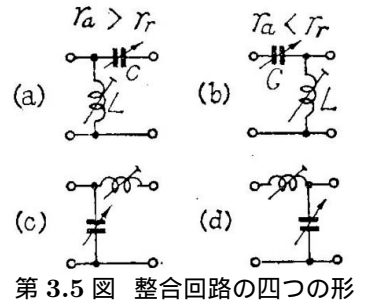


第 3.4 図

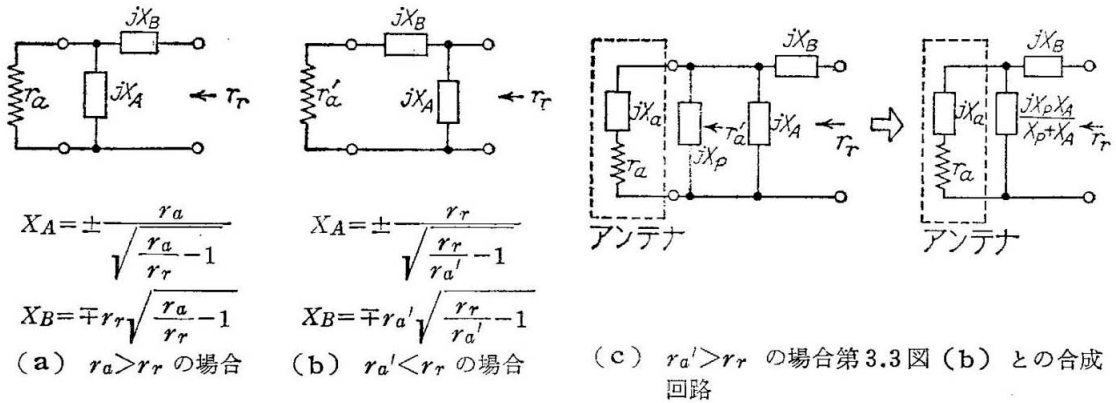
実際問題としてはどうかといえ、電界強度が大きい中波放送電波に対しては、アンテナと受信機とを整合させてもその経済上の負担の割合に効果は少なく、一般には必要と思われぬから短波受信の場合に主として使用価値がある。この場合にはこまることは、送信用アンテナの場合と違ってアンテナ・インピーダンスが受信周波数によって大きく変わること、この対策としては第 2.6 図に示したような広帯域型の密結合変成器をアンテナの直下に入れてインピーダンスを下げ、比較的損失を少なくして受信機入力に導くのがよい。しかし、めんどろなことを承知でマッチングをとり、少しでもよい受信を望むならばつぎのような手数がいる¹。

¹ 微弱電波を受信しようとする場合には、受信機の感度は受信機の内部雑音で制限され、ある限度以上に増幅度を大きくしてもむだであるから、アンテナから少しでも多くの信号電力を取りこむことに努力するのが正しい。しかし、強い電波だけ受信すればよい場合には、アンテナを受信

いま、受信機の入力端からアンテナ側をみたインピーダンスが第 3.3 図のように $Z_a = r_a + jX_a$ であれば、これにマッチングを行なって抵抗分のみとするには二つの方法がある。直列リアクタンスによる方法は具体的には第 3.4 図のように X_s としてバリコンまたはタップ付コイル (インダクタンス可変) を用いればよく簡単であるが $r_r = r_a$ となるから r_a が低い値であればよいが、一般に r_a は数 10Ω から数 1000Ω まで変わるので、さらに第 3.6 図のようなインピーダンス変換回路が必要である。具体的には Z_a は周波数によって変わることを考えれば第 3.5 図のような 4 種の接続法が実現できるように切換スイッチを設け、受信周波数に応じて選択できるようなマッチング回路が適当である。なお、 L や C の値は微細に調整する必要はなく、 L は 1mH くらいのコイルに最小 $2\mu\text{H}$ までの多くのタップのついたものとし、 C はできるだけ容量の大きなバリコンを用い、容量不足なら固定コンデンサを順に加えられるようなスイッチをつけ、実験的に最適値をきめる²。



第 3.5 図 整合回路の四つの形

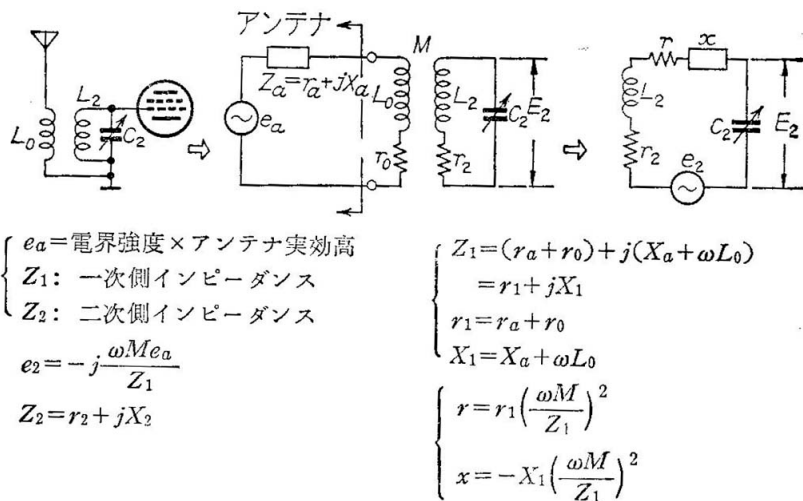


第 3.6 図 r_a を r_r に整合させる回路

3.2 入力回路と昇圧比

前節では Z_a がわかっているときのマッチングについて述べたが、本節ではさらに具体的な入力回路の設計を説明する。アンテナが未定であれば、 Z_a には擬似アンテナを採用すればよい。

第 3.7 図に、一般に使われる電磁結合型入力回路とその等価回路とを示した。この回路の昇圧比 $A_a = E_2/e_a$ は E_2 を



第 3.7 図 入力回路の一例とその等価回路

機入力に直接接続すればよく、劣多くして効果の少ないマッチング回路は用いない。

² * L, C の決定には Z_a がわかっていなければならない。この計算については、アンテナの専門書を参照すればよい。アンテナのデータについて全く与えられていない一般の受信機的设计では、 Z_a は擬似アンテナに等しいものとして考えるから、3.2 のようになる。

最大とする条件, $X_2 = X_1(\omega M/Z_1)^2$ を満足させれば¹

$$A_a = \left(\frac{\omega M}{Z_1} \cdot \frac{Q_2}{1 + \frac{r}{R_2}} \right) \quad (3.1)$$

ここで, e_a はアンテナの誘起電圧, $Q_2 = \omega L_2/r_2$ は二次回路の Q である. なお, これらの式で Z_1 は絶対値をとるものとする.

A_a を最大とする条件は $\omega M/Z_1 = \sqrt{r_2/r_1}$ で, これを満足させれば $r = r_1$ となり, $A_a = \frac{\omega M}{Z_1} \cdot \frac{Q_2}{2}$ となる. また, 一次側が整合されて特性インピーダンス r_1 のフィーダ (高周波ケーブルなど) に接続するときは, 上の条件は $\omega M = \sqrt{r_1 r_2}$ となり, これが成立すれば R_0 を同調回路の共振インピーダンスとして

$$A_a = \frac{Q_2}{2} \sqrt{\frac{r_2}{r_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_0}{r_1}} \quad (3.2)$$

これから A_a を大きくするには, $\omega M/Z_1$ と Q_2 を大きくする必要があることがわかる. また, 等価回路に示してあるようにアンテナ回路を二次回路に結合したため, 二次側には

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{抵抗増加分} : r = r_1 \left(\frac{\omega M}{Z_1} \right)^2 \\ \text{リアクタンス増加分} : x = -X_1 \left(\frac{\omega M}{Z_1} \right)^2 \end{array} \right. \quad (3.3)$$

$$(3.4)$$

が生じ, r のため二次側の Q は低下し, x が負値となるのは増加分が容量性であることを示す. アンテナ回路を結合したための同調容量のずれは, 次式で表現される.

$$\Delta = \frac{C_2 - C'_2}{C_2} = \frac{1}{1 - \frac{\omega L_2}{X_1} \left(\frac{Z_1}{\omega M} \right)^2} \quad (3.5)$$

C_2 はアンテナ回路を接続しないとき, C'_2 は接続したときのそれぞれの同調容量値である.

さて, むずかしそうな式が少し続いたので, この辺で具体的な説明にはいろう. アンテナ結合回路の設計にあたって考慮すべき条件は

- (1) 受信すべき周波数帯
- (2) 選択度
- (3) 信号対雑音比 (S/N) を大とするため, 昇圧比の改善
- (4) 周波数による昇圧比の偏差
- (5) アンテナ回路の結合による同調のずれ

¹ 結合回路の簡単な理論 (詳細は, たとえば三熊氏著『受信機』(上)54ページ) ここでは, 第3.7図について昇圧比 A_a の式を導出しておく. 第3.7図の中央の回路では

$$L_0 \text{ を流れる一次電流} : i_1 = \frac{e_a}{Z_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2}} \quad \text{二次回路に流れる電流} : i_2 = -\frac{j\omega M i_1}{Z_2} \quad \therefore C_2 \text{ の両端の電圧} : E_2 = \frac{i_2}{j\omega C_2}$$

これに i_1, i_2, A_1, Z_2 の値を順に代入していくと

$$E_2 = -M e_a / C_1 2 \{ (r_1 r_2 - X_1 X_2 + \omega^2 M^2) + j(r_1 X_2 + r_2 X_1) \}$$

$$\therefore |E_2| = M e_a / C_2 \sqrt{(r_1 r_2 - X_1 X_2 + \omega^2 M^2)^2 + (r_1 X_2 + r_2 X_1)^2}$$

C_2 を同調して E_2 を最大とする条件は, 分母を X_2 について微分し 0 とおけばよく

$$X_2 = X_1(\omega M/Z_1)^2$$

がその条件となる. このときの $E_2 = E_{2r}$ また $C_2 = C_{2r}$ として

$$E_{2r} = M e_a / C_{2r} Z_1 \{ r_2 + r_1(\omega M/Z_1)^2 \} = M e_a / C_{2r} Z_1 (r_2 + r) = e_a \frac{\omega M}{Z_1} \cdot \frac{Q_2}{1 + \frac{r}{r_2}} \quad (3.1')$$

ここで, $Q_2 = 1/\omega C_{2r} r_2$ で, また $r = r_1(\omega M/Z_1)^2$ であることは第3.7図に示した, ゆえに, (3.1) 式はこれより容易に求められる.

などである。これらは互いに関連があって、相反する性質のものもあるので、どれに主力を注ぐかによって設計は多少違ってくる。

このうち、(1)の条件は次節の同調回路の設計で考えよう。(2)は同調回路の Q_2 を高めることで、その計算は第4章および第6章に示してある。なお、アンテナ回路を結合すれば Q_2 の実効値が低下するので、選択度の点からは結合度はできるだけ小さくしたいが、感度と S/N を高めるにはある程度結合度は大きくし、昇圧比を高める必要があり、(4)の条件も満たすことが望ましい。

実例によって設計法を説明しよう。

3.2.1 中波コイルの場合

アンテナコイルの設計にあたっては、擬似アンテナを含むアンテナ回路の共振周波数 f_a をそのコイルの受信周波数帯の外に出るようにする。 f_a を受信周波数帯の上にとるか、下にとるかによって低インピーダンス型と高インピーダンス型との2方式がある。これらの得失は後に述べるが、擬似アンテナに第2.4図(a)と同じく $L_a(14\mu\text{H})$ 、 $C_a(150\text{pF})$ 、 $r_a(50\Omega)$ の直列回路をとると f_a は

$$X_1 = \omega_a(L_a + L_0) - \frac{1}{\omega_a C_a}$$

から求められる。 f_a は放送バンドの最高または最低の周波数より50%程度離れた周波数とすれば無難である。

たとえば、 $f_a = 2400\text{kc}$ 、 $C_a = 150\text{pF}$ なら、第1.15図より $L_a + L_0 = 29\mu\text{H}$ となるから L_0 を $15\mu\text{H}$ とすればよく、また $f_a = 350\text{kc}$ にとれば L_0 は 1.32mH となる。 L_0 はこれらの値より下あるいは上の値を選べばよいわけであるが、実際には種々の事情でこれらは一応の目安とし、実験的にきめることが多い(実際使われるアンテナは擬似アンテナの定数と一致しないこと、昇圧比が重要なこと、などの理由による)。

〔1〕低インピーダンスコイルの場合 このときは(3.5)式で $Z_1 \doteq X_1$ が成立するので

$$\Delta = \frac{1}{1 - \frac{L_2 X_1}{\omega M^2}} \quad (3.6)$$

$$\therefore M = \sqrt{\Delta \cdot \frac{L_2 X_1}{\omega(\Delta - 1)}} \quad (3.7)$$

(3.7)式は Δ の符号のとり方に注意し、(3.6)式と矛盾しないようにするか、または(3.6)式をそのまま用いるのがよい。

さて Δ は0.01~0.05にとって M を計算するのが普通で、 Δ は周波数の高い方で大きくなるから最高周波数でも0.05を越えないようにする。

L_2 の設計は次節で行なうが、例として L_2 を $200\mu\text{H}$ 、 800kc において Δ は0.01とすれば、 L_0 を $17\mu\text{H}$ として

$$X_1 = 2\pi \times 800 \times 10^3 \times (14 + 17) \times 10^{-6} - \frac{1}{(2\pi \times 800 \times 10^3 \times 150 \times 10^{-12})} = -1172\Omega$$

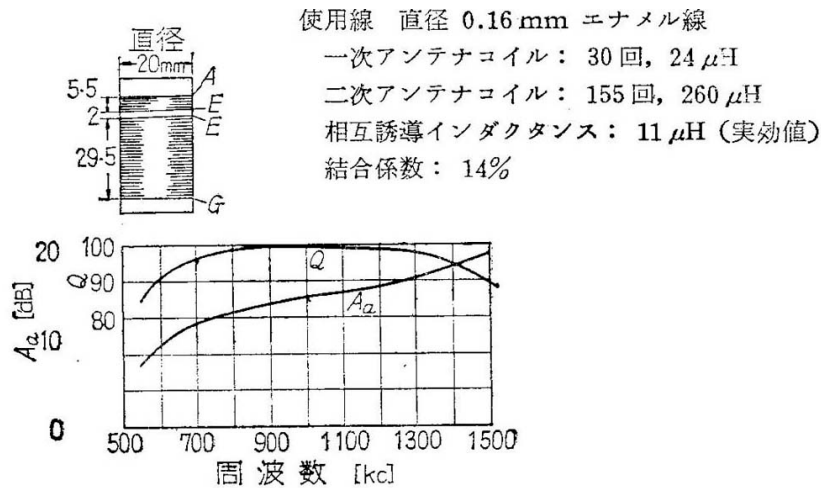
となるから、(3.7)式から M は $21.7\mu\text{H}$ となる。

低インピーダンスコイルでは L_0 が小さいので、 A_a を最大とする条件 $\omega M/Z_1 = \sqrt{r_2/r_1}$ を満足させることは一般にむずかしいが、二次側の同調をとり(3.4)式の増加分を打ち消す条件 $X_2 = X_1(\omega M/Z_1)^2$ を満足させれば、昇圧比は(3.1)式から $A_a \doteq Q_2(r \ll r_2)$ において $Q_2 = 100$ と仮定して 800kc では

$$\begin{aligned} A_a &= 2\pi \times 800 \times 10^3 \times 21.7 \times 10^{-6} \times \frac{100}{1172} \\ &= 9.3 \doteq 19\text{dB} \end{aligned}$$

となる。低インピーダンスコイルの実例の一つを第3.8図に示しておく。

この型のコイルは製作が容易で、感度に重要な昇圧比が平均的に大きい利点があるが、昇圧比は周波数の低いほど低く、放送バンドの上下における感度差が大きいため、高周波増幅を行なわない受信機では低インピーダンス型は最近用いられないような傾向がある。さらに、この型ではアンテナ回路定数の変化の影響を受けやすい(アンテナの変更により、



A_a は一次の巻数の多いほど高いが、直径 20mm の巻棒なら 30 回以内がよい。これ以上では周波数の高い方で同調しない部分が出て選択度がゼロになることがある。巻数が少ないと選択度はよくなるが A_a が下がる。

第 3.8 図 低インピーダンス型入力コイルの特性 (擬似アンテナ接続の場合)

二次側におよぼす効果の変化が大きい) 欠点があり、入力回路の補正同調がついていない一般の受信機では、単一調整には不適當ともいえる。

〔2〕高インピーダンスコイルの場合 いま、 $L_0 = 1.3\text{mH}$ と仮定して計算すれば、 $Z_1 \doteq |X_1| \doteq \omega L_0$ となることは実際の数値を代入してみてもすぐわかる。800kc では $X_1 = 5273\Omega$ 、 $\omega L_0 = 5020\Omega$ である。したがって、(3.5) 式は結合係数 $k = M/\sqrt{L_0 L_2}$ を用いて

$$\Delta \doteq \frac{1}{1 - \frac{L_0 L_2}{M^2}} = \frac{1}{1 - \frac{1}{k^2}} \quad (3.8)$$

となるから同調のずれは周波数に無関係となる。ただし、このためには $\omega L_0 \gg 1/\omega C_a$ が成立しなければならない。また、 Δ は負の符号となり、アンテナ結合の影響は二次側同調容量を大きい方に移させる [(3.5) 式参照]。なお、この場合も一般には Δ は周波数の高いほど小さい。ここで、(3.8) 式をくわしく書くと

$$\Delta = \frac{1}{1 - \frac{1}{k^2} \left(1 - \frac{1}{\gamma^2}\right)} \quad (3.9)$$

ここに、 $\gamma = f/f_a$ 、 f 受信周波数、 f_a は上記の固有共振周波数で、 $\gamma > 4$ とすれば (3.9) 式は (3.8) 式に近づく。

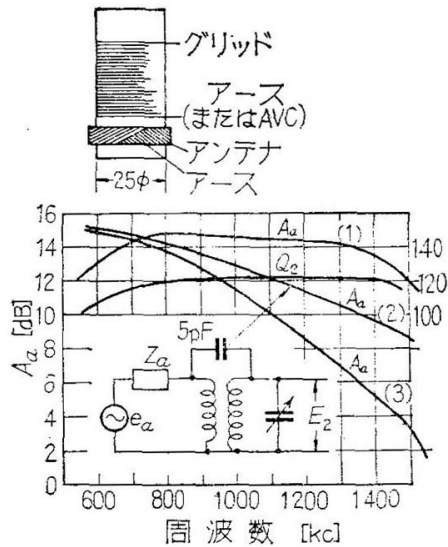
この場合の昇圧比 A_a は、(3.1) 式で $Z_1 \doteq \omega L_0$ であるから

$$A_a \doteq \frac{M Q_2}{L_1} \quad (3.10)$$

ただし、 $r_2 \gg r$ が成立すると仮定した。

たとえば、放送波の最下端 535kc において、同調容量のずれ Δ を -0.04 と仮定すれば、(3.8) 式から k は 0.196 になる。つぎに $k = 0.15$ とし、(3.9) 式から γ を求めると 1.55 となり、 f を 535kc とすれば f_a は 345kc となる。前に述べたように L_0 はこのとき 1.35mH 程度になるから、 $L_2 = 200\mu\text{H}$ 、 $k = 0.15$ とすれば $M = k\sqrt{L_0 L_2} \doteq 78\mu\text{H}$ となる。高インピーダンスコイルの一例を第 3.9 図に示す。

この型のコイルは (3.10) 式からも、 f_a が受信バンドのはるか下方にあれば、 A_a は周波数に無関係に一定となり、同調のずれ Δ は受信周波数には無関係にすることができ、使用アンテナが変わったときの影響が比較的少ないのが長所である。しかし、実際には一次側のコイル (多くはハネカムコイル) は自作しがたく、 A_a は低インピーダンスコイルの場合とは逆に周波数の高い方で低下する傾向があることが欠点で、一般に低インピーダンス型より A_a は低い。しかし周波数特性は平坦なので、 A_a は低くとも高周波増幅を行なわない受信機では多く使われる。これらを考慮して二つの型のコイルのどちらが適当かきめればよい。アンテナが短い (一般に Z_a は大きくなる) 場合には、高インピーダンス型を用いるのが普通である。



アンテナコイル: L_0 0.16mmDSC
 ハネカムコイル: 200回, 1.5mH
 同調コイル : L_2 0.18mm エナメル線 105回
 $225\mu\text{H}$, $M = 80\mu\text{H}$

- (1) コイルの巻方向に注意し結合度も正常の場合
- (2) (3) にアンテナ-アース間に 5pF を入れた場合
- (3) 通常ハネカムコイル使用

第 3.9 図 高インピーダンスコイルの特性例 (擬似アンテナ使用, アンテナコイルの巻来方に注意が肝要)

3.2.2 短波コイルの場合

短波用コイルでは低インピーダンス型が比較的多く用いられる。高インピーダンス型ではマッチングがとれず、またコイルの分布容量、一次、二次間の静電結合などのため複雑な回路となり、コイルの取付方法、位置、接続法によって周波数特性が変わって使いにくいこと、短波ではバンド内の周波数増幅度特性を平坦にすることはそれほど必要がないこと、短波では擬似アンテナは純抵抗 (400~50Ω) と考えることが多いこと、などがその理由である。短波とは 1.5Mc から 30Mc の範囲であって、これを受信するには 4 バンド以上に分けるのが普通であるが、ここでは例として 6~12Mc バンドのコイルを考えよう。

まず、次節の同調回路の設計から L_2 は $3.6\mu\text{H}$ となったとする。最初、短いアンテナを接続する場合などにあたる高インピーダンス型コイルの場合には、中波コイル同様にアンテナ回路の共振周波数 f_0 は使用バンドの最低周波数よりはるかに低くする。この場合には特にアンテナの定数がわからなければ設計はできないが、擬似アンテナを 50~200pF 程度のコンデンサとみなすことが多い。いま、 Z_a を 150pF のコンデンサと仮定し、また $\Delta = -0.03$, $k = 0.15$ と仮定すれば (3.9) 式から $\gamma = 2.1$ となる。そこで f_a は 3Mc と定めると、 L_0 は

$$\omega_a^2 = (2\pi f_a)^2 = \frac{1}{L_0 C_a}$$

の関係式から $19.75\mu\text{H}$ となり、 M も

$$M = k\sqrt{L_0 L_2} = 0.15\sqrt{19.75 \times 3.6 \times 10^{-6}} = 1.26\mu\text{H}$$

となる。

つぎに、擬似アンテナが抵抗で表わされるように一般に整合されたフィードに接続する場合を考える。結論をまず述べると、短波の場合にかぎらないが、広い周波数範囲にわたって最適の条件を満足させるような設計は不可能で、性能の最高であることを望む通信用受信機では、少なくとも入力回路の同調は連動バリコンと並列に入れた微細同調用の補正バリコンで、受信周波数ごとに正しく同調できるようにすることが多い。しかし、ここでは一般の連動同調バリコンのみ用いる場合の計算例を示そう。

【計算例】 一次側のインピーダンス $Z_a = r_1 = 500\Omega$ と仮定し二次側の抵抗が r_2 なら、一次側から二次側に最大電力を送りこみ、 E_2 を最大とするための条件は

$$\omega M = \sqrt{r_1 r_2} = \sqrt{r_1 \cdot \frac{\omega L_2}{Q_2}} \tag{3.11}$$

また、このときの昇圧比は、 R_0 を二次側共振インピーダンスとして

$$A_a = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_0}{r_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega L_2 Q_2}{r_1}} \tag{3.12}$$

第 3.1 表 短波コイルの Q

使用周波数 [Mc]	使用線	巻数	巻長 [mm]	L [μH]	Q () 内は Mc
3~5	0.5mmDSC	密巻 30 回	20	12	116(3), 130(5)
5~8	0.8mm エナメル	p = 1mm 5 回	15	4.2	122(5), 168(8)
8~14	0.8mm すずめつき	p = 2mm 9 回	18	1.3	148(8), 174(14)
14~28	同上	p = 2mm 4 1/2 回	10	0.61	128(14), 160(26)
22~30	同上	p = 2mm 3 回	6	0.29	120(22), 140(30)

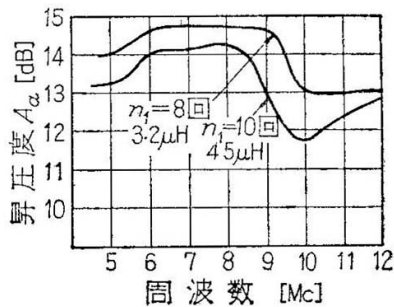
[注] p はピッチ．使用巻材はエポナイトまたはアニリン樹脂の場合で，ステアタイトなどを使用すればさらに Q は高くなり，ペークライト使用の場合はこれより低い．
巻材直径は 20mm の場合．

で表わされる．これら両式からわかるように，この条件は周波数によって変わる． Q_2 は一般に，同じ周波数バンド内では周波数が高い方で大きくなるものであるが，かりに一定で 100 として計算すると (3.11) 式から， $r_1 = 150\Omega$ ， $L_2 = 3.6\mu\text{H}$ として，最適の M は 12Mc に対して $0.267\mu\text{H}$ であるが，6Mc では $0.378\mu\text{H}$ となり，かなりの相異がある．これとは別に同調のずれの式 (3.5) で，いま最高周波数で一次コイルのリアクタンス ωL_0 は r_1 に等しいと考えると

$$Z_1 = \sqrt{r_1^2 + (\omega L_0)^2} = \sqrt{2}(\omega L_0) = \sqrt{2}X_1$$

となるから，これを代入すると Δ を -0.03 として M は最高周波数で $0.67\mu\text{H}$ となる．したがって， Δ の点では M は $0.6\mu\text{H}$ 前後まで許されることになる．

そこで実際の設計にあたっては，二次側の同調をいちいちとることが許されるような通信用高級受信機では $0.378\mu\text{H}$ 程度の疎結合とし，選択度をも重視することにすればよいが，一般の受信機では強力な局を受信するのは別として， Δ の点で許される程度の密結合とする．具体的にはバンドの中央の周波数で最適の M を求め，k を仮定して L_0 を計算する．そして受信機全体の必要な性能を満足するように，特に選択度を満たすように一次，二次のコイル間隔を実験的に加減して最適値を決定することが多い．このようにして決定されたコイルの定数は，製作法を述べた雑誌記事に多数発表されている．第 3.10 図もその一例である．



6~12Mc 用コイル：直径 20mm，一次，二次間隔 1mm
アンテナ側コイル：0.2mmDSC 密巻，巻回数 n_1
同調コイル：0.6mm エナメル 1mm ピッチ，15 回， $3.6\mu\text{H}$

第 3.10 図 短波用コイルの一例

たとえば， $M = 0.3\mu\text{H}$ とすれば， $k = 0.1$ として

$$L_0 = M^2/k^2 L_2 = \frac{0.09}{0.01 \times 3.6} = 2.5\mu\text{H}$$

なお，短波コイルの Q につき一例を参考までに第 3.1 表にあげておく．

3.3 同調回路の設計

同調回路は受信機の基本回路であるから，その特性はよく知っておかねばならない．ここではその設計法のみ述べる．

同調回路は受信しようとする周波数帯全部に同調できなければならないので，使用バリコンをきめて，これに相応するコイルを算出するのが普通である．さて，1.4 でも説明したように L-C 同調回路の共振周波数 f_0 は

$$f_{0(c/s)} = 1/2\pi \sqrt{L_{(H)} C_{(F)}} \tag{3.13}$$

または,

$$f_{0(\text{kc})} \doteq 19200 / \sqrt{L_{(\mu\text{H})} C_{(\text{pF})}} \quad (3.14)$$

$$L_{(\mu\text{H})} = 25330 \times 10^6 / f_{0(\text{kc})}^2 C_{(\text{pF})} \quad (3.15)$$

これらは第 1.15 図のノモグラフを用いれば容易に得られる。

3.3.1 バリコンの選定

受信する最高および最低周波数を f_{max} および f_{min} とし, $C_{\text{max}}, C_{\text{min}}$ を同調バリコンの最大, 最小容量, ΔC を同調回路の全漂遊容量 (真空管の入力容量, 配線の容量などの和) とすれば, バリコンの加減による同調容量の最大値は $C_{\text{max}} + \Delta C$, 最小値は C_{min} である。

市販のバリコンでは C_{min} は 8~15pF で, C_{max} が大きいものほど C_{min} も大きい。平均 C_{min} は 13pF とみてよい。 ΔC はバンド切換の有無, その方式, 受信周波数などによって相当異なる。コイルの分布容量 5~20pF, 真空管の入力容量 3~15pF, 配線の漂遊容量 10pF, 一次側に接続されたインピーダンスによる二次側の付加容量数 pF の見当で, ΔC は 30~50pF となる。 $C_{\text{min}} + \Delta C$ は, 短波では 45~50pF, 中波では 50~60pF と見込むのが無難である。前述の (3.14) 式から

$$\begin{cases} f_{\text{max}} = 159200 / \sqrt{L_{(\mu\text{H})} [C_{\text{min}} + \Delta C]_{(\text{pF})}} \text{ [kc]} \\ f_{\text{min}} = 159200 / \sqrt{L_{(\mu\text{H})} [C_{\text{max}} + \Delta C]_{(\text{pF})}} \text{ [kc]} \end{cases}$$

$$\therefore \left(\frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}} \right)^2 = \left(\frac{C_{\text{max}} + \Delta C}{C_{\text{min}} + \Delta C} \right) \quad (3.16)$$

この式からバンドの最高, 最低両周波数がわかれば C_{max} , したがってバリコンの必要な最大容量値がきまる。

3.3.2 同調インダクタンス L の決定

これは (3.16) 式よりただちに得られる次式で計算する。

$$L = \frac{25330 \times 10^6}{f_{\text{max}(\text{kc})}^2 (C_{\text{min}} + \Delta C)_{(\text{pF})}} \quad [\mu\text{H}] \quad (3.17)$$

【計算例】(i) 535kc~1605kc の放送バンド このときは $f_{\text{max}}/f_{\text{min}} = 3$ であるから, (3.16) 式から

$$\frac{(C_{\text{max}} + \Delta C)}{(C_{\text{min}} + \Delta C)} = 9$$

であればよい。 $\Delta = 30\text{pF}$, $C_{\text{min}} = 15\text{pF}$ とすれば, $C_{\text{max}} = 375\text{pF}$ となる。

しかし部分品の不同, 一次, 二次結合による同調のずれ, 配線の漂遊容量の多少を見込み, また目盛板の両極端まで使うことをさけるため, バリコンの両端に 10% くらいの余裕をもたせることができれば好都合である。これを見込むと $C_{\text{min}} + \Delta C \doteq 50\text{pF}$ であるから C_{max} は 420pF となる (標準バリコンは最大容量 430pF でこの値は適当である)。さて, この場合の L は (3.17) 式から 197.2 μH となる。

(ii) 6Mc~18Mc の短波バンド このときも $f_{\text{max}}/f_{\text{min}} = 3$ であるから, 標準バリコンがそのまま使える。 L も (3.17) 式から

$$L = 25330 \times \frac{10^6}{(18 \times 10^3)^2 \times 50} = 1.57 \mu\text{H}$$

となる。一般にバリコンは市販の標準品を使わねばならないのでその有効変化範囲は 9 倍以下, したがって周波数変化範囲は 3 倍以上にはできない。一方, 短波では 1 個の同調コイルで周波数範囲を 3 倍にもとると, 周波数の高い方と低い方とでは感度の差が大きくなりすぎるので, 一般には 2 倍以下にとる。このときは $C_{\text{min}} + \Delta C = 50\text{pF}$ にとれば, $C_{\text{min}} + \Delta C = 200\text{pF}$ となるから C_{max} は 180pF 程度になり, 最大容量 200pF 前後の短波用バリコンが適当である (中波放送帯を 1 個のコイルで受信する全波受信機では, 短波コイルの受信範囲も 3 倍になるから, 感度を高めたい場合には

バンドの切換数を増し、コンデンサの容量の大きい方は使わない設計の受信機もある)。なお、以上のような計算はやっかいであるから、だいたいの見当をつけるには第 1.15 図のようなノモグラフを利用するのが便利である。

3.3.3 可変同調インダクタンスの選定

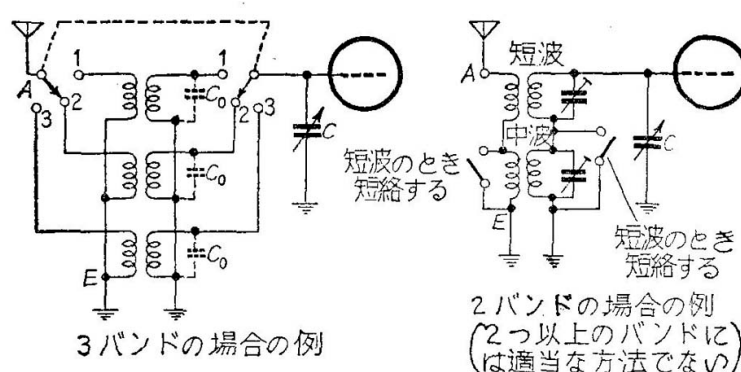
同調回路の同調に C を変化する代わりに L を変化する方が有利な場合がある。この場合に变化すべき L の大きさはバリコン使用の場合と同様に決められる。たとえば上記の計算例のように放送バンド全域を同調するには L は 9 倍変化しなければならない。 ΔC を 30pF、固定同調容量を 120pF とし $\Delta C + C = 150\text{pF}$ とすれば、 L は $65.5\mu\text{H}$ から $590\mu\text{H}$ まで変化させる必要があるがこの程度なら実現可能である。この方法の欠点は L を変化させるためにコイルの中に磁性芯(フェライトコア)の丸棒を出入させることが必要であり、このための機構が複雑であること、磁性芯の運動が直線的でなければならないので寸法上の制限があることである。

3.4 バンド切換法

全波受信機では全受信周波数帯を適當数のバンドに分け、その各コイルをロータリスイッチ(バンドスイッチともいう)で切換選択する。このとき使わないバンドのコイルは、両端開放のままにしておく、第 3.11 図にも示してあるように、そのインダクタンスと、そのコイルの分布容量とトリマコンデンサとの和 C_0 とで形成される同調回路の共振周波数 f_0 が受信しようとする周波数と一致すると、その周波数を中心としたある範囲の周波数ではほぼ同一共振周波数の二つの同調回路の結合に基づく吸収現象のため、

感度が著しく低下し実用にならないことが多い。これをさけるためには、使用中のコイルより周波数の低い方のバンドのコイルだけでもよいが、これらをすべて短絡する必要がある。市販のロータリスイッチにはこの短絡が自動的に行なわれるように接点機構を作っているものがあるが、その場合には、バンドの接続順序だけ考慮すればよい。

なお、同調コイルを二つ以上同じ巻枠に巻くときは、お互いの間の結合をできるだけ少なくするため許されるだけ引き離すが、場合によってはしゃべいすることも必要である。一次側は共振周波数が高か高いので、一般にはこのような短絡は行なわれない。しかし、高インピーダンス型回路ではこのように軽視することはできないから、短絡することも必要になる。このためバンド数の多い受信機では、高インピーダンス型回路を使うことは簡単ではなく、一般に使われない。



第 3.11 図 バンド切換方法の例

第4章 高周波増幅回路

4.1 高周波増幅の目的

高周波増幅を行なえば、つぎのような利益がある。

〔1〕感度がよくなる これは微弱な電波を受信して増幅し、周波数変換器から検波器までを効率よく動作させるためである。

〔2〕選択度が改善される スーパー特有の影像 (image) 信号による混信が減少する。ただし、これは同調回路の数が増したことが原因であって増幅用真空管は別に必要ではない。

〔3〕信号対雑音比 (S/N) が改善される しかし実際問題として高周波増幅を設ければ経済上の負担増加となる上に調整もやっかいになるから、これらの利点が設計しようとする受信機の性能としてぜひ必要なものかどうかを検討してから採用するかどうかを決める。

まず増幅度の点では、中波なら1段で100倍または40dBの利得は困難ではないが、ラジオ放送の電界強度は一般に十分強いので増幅だけのために高周波増幅を行なう必要は少ない。短波ではこれと事情がちがい昼間でも遠距離の局が受信できる可能性があるので、高周波増幅を行なうことは非常に有効で、増幅度も大きい方がよい。

選択度²の点では、受信周波数に接近した妨害波を除く能力は、中波では多少役だが短波では高周波部にほとんど期待できない。しかしいずれの場合も高周波に選択回路を設けることは影像信号選択度を高めるには有効である。そこで影像信号選択度の略算式を示そう。まず影像周波数 f' は、受信周波数を f_s 、局部発振周波数を f_0 、中間周波数を f_i とすれば

$$f_0 - f_s = f_i, f' - f_0 = f_i, f' - f_s = 2f_i \quad f' > f_0 > f_s$$

という関係があり、 f_0 を中心にして f_s とちょうど反対のところにあり、 f_0 との差は f' も f_s も f_i に等しいので f' も f_s も中間周波増幅部に入って混信を起こす。さて f' に対する選択度つまり f' にどれだけ減衰を与えられるかを求める。 n を同調回路の数、 Q を各同調回路の平均の Q とし、同調回路のトラッキング誤差がないと仮定すれば選択度は次式で計算される。

$$\alpha \doteq \frac{1}{\left(\frac{4f_i Q}{f_s}\right)^n} \quad (4.1)$$

【計算例】 高周波増幅1段、中間周波数455kcのスーパーヘテロダイン受信機の影像信号選択度(イメージ比ともいう)を求めよう、このときは $n = 2$ 、まず f_s が20Mcでは $Q \doteq 50$ (コイル単独の Q は150以上にもなるが真空管の入力抵抗は f_s^2 に反比例して減るなどの理由で、実効の Q はこの程度とする) とすれば

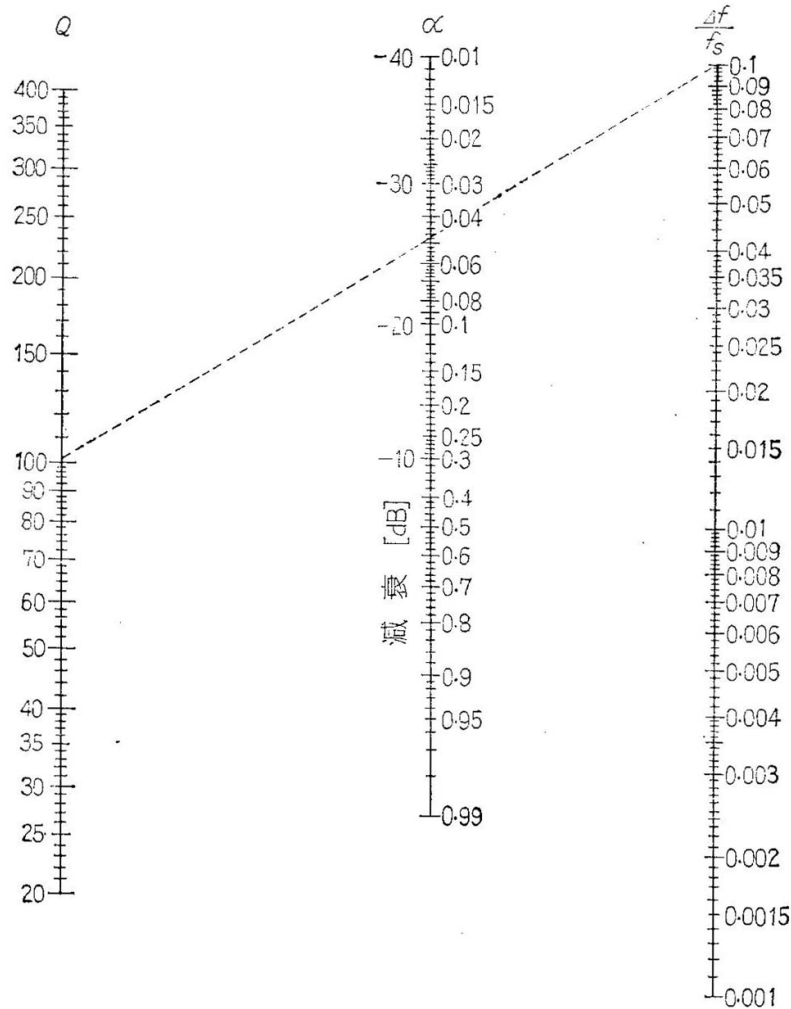
$$\alpha = \frac{1}{\left(4 \times 0.455 \times \frac{50}{20}\right)^2} = \frac{1}{20.7} \doteq -26 \text{ dB}$$

つぎに1Mcでは $Q = 60$ とすれば $\alpha = 80\text{dB}$ となる。実際にも小型全波受信機では、その調整の良否にもよるが20Mcで20~30dB、1Mcで60~80dBの値が得られる。 α がどの程度必要かは電波の混信状況で異なるから簡単には決められないが、必要に応じて f' に同調した回路(これはウェーブトラップという)を入力回路に直列に入れることも有効である。

さて、つぎに一般に f_s に接近した妨害周波数に対する選択度は

$$\alpha = \left(\sqrt{1 + (2Q\Delta f/f_s)^2}\right)^n \quad (4.2)$$

² 受信機の実効選択度特性には1信号選択度と2信号選択度(実効選択度ともいう)とがあり、前者は受信機の信号入力小さく真空管の非直線性が問題にならない程度ときは正しくその選択性能を表す。後者は妨害信号の周波数が接近しており、しかもその入力電圧が大きい場合の選択性能を表すもので受信機にある程度以上大きい信号が加わると直線的に動作しなくなり選択性能が低下するのである。この性能は混変調、相互変調、ブロッキングの三つの現象で現われ、その測定法も決められている。これらをくわしく調べるにはたとえば、日本放送出版協会発行 NHK 編『受信機(下)』279ページを参照すればよい。



第 4.1 図 選択度図表

から求められる． Δf は f_s から妨害波までの周波数偏差である，この式を図表化したものが第 4.1 図である（第 6.3 図も参照）．

また，中間周波数が直接高周波を通して入ってくることも混信の原因となるが， f_i を 455kc に選んでおけばわが国ではまず問題にならない．第 4.1 図の使用例を示すと， f_s が 1000kc で 100kc 離れた局の電波に対する選択度は $\Delta f/f_s = 100/1000 = 0.1$ を右端の目盛にとり，これと左端の同調回路の Q の値 いま 100 に選ぼう とを直線で結び，中央の α の線との交点から， $0.048 = 26.4\text{dB}$ が得られる，これが同調回路一つを選択度であって，高周波 1 段増幅なら同調回路が二つであるから妨害電波に対する減衰度は， $(0.048)^2$ または $26.4 \times 2 = 52.8\text{dB}$ となる¹．

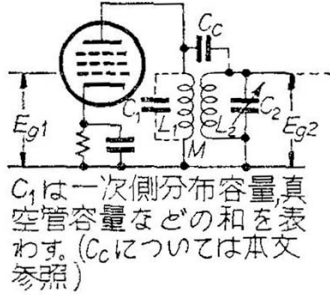
信号対雑音比 (S/N) については，スーパーの場合は特に重要である．さて，アンテナにはシグナルと同時に外部雑音も誘導されるので，ここで最低の S/N がきまる．しかしこれは一般に不明であるから，これは別にして受信機内部から出る雑音を考える．

まず，同調回路からは熱雑音，真空管からはショット雑音が出る．これらの雑音を全部受信機の第 1 段（高周波増幅）真空管のコントロールグリッド側に換算しておくことと便利である．たとえば，第 2 段の真空管およびそのグリッド同調回路から出る雑音を e_{2v} および e_{2t} とし，第 1 段の増幅度を A_1 とすれば，これらは e_{2v}/A_1 および e_{2t}/A_1 と換算される．したがって， $A_1 = 30\text{dB} \approx 30$ 倍と仮定すれば，第 2 段の真空管回路から出る雑音は $1/30$ の値となってしまう．第 3 段真空管回路以降から出る雑音は，第 2 段目の増幅度を A_2 とすれば，第 1 段グリッド側に換算すると $1/(A_1 \times A_2)$ となるので A_1, A_2 が大きければ一般に無視できる¹．

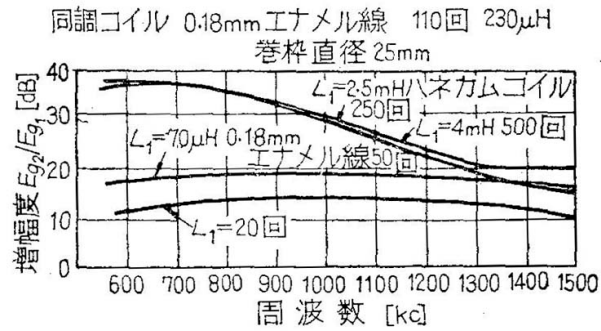
つぎにこれらの合成雑音を考えると，第 1 段の真空管およびグリッド同調回路から出る雑音を e_{1v} および e_{1t} とすれば，第 1 段グリッド側の受信機合成電圧は

¹ 一般の同調回路の選択度に対する計算式は，便宜上第 6 章にまとめて示してあるから参照すること．

¹ 受信機雑音については，1.7 を参照．



第 4.2 図 電磁結合二次同調回路



第 4.3 図 高周波増幅回路の周波数特性例

$$\text{受信機合成電圧} = \sqrt{e_{1v}^2 + e_{1t}^2 + \frac{e_{2v}^2 + e_{2t}^2}{A_1^2}}$$

となる．ところでスーパーでは周波数変換回路を用いるが，これから出る雑音は非常に大きく，変換管を増幅管として使った場合の 7 倍にも達する．このため受信機全体の増幅度が同じ場合には高周波増幅を行なうものと，これがない場合とでは第 1 段目のグリッド側に換算した真空管およびその後の雑音電圧の合成値の比はおおよそ $7 : \sqrt{1 + (7/A_1)^2}$ となり，たとえば $A_1 = 10 = 20\text{dB}$ なら $7 : 1.22$ となるから高周波増幅は S/N の改善に役立つこと，その増幅度は 20dB 以上あることが望ましいことも理解される²．

4.2 回路の特性とその設計

4.2.1 一般特性

高周波増幅回路には種々の方式があるが，利点が多くて実際に最も多く使われるのは第 4.2 図の電磁結合二次同調回路であるから，この回路のみ考えることにする．

この回路の L_1 について，入力回路と同じく高インピーダンス型と低インピーダンス型との区別がある．その二つの型の高周波増幅器の周波数特性は，たとえば第 4.3 図のようになり，放送波の場合には入力回路が低インピーダンス型ならば，増幅管プレート側の L_1 を高インピーダンス型として，高周波部全体の周波数特性を平坦にすることもできる．また入力回路と異なり，一次側には内部抵抗 r_p の高い五極管が接続されているので増幅度は高く具合がよい．このため，中波用受信機ではこの組合せが好んで採用される．

短波の場合でも L_1 を高インピーダンスとすることは同じ理由で有利である．しかし全波受信機のようにバンドの数が多く，特に同一巻枠にコイルを多数とりつける場合には，たとえ一次コイルを短絡しても，一次コイルの共振周波数が周波数の低い方のバンドの同調周波数と合致した場合，吸収されて感度が急に下がることがあり，高利得のため発振しやすいなどの欠点がある．また高周波増幅を 2 段以上とする場合には，1 段あたりの増幅度は低くても選択度に重点をおき，構造も簡単で安定な低インピーダンス型の L_1 を用いることが多い．

4.2.2 電圧増幅度

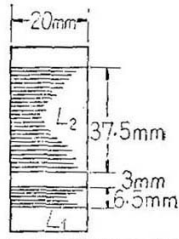
〔1〕低インピーダンス回路 この回路では， L_1 と一次回路の分布容量 C_1 による一次側固有（共振）周波数 f_1 は，受信周波数中の最高周波数より高くなるようにする．この回路の電圧増幅度 A は，五極管の場合

$$A = \frac{E_{g2}}{E_{g1}} \approx g_m \omega M Q_2 \quad (4.3)$$

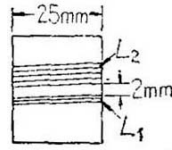
と簡単に表わされる¹． Q_2 は二次同調回路の実効 Q である．この型のコイルの例は第 4.4 図に示した．短波では 6Mc 以

² 周波数変換管以下の増幅度が小さい 4~5 球スーパーでは，変換回路から出る雑音が大きいため強い電波を受信することが多いので AVC がかかり，実用上問題とならないことが多い．

¹ (4.3) 式の誘導は，4.2.4 参照．



(a) 中波用コイル
 L_2 :150 回, 240 μ H
 L_1 :30 回, 25 μ H
 M :約 15 μ H
 使用線は 0.18mm エナメル線



(b) 短波用コイル
 L_2 :10 回, 0.6mm エナメル線
 ピッチ 1mm, 3 μ H
 L_1 :6 回, 0.8mm エナメル線
 密巻, 3.6 μ H

増幅度 (6BA6 使用)	
6MC	19dB
10MC	24dB
12MC	25dB

第 4.4 図 低インピーダンスコイルの例

上は同調コイルを間隔巻 (つまりピッチを巻線の太さ以上とすること) にした方がよい。

【計算例】増幅管を 6BA6 ($g_m \approx 4m\Omega$), $M = 15\mu H$, $Q_2 = 80$ と仮定すれば, 550kc に対する増幅度は

$$A = 4 \times 10^{-3} \times 2\pi \times 550 \times 10^3 \times 15 \times 10^{-6} \times 80 = 16.6$$

これは, ほぼ 24.5dB にあたる。また, 入力周波数 1500kc に対しては $A = 45.2 \approx 33dB$ となり, バンドの上下で 8.5dB 程度の増幅度の差があることになる (Q_2 が一定と仮定したが, Q_2 は周波数の高い方で大きくなる傾向があるから, この差はさらに増える), L_1 の巻数を増してやると, 選択度は悪くなるが周波数特性はよくなることもある。しかしながら, この方式のコイルは利得が低いので中波ではほとんど用いられない。

〔2〕高インピーダンス回路 f_1 は最低受信周波数よりも低くとる。ここで C_1 は真空管のプレート側およびそのソケットを含む容量を 10pF, 配線その他の漂遊容量を 5pF, L_1 の分布容量 (コイルの種類とインダクタンスの値で変わる) を最大 10pF とみて, これらの和の 25pF と考えることが多い。短波ではこれより少ないが, 全波受信機ではバンド切換方法によって多少の増減があるから, すべて 25pF と見込めばよい。

たとえば中波では L_1 は数 mH となり, M が大きくなるので増幅度は上がる。数式¹で表わせば

$$A = \frac{g_m \omega M Q_2}{\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 - 1} \tag{4.4}$$

ただし, f は受信周波数, $\omega = 2\pi f$

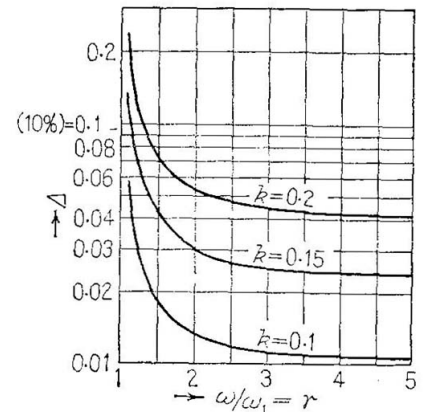
つぎに入力回路と同じく, 一次側の結合による二次同調回路の同調点のずれは (3.5) 式同様, 同調容量のずれ Δ で表わせば

$$\Delta \approx \frac{M^2}{L_1 L_2 \left\{ 1 - \left(\frac{f_1}{f}\right)^2 \right\}} \tag{4.5}$$

となるが, L_1 と L_2 との結合係数 $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$, および $\gamma = f/f_1$ を用いれば,

$$\Delta \approx \frac{k^2}{\left(1 - \frac{1}{\gamma^2}\right)} \tag{4.6}$$

Δ は明らかに k の大きいほど, γ が小さいほど大きい。このようすは第 4.5 図に示してあるが, k は 0.1 以下, Δ は 3% 以下とすることが望ましい。しかし, 最近のコイルのようにフェライトコアによってコイルの L を微細にしかも簡単に加減できるものを採用すれば, Δ の絶対値, つまり Δ の大小は問題ではなく, そのバンドの受信周波数による Δ の変



第 4.5 図 γ と Δ との関係

¹ (4.4) 式の誘導は 4.4.2.4 参照。

化が小さいことのみが重要である。したがって、 γ は最低受信周波数で 1.5 以上にとればよい。 γ がきまれば f_1 が計算できる。

別な決定法として、バンド内の周波数 f' , f'' における増幅度を A' , A'' とすれば (4.4) 式から

$$A' = \frac{g_m \omega M Q_2}{\left(\frac{f'}{f_1}\right)^2 - 1}$$

$$A'' = \frac{g_m \omega M Q_2}{\left(\frac{f''}{f_1}\right)^2 - 1}$$

$A'/A'' = a$ とおけば

$$f_1 = f'' \sqrt{\frac{a \left(\frac{f'}{f''}\right)^2 - 1}{a \left(\frac{f''}{f'}\right)^2 - 1}} \quad (4.7)$$

となるから、 a を与えれば f_1 が決定できる。

【計算例】放送バンドで $f' = 600\text{kc}$, $f'' = 1300\text{kc}$ とし、 a が 3 となるためには ($a = 3$ とは、利得で約 10dB の差となることを意味する), (4.7) 式から

$$f_1 = 1300 \times 10^3 \times \sqrt{\frac{3 \times \left(\frac{600}{1300}\right)^2 - 1}{3 \times \left(\frac{1300}{600}\right)^2 - 1}} \approx 344\text{kc}$$

また、最初から $\gamma = 1.5$ ときめれば簡単で

$$f_1 = \frac{f}{\gamma} = \frac{550 \times 10^3}{1.5} = 367\text{kc}$$

になり、(4.4) 式から 600kc における A' と、1300kc における A'' とを逆に求め、その比を a とおけば ($g_m M Q_g$ は一定として)

$$a = \frac{600 \left\{ \left(\frac{1300}{367}\right)^2 - 1 \right\}}{1300 \left\{ \left(\frac{600}{367}\right)^2 - 1 \right\}} = 3.18$$

が得られ、どちらの方法でも大差はない。

4.2.3 設計例

全波受信機があって受信周波数とそのバンドの分け方は第 4.1 表のとおりである。高周波増幅は 1 段で、使用真空管は 6BA6、プレート側コイルはすべて高インピーダンス型とする。バリコンの決定には 3.3 に述べた例と同様に、 $\Delta C = 30\text{pF}$, $C_{\min} = 15\text{pF}$ とすれば、 f_{\max}/f_{\min} が最大である A バンドを考えて、 $(C_{\max} + 30)/(C_{\min} + 30) = 8.75$ より $C_{\max} \approx 364\text{pF}$ が得られるから、市販品の 430pF(最小値は 12~13pF) の標準バリコンを用いればよい。つぎに同調インダクタンス L_2 は 3.3 の同調回路の設計法を参照し、 f_{\max} の値とそれに対する同調容量が $C_{\min} + \Delta C = 45\text{pF}$ となることから計算または図表で求める。第 4.1 表に示した値はこうして求めたものである。

第 4.1 表

	受信周波数範囲	f_{\max}/f_{\min}	$(f_{\max}/f_{\min})^2$	$L_2[\mu\text{H}]$
A バンド	540~1600kc	2.96	8.75	230
B バンド	4~10Mc	2.5	6.25	5.5
C バンド	10~25Mc	2.5	6.25	0.6

〔1〕 f_1 と L_1 との決定 Aバンドでは、上の例から $f_1 = 367\text{kc}$ とすれば C_1 を 25pF と仮定し

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi \times 367 \times 10^3)^2 \times 25 \times 10^{-12}} = 7.43\text{mH}$$

となる。 L_1 が過大であると占有面積が大きく不便であるから、 C_1 に小容量 50pF 程度を付加してやり、 f_1 は不変で L_1 のみを 2mH 程度にする案もあるが、 C_1 のバイパス効果のため増幅度が下がるから注意が必要である。

Bバンドでは、 $f' = 4\text{Mc}$ 、 $f'' = 10\text{Mc}$ として $\gamma = 1.5$ と定めれば $f_1 = 4/1.5 = 2.66\text{Mc}$ となり、 a は (4.4) 式から

$$a = \frac{4 \left\{ \left(\frac{10}{2.66} \right)^2 - 1 \right\}}{10 \left\{ \left(\frac{4}{2.66} \right)^2 - 1 \right\}} \approx 3.72^2$$

L_1 は C_1 を 25pF と仮定すれば

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi \times 2.66 \times 10^6)^2 \times 25 \times 10^{-12}} \approx 143.5\mu\text{H}$$

Cバンドでは、 $f' = 10\text{Mc}$ 、 $f'' = 25\text{Mc}$ 、 $\gamma = 1.5$ とすれば $f_1 \approx 6.7\text{Mc}$ 、 $a = 4.2$ 、 $L_1 = 22.6\mu\text{H}$ ($C_1 = 25\text{pF}$) が前同様求められる。

ここで逆に $a = 3$ となるような f_1 を求めてみると、 (4.7) 式から Bバンドでは 1.754Mc 、 Cバンドでは 5.9Mc となる。このように f_1 を低くとると、 a つまりバンド両端の増幅度の差は小さくなるが、受信機としては高周波同調回路全体の総合特性を平坦とすることが必要なのであって、高周波増幅1段ならプレート側同調回路増幅特性は入力回路と逆の特性とすればよい。 a の適否はこのような見地からきまる。

〔2〕 M の決定 これは (4.6) 式からまず k を求めて、 $M = \sqrt{L_1 L_2}$ として計算できる。しかし前に γ を 1.5 ときめたので、第 4.5 図から Δ が -0.02 以下であるためには $k \approx 0.11$ が適当であることがわかる。

Aバンドでは¹

$$M = 0.11 \times \sqrt{7.43 \times 10^{-3} \times 230 \times 10^{-6}} \approx 136\mu\text{H}$$

同様にして、Bバンドでは $M = 2.81\mu\text{H}$ 、Cバンドでは $M = 0.45\mu\text{H}$ となる。

〔3〕 コイルの Q 決定 L に必要な Q の値 (実は二次回路のコイル、バリコン、真空管、ロータリスイッチなどの合成の Q である) は、(4.4) 式を変形して得られ

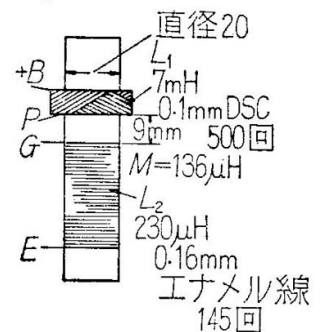
$$Q_2 = \left| \frac{A \left\{ \left(\frac{f}{f_1} \right)^2 - 1 \right\}}{g_m \omega M} \right| \quad (4.8)$$

から算出できる。いま使用真空管は 6BA6 とし、 $g_m = 4\text{m}\bar{\nu}$ とすれば

Aバンドでは、 600kc で A が $35\text{dB} = 56.23$ 倍以上必要とすれば

$$Q_2 = \frac{56.23 \left\{ \left(\frac{600}{367} \right)^2 - 1 \right\}}{4 \times 10^{-3} \times 2\pi \times 600 \times 10^3 \times 136 \times 10^{-6}} = 45.8$$

この程度の Q は容易に得られるから、希望の増幅度も満足できる。もし g_m が $2\text{m}\bar{\nu}$ の 6BD6 を使う場合には、この2倍 $Q = 92$ 以上が必要である。



第 4.6 図 高インピーダンス型コイルの例

² 原著は 3.72 だが、計算すると 4.16 になる。不審

¹ 原著では、 $M \approx 136\mu\text{H}$ と成っているが、次式を計算すると、 $M \approx 143\mu\text{H}$ となり、不審 PDF 版注

Bバンドでは、4Mc で仮りに、 A が 30dB = 31.62 倍以上必要とすれば

$$Q_2 = \frac{31.62 \times \{(1.5)^2 - 1\}}{4 \times 10^{-3} \times 2\pi \times 4 \times 10^6 \times 2.81 \times 10^{-6}} = 140$$

この程度の Q は間隔巻 (ピッチ 1mm で線径 0.6mm) のコイルでうることはむずかしくない。しかし A は 25dB でよければ $Q > 78.6$ でよく、これなら容易である。

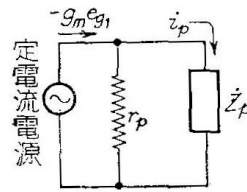
Cバンドでは、10Mc で仮りに $A = 25\text{dB} = 17.78$ 倍以上が望ましいとすれば

$$Q_2 > \frac{17.78 \{(1.5)^2 - 1\}}{4 \times 10^{-3} \times 2\pi \times 10 \times 10^6 \times 0.45 \times 10^{-6}} = 196.5$$

が必要であるがこれははなはだむずかしい、しかし、 A が 20dB でよければ Q_2 は 110 以上あればよく、実現はむずかしくない。

4.2.4 (4.3) および (4.4) 両式の説明

(4.3) および (4.4) 両式は重要であるから、その誘導について説明しておく。まず、内部抵抗が非常に大きい高周波増幅用五極真空管の等価回路は、第 4.7 図の定電流型で表わされることは周知のとおりである。いま、プレート側の負荷 Z_p が第 4.8 図に示す電磁結合回路であれば、 L_1 に流れる高周波電流は $i_p = i_1 = -g_m e_{g1}$ 、二次側に誘導される起電力は $-j\omega M i_1 = j\omega M g_m e_{g1}$ となる。ところが同調回路



$$i_p = -g_m e_{g1} \frac{r_p}{r_p + Z_p} \\ \doteq -g_m e_{g1} \quad (\text{五極管の場合}) \\ r_p: \text{プレート内部抵抗} \\ Z_p: \text{プレート負荷抵抗} \\ (\text{またはインピーダンス})$$

第 4.7 図 一般真空管等価回路

$L_2 - C_2 - r_2$ のコイル L_2 に電圧 e が誘導された場合、 C_2 の両端に生ずる同調電圧は $e Q_2$ に等しいから、この $\omega M g_m e_{g1}$ によって C_2 の両端に生ずる同調電圧 e_{g2} は、 $j\omega M g_m Q_2 e_{g1}$ となる。したがって高周波増幅回路の増幅度 A は

$$A = \frac{E_{g2}}{E_{g1}} = \left| \frac{e_{g2}}{e_{g1}} \right| \doteq g_m \omega M Q_2 \quad (3')$$

つぎに高インピーダンス型回路では、プレート負荷は第 4.9 図で表わされる。 L_1 に流れる電流 i_1 は、 $i_p = -g_m e_{g1}$ が L_1 と C_1 とに分流するものであるから

$$i_1 = -g_m e_{g1} \times \frac{-j \frac{1}{\omega C_1}}{j\omega L_1 - j \frac{1}{\omega} C_1} = \frac{g_m e_{g1}}{\omega^2 L_1 C_1 - 1}$$

i_1 によって二次側の L_2 に誘起される電圧は、 $-j\omega M i_1$ となる。いま $L_1 C_1 = 1/\omega_1^2$ 、 $\omega^2/\omega_1^2 = (f/f_1)^2 = \gamma^2$ とおけば

$$-j\omega M i_1 = \frac{-j\omega M g_m e_{g1}}{\gamma^2 - 1}$$

これを前の式と比較すれば、等価相互インダクタンスは

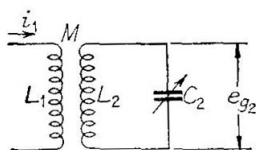
$$M' = \frac{M}{\gamma^2 - 1} \quad (4.9)$$

また $e_{g2} = \omega M i_1 Q_2$ であるから、増幅度 A は

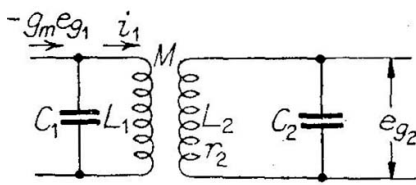
$$A = \frac{E_{g2}}{E_{g1}} = \left| \frac{e_{g2}}{e_{g1}} \right| = \left| \frac{\omega M i_1}{e_{g1}} \right| \\ = \frac{g_m \omega M Q_2}{\gamma^2 - 1} \quad (4')$$

となる¹。

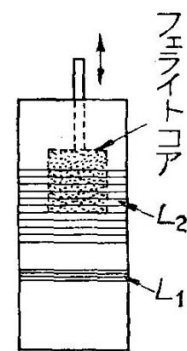
¹ (4.1) で e_g と E_g とを断わりなく用いたが、 e_g は瞬時値、 E_g は実効値でしかも絶対値の意味である。



第 4.8 図



第 4.9 図

第 4.10 図 インダクタンス
の微細調整法

4.3 実際設計上の注意¹

高周波コイルは現在市販品に多種類のものがあり、自作する場合は少ないであろうが、設計上の注意として

〔1〕インダクタンスはこれまで説明した方法で、線の太さ、巻数、巻き方を決定する。インダクタンスは比較的計算値と合うが、正確な値とするには必要値より 5% くらい少ないインダクタンスのコイルを作り、フェライト磁心をその中心にそう入して、コイルの中心に近づく距離を加減してインダクタンスを調整すればよい。第 4.10 図にその要領を示したが市販品もこのような構造になっている。

〔2〕相互インダクタンス M は計算がむずかしく、設計どおりに作ることに苦心するよりも、つぎのようにすればよい、まず、二次同調コイルは巻枠にしっかり巻くが、一次側のコイルは巻枠には直接巻かず、フィルムまたはなめらかな堅い紙を巻枠に巻き、その上にコイルを巻けば同調コイルとの間隔は自由に加減できるから、適当な間隔が見つければそのフィルムなどを適当な接着剤で巻枠に固着する。

〔3〕高周波増幅用真空管の選択は上記の Q_2 の必要値の計算から明らかなように、放送用なら安価な 6BA6, 6BD6 などでも十分であるが、短波受信機では g_m の大きいものを用いればコイルの選択も楽で、利得も高いので g_m が 4mV 級の 6BA6, 6AU6, 6mV 級の 6CB6 などが比較的安価で使いやすい¹。

¹ 実際のコイルのデータも設計に非常に参考になる。しかし、これらはラジオ関係の諸雑誌に多数発表されているので、本書では割愛することにした。

¹ 第 5 章～第 8 章には、よく使われる真空管の代表例を表示してあるが、これらはフィラメント電圧 6.3V のものに限っている。もちろん市販品には種々のフィラメント電圧の真空管が多数あり、特にトランスレス用の真空管はよく使われているが、現在市販されている受信管のみでも、450 種以上あってすべてをあげることはできない。したがって求める真空管が 6.3V 以外のフィラメント電圧のものであったら 6.3V のものと同規格のものを電子管ハンドブックなどから選ぶのがよい。

第5章 周波数変換回路

高周波増幅を行なわない大部分の簡単なスーパーでは、周波数変換管（以下では変周管と略記する）¹が第1段目の真空管であるからその変換利得は重要で、また特に短波用スーパーはその発振の安定度が最も重要であるから、変周管の選択とその用法についてくわしく述べ、つぎに発振回路と同調回路とのトラッキングの設計について説明する。なお、順序として最初5.2の冒頭を読むのもよいでしょう。

5.1 周波数変換管

まず変換利得 A_c とは

$$A_c = \frac{\text{中間周波出力電圧 } E_i}{\text{高周波グリッド入力電圧 } E_s}$$

で表わされる変換回路の重要な性能の1つで

$$A_c = \frac{1}{2} \times (\text{変換コンダクタンス } g_c) \times (\text{中間周波変成器共振インピーダンス } Z_r)$$

とも書ける。ただし、これは後述の臨界結合の場合であるから最大値にあたる。とにかく A_c は大きいほどよく、そのためには g_c の大きな変周管を選び、 Z_r の高い中間周波変成器（一般に中間周波トランスと呼ばれる）を用いればよい。

第5.1表 周波数変換管

名 称	ヒータ電圧 [V]	ヒータ電流 [A]	g_c [$\mu\Omega$]			
6SA7GT*	6.3	0.3	450	7 極管	GT	
6WC5*	6.3	0.35	450	"	ST	
6BE6	3.3	0.3	475	"	MT 管	7 ピン
12BE6	12.6	0.15	475	"	"	"

[注] *は現在は保守品としてのみ作られている。

この他 6A7(ST 管) が以前使用されたが欠点が多く 6WC5 に置き換えられてしまった。
また双三極管である 6DT8、三極七極管 6AJ8 も一時使われた例もあるがラジオ用では特徴がないため特にあげなかった。

さて、周波数変換管には第5.1表に示すような種類があり、これらはすべて局部発振も同一管で行なえる変周専用管で、最も使いやすく、着実な設計としてはこれらを用いるがよい。しかし、短波では局部発振周波数の安定度を高めることが重要であるから、これらを混合管として使い、局部発振管を別に設けることが多い。また双三極管や五極管を変周管に用いるのは、これらの真空管雑音が低いためで、超短波ではよく使われるが、30Mc以下の短波ではあまり利点はなく、 A_c も一般に低いので使用されることは少ない。しかし、 g_m が非常に大きい五極管（たとえば 6AH6 は $9000\mu\Omega$ ）では、理論上 g_c は最大で g_m の 0.28 倍まで高めることができるから、これらを用いると A_c がはるかに大きくなる利点がある。しかし、信号回路の同調によって発振周波数が影響される程度は 6BE6 級の混合管より大きく、また真空管が高価であることは欠点である。

ここで、周波数変換器の設計にあたって考慮すべきことをまとめておくと

- (1) 回路の構成が容易で、調整がやさしいこと。
- (2) 変換利得 A_c が大きいこと。
- (3) 雑音発生量が少ないこと。
- (4) 発振回路の安定度が高いこと。このため発振部の相互コンダクタンスが大きく、したがって発振が容易であり高調波含有量が少ないこと。

¹ 周波数変換管には、発振回路をその一部の電極で形成させているものと、別に発振管を用いるものがあることは後に示すとおりである。この前者の場合の周波数変換管は混合管（ミクサー）とも呼ばれ、また後者はコンバータとも呼ばれる。

などであるが、これらを考慮すれば 20Mc までは 6BE6 族が適当である。ただし、これらの変周管から出る雑音が大いことは欠点であるが、これが問題となるのは変周管以後の増幅度の大小によるので総合設計で取り扱えばよい。

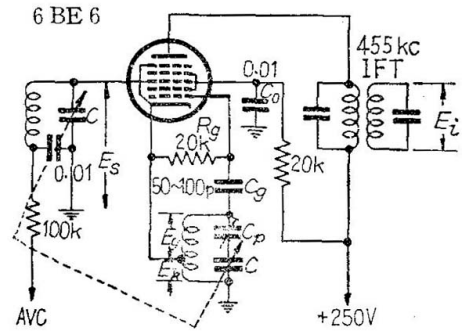
5.1.1 6BE6 周波数変換回路

6BE6 を用いた回路を代表例として説明しよう。第 5.1 図はこの一般回路で、設計の重点は発振回路にある。発振回路だけを取り出して書きなおすと第 5.2 図となり、スクリーングリッドをプレート代わりにしたハートレー回路の変形であることがわかる。発振回路については次節でも述べるが、第 1 局部発振回路では高周波同調回路との連動と発振強度および発振周波数の安定とが最も重要である。前者については 5.2 で説明するから、後者に重点をおくことにする。さて、第 5.2 図においてカソードをコイルのどの辺に接続するか、つまりカソード・タップの位置は重要で、巻回数の比 N_k/N_g は一般に $1/10 \sim 1/6$ が適当である¹。これを説明するために、第 5.3 図に特性曲線を示した。この図から変換コンダクタンス g_c を大きくするには、カソード・タップ P が 7~10%(発振電圧の分割比は巻数比に等しいから) がよいこと、グリッド電流 I_{g1} (R_g が一定であるから、グリッドバイアス電圧は $R_g I_{g1}$ に等しい) は R_g が 20kΩ の場合 0.5mA 程度にすること(それにはカソード・タップを加減することが多い。受信機調整法のラジオ雑誌記事、その他を参照されたい)が必要である。 I_{g1} が 0.5mA なら、発振グリッドにかかる発振電圧は最大値として

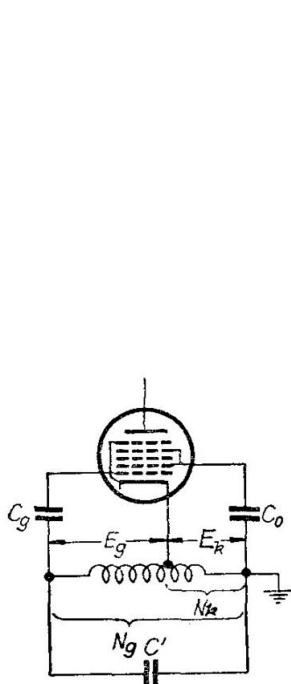
$$\sqrt{2}I_{g1}R_g = \sqrt{2} \times 0.5 \times 10^{-3} \times 20 \times 10^3 \approx 14V$$

程度となる。中波なら、発振コイルはカソードを接地側から全巻数の 1/10 のところに接続すれば、通常の直径 20mm 程度のソレノイドコイルなら、自動的にこの状態に近くなるので非常に使いやすい。

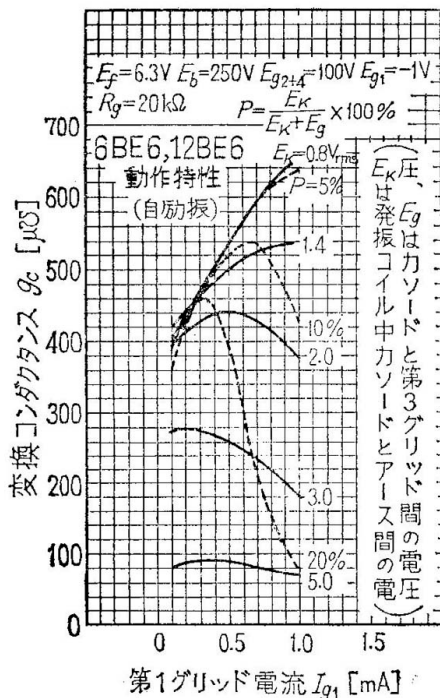
なお g_c は信号グリッド(第 3 グリッド G_3) のバイアス電圧によって第 5.4 図のように変化するから AVC には好都合である。しかし発振周波数の変化が大きいのので、少なくとも短波では AVC は周波数変換管にはかけない(AVC については第 7 章参照)。



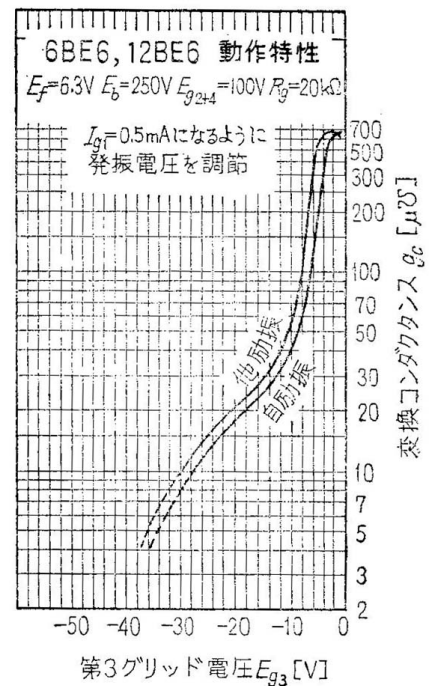
第 5.1 図 周波数変換回路



第 5.2 図 ハートレー回路



第 5.3 図 6BE6, 12BE6 の動作特性



第 5.4 図

¹ 6SA7 について詳細な実験研究を行なった宮地浩氏によれば、直径 20mm のコイルでは中波で 1/10 程度、16~18Mc のバンドでは 1/6 程度で最良の結果となったそうである。短波の場合にはコイルの Q, 真空管の種類で相当異なるが標準はこの辺にある。

【計算例】6BE6 を最適状態で使用し、 $Z_r = 60k\Omega$ の中間周波トランスを用いるときの変換利得 E_i/E_s を求めよ。
6BE6 の g_c は第 5.1 表から $475\mu\text{V}$ であるから

$$A_c = \frac{1}{2} \times 475 \times 10^{-6} \times 60 \times 10^3 = 14.25 (= 23\text{dB})$$

となる。

5.1.2 6BE6 混合管回路

混合管には、周波数変換専用管にかぎらず種々の型のものを使うことは前に述べたが、6BE6 型が最も使いやすい。この回路では、発振管が別に必要である。第 5.5 図はその一例で、第 5.1 図の回路と比べて中波では別に利点はないが、短波では信号同調回路（第 3 グリッドに接続）の同調をとると発振周波数が変化する引込現象はこの回路の方が少なく 10Mc 程度以上では調整の点からも都合がよい。これ以下の周波数でも、発振周波数 f_0 を安定にするには便利である。

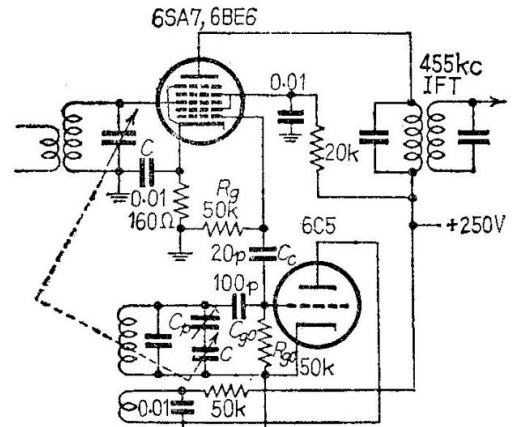
まず、発振回路から混合管に発振電圧を加える方法は、後述の必要な大きさの発振電圧が得られるかぎりでは、発振管のどの電極部分から取り出してもよいわけであるが、発振タンク回路から 5~20pF の小容量コンデンサを通して取り出すものが出力電圧が大きく、一般に具合がよい。しかし、発振電圧が十分ならタンク回路から直接取り出さず、たとえば発振回路がグリッド側にあればプレートの結合コイル（第 5.5 図参照）から取り出すような考慮が発振周波数を安定にするために必要である。

つぎに、混合管に与えるべき発振電圧はどれほどがよいかという問題であるが、第 5.6 図にその解答の一例を示した。この特性をみると、発振電圧 ($I_{g1} \times R_g$) が大きいほど g_c も大きいことがわかる。 g_c をある程度大きい値に保つには I_{g1} が 0.5mA 以上、つまり発振電圧が $0.5\text{mA} \times 20k\Omega = 10\text{V}$ 以上であることが望ましい。実際に測定しても少なくとも 0.2mA、いければ 4V 以上が必要でこれ以下では急激に g_c が下がる。この現象はあらゆる変周管に共通のことで、発振電圧を信号とともに信号グリッドにいっしょに加える場合は第 5.5 図の C_c は 2pF 以下とし、これ以下の電圧でよいが、それ以外ではすべてこの程度の発振入力電圧が最適動作のために必要である。実際問題として全波受信機の場合、中波から短波まで全バンドにわたって発振電圧を一様にするにはむずかしく、4~10V の範囲の変動に収めることができればまず成功である。発振入力電圧が 10V 以上になればどうかといえば、 g_c は 10V 以上の入力に対してはほぼ一定となる特性を示すので問題はないが、混合管内部でその特性曲線のために生ずる高調波が後述のようにスプリアス障害を起こす傾向がある。

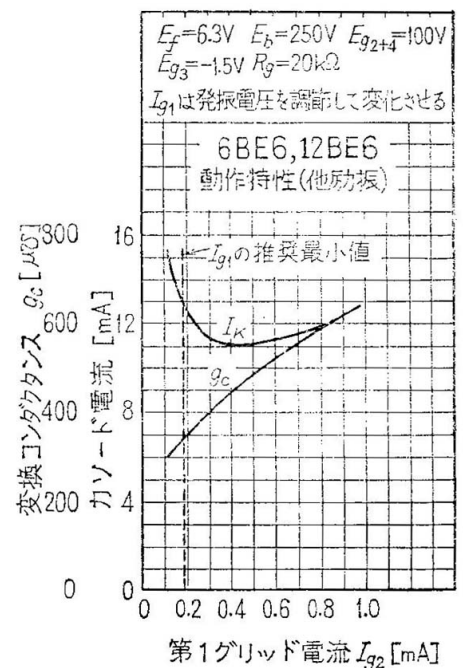
5.1.3 実際設計上の注意

上記以外の設計上の問題について補足する。まず発振回路については次節で設計法を説明するが、最も多く使われるのはグリッド同調回路またはハートレー回路である。これらは発振が容易で回路構成が簡単であるが、バリコンを動かして発振周波数を低い方から高い方に変化すると急に発振が強くなる欠点がある。使用バンド内で、発振の強さが 5~15V 以内でできることが望ましい。プレート同調回路は発振が多少弱い傾向があるが発振出力が比較的一定で、電源スイッチを入れてからの周波数変化と、電源電圧の変化による周波数変化がともに他の回路より少ない点は長所である。

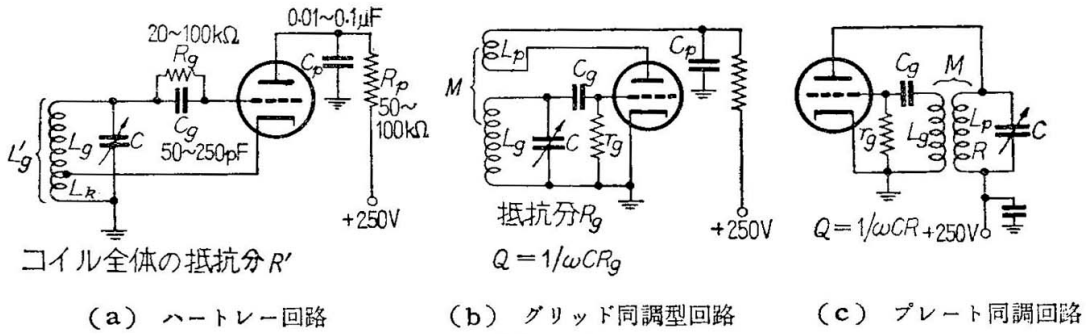
さて、発振回路の発振の条件について少し吟味しておく。第 5.7 図のうちプレート同調型では、 Q を同調回路の Q と



第 5.5 図



第 5.6 図



第 5.7 図

して

$$M \geq \frac{L_p}{\mu} + \frac{1}{\omega g_m Q} \quad (5.1)$$

が発振のための条件で、また変形して

$$g_m \geq \left| \frac{1}{\omega M Q} + \frac{L_p}{M r_p} \right|$$

とも書ける。これから発振管としては μ が大きいこと、 g_m が大きくしかも内部抵抗 r_p ができるだけ小さいことが望ましい。相互インダクタンス M の値、したがって一次、二次両コイルの結合度は大きく、しかも正の値でなければならないからコイルの巻き方に注意が必要である。

グリッド同調型では、発振条件は

$$g_m \geq \frac{1}{\omega M Q} + \frac{M}{L_g r_p} \quad (5.2)$$

この式から、コイルの結合度を適当にすれば必要な g_m の値を最小にできるが、この式を M について解くと g_m が与えられた場合、 M が二つの限界点の間にある範囲でのみ発振が起こることがわかる。

ハートレー回路では、発振の条件は複雑な形で

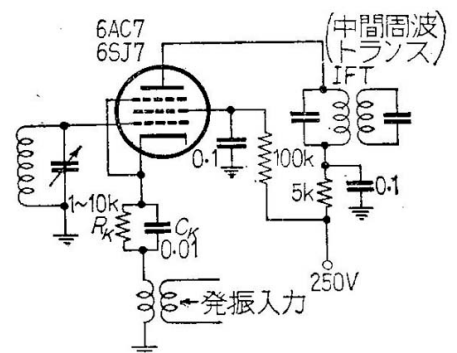
$$g_m \geq \frac{\mu R' C L'_g}{(L_k + M) \{ \mu (L_g + M) - (L_k + M) \}} \quad (5.3)$$

となるが、この場合には発振がある範囲にかぎられるようなことはなく、非常に発振しやすい。 L_g と L_k との比は増幅率の大きいものほど大きくてよいが、6C4 ($\mu = 17$, $g_m = 2200 \mu S$) 程度の真空管を使えば中波ではカソード・タップは全体の $1/5$ 、短波では $1/3$ 以上とする。プレート同調型などでは結合度にもよるが、短波では一次、二次巻数は同じくらいが必要であるが、強すぎると高調波が出るので、ある程度実験的に定めることが多い。

いずれの型の回路でも、 g_m を大きくするにはプレート電圧が高いことが望ましくあまり低いプレート電圧では発振しにくい。

発振周波数の変動を少なくすることは、短波受信の場合には特に重要なことで、発振用プレートの電圧変動を小さくすること、グリッドリーク R_g とグリッドコンデンサ C_g を設け、発振電圧によって流れるグリッド電流を利用して R_g 両端に生ずるバイアス電圧で自動的な振幅制限を行なわせること、発振タンク回路から取り出す出力は小さくなるよう小容量のコンデンサを通して混合管に接続することなどの注意が払われている。電圧の変化を小さくするには、高級受信機では定電圧放電管が用いられるが、普通の受信機には高価すぎるであろう。

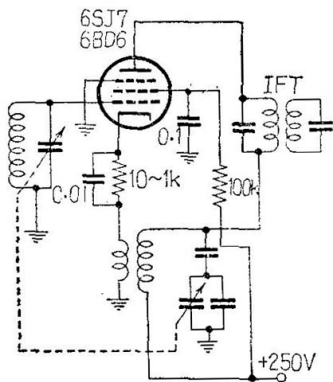
また、6BE6 型のもものでは混合管の場合でも、そのスクリーングリッドの電圧変動を少なくすることがこのためには必要である¹。



第 5.8 図

¹ 発振周波数を安定にする方法は、短波受信機設計では非常に重要な問題であるが、長時間連続して聞く場合には簡単なラジオではむしろ水晶発振などを用いるものの方がよいかもしれない。市販品にもそのようなものがある。安定法の一般的解説は、無線工学ハンドブックを参照していただきたい。

なお 6BE6 型では、発振周波数と受信周波数とが非常に近い場合、つまり短波では信号グリッド G_3 における空間電荷がカソード電流に左右され、発振周波数のリズムで変調されるため発振グリッド G_1 における交番電圧が正となればカソード電流は大きく、 G_3 における空間電荷も大きい。 G_3 とカソード間の同調回路は発振周波数 f_0 に対しては容量性 ($f_0 >$ 信号周波数の場合) であるから、 G_3 には G_1 における発振電圧と逆相の発振電圧が誘起され、 g_c が $1/2 \sim 1/4$ にもなることがある。これは G_1 と G_3 との間に 1pF 程度のコンデンサ分を接続しておけば、中和によって消去できることが多い。



第 5.9 図

つぎに、五極管を混合管に使用する場合の注意を 2, 3 あげる。五極管を混合管に用いて優秀な性能が得られる種々な回路があるが、一般に使われるのは第 5.8 図のような発振電圧をグリッドとカソード間に挿入する回路である。五極管はプレート検波器として用い、バイアスはカットオフに近い値にする。したがってシャープ・カットオフ特性の真空管が望ましい。オートバイアス抵抗をカソードに入れて用いるときは、発振電圧を加えたとき五極管はカットオフの近くで働くような抵抗値を選ぶ。さて発振電圧の振幅は、真空管特性の g_m の大きいところ (つまりバイアスが零に近いところ) に到達するほどの大きさが必要で、シャープ・カットオフ特性の真空管では $1 \sim 2\text{V}$ で足りる。この型の混合管の g_c は最大 $g_m/4$ まで上げられるので g_m の大きい 6AC7, 6AU6, 6BH6 などが適当である。

なお、この場合には信号が微弱なのでプレート検波の場合に現われるひずみは生じない。また、この回路は 6Mc 程度まで使えるが、それ以上では信号グリッドに信号と発振電圧とを同時に加える方法が使われる。しかし、種々不都合なこともあるのであまりよい方法ではない。

五極管を混合管としてではなく自己発振 (プレート側からカソードに帰還して発振させる第 5.9 図のような回路) の周波数変換管として用いるものは、中波では興味はあるが短波まで使用する受信機では特に利点は見いだされない。

5.2 発振回路のトラッキングの設計

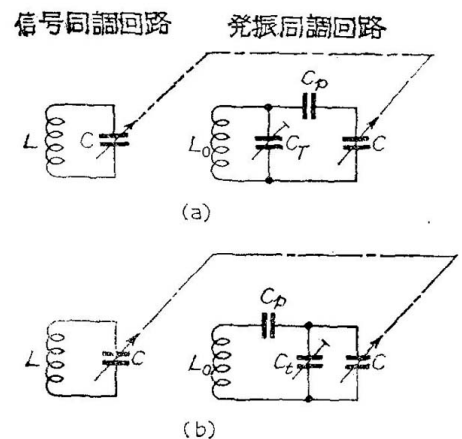
本節にはむしろ 5.1 より先に説明すべき問題もあるが、便宜上本節にまとめたので適当に双方を対照していただきたい。

5.2.1 トラッキングとは

スーパーでは、高周波同調 (以下信号同調と書く) 回路の同調周波数 f_s (これは受信信号周波数に等しい) と局部発振同調回路の発振数 f_0 とはつねに中間周波数 f_i だけちがうようにしなければならない。そして一般に $f_0 = f_s + f_i$ とし f_0 を f_s より高くとる¹。したがって、どの受信バンドでも f_s の最高 $f_{s\text{max}}$ と最低 $f_{s\text{min}}$ との比は、それに対する f_0 の最高 $f_{0\text{max}}$ と最低 $f_{0\text{min}}$ との比とはちがう。

【計算例】放送バンドでは $f_{s\text{max}}/f_{s\text{min}}$ は $1605/535 = 3$ であるが、 $f_i = 455\text{kc}$ に選べば $f_{0\text{max}}/f_{0\text{min}}$ は $2060/990 \approx 2.08$ となり全くちがった変化比となる。

このため信号同調回路と発振回路とを同一容量の連動バリコンで同調をとるとき、 $f_0 = f_s + f_i$ という関係をバリコンのどの目盛のところでもつねに成立させることはできない。そこでこの対策として、トラッキングレスバリコンと呼ばれる特殊な型の極板の連動バリコンを用いるか (ただしこれは中波専用で、全波受信機には使えない)、第 5.10 図のような同調回路を発振部に用いて、受信バンド内の 3 つの周波数 f_1 ,



C: 連動コンデンサ

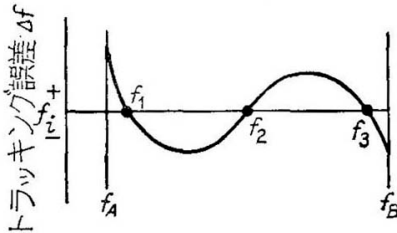
第 5.10 図 トラッキングの基本回路

¹ f_0 を f_s より低くとると、たとえば放送バンドでは f_0 は $(1605 - 455)\text{kc}$ から $(535 - 455)\text{kc}$ まで変えねばならないから、その変化比は $1150/80 \approx 14.3$ になる。したがって、バリコンの変化では $(14.3)^2 = 205$ 倍が必要でこのようなものは一般には実現できない。短波では f_0 を f_s より低くとってもこれほどの相異はないが、やはり f_0 は f_s より高くするのが普通である。

f_2, f_3 においてのみ $f_0 = f_s + f_i$ が完全に成立し、その他の周波数でもこの関係からあまりちがわないように設計し調整する。

このように f_0 と f_s との関係を正しく保つことをトラッキングをとるという。トラッキングはスーパーでは一番やっかいな問題で、現在はあらかじめトラッキング調整を行なった高周波および周波数変換のコイル・キットおよびトラッキングレスバリコンが市販されているのでわざわざ自作することは少なくなったが、その場合でも設計法は理解しておく必要がある。

5.2.2 トラッキング回路の選定



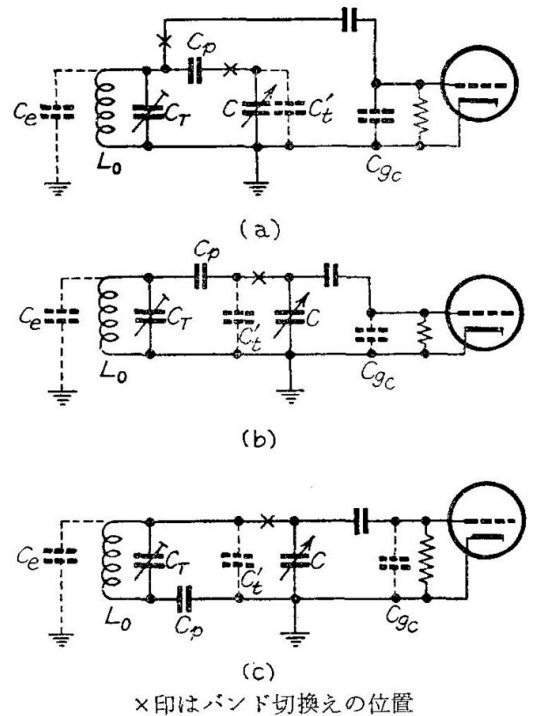
Δf は $f_0 - f_s$ が f_i とちがう大きさ
 $\Delta f = |f_0 - f_s - f_i|$
 f_A, f_B は受信周波数帯の下と上との両端を示す

第 5.11 図

第 5.10 図に示したトラッキング用回路は、同調回路の部分だけを取り出したものである。C は連動バリコンで、回路の分布容量分も含めて信号回路用のバリコンと発振回路用のバリコンとは、バリコン付属のトリマコンデンサで調整してダイヤルの全目盛で全く同一容量値を示すようにできるものでなければならない。このような測定がむずかしければ、信頼できる良品を選ぶ。とくに全波受信機では連動バリコンは堅牢で全角度（正確には実際使用する範囲の角度内、たとえば 180° を全角度とすれば $5 \sim 175^\circ$ の間）で容量値が少なくとも 1% 以内で合致する単位バリコンから成り立つものを使う必要がある。バリコンの選定は受信機作製の最重要事項であって、これが粗悪品であっては精密な設計も丹念な調整も短時日に崩壊してしまうことを覚悟しなければならない。

つぎに、 C_T は設計によってその値が決定される半固定トリマコンデンサ、 C_p は C と直列に入れる固定または半固定型のパディングコンデンサである。この C_p, C_T および発振回路のインダクタンス L_0 の値を適当に選んで、第 5.11 図のようなトラッキング特性をうる方法は実は無数にある。ただ実際問題としてこの曲線の f_i からのずれ Δf は、できるだけ小さくなるように三つのトラッキング周波数 (Δf が 0 である周波数) f_1, f_2, f_3 を選ぶ必要がある。これは数学的にはなかなかむずかしいことであるが、どんな精密な計算を行なってもそれに伴った正確な値のインダクタンスや容量が得られなければむだな骨折りである。そこで実用上、十分正確で簡単な計算法を用いることにする。

計算法の説明に先立って第 5.10 図の発振同調回路を少し調べてみよう。同図の (a), (b), とともに実際の回路がこの図と等価であると仮定して計算式を導いてあるので、実際の回路がこれに近くなるように接続せねばならない。まず (a) 図の場合に対しては第 5.12 図に示す 3 とおりの接続法があり、全波受信機のようにバンド切換えを行なうものはその切換点の選び方も重要である。第 5.12 図において C_{gc} は発振管グリッド側の配線接地間の容量を含む入力容量、 C'_t はバリコン C と信号回路の C との偏差、 C_e はコイルの分布容量（これは C_T に含まれる）以外のコイルの端と接地間の分布容量である。同図の (a) は C_p が小さい値の場合、発振管グリッドを (b) のように C の両端からとると、コイル L_0 両端の電圧を C_p と C とで分割するためグリッドにかかる電圧が減り、発振しにくくなることをさけるには好都合である。しかし、切換点は一つ増えている。この (a) では $C_e + C_{gc}$ は C_T に含ませることができ、 C'_t のみが残るが、これは信号回路の C にも並列にトリマコンデンサを接続してもその影響を打ち消せないから、 C'_t はできるだけ小さくする¹。(b)



×印はバンド切換えの位置

第 5.12 図 トラッキング回路の検討

¹ C_p と C との直列容量 = $C_p C / (C + C_p)$ が C'_t の存在によって

$$C_p (C + C'_t) / (C + C_p + C'_t)$$

となるが、この二つの差は C の大きさによって変わるので、信号回路にこれと等価なトリマコンデンサを入れて C の全角度で連動バリコンの各单位コンデンサの容量値がすべて同じという仮定が成立しなくなる。

回路と(c)回路とは切換点の一つ少なくなるが C_{gc}, C_e の影響まで打ち消せないで、これらを小さくするよう配線はできるだけ短くするなどの注意を払う。ところが第 5.10 図 (b) の場合には、上と事情が変わってくる。この場合には C_T はコイルの巻線間分布容量に、 C'_t は C_t にそれぞれあたる。まず (a) 回路では前と逆に C_e, C_T, C_{gc} は C'_t に含ませ打ち消すことができない。(b) 回路では C_e, C_T を C'_t に含ませ打ち消すことができない。しかし、(c) 回路では C_T のみが残るので最も理論回路に近い形となり好都合である。 C_T と C_t との二つのトリマコンデンサを入れればこれらの問題はなくなるが、実際調整では可変部を多くすることは混乱増加の原因となり、よい方法とはいえない。

実際には第 5.10 図の両回路はどちらもよく使われる。それぞれ上記の欠点はあっても、部品配置や配線方法に注意すれば決定的な優劣はないからである。

5.2.3 回路定数の計算

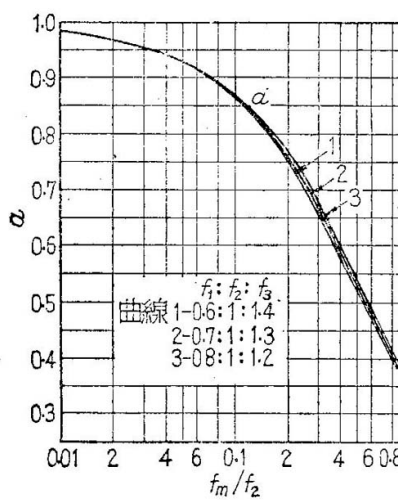
受信しようとするバンドの最高および最低周波数を f_B および f_A とし、 f_2 をバンドのほぼ中央 ($f_2 \approx \sqrt{f_A f_B}$ = 幾何平均周波数とするのが正しいが、計算の便宜上この近くの値をとってもよい) にとり、 $f_1 : f_2 : f_3 = 0.7 : 1 : 1.3$ の比に選ぶ(バンドの広い中波受信機では、 $0.6 : 1 : 1.4$ にとることもある)。

【計算例】放送バンドでは $f_2 \approx \sqrt{1605 \times 535} = 927 \approx 900\text{kc}$ 、したがって $f_1 : f_2 : f_3 = 630\text{kc} : 900\text{kc} : 1170\text{kc}$ となる。

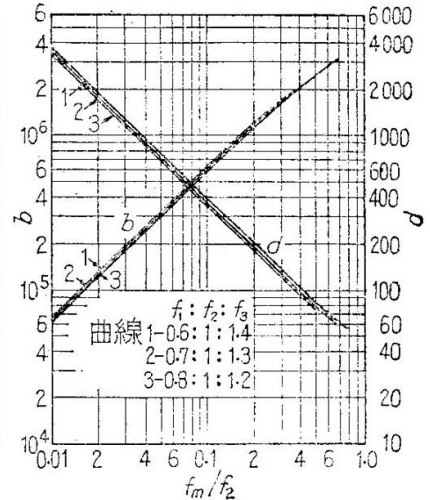
短波の 6~12Mc バンドなら $f_2 \approx 9\text{Mc}$ となり、 $f_1 = 6.3\text{Mc}$ 、 $f_3 = 11.7\text{Mc}$ に選ばばよい。

さて、つぎの計算に進む前に信号

同調回路を第 3 章で述べた方法で設計し、その L を決定しておかねばならない。回路は第 5.10 図の (a) を用いることにすれば次式¹から C_p, C_T, L_0 が計算できる。 a, b, d は第 5.13 図および第 5.14 図から求められる定数である。



第 5.13 図 トラッキングの定数 a を求める

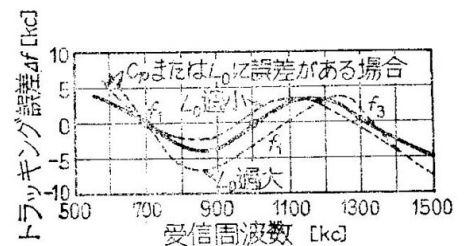


第 5.14 図 トラッキングの定数 b, d を求める

$$\begin{cases} C_p = \frac{b}{L_{(\mu H)} [f_2(\text{Mc})]^2} \text{ [pF]} \\ C_T = \frac{d}{L_{(\mu H)} [f_2(\text{Mc})]^2} \text{ [pF]} \\ L_0 = a L_{(\mu H)} \frac{C_p}{C_p + C_T} \text{ [\mu H]} \end{cases} \quad (5.4)$$

【設計例】放送バンドの場合 第 5.13 図および第 5.14 図から求める労をはぶいて、簡略化された式を示そう。 f_i を 455kc とすれば、 f_2 を 1000kc 、 $f_1 : f_2 : f_3 = 0.7 : 1 : 1.3$ にとる場合は

$$\begin{cases} C_p = \frac{88000}{L_{(\mu H)}} \text{ [pF]} \\ C_T = \frac{2400}{L_{(\mu H)}} \text{ [pF]} \\ L_0 = 0.56 L_{(\mu H)} \frac{C_p}{C_p + C_T} \text{ [\mu H]} \end{cases} \quad (5.5)$$



第 5.15 図 実際のトラッキング曲線

¹ この式の導き方は、たとえば三熊ほか 2 氏著:「受信機」上巻 200 ページを参照すればよい。ただし、上式は多少変形してある。

から計算される。いま、 $L = 192.7\mu\text{H}$ とすれば $C_p = 457\text{pF}$ 、 $C_T = 12.5\text{pF}$ 、 $L_0 = 105\mu\text{H}$ となり、この場合の実際のトラッキング曲線は第 5.15 図のようになる。 C_p は 450~460pF にすればよく、最近では L 、 L_0 などはフェライト・コアを用いて変化できるものが多いので、これらを用いれば便利で、 C_p は設計値にだいたい合わせればよい。

$f_1 : f_2 : f_3$ を 0.6 : 1 : 1.4 に選べば、次式で計算できる。

$$\begin{cases} C_p = \frac{92000}{L(\mu\text{H})} [\text{pF}] \\ C_T = \frac{2300}{L(\mu\text{H})} [\text{pF}] \\ L_0 = 0.554L(\mu\text{H}) \frac{C_p}{C_p + C_T} [\mu\text{H}] \end{cases} \quad (5.6)$$

短波の場合も同じ要領で計算する。たとえば、6~12Mc バンドで $L = 3.6\mu\text{H}$ (したがって 12Mc では $C = 50\text{pF}$ で同調する) とすれば、 f_2 を 9Mc とし $f_1 : f_2 : f_3$ を 0.7 : 1 : 1.3 に選べば f_1 は 6.3Mc、 f_3 は 11.7Mc となる。第 5.13 図と第 5.14 図とより $f_i/f_2 = 0.455/9 \doteq 0.05$ に対して $b = 7.5 \times 10^5$ 、 $d = 300$ 、 $a = 0.927$ が得られ、これから (5.4) 式を用いて $C_p = 2570\text{pF}$ 、 $C_T = 1\text{pF}$ 、 $L_0 = 3.33\mu\text{H}$ と計算される。実際問題として、 C_T はわざわざそう入する必要はないであろう。

つぎに、回路を第 5.10 図 (b) とすれば、上と同様な計算式および図表も得られるが、ここでは簡単な計算法を示しておく。

トラッキング誤差が零となる受信周波数を低い方から f_1, f_2, f_3 とし、これに対する発振周波数を f_{10}, f_{20}, f_{30} 、同調バリコンの容量を C_1, C_2, C_3 とすれば (たとえば $f_{10} = f_1 + f_i$) C_p, C_t は

$$\begin{cases} C_p = \frac{C_3 + C_t}{\frac{n - \alpha}{(n-1)(1-p_1)} - 1} \\ C_t = \frac{C_1(\alpha - 1) - C_3(n-1)}{n - \alpha} \\ p_1 = \left(\frac{f_{10}}{f_{30}}\right)^2 \quad p_2 = \left(\frac{f_{20}}{f_{30}}\right)^2 \\ \alpha = \frac{1 - p_1}{1 - p_2} \quad n = \frac{C_1 - C_3}{C_2 - C_3} \end{cases} \quad (5.7)$$

から求められる。

【計算例】放送バンドで 0.53~1.605Mc を受信するものとし、 C は 50~450pF の範囲を用いる。 $f_i = 0.455\text{Mc}$ 、 $f_1 = 0.6\text{Mc}$ 、 $f_2 = 1\text{Mc}$ 、 $f_3 = 1.5\text{Mc}$ (前の式と異なり f_1, f_2, f_3 の比は任意でよい) とすれば、 C_t, C_p はいくらとなるか。

まず、同調容量は周波数の比の 2 乗値に反比例するから

$$C_1 = 450 \times \left(\frac{0.53}{0.6}\right)^2 \doteq 450 \times 0.775 \doteq 350\text{pF}$$

同様に $C_2 = 126\text{pF}$ 、 $C_3 = 56.7\text{pF}$ 、 $f_{10} = 1.055\text{Mc}$ 、 $f_{20} = 1.455\text{Mc}$ 、 $f_{30} = 1.955\text{Mc}$ 、 $p_1 = 0.292$ 、 $p_2 = 0.555$ 、 $\alpha = 1.59$ 、 $n = 293.3/69.3 = 4.232$

$$\begin{aligned} \therefore C_t &= \frac{350 \times 0.59 - 56.7 \times 3.232}{4.232 - 1.59} \\ &= 8.8\text{pF} \\ C_p &= \frac{56.7 + 8.8}{\left(\frac{4.232 - 1.59}{3.232 \times 0.708} - 1\right)} \\ &= \frac{65.5}{\left(\frac{2.642}{2.29} - 1\right)} = \frac{65.5}{0.152} \doteq 430\text{pF} \end{aligned}$$

L_0 は $C_1 = 450\text{pF}$ のとき $f_{10} = 1.055\text{Mc}$ で C_p と $C_1 + C_t$ との合成容量 C'_1 が $1/(1/430 + 1/458.8) = 222\text{pF}$ となることから $([f_{10(\text{Mc})}]^2 = 25330/L_{0(\mu\text{H})}C'_{1(\text{pF})})$ を用いてもよい

$$L_0 = \frac{25330}{(1.055)^2 \times 222} = 102.2\mu\text{H}$$

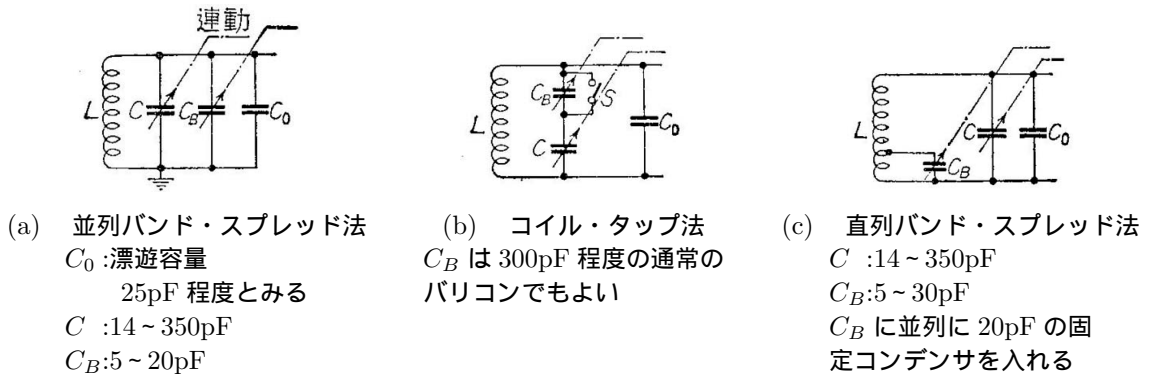
が得られる。

L_0 の分布容量の影響は、コイルのインダクタンスをフェライト・コアなどでわずかに変化できれば容易に補償できるから、 C_p はほぼ計算値に合っていればよい。

なお、トラッキングの調整法は重要であるが、雑誌その他に詳細なものが多数発表されているから、本書ではふれないことにする。ただ、バンド切換えを行なう全波受信機では、使用しないバンドのコイルは短絡しておくような切換スイッチを用いること、各バンドのコイル間はしゃへい板でしゃへいするか、コイルの間隔をできるだけ離して、結合しないようにすることを注意しておく。

5.3 バンド・スプレッド

短波受信の場合に中波受信に使うものと同一容量の 400pF 程度のバリコンを使うと、ダイヤルの回転角度に対する周波数変化量が大きすぎて希望電波をとらえることができない。これは目盛が読めるかどうか考えてみればわかる。バリコンが完全な周波数直線型であると仮定すれば、放送波では 535~1605kc を目盛板の 180° の角度に目盛っても、1° あたり 1070kc/180 ≒ 6kc であるのに対し、短波では周波数の倍数が同一の 3 であるから 6~18Mc を受信するものとすれば、12Mc/180 ≒ 67kc となるから、10 倍の微動調整と目盛の拡大が必要である。このような目盛の拡大を行なう方法としてバンド・スプレッド法 (帯域拡大法) がある。これはまた、機械的な方法と電気的な方法とに大別される。この二つの長所を組み合わせる方法も高級機には使われている。



第 5.16 図

〔1〕機械的バンド・スプレッド法 バリコン軸とダイヤル軸との回転数の比を 40~100 またはそれ以上にするもので歯車式、ベルト式、摩擦式などがある。これらのうち、歯車式が最もすぐれているが著しく高価となる。その他のものは、比較的安価であるが寿命は短い。これらは主目盛のほかにもバンド・スプレッド用の目盛板をつければ使用に便利である。この式は、全く機械的な安定度に左右されるので、設計と工作がよければ最も安定で、商業用的高级通信機にはこの方法を採用したものが多く。

しかし、この方法でも電気的方法と同じく短波用の同調バリコンは中波用のバリコンとは別な 150~200pF 程度のものを用いることが望ましく、具体的には 450pF のバリコンを 200pF および 250pF の 2 個のバリコンから成立するような構造とし、短波の場合には 200pF の方だけ使い、中波の場合にはこれに 250pF のバリコンを並列に接続し全体で 450pF のバリコンとして使うようにする。このようなバリコンは、市販品にもたとえば通信用 2 セクションバリコン (C_{\max} : 250pF, 180pF, C_{\min} : 7pF のようなものがある) と呼ぶものがある。

〔2〕電気的バンド・スプレッド法 第 5.16 図に示すように並列法と直列法、それにコイルのタップ切換法とがある。

(1) バリコンに並列にコンデンサを入れるもの 主バリコン C に並列に固定コンデンサまたはバリコン C_B を接続するもので、 C_B が固定なら、次式から C_B が計算できる。

$$f_{\max}, f_{\min}: \text{受信バンドの最高, 最低周波数}$$

$$C_{\max}, C_{\min}: C \text{ の最大, 最小容量}$$

とすれば

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max} + C_B + C_0}{C_{\min} + C_B + C_0}}$$

この方式はバンド・スプレッドする範囲， f_{\max}/f_{\min} が小さいほど C_B が大きくなり感度が下がる欠点がある。

C_B がバリコンなら， C の大きさつまり周波数によって C_B の目盛が変わるので，スプレッド目盛は一部の範囲のみ直読できることになり，しかもこのとき C は一定の角度のところに合わせてねばならないから，その合わせ方によって C_B の目盛は多小異なる欠点がある。この方法では， C の大きいほど C_B の受け持つ周波数変化量は小さいので，バンド・スプレッドを希望する周波数帯はバリコン C の低周波端にもってくるのがよい。

(2) コイルにタップを出し，これにバリコンを接続するもの コイルの全巻数を N ，タップから接地端までの巻数を N_B ，それらのインダクタンスをそれぞれ L, L_B とすれば C_B は C と並列に $C_B \times (N_B/N)^2 = C_B L_B/L$ に等しいコンデンサを接続したと同じ効果をもつ。一般には $C_0 + C$ は固定容量として使用する。このときは C_B の最大値および最小値を $C_{B\max}$ および $C_{B\min}$ として

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(C + C_0 + C_{B\min}\frac{N_B^2}{N^2}\right)}}$$

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(C + C_0 + C_{B\max}\frac{N_B^2}{N^2}\right)}}$$

から L_B を求めることができる。この方法は実用上単一調整が容易で，周波数にだいたい比例したスプレッドができる利点があるが，コイルが複雑になるのであまり使われない。

(3) バリコンに直列にコンデンサを入れるもの 主バリコン C に直列に固定コンデンサ C_B または可変コンデンサを入れるもので， C_B は中波の場合には短絡する。スイッチ S は接地間に漂遊容量をもつので C と C_B の位置が入れかわった方がよいが，バリコンの構造上むずかしい場合には S の取付けに注意せねばならない。 C_B が固定の場合は前と同じく

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C'_{\min} + C_0)}}$$

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C'_{\max} + C_0)}}$$

C' は C_B と C との直列容量で， $C' = CC_B/(C + C_B)$ であるから

$$k = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C'_{\max} + C_0}{C'_{\min} + C_0}}$$

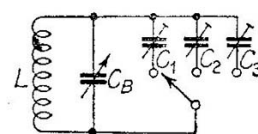
$$a = \frac{C_0}{C_{B\min}}, b = \frac{C}{C_{B\min}}, K = \frac{C_{B\max}}{C_{B\min}}$$

とすれば，上の k の式から

$$\frac{kb}{k+b} = (k^2 - 1)a + \frac{k^2 b}{b+1}$$

となり， k, a, b が与えられれば b がきまり C が求められる。この方法は k の小さいほど，周波数の高い方が拡張されにくい。

これらの電氣的の方法は，いずれもコンデンサ，コイルの安定度の高いものを用いることが特に重要で，わずかな変化によってもスプレッド目盛がたちまち狂うことは覚悟せねばならない。スプレッドされた目盛を周波数直読としない場合はこの制約はなく，受信機の使用上いたって便利で安価な方法である。



C_B : 5 ~ 40pF
 C_1, C_2 などの最小は
 40pF 程度以上にとること

第 5.17 図

【設計例】第 5.17 図に示すような並列法によって，短波の放送バンドをバンド・スプレッド受信にて行ないたい場合の計算結果は第 5.2 表のようになる。この回路では C_B は最大 40pF のバリコンで C_1, C_2, C_3, \dots はバンド・セティ

第 5.2 表

放送バンド周波数 [Mc]	同調容量 [pF]	バンドセティング用 コンデンサ [pF]	L [μ H]
3.90 ~ 4.00	210 ~ 198	185	8
4.75 ~ 5.06	140 ~ 123	110	
5.95 ~ 6.20	89.5 ~ 82.5	66	
7.10 ~ 7.30	62.9 ~ 62.7	43	
9.50 ~ 9.755	232 ~ 220.5	206	1
11.70 ~ 11.975	153 ~ 146	130	
15.10 ~ 15.45	92 ~ 88	70	
17.70 ~ 17.90	66.9 ~ 65.4	46	

- [注] (1) 上の同調容量は略算であるが、実用上この程度で十分のように C_B は選んである。
(2) 短波用放送バンドは 2.3Mc から 26.1Mc まで 12 程度あるが、そのうちの一部分のみ上で示した。

ング用のコンデンサと呼ばれる半固定型トリマコンデンサで損失の少ないものを選ぶ。これらの値は、必要な同調容量の中央の値が C_B の $1/2$ 、この例では 20pF が加わって得られるように選ばばよい。

(補足) 欧州系の受信機では周波数変換管に三極七極管を用いたものが多い。わが国でも 6AJ8(欧州名 ECH81 相当) が売り出されたがあまり普及しなかったようである。6BE6 などに比べてこの型の変周管は発振管(三極管部)を変周管(七極管部)と同一の管内に封入し、発振管に及ぼす変周管の信号入力電圧の影響などを軽減するのが目的であるが 6BE6 などは古い七極管 6A7 などの欠点を改善し、短波長でも十分使えるのでわが国では 6BE6 が主として用いられている。

第6章 中間周波増幅回路

6.1 設計の基礎知識

中間周波 (IF と略記する) 部はスーパーの最も重要な特長を發揮するところで、ここで受信周波数に関係がなく、一定の中間周波数を安定な範囲内でできるだけ高い増幅を行ない、またその通過帯域幅は忠実度の点から許せるだけ狭くし、その代わり妨害電波に対する選択度を高める役目をもっている。

中間周波の設計にあたって直接必要な条件は

- (1) 中間周波中心周波数
- (2) 必要な増幅度
- (3) 通過帯域幅と選択特性
- (4) 使用する真空管名

などである。

まず、中心周波数は第4章で説明したように影像信号に対する選択度からきめられるが (特に短波用受信機では1~4Mc程度を第1中間周波数に、455~100kcを第2中間周波数に使用した二重スーパーヘテロダイン方式のものもある)、わが国のラジオ用受信機 (中波用も全波用も) の標準は455kcとなっている。これは中間周波数は高いほど影像信号選択度がよいこと、近接周波数の妨害電波に対する選択度 (つまり中間周波部自身の選択度) は中間周波数が低いほどすぐれていることの二つの矛盾した条件から判断し、そのどちらもある程度満足する455kcが選ばれたものであろう。したがってラジオ受信機では中間周波増幅回路の中心周波数 f_i は455kcときめる。

つぎに増幅度 A は大きいほどよいが、1段あたりの増幅度は中間周波濾波器 (中間周波変成器ともいう、以下IFTと略記する) の通過帯域幅 B と真空管の g_m とに関係があり、一般に B が大きいほど増幅度は低くなる (実は B の大きいほどIFTのインピーダンスが低くなる)。また A を高めるため " $A = g_m Z_p =$ 五極管の増幅度" の式で、プレート側の負荷インピーダンス Z_p を高くすると、プレートとグリッド間の電極静電容量 C_{pg} などによる結合のため発振しやすく、不安定となるので限度がある。だいたい、1段あたりの増幅度は30~40dBと見当づけておけばよい。

また中間周波の全増幅度は、普通のシャーシ使用の場合には80~90dB程度が限度であり、これ以上の増幅は不安定で発振を招くから望むべきではない。したがって増幅管も高周波の場合とは異なり、一般には g_m が2mV程度のものでよい。

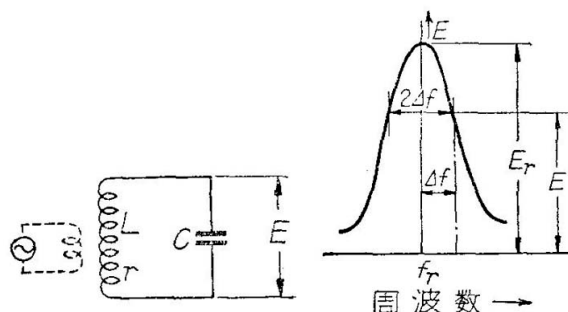
選択度は中間周波部の生命でもあるから詳細に述べよう。なお、第4章では省いた単一同調回路の選択度についても、一括して説明する。

6.1.1 単一同調回路の選択度

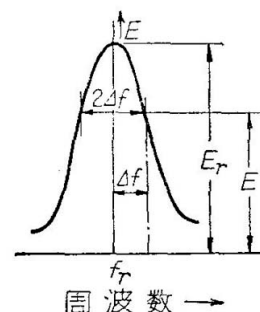
第6.1図の単一同調回路の選択特性は第6.2図に示すような曲線となることは周知のとおりで、その選択度は次式で計算される。

$$\text{帯域幅 } 2\Delta f = \frac{f_r}{Q} \sqrt{\left(\frac{E_r}{E}\right)^2 - 1} \quad (6.1)$$

Q は同調回路の Q ($Q = \omega_r L / r$) で、 f_r は同調周波数、 E_r は同調時の端子電圧、 E は周波数が f_r と Δf だけちがう



第6.1図



第6.2図

場合の端子電圧である。(6.1)式を書きなおすと

$$\begin{aligned} \text{減衰度 } \alpha &= 20 \log_{10} \frac{E_r}{E} \\ &= 10 \log_{10} \left\{ 1 + \left(\frac{Q\Delta f}{f_r} \right)^2 \right\} \quad [\text{dB}] \end{aligned} \quad (6.2)$$

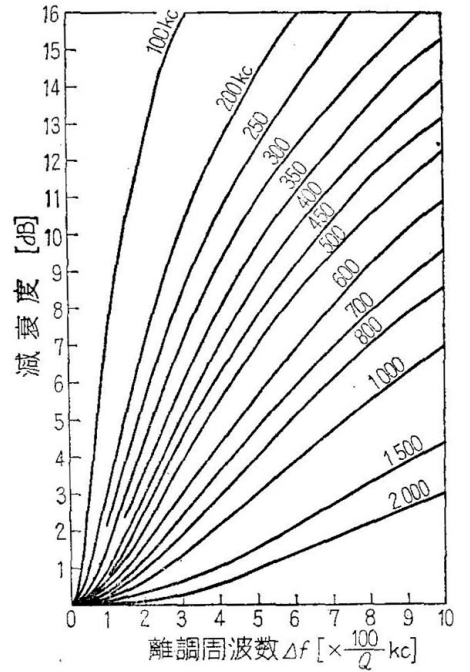
また、(6.1)式から端子電圧が E_r より 3dB 下がった点の帯域幅 $(2\Delta f)_3$ を求めてみると

$$\begin{aligned} \frac{E_r}{E} &= \sqrt{2} \\ \therefore (2\Delta f)_3 &= \frac{f_r}{Q} \end{aligned}$$

または

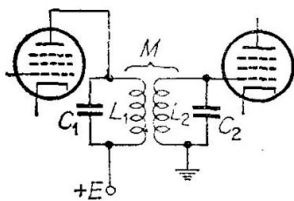
$$Q = \frac{f_r}{(2\Delta f)_3} \quad (6.3)$$

というよく知られている式が得られる。これから $(2\Delta f)_3$ が与えられると、そのとき必要な Q の値が見当つけられる。(6.1)式を図示すると、たとえば第 6.3 図となり、周波数が低いほど選択度がよいことがわかる。この図の横軸は Q が 100 の場合はそのまま kc で表わした Δf になるが、たとえば Q が 50 ならこの値を 2 倍にしたものが Δf [kc] になる。この図または (6.2) 式は高周波の同調回路が選択度にどれだけ役立つか、あるいは逆に高周波回路で変調波のサイドバンドがどれだけ減衰させられるかを知るには特に便利である。たとえば、600kc では変調波の 5000c/s 成分は、同調回路の Q が 100 なら同調回路 1 個あたり 5.6dB の減衰を受けるから、高周波 1 段増幅では同調回路数が 2 で合計 11.2dB の減衰を受けることになる。したがって、高い忠実度を望む場合には当然 Q をもっと下げなければならないことがわかる (Q を 50 にすれば、合計 4.6dB ですむから忠実度の点からはまずしんぼうできよう)¹



第 6.3 図 単一回路選択特性 (理論値)

6.1.2 複同調回路の選定について



第 6.4 図 標準 IF 回路

中間周波増幅部では理想としては $\pm 10\text{kc}$ 以上の帯域幅をもたせ、しかも選択度もできるだけよくしたいのであるから、段間の変成器 (IFT) は第 6.4 図のような複同調回路を使わねばならない。複同調回路には電磁結合型と静電結合型 (L_1, L_2 を結合させず、両同調回路を小容量のコンデンサで接続し結合させるもの) とがあるが、ラジオでは後者はほとんど使われないので前者について考えよう。

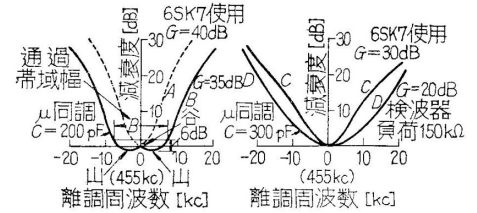
さて、6.1.1 と同様の選択度の計算式をつぎにかかげるのが順序であるが、相当のページが必要なので次節にまとめることとする。実際問題として IFT が簡単に入手できる現在では、昔のように IFT を自作することはほとんどないであろうから、設計にあたっては使用目的に適合する特性、構造のすぐれたものを選択すればよい。その判定に必要な資料としてだいたいの数値をつぎに示す。これらは、次節の計算式によってさらにその根拠を裏づけしておく。

また、複同調回路ではその同調をとる方法として C_1, C_2 などに半固定コンデンサを用いる C 同調型と、 C_1, C_2 は固定とし、 L_1, L_2 をフェライトコア入のコイルとし、そのコアを出入してインダクタンスを加減する μ 同調型とがあり、市販品には後者が多い。

¹ (6.2) 式は、同調回路を真空管プレートに接続する場合にはつぎのようになる。ただし $p = \frac{\omega L Q}{r_p}$ で、 r_p は真空管のプレート抵抗である。

$$a = 10 \log_{10} \left\{ 1 + \left(\frac{2Q}{1+p} \times \frac{\Delta f}{f_r} \right)^2 \right\}$$

定評のある IFT では L_1, L_2 に Q の高いコイル (無負荷の Q はリッツ線使用のもので 150 以下, エナメル線使用の空心ハネカムコイルは 50 前後である) を用い, また C_1, C_2 にも損失の少ない半固定または固定コンデンサを用いてある. 第 6.5 図は市販品の特性例である. A 曲線のようなものは選択度がよいので, 混信の多い場合, 山間へき地とか短波受信の場合に適する. しかし変調波のサイドバンド, 特に高音部がひどく減衰するので, 混信の心配がない強力な近くの局を受信する場合には, B 曲線のような広帯域型が好ましい. なお可変帯域型 IFT (6.3.3 参照) という A, B 両特性が一つの IFT でコイルの一部の切換えで得られるものもあるので, この問題はほぼ解決された. しかしこのようなものが使えない場合には, 一般の見当として 1 段あたりの選択度は, 段間用のもの (たとえば周波数変換管と IF 増幅第 1 段との間, IF 増幅管の第 1 段目と第 2 段目との間に挿入する IFT で, 一般に入力型と呼ばれている) では $\pm 10\text{kc}$ 離れた周波数に対して 3~16dB 程度, 検波器の前のもの (出力型と呼ばれる, 二極管検波の場合その入力抵抗による負荷のため同調回路の Q が下がり, 選択度が悪くなる. 7.1 参照) では 6~9dB 程度である. したがって, 中間周波数増幅 1 段のものの総合選択度は $\pm 10\text{kc}$ で 19~25dB 程度, 2 段増幅のものは 30~40dB 程度が期待できる. なお, 通過帯域とは中心周波数の増幅度に対して偏差 6dB 以内 (しばらく前までは偏差 3dB 以内であったが, 最近は国際的に 6dB 以内となった. 音質を特に問題にする場合は 3dB 以下にとる) の周波数範囲で, また第 6.5 図の B 曲線のような双峰特性 (後述) のものは山と谷との比は 3dB 以下であることが望ましく, 帯域幅は山のところから 6dB 下がった周波数の差となる. 上記の例は IFT 1 個の場合であるが, 中間周波増幅部全体としては総合選択特性曲線について 6dB の偏差の点をとることはいうまでもない.



第 6.5 図 市販 IFT の選択度特性の一例

6.1.3 特性の安定度による設計上の制約

まず, IFT の帯域幅 $2\Delta f \equiv B$ は音質の点を別にすれば選択度を高くするためいくらでも狭くできるかといえ, あまり狭いと局部発振周波数がある程度変化する場合にたちまち聞えなくなってしまい, 絶えず調整が必要な面倒な受信機になってしまう. そこで音質よりも混信分離が大切な短波受信機でもあまり B の小さなものは使わない. その結果, 選択度もある程度悪くても辛抱するの^{しんぼう}が実情で, 放送受信用なら B の最小値は 7~8kc 程度である.

つぎに, 増幅度は次節で示すように IFT の同調インピーダンスに比例するので, 市販品には同調回路の L を大きく, C を小さくして同調インピーダンスを高くしたものが多い. しかしこれも真空管の取換えや温度, 湿度の変化, また AVC をかけたときの真空管の実効入力容量の変化などによって, 同調周波数が移動する度合いは同調容量 C に反比例するから, 100pF 以下とすることは避けねばならない.

【計算例】455kc 用 IFT の $C = 100\text{pF}$, $Q = 70$ のもの (同調インピーダンスは $Q/\omega C = 245\text{k}\Omega$ となる) を 6BD6 に接続し, そのグリッドバイアスを -3V から -30V まで変化させるとき, 実効入力容量の変化による同調容量の変化 δC が 1pF であったとすれば, 同調周波数のずれ δf^1 は

$$\begin{aligned}\delta f &= f \times \frac{\delta C}{2C} = 455 \times 10^3 \times 1 \times \frac{10^{-12}}{2} \times 100 \times 10^{-12} \\ &= 2275\text{c/s} = 2.275\text{kc}\end{aligned}$$

になる. なお, AVC による C の変化 δC はこの程度になることがまれでなく, C は増幅度が許せばなるべく大きくとることが望ましい.

6.2 結合 (複) 同調回路の理論

第 6.4 図の標準回路において IFT は一般に一次, 二次回路ともに同一共振周波数に同調させるので, $L_1 = L_2 = L$, $C_1 = C_2 = C$, $Q_1 = Q_2 = Q$ において計算するのが通常である. この共振周波数は f_i に等しく, $\omega_i = 2\pi f_i = 1/\sqrt{LC}$

¹ $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$ の両辺を対数微分すれば最も一般的に得られる式

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} - \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L}$$

から導いたものである.

となる。

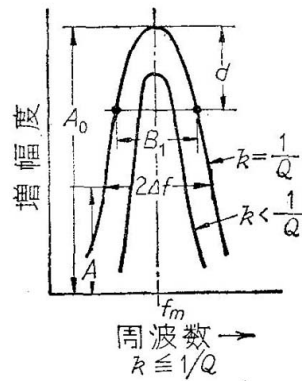
さて、この標準回路の周波数 f における電圧増幅度 A は次式で表わされる。

$$A = \frac{g_m \omega_i L Q}{\sqrt{\left(\frac{1}{kQ} + kQ\right)^2 + 8\left(\frac{1}{k^2} - Q^2\right)\delta^2 + 16\frac{Q^2}{k^2}\delta^4}} \quad (6.4)$$

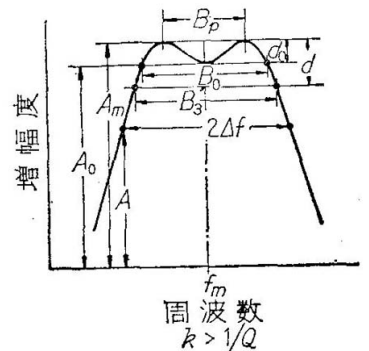
ここで、 $k = M/L$ は L_1 と L_2 との結合度合いを示す結合係数、 δ は離調度 $= \Delta f/f_i$ である。中心周波数における A を A_0 とすれば、このとき $\delta = 0$ であるから

$$A_0 = \frac{g_m \omega_i L Q}{\left(kQ + \frac{1}{kQ}\right)} \quad (6.5)$$

この式で $kQ = 1$ のとき臨界結合と呼ばれ、第 6.6 図に示すように山が一つの増幅特性 (単峰特性とも呼ばれる) が得られ、 $kQ < 1$ の場合では山は一つであるが、山の高さは臨界結合より低くなり実用上不利である。 $kQ > 1$ のときは密結合で、第 6.7 図に示すように山が二つの特性となる。この山の高さは臨界結合の山の高さと同じく、この特性は双峰特性とも呼ばれる。



第 6.6 図 結合度が臨界結合以下の場合の選択特性 (単峰特性)



第 6.7 図 双峰選択特性

6.2.1 臨界結合の場合 ($kQ = 1$)

この特性は、電信用の受信機とか選択度が重要な狭帯域受信機に使われる。この場合の f_i における増幅度は

$$A_0 = \frac{g_m \omega_i L Q}{2} \quad (6.6)$$

中心周波数 f_i から Δf だけ離れた周波数では、増幅度がどれほど下がるかは (6.4) と (6.6) 式とより

$$\frac{A}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^4\delta^4}} \quad (6.7)$$

これを山からの減衰度で表わすと便利で

$$\alpha = 20 \log_{10} \left(\frac{A}{A_0}\right) = -10 \log_{10} \left\{ 1 + 4Q^4 \left(\frac{\Delta f}{f_i}\right)^4 \right\} \quad (6.8)$$

$A/A_0 = 1/\sqrt{2}$ 、つまり山から 3dB ($= \sqrt{2}$) 下がった周波数に対する Δf の 2 倍を通過帯域幅 B_3 (第 6.7 図参照) とすれば、(6.7) 式から

$$B_3 = \sqrt{2} \frac{f_i}{Q}$$

が得られ、同様に $A/A_0 = 1/2$ 、つまり山から 6dB 下がった周波数の Δf の 2 倍をとる一般の帯域幅 B_6 に対しては

$$B_6 = 2^4 \sqrt{\frac{3}{4}} \frac{f_i}{Q} = \frac{1.86 f_i}{Q}$$

となり、必要な B を与えるに必要な Q の値が計算できる。しかしこれは IFT が一つの場合のことであって、たとえば中間周波増幅 2 段では IFT は 3 個使うことになるので、1 個の濾波特性では B_1 は山から 6dB/3 = 2dB 下がったところをとればよい。そこで $a_0/A = d$ とすれば、つぎの式の方が一般的である、

$$B = \left(\frac{\sqrt{2} f_i}{Q}\right) (d^2 - 1)^{1/4} \quad (6.9)$$

【設計例】中間周波増幅 1 段で、つぎの条件が与えられた場合 IFT の L, C, M, Q を求めよ。ただし臨界結合とする。

与えられた条件は $f_i = 455\text{kc}$, $B_5 = 6\text{kc}$, 使用真空管は 6BD6 ($g_m = 2\text{m}\Omega$), $A_0 = 100 = 40\text{dB}$ である.

(i) Q の決定 (6.9) 式を用いればよい. このときの IFT の数は二つであるから

$$d = \frac{6\text{dB}}{2} = 3\text{dB} = 1.414$$

$$\therefore Q = \frac{\sqrt{2}f_i \sqrt[4]{d^2 - 1}}{B} = \frac{\sqrt{2} \times 455 \times \sqrt[4]{0.999}}{6}$$

$$\approx 107$$

(ii) L の決定 (6.6) 式から計算できる. $A_0 = 100$ と与えられているから

$$L = \frac{2 \times 100}{2 \times 10^{-3} \times 2\pi \times 455 \times 10^3 \times 107}$$

$$\approx 0.327\text{mH}$$

(iii) M の決定 臨界結合では $kQ = 1$ で, $k = M/L$ であるから

$$k = \frac{1}{Q} = \frac{1}{107} = 0.0094 \approx 0.94\%$$

$$M = 0.0094 \times 0.327 = 0.00307\text{mH} \approx 3\mu\text{H}$$

これらからコイルの設計をするわけで, IFT の場合コイルは寸法の点からハネカム (蜂の巣) コイルが主として用いられる. また, これから臨界結合が結合度で数 % にすぎないこともわかる.

(iv) C の決定 $\omega_i^2 = 1/LC$ から求める.

$$C = \frac{1}{(2\pi \times 455 \times 10^3)^2 \times 0.327 \times 10^{-3}\text{F}} \approx 375\text{pF}$$

(v) 選択度の計算 これは (6.8) 式から計算できる. この回路で中心から 10kc 離れた周波数に対する減衰度は f_i に対し

$$10 \log_{10} \left\{ 1 + 4 \times 107^4 \left(\frac{10}{455} \right)^4 \right\} = 10 \log_{10} 123 \approx 20.9\text{dB}$$

これは IFT 1 個あたりであるから, 全体では 2 倍の 41.8dB 程度となる.

なおこれは計算例として示したもので, 電話用としてはこの B_6 は狭すぎることはもちろんである. また $4Q^4\delta^4 \gg 1$ の場合には (6.7) および (6.8) 式はつぎのように表わしてよい.

$$\frac{A}{A_0} = \frac{1}{2Q^2\delta^2} \tag{6.7a}$$

$$\alpha = - \left\{ 6\text{dB} + 2 \times 20 \log_{10} \left(Q \Delta \frac{f}{f_i} \right) \right\} \tag{6.8a}$$

6.2.2 双峰特性の場合 ($kQ > 1$)

これが最も一般的な場合で, この場合の解析については非常に多くの研究があり, その理論はなかなか複雑である. ここには, よく知られている方式に従って設計法の要領を示そう (第 6.7 図)².

(1) 中心周波数における増幅度

$$A_0 = \frac{g_m \omega_i L k}{k^2 + \frac{1}{Q^2}} = \frac{g_m \omega_i L Q^2 k}{1 + k^2 Q^2} \tag{6.10}$$

(2) 山と谷との比 d_0 $d_0 = A_m/A_0$

$$d_0 = \frac{1 + (kQ)^2}{2kQ} \tag{6.11}$$

$$\therefore kQ = d_0 + \sqrt{d_0^2 - 1} \tag{6.12}$$

第 6.1 表

d_0 [dB]	0.5	1	1.5	2
kQ	1.40	1.63	1.83	2.024

A_m は (6.6) 式の A_0 に等しい . また (6.12) 式から第 6.1 表が得られる .

(3) 山と山との間の周波数間隔 $= 2\Delta f_p = B_p$

$$\frac{2\Delta f_p}{f_i} = \sqrt{k^2 - \frac{1}{Q^2}}$$

$$\therefore B_p = \frac{f_i}{Q} \sqrt{k^2 Q^2 - 1} \quad (6.13)$$

(4) f_i (谷) における増幅度と等しい曲線の外側の二つの周波数の間隔 $= 2\Delta f_c = B_0$

$$B_0 = \sqrt{2} \frac{f_i}{Q} \sqrt{k^2 Q^2 - 1} \quad (6.14)$$

これを B_p の式と比較すると , つぎの関係があることがわかる .

$$B_0 = \sqrt{2} B_p \quad (6.15)$$

(5) f_i におこる増幅度より α [dB] だけ低い点の周波数間隔を B_0 の 2 倍 , つまり $2B_0$ に等しいとすれば次式が成立する .

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + 48 \left(1 - \frac{1}{1 + kQ}\right)^2}} \quad (6.16)$$

また , $M = kL$ であることは前節と同様である .

【設計例】 f_i が 455kc の濾波器で , サイドバンドが約 6kc まで占めている電波を受信するものを設計せよ . IFT の総数は 3 とする .

この場合は第 1 局部発振器の発振周波数の変動を考慮しても , B_0 を $2 \times 6kc$ にとればよい .

(i) $B_p = B_0/\sqrt{2}$ という関係があるので , f_i をキャリア周波とすれば山は f_i より 4kc のところに生ずるような特性とすればよい ($\because B_p = 2 \times 6/\sqrt{2} = 8.5$ $\Delta f_p = 4.25kc$ となるが , ここでは計算の便宜上 $\Delta f_p = 4kc$ とおいた) .

d_0 は全体で 3dB まで許すものとすれば , IFT 1 個では $d_0 = 1dB$ より $kQ = 1.63$ となるから , (6.13) 式から $Q = 73$ となり

$$k = \frac{1.63}{73} = 0.0223 = 2.23\%$$

(ii) 使用真空管は前と同じく 6BD6($g_m = 2m\bar{v}$) とし , 増幅度は f_i で 40dB(100 倍) 必要とすれば , 上の値を代入して $k/(k^2 + 1/Q^2) = 32.6$ と計算される . (6.10) 式から

$$L = \frac{A_0}{g_m \omega_i \times 32.6} = 0.54mH$$

$$\text{また } M = kL = 0.0223 \times 0.54 = 12\mu H$$

$$(iii) C = \frac{1}{\omega_i^2 L} = \frac{1}{(455 \times 2\pi)^2 \times 0.54 \times 10^{-3}} = 227pF$$

(iv) 谷と同じ増幅度をもつ周波数における帯域幅 B_0 の 2 倍の帯域幅となる周波数までの谷からの減衰度は , (6.16) 式より

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + 48 \left(1 - \frac{1}{2.63}\right)^2}} = \frac{1}{4.41} = -12.87dB$$

² 複同調回路についてもっと一般的な理論を研究される方には , たとえば深田雅夫著 : 「無線受信機設計」 , または「無線工学ハンドブック」受信機編を , また本書の式の誘導ならば三熊文雄著 : 「受信機」(上) を参照すればよい .

したがって、この点での 1kc あたりの減衰傾度は

$$\frac{12.87\text{dB}}{\frac{(2B_0 - B_0)}{2}} = \frac{12.87\text{dB}}{6\text{kc}} \approx 2\text{dB/kc}$$

となる。

なお、これらの例で示したコイルの Q とは、同調コンデンサの損失、真空管の入力抵抗などすべてを含めたものである。

6.3 実際設計上の問題、その他

6.3.1 IFT の二次側が二極管検波器に接続される場合

これまで説明した IFT は、前にも述べたように入力 (input) 型と呼ばれ、増幅管相互間に挿入されるので、 $Q_1 = Q_2$ とみなされる場合であった。ところが IFT のたとえば二次側に、次章で説明するように入力抵抗の小さい二極管検波器などを接続する場合には、 Q_2 の実効値は著しく低くなり、増幅度も選択度も悪くなる。また k も大きくする必要がある (なぜなら臨界結合の条件 $\omega M = \sqrt{R_1 R_2}$ を考えるに、一次側のコイルの抵抗 R_1 は変わらなくとも、二次側の実効損失抵抗が増せば M を大きくしてやらないとこの条件は成立しない)。このため、このようなところに用いるものは出力 (output) 型として市販品では区別し、IF 1 段用とか 2 段用として IFT 数個組み合わせたものを売っている。

6.3.2 減衰曲線について

第 6.8 図はよく使われる減衰曲線で、ややくわしい設計をする場合に役に立つので説明しておく。この図は山からの減衰度 α_m を

$$\alpha_m = 20 \log_{10} 2kQ - 10 \log_{10} \left\{ (k^2 Q^2 + 1) - 2(k^2 Q^2 - 1)Q^2 F^2 + Q^4 F^4 \right\} \quad (6.17)$$

から求めて描いたものである。 $\alpha_m = A_m/A$ で、 A は (6.4) 式、 A_0 は (6.6) 式を用い、また $F = 2\Delta f/f_i = 2\delta$ である。なお、 $QF = Q(2\Delta f/f_i)$ から $\Delta f = QF f_i/2Q$ という関係があるからこの図の横軸の QF はいちいち kc に換算せずとも便利な方法がある。

たとえば $f_i = 455\text{kc}$ 、 $Q = 62.6$ とすれば、 $QF = 1$ のとき

$$\Delta f = \frac{f_i}{2Q} = \frac{455}{2 \times 62.6} = 3.64\text{kc}$$

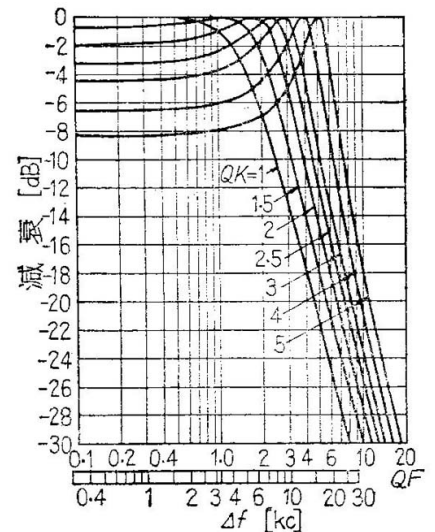
となるから、図の横軸 $QF = 1$ のところが $\Delta f = 3.64\text{kc}$ になるように横軸の対数尺と同じ対数尺を (同一の方眼紙から作ればよい。図の下方の Δf 尺がその一例) 作り、 QF の軸と合わせて読めば Δf と α_m との関係が直読でき、双峰特性で Q が予想できる場合、結合度によってどれほどの帯域幅が、中央の凹みがどれだけ得られるかなどの見当をつけるのに使用される。

【計算例】 $f_i = 455\text{kc}$ の IFT で 1 個あたり d_0 が 0.8dB 程度まで許すとして、 $B_0 = 10\text{kc}$ とするためのコイルの Q および結合度を求めよ。

第 6.8 図より、これにあたるのは $Qk = 1.5$ の曲線で、谷と等しい減衰度の周波数に対する QF は 1.6 になる。このとき Δf は $B_0/2 = 5\text{kc}$ であるから、 $\Delta f = QF f_i/2Q$ から $2Q = 1.6 \times 455/5$ 、つまり $Q \approx 73$ が必要で、 $k = 1.5/73 \approx 0.02$ となることもわかる。

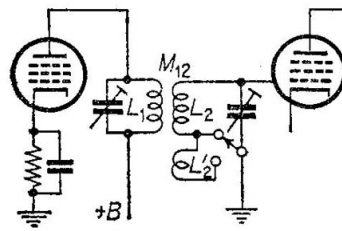
なお、市販品の IFT は μ 同調型でも C 同調型でもコイルの Q は 90~150 (リッツ線使用のものは平均 105、単線使用のものは 60 程度) である。

6.3.3 可変帯域幅中間周波増幅器



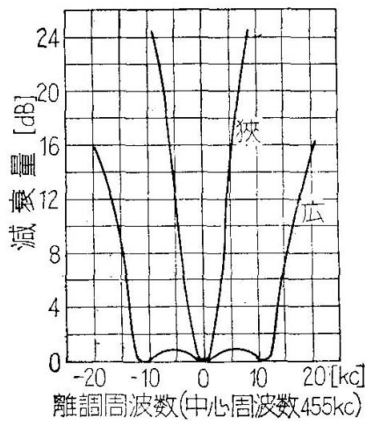
第 6.8 図 一般選択度曲線

IFT の帯域幅 B は、高音質受信を望むなら $\pm 10\text{kc}$ 程度が望ましく、遠距離受信とか短波受信のような混信の多い場合には、たとえば $\pm 3\text{kc}$ 以下とすることを要求されることもある。そこで、近くの強力な局を聞く場合には広い B をもつ IFT を使い、混信の多い局を受信する場合には狭い B の IFT に切り換えられれば理想的である。この方法を実現するには、 B が広いものと狭いものとの一対の IFT をおき、スイッチで切り換えるものは最も簡単で確実である。しかし、場所を大きく占有し不経済でもあるので、多く実用されているのは第 6.9 図のように 1 個の濾波器ケース中に密結合用の付加コイルを置き、広帯域とする場合には密結合とし、狭帯域とする場合には疎結合（臨界結合以下）とするものである。これらの特性を有効に発揮するには、第 6.9 図の IFT は 2 段以上使う必要があるが、市販品の一例を示すと第 6.10 図のようなものがある。

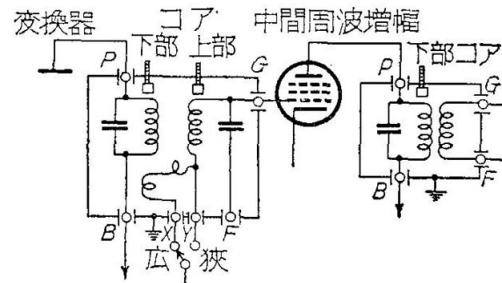


$L_1 : 450\mu\text{H}, \quad L_2 : 450\mu\text{H}$
 $L_2 + L'_2 = 455\mu\text{H} \quad M_{12} : 10\mu\text{H}$
 $M'_{12} : 19\mu\text{H}$
 (2 段使用の場合、広帯域 $\pm 9\text{kc}$ 、
 狭帯域 $\pm 4\text{kc}$ 程度になる)

第 6.9 図 可変帯域幅 IFT の一方式



(a)



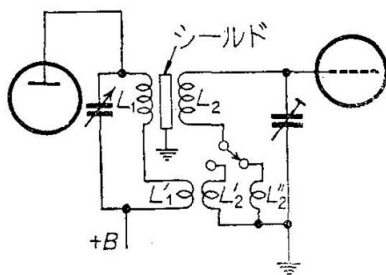
(b)

第 6.10 図 可変帯域幅 IFT(市販品 K 社) の一例

これは第 6.9 図の IFT と次段の単同調（二次側は同調しない）回路とを組み合わせると非常に広い帯域をうるものであって、前段の IFT は kQ を 2 以上にとり、後段の同調回路の Q は前段の Q の $1/2$ にとる。この例では狭帯域の場合 $\pm 10\text{kc}$ 離調して減衰度 26dB 、広帯域では 3dB 帯域幅 $\pm 13\text{kc}$ であると称している。一般には狭帯域の場合と広帯域の場合とで中心周波数は多少異なるもので、その補償方法には種々の考案があるようで、これらの IFT はある程度実験を重ねて設計することが多い。第 6.11 図は米国のハマーランド社の有名な高級受信機スーパープロに使用されている方式で、同調回路のコイルの一部のみ結合させ、結合コイルの結合度とインダクタンスを適当に選んで種々の帯域幅をうるものである。

実際上の注意として可変帯域の IFT は、広狭 2 種以上の特性が容易に得られる利点があるが、そのどれをとっても選択度は専用（たとえば狭帯域専用）のものよりいくらか劣ること、調整がやっかいなことが欠点で使用目的を考えて選定すべきである。

なお、 $\pm 6\text{kc}$ 以上というような広帯域になると IFT の特性はもちろんであるが、高周波部の同調回路の Q も一般より低くすることが必要になり、放送波長のものではわざわざ同調回路に並列に抵抗を接続して、見かけの Q を下げることが多い（その低抗値の大きさは、第 6.3 図と第 1.16 図を用いて決定できる。また可変帯域の水晶濾波器（水晶フィルタ）については、第 11 章に述べてある）。



L_1 と L_2 とは結合せず
 L'_1 と L'_2 とは密結合
 L_1 と L'_2 とは疎結合
 $L'_1 \equiv (1/10)L_1$

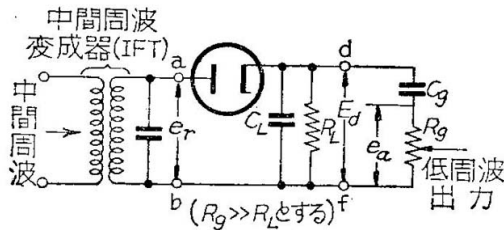
第 6.11 図 可変帯域幅 IFT の一方式

第7章 検波回路

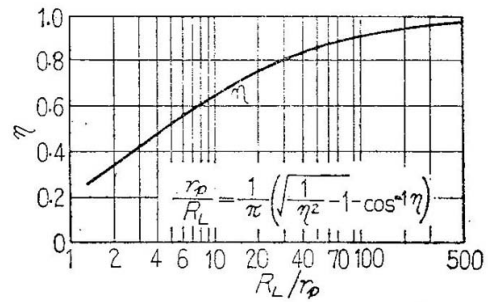
検波器には古くから鉱石検波，二極管検波，グリッド検波，プレート検波などの種類があるが，スーパーでは二極管検波のみが用いられ，最近では半導体ダイオードも用いられるので，本章ではダイオード検波回路を中心にその設計法を説明しよう。

7.1 二極管検波回路

スーパーでは中間周波増幅部のつぎの検波器にはダイオード（二極管および半導体ダイオード）が使われる。ダイオード検波器では損失があるだけで増幅はしないが，その損失は中間周波部までに十分増幅してあれば差支えないこと，大きな入力電圧範囲にわたってひずみの少ない検波出力が得られると，AVC用の電圧が同時に得られることは利点である。この検波管としては双二極管 6AL5，12AL5 またはゲルマニウムダイオード 1N34A，1N60，SD46 などが使われることもあるが，簡単な受信機では二極三極管 6Z-DH3A または双二極三極管 6AV6，6BN8 などが用いられる。この三極管部は低周波増幅に使われることが多い。



第 7.1 図 二極管検波の代表回路



第 7.2 図 直線検波の場合の二極管検波効率

さて二極管検波の基本回路は第 7.1 図で表わされる。いま IFT の二次端子 ab に中間周波電圧 r が加えられると，検波出力として df 端子には整流による直流電圧 E_d と低周波電圧 e_a とが現われる。このうち e_a だけをブッキングコンデンサ C_g とボリュームコントロール R_g とによって取り出す。 C_L は負荷抵抗 R_L に並列な中間周波用バイパスコンデンサである。

〔1〕 負荷抵抗 R_L の決定 e_r の実効値 E_r と E_d との間にはつぎの関係がある。

$$E_d = \sqrt{2} E_r \eta \tag{7.1}$$

η は検波器の効率で， R_L と二極管の内部抵抗 r_p との比によってきまり，第 7.2 図に示す値となる。 r_p の実際の値は

第 7.1 表 二極管検波用真空管 (*現在の標準管)

型名	ソケット	ヒータ電流 I_f [A]	三極管または五極管部									
			E_{p1} [V]	E_{g2} [V]	E_{g1} [V]	E_{g3} [V]	I_p [mA]	I_{g2} [mA]	g_m [μS]	r_p [k Ω]	μ	
6ZDH3A	二極三極管	ST, UZ	0.3	250		-2		0.8		1100	91	100
6SQ7	双二極三極管	GT	0.3	250		-2		0.9		1100	91	100
6AV6*	"	mT 7ピン	0.3	250		-2		1.2		1600	62.5	100
6BN8*	"	mT 9ピン	0.6	250		-2		1.6		2500	28	70
6DC8*	双二極五極管	mT 9ピン	0.3	250	100	-2	0	9	2.7	3800	1000	
6AL5	双二極管	mT 7ピン	0.3	最大 330						各プレート毎 最大 3mA		

6ZDH3A の単一二極管では $2k\Omega$ 程度，双二極管の並列接続では 6AL5 で $0.5k\Omega$ 程度である．ただし，以上は直線検波の場合である．ここで直線検波の範囲を調べてみると，第 7.3 図の特性例からも入力高周波電圧 E_r が約 1V 以上では（さらにひずみの小さいことが望ましいときは 2.5V 以上が必要といわれる）二極管はひずみが 1% 以下の直線検波が行なわれることがわかる． E_r が約 400mV 以下では 2 乗検波，これらの中間では複合検波特性となる．したがって二極管検波器の入力電圧は常に 1V 以上になるように中間周波部より前の増幅度をとることが設計の要点になる．

つぎに E_r が変調率 m (変調度 30% なら $m = 0.3$) で変調されているとき，低周波出力電圧 e_a の実効値 E_a は

$$\sqrt{2}E_a = mE_d \tag{7.2}$$

となり， m が 100% なら e_a の最大値は E_d に等しい．

$$\therefore E_a = m\eta E_r \tag{7.3}$$

m と η が与えられれば， E_r と E_a との比がきまる． η は r_p が与えられれば，第 7.2 図から種々の R_L に対して求められる．ここで， R_L をきめる前に C_L を吟味する必要がある．

〔2〕 C_L の決定 $C_L R_L$ つまり二極管の負荷は，理想的検波特性が得られるように選ばねばならない．そのためには

(1) 負荷の時定数 $R_L \times C_L$ は C_L に蓄えられた電荷が中間周波の $1c/s$ 中ではほとんど変わらないほど大きく，また出力電圧は中間周波出力の変調波形に忠実に従うほど小さく選ぶ．

(2) 負荷の合成インピーダンス Z_L は，すべての音声周波数に対して直流に対する負荷 R_L とほぼ等しくなるように負荷回路を選ぶ．

実際の二極管検波回路は第 7.4 図のような構成が多い．図のうちで， R_1, C_L, C_1 は中間周波に対する阻止濾波器となり，中間周波成分が低周波出力の方に漏れるのをできるだけ防ぐ． R_1 は R_L の 10~20% にとることが多い． C_L, C_1 は周波数によって異なるが，455kc では 50~100pF が適当である．

さて，この回路では負荷抵抗は直流に対しては $R_d = R_1 + R_L$ であるが，交流に対しては $R_{af} = R_1 + (R_L || R_g || R_2)$ となる．この第 2 項は R_L, R_g, R_2 の三つの並列抵抗で

$$\frac{R_L R_g R_2}{R_L R_g + R_g R_2 + R_2 R_L}$$

に等しい (実際は交流に対する負荷は C_L, C_1, C_g, C_2 も含めた合成インピーダンスであるが，簡単にこのように考えておく)．

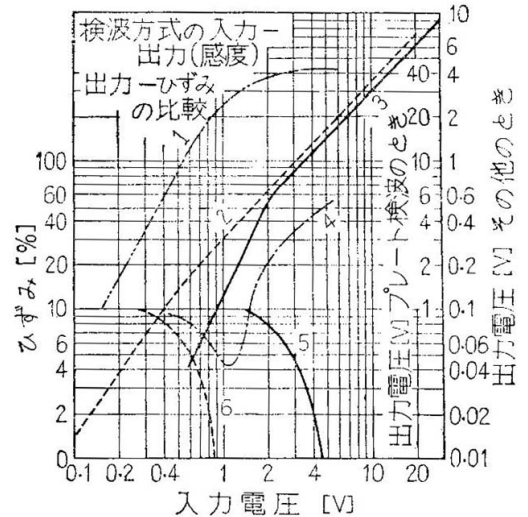
(7.3) 式は，このときつぎのようになる．

$$E_a = \frac{m\eta E_r R_{af}}{R_d} \tag{7.3'}$$

$R_{af} = R_d$ とすることが理想である． R_{af} が R_d より小さいほど， R_L の両端に現われる整流電圧の波形は変調波の包絡線に十分に追従できなくなり，変調の谷（負変調）が整流されずここでひずみが起きる¹．

さて，第 7.1 図の回路で $C_L R_L$ が大きすぎると，二極管のプレート側が負電位になった場合 C_L の放電が（このとき二極管には電流が流れず， R_L をとおして C_L は放電する）つぎの二極管導通時まで十分に放電されず， C_L 両端の電圧波形は入力変調波形よりひずむ（これを diagonal clipping と呼ぶ）．これを避ける条件は次式で表わされる．

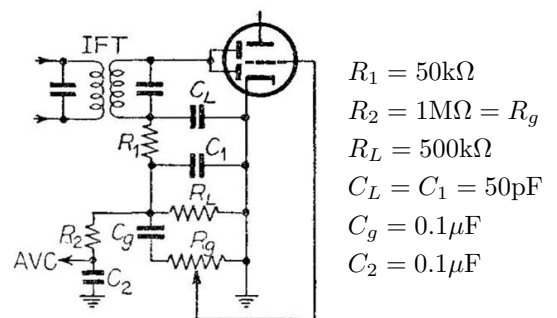
¹ これらのひずみの原因は，簡単に説明できないが重要であるから，たとえばターマン:「ラジオ工学」(日本訳) 第 3 巻第 10 章や三熊，堀江，森田著:「受信機」(上)282 ページなどを参照．



曲線

- 1:プレート検波出力
- 2:二極管検波出力
- 3:無限インピーダンス入力検波出力
- 4:プレート検波ひずみ
- 5:無限インピーダンス入力検波ひずみ
- 6:二極管検波ひずみ

第 7.3 図 種々な検波方式の入力対出力およびひずみの比較



第 7.4 図

- $R_1 = 50k\Omega$
- $R_2 = 1M\Omega = R_g$
- $R_L = 500k\Omega$
- $C_L = C_1 = 50pF$
- $C_g = 0.1\mu F$
- $C_2 = 0.1\mu F$

$$\frac{X_C}{R_L} \geq \frac{m}{\sqrt{1-m^2}} \quad (7.4)$$

$$\text{または } m \geq \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_m}{f_L}\right)^2}} \quad (7.5)$$

ここで、 m は変調度、 $X_C = 1/2\pi f_m C_L$ は C_L のリアクタンス、 f_m は変調 (低) 周波数、 $f_L = 1/2\pi C_L R_L$ である。この式から、変調が正弦波によるものと仮定した場合の変調周波数と許される最高変調度との関係が与えられるが、音楽では変調は単一周波ではないのでこの式はあまり正確でない。

【計算例】 $C_L = 100\text{pF}$ 、 $R_L = 250\text{k}\Omega$ とすれば $f_L = 6370\text{c/s}$ 、したがって $f_m = f_L$ の周波数に対しては、変調度は (7.5) 式から 70% までしか許されない。しかし 4000c/s に対しては 85%、 1000c/s に対しては 89.5% が理論上の制限点となる。

つぎに R_{af} が R_d より小さいことによるひずみを避ける条件も (7.4) 式で与えられるが、書きなおして一般化すると

$$m \leq 1 + \eta(A - 1) \quad (7.6)$$

$$A = \frac{\text{変調周波数に対する二極管インピーダンス}}{R_d} = \frac{R_{af}}{R_d}$$

$\eta > 80\%$ なら、近似的に $m \leq A$ となり、第 7.1 図の場合は

$$m \leq \frac{R_{af}}{R_d} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f_m C_L R_L)^2}} \quad (7.7)$$

また、ひずみの起こらない変調度の限度を m_0 とすれば

$$C_L R_L = \frac{1}{\omega_m} \sqrt{\left(\frac{1}{m_0^2}\right) - 1} \quad (7.8)$$

と書けるから m_0 、 f_m が与えられると $C_L R_L$ が計算され、 R_L が与えられれば C_L が決定できる。

【計算例】 η は大きい方がよいが、 η を大きくするため R_L を大きくすると、(7.7) 式から無ひずみの変調度が低くなるので、かぎりがある。数値でこれを示そう。第 7.4 図の [例] を用いると、 $R_d = R_1 + R_L = 550\text{k}\Omega$ 、 R_L 、 R_g 、 R_2 の並列抵抗は $250\text{k}\Omega$ となるから、 $R_{af} = R_1 + 250\text{k}\Omega = 300\text{k}\Omega$ 、したがって (7.7) 式から $m \leq 300/550 = 0.545$ となり、約 55% 以上の変調度になるとひずみが起こる。しかし、 $R_1 = 10\text{k}\Omega$ 、 $R_L = 100\text{k}\Omega$ とすると、 $R_d = 110\text{k}\Omega$ 、 R_L 、 R_g 、 R_2 の並列抵抗は $83.3\text{k}\Omega$ であるから $m \leq 83.3/110 = 75\%$ となる。このときの η は r_p が $1\text{k}\Omega$ 、 $R_L = 100\text{k}\Omega$ として第 7.2 図から 0.9 となり、(7.3) 式はつぎのようになる。

$$E_a = m \times 0.9 \times 0.75 E_r = 0.675 m E_r$$

いま、変調度 30% の信号がくると $E_a/E_r = 0.2$ となり、また $R_L/(R_L + R_1) = 10/11$ であるから $E_r = 1\text{V}$ の入力に対する低周波出力は $0.2 \times 10/11 = 0.1818 = -14.8\text{dB}$ となる。これは変調度 30% の入来波は、二極管検波器で約 15dB の損失を受けることを意味する。また、 E_d は (7.1) 式から $\sqrt{2} \times 1 \times 0.9 = 1.26\text{V}$ となる。

つぎに、たとえば変調周波数 5000c/s において変調度 70% までひずみが起こらないような C_L の最高値は (7.8) 式から求められるが、 $R_L = 100\text{k}\Omega$ として

$$C_L = \frac{1}{100 \times 10^3 \times 2\pi \times 5000} \sqrt{\frac{1}{0.7^2} - 1} = 325\text{pF}$$

これから $R_L = 250\text{k}\Omega$ なら、ただちに $C_L = 325/2.5 = 130\text{pF}$ となる。

〔3〕二極管の中間周波濾波器 (IFT) におよぼす影響 普通の IFT の二次側に二極管検波器を接続する場合には、増幅管グリッドに接続する場合とはちがって増幅度が下がり、濾波器 (フィルタ) の通過帯域幅も狭くなる²。これは二極管

² 結合回路の臨界結合条件は $\omega M = \sqrt{R_1 R_2}$ である。 R_1 、 R_2 は一次、二次同調回路の直列損失抵抗であるから、いま二次側に並列に R_{eff} が接続されれば R_2 が増したことになるから、 M を増さないとなしは成立せず、疎結合状態となり増幅度は低下する。したがって、 M は一般のものより大きくしてやる必要があるわけである。

検波器を IFT 側から見たときの入力抵抗 R_{eff} が小さいため R_{eff} は次式で表わされる。

$$R_{\text{eff}} = R_{af} \frac{\sqrt{1 - \eta^2} - \eta \cos^{-1} \eta}{\eta (\cos^{-1} \eta - \eta \sqrt{1 - \eta^2})}$$

しかし、 $\eta > 90\%$ なら簡単につきのように書ける。

$$R_{\text{eff}} \approx \frac{R_d}{2} \tag{7.9}$$

これは搬送波に対するもので、サイドバンドに対しては $R_{\text{eff}} = R_{af}/2$ となるから、検波回路で変調度が低下する現象が現われる欠点がある。さて、 R_{eff} は R_d に比例するから、 R_d をあまり小さくすることは好ましくない。 $R_d/r_p > 100$ なら $\eta > 90\%$ となるから、 R_d を 200~500k Ω にするのはこの理由による。なお、同調回路に並列な抵抗を直列抵抗に置き換えるときの関係式は第 7.5 図に示した。同調回路の Q_0 は、並列抵抗 R の付加によって Q' に低下する (第 1.6 図参照)。

$$Q' = Q_0 \times \frac{r_0}{r_0 + r} \tag{7.10}$$

【計算例】455kc の IFT があって $L = 1\text{mH}$ 、 $Q_0 = 100$ の場合その二次側に二極管検波器を接続し、 $R_d = 250\text{k}\Omega$ に選ぶとき実効の Q' の値を求めよ。

まず、(7.9) 式から

$$R_{\text{eff}} = \frac{250}{2} = 125\text{k}\Omega$$

$$\omega L = 2\pi \times 455 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-3} = 2.86\text{k}\Omega$$

また $r_0 = \omega \frac{L}{Q_0} = 28.6\Omega$

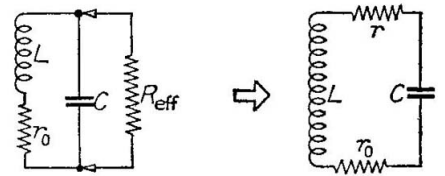
となる。第 7.5 図より

$$r = \frac{(\omega L)^2}{R_{\text{eff}}} = 65.4\Omega$$

(7.10) 式から

$$Q' = 100 \times \frac{28.6}{28.6 + 65.4} \approx 30$$

つまりこのため Q_0 は 1/3 に低下したことと同じくなり、 R_L をあまり小さくすることは選択度の点から好ましくないこと、 R_{eff} のため検波器前の IFT の選択度は他の IFT より悪いことは注意を要する (第 6 章参照のこと)。



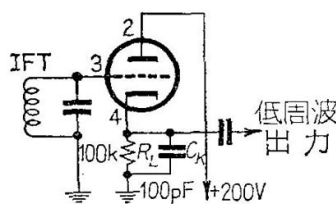
$L - C - R_0$ 回路の $R \equiv$ 等価直列抵抗
 $Q = Q_0$ $= (\omega L)^2 / R_{\text{eff}}$
 R_{eff} は付加された並列抵抗

第 7.5 図 並列抵抗と直列抵抗との変換

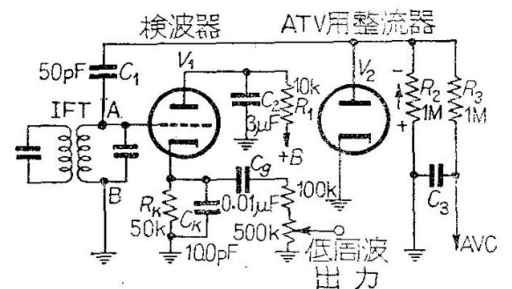
7.2 その他の検波回路

7.2.1 無限インピーダンス検波

これは第 7.6 図に示すような構成の負荷抵抗 R_L を全部カソード回路に入れ低周波に対して負帰還効果を与えて検波ひずみを軽減しようとするものである。 C_k は中間周波に対してのみバイパスの役目をする。この回路の特性は第 7.3 図からもわかるように、二極管検波に匹敵するひずみの少ない直線検波特性とプレート



第 7.6 図 無限インピーダンス検波の原理図



第 7.7 図 無限インピーダンス検波器と AVC 用整流器

検波器以上の高い入力インピーダンスをもっている。したがって、IFT におよぼす負荷効果も小さく選択度は二極管検波の場合より高くなるから、直線検波のためには入力電圧が 4~5V 以上必要なことはあまり不利とはいえないが、このままでは R_L の両端から AVC 用電圧をうることができないことは大きな欠点である。

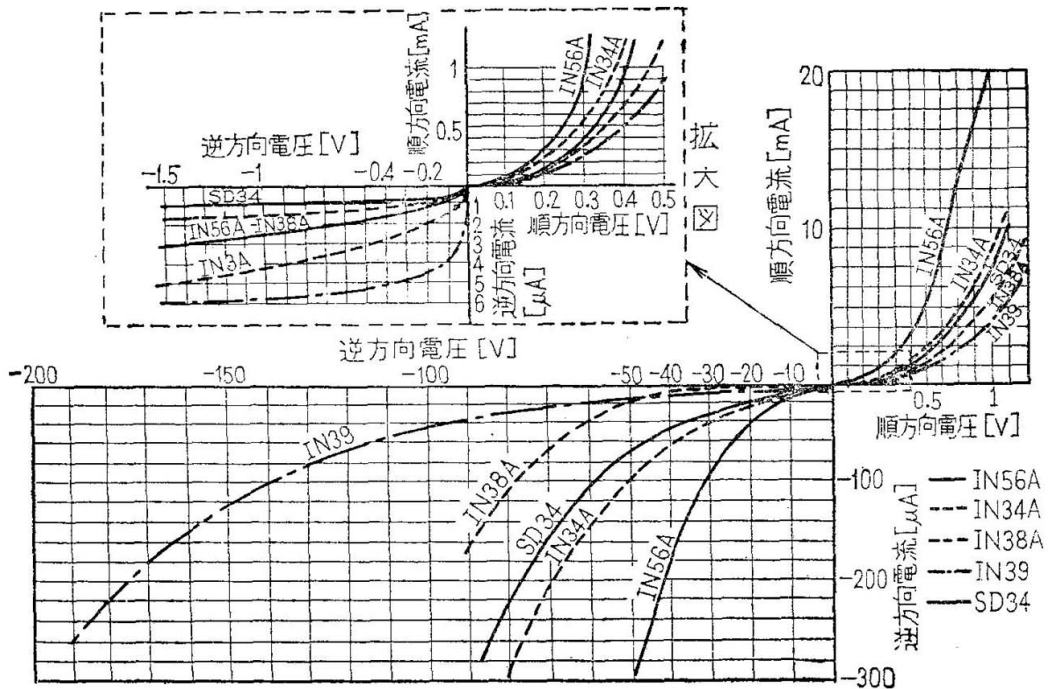
AVC 用電圧をうるには第 7.7 図に示すように AVC 用整流回路を IFT の一次側または二次側に接続しなければならない。この AVC 用整流回路は、第 7.4 図の二極管検波の場合にも採用されることがある。ただし、この場合の V_2 と R_2 との整流作用による並列等価低抗はほぼ $R_2/3$ に等しいから、入力インピーダンスが高いという特長が失われてしまう。そこで結局、電信受信機用としては利用価値はあるが、電話受信機の検波器としては二極管検波に比較して利点はない。

7.2.2 ゲルマニウム・ダイオード検波

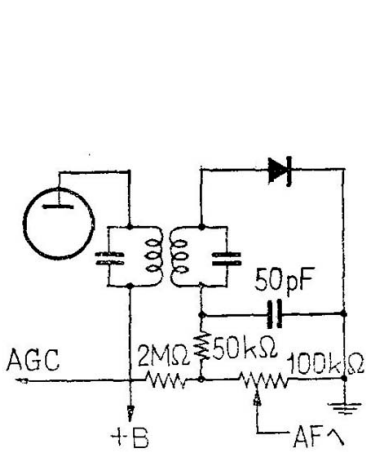
真空管式ラジオでも検波器にダイオードを使うことができる。一般に使われるのは点接触形ゲルマニウム (Ge) ダイオードで、小型で安価なのが特徴であるが、温度が高い場所には不適當であることおよび二極真空管なら入力電圧が増すほどひずみ率は少なくなるのに対して、Ge ダイオードではひずみ率が最小となる入力電圧はある範囲に限られ、それ以上の入力に対してはかえってひずみ率は増えることに注意しなければならない。一般に使われるダイオードを第 7.2 表に、回路例を第 7.8 図、そのひずみ特性を第 7.9 図に示した。入力が増えてひずみが増えるのは逆方向電流が急に増加するため、この電流が少ないものほどひずみの増え方は少ない。しかし実際には入力は数 V 以上になることはないので選択が良ければダイオード検波のひずみは少ない方である。

第 7.2 表 検波用ダイオード (Ge 点接触形)

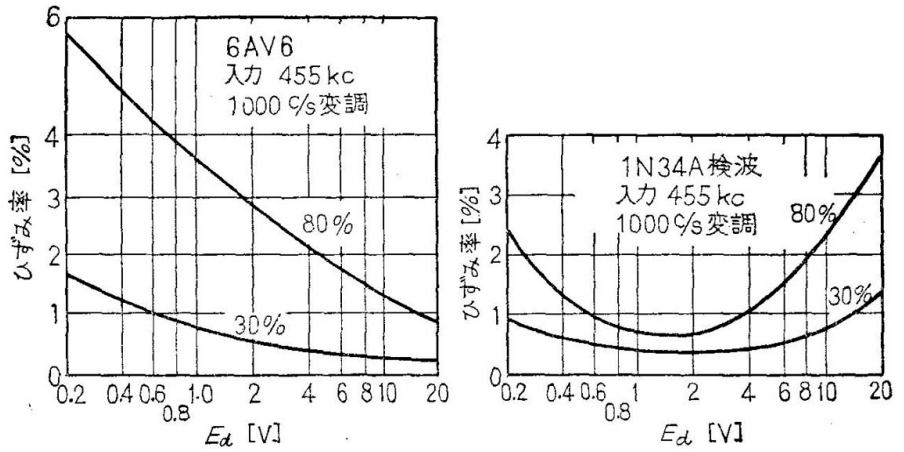
形名	最大定格 (25°C)		順方向電流最小値 [mA] (+1V に対して)
	耐逆電圧 [V]	連続順電流	
1N34A	-60 ~ -75	30 ~ 50	5
1N56A	-50	60	15
1N38A	-120	50	4
1N39	-225	50	1.5
1N60	-40	50	4
SD34	-75	50	5



代表的特性曲線



第 7.8 図



第 7.9 図 検波出力直流電圧対ひずみ特性

7.3 AVC 回路¹

入来電波の強さにはほとんど関係なく音声出力を一定に保つには、第 2 検波器より前の高周波増幅器から中間周波増幅器までの総合増幅度を信号が強い場合には自動的に低くし、信号が弱いときは自動的に高めればよく、またそのためには中間周波出力を二極管で整流して得た直流負電圧を高周波および中間周波増幅管のバイアス電圧に付加してやればよい。

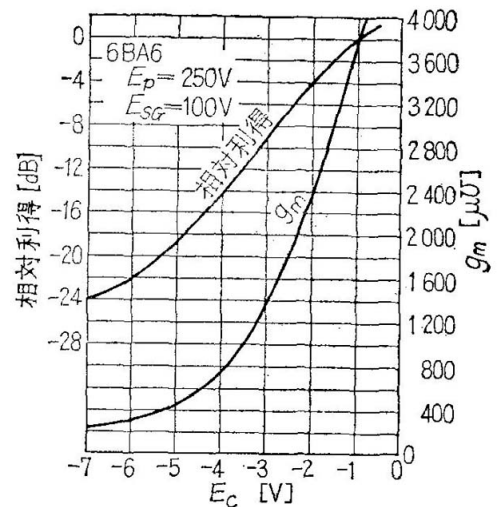
〔1〕真空管の増幅度 A とグリッドバイアス電圧 E_c との関係 まず、増幅管の A が E_d の値によってどのように変わるかを調べよう。HF または IF 用の五極管の A は $g_m Z_p$ で表わされる。 Z_p はプレート負荷インピーダンスである。そこで A を制御するには、 g_m を E_c によって変化させればよい。その特性の測定例を第 7.10 図に示した。

AVC をかける真空管は 6D6, 6SK7-GT, 6BD6, 6BA6 などの可変増幅率 (バリミュール) 型五極管が適当である。第 7.10 図から 6BA6 は、 E_c を $-1V$ から $-7V$ まで変化すれば増幅度は 24dB 低下する (直線部分では 1V あたり約 5dB) ことがわかる。これは高 g_m 管であるため、AVC がよくきくものの一つである。6D6 では、20dB の利得変化は E_c を $-5V$ から $-26V$ まで変化させてようやく得られる。

【設計例】AVC 用の整流直流電圧 E_d と入力 IF 電圧 E_r との関係は、先に (7.1) 式に示した。受信機の 3 段の増幅管 (すべて 6BA6) に AVC をかけるものとし、入力電圧が AVC が動作し始める点から 60dB 変化した場合、出力電圧が 6dB の変化にとどまるようにしたいという問題を考えよう。

この場合には、入力が 60dB 増したとき総合利得が 54dB だけ低下すればよく、1 段あたり 18dB となるから 6BA6 の利得 $-E_c$ 特性の直線部分を使用するものとすれば 5dB/1V、したがって $18/5 \approx 3.6V$ のバイアス変化があればよい (なお第 7.10 図から E_c は $-1V$ から $-5V$ まで変化させることにすれば申しぶんない)。

AVC 電圧は 4V 以上変化する必要があるから、検波器の前段の真空管は $4/\sqrt{2}\eta[V]$ だけの電圧を供給しなければならない。 $\eta = 0.8$ とすれば、これは約 3.5V である。制御される増幅管に IF の最終段も含まれるならば、 $E_c = -5V$ でこれだけの出力電圧が出せることが条件になり、それがむずかしければ AVC 電圧はかけられず、これより前の段にだけ AVC をかけなければならない。この場合、各段の入力レベルダイヤグラムが大いに役に立つ。なお、遅延 AVC (後述) を用いるときの遅延電圧は、これから $-3.5V$ が適当で、AVC は検波管へのキャリア入力約 3.5V から動作し始め、キャリア入力電圧が 6dB 増して 7V となったとき 4V 以上の AVC 用電圧が得られるように IF 最終段の出力レベルを調整する¹。



第 7.10 図 6BA6 の E_c と g_m の関係

¹ AVC (自動音量調節) は automatic volume control の略字で、英国では AGC という G は gain の略字である。

¹ 高級な受信機では、AVC 特性をよくするために AVC 用整流管と中間周波最終段との間に AVC 専用の増幅管を設けるものがある。これは増幅形 AVC と呼ばれる。

〔2〕AVC 電圧のかけ方と時定数 AVC は弱い信号入力を強め、強い入力を弱くするというものではなく、強い入力に対して受信機の増幅度を減じて出力レベルを一定にしようとするもので、一般にはフェージングのある信号を受信する場合、フェージングの谷のところでも山のところでもほぼ同じ出力が得られることが望ましい。ところが、フェージング¹はその変化の早いものとゆるやかなものがあり、また一般には不規則な変化をする。したがって、その場合々々に応じて AVC の制御速度を変化させることができれば理想的であり、小型機ではわずらわしいので濾波器 (第 7.4 図の R_2 と C_2 とから成り立つ回路) の時定数 (time constant) を 0.1s 程度にとる²。

なお、実験値としてつぎのような値を推奨している人もある。

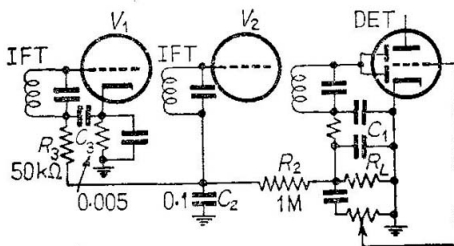
第 7.3 表

音質良好な放送受信の場合	0.25 ~ 0.5s
一般の放送受信の場合	0.1 ~ 0.3s

R_2C_2 回路の時定数 $t[s]$ は $R_2[M\Omega] \times C_2[\mu F]$ で表わされ、たとえば時定数が 0.1s なら $R_2 = 1M\Omega$ 、 $C_2 = 0.1\mu F$ にとればよい。時定数は急速なフェージングに対しては小さいことが望ましいが、小さすぎると R_2C_2 などは AVC 電圧の濾波器の役目もしているので、特に低い周波数の変調がバイアス電圧に現われ低周波の特性が害される (R_2C_2 回路は AVC に必要な直流分以外の交流分は除去するが、この濾波作用が不十分であると増幅段間に結合が生じて種々の妨害が起こる)。

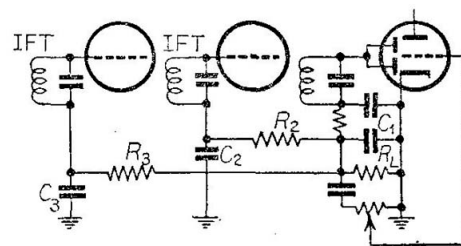
また、短波と中波とではフェージングの周期がちがひ、最適の時定数は異なるから、全波受信機では時定数、具体的には C_2 の値を切換変更できれば理想的である。一般にはこれはやっかいなので、0.1s をすべての場合に用いることが多い。

なお放電時の時定数は充電時のものより一般に大きい、この大きさの制限は使用状況によって異なり、中波放送用では 0.5s を越えなければまず差支えないであろう。



時定数: $R_2 \times C_2 [V_1 \text{ に対しては}]$
 $R_2(C_2 + C_3) + R_3C_3]$

(a) 直列法



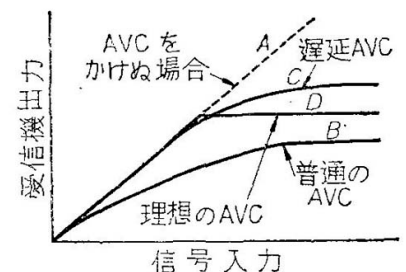
充電時の時定数: $R_2 \times C_2 = R_3C_3$
 放電時の時定数: $C_2R_L + C_3(R_L + R_3) + C_1R_L$

(a) 並列法

第 7.11 図

つぎに AVC 電圧を各増幅管に与えるには、第 7.11 図に示すような直列法と並列法とがある、直列法は配線が簡単で、 C_2 のような大形のチューブラコンデンサは 1 個だけ使えばよいので多く使われているが、濾波作用を同じく選べば時定数が小さい点では並列法がすぐれているから、設計上の要求によって選択して使う。

〔3〕AVC 用整流電圧のとり出し方 AVC 用電圧は第 7.11 図のように、 R_L 両端の電圧を濾波回路 R_2C_2 を通じてうる方法が回路が簡単のため最も多く使われる。しかし、この方法では入力信号が弱くても R_L 両端に整流電圧が現われるがぎり AVC が動作するので、第 7.12 図の AVC 特性に示すように受信機出力がおさえられ、AVC をかけたためかえっ



第 7.12 図 AVC 特性

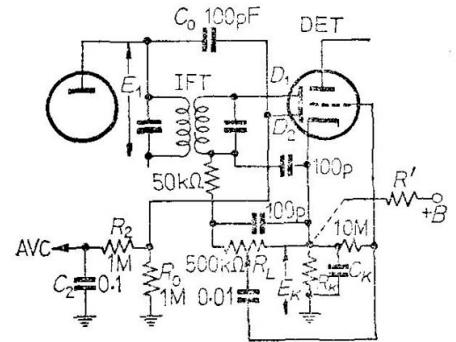
¹ フェージング (fading) は、フェーディングと書く人もある。

² 時定数とは、充電時に C_2 が R_2 を通じて R_L 両端の電圧の 63.2% まで充電されるに必要な時間、放電時には R_2, R_L を通じて 36.8% まで電圧が下がるに必要な時間をいう。s は秒 (second) の記号である。

て出力がかなり減るような不都合がある．そこで，第 7.13 図のように双二極管の二つのプレート， D_1, D_2 を別々に使い分けて， D_1 を検波器に， D_2 は AVC 専用の整流管とし，カソードに抵抗 R_k をそう入し， R_k 両端の電圧降下 E_k を D_2 のバイアス電圧とすれば，入力電圧 E_1 がほぼ E_k 以上になるまでは負荷抵抗 R_0 中に整流電流が流れず，AVC 電圧は現われないので第 7.12 図 C 曲線のように出力は増す． E_k は三極管のプレート電流を利用してよいが， $+B$ から R' を通じて R_k に電流を流し E_k を所要値（一般に数 V）にすることもある．このような AVC のかけ方を DAVC (delayed AVC = 遅延 AVC) と呼ぶ．なお， $R_k = 0$ の一般の AVC でも AVC 専用の整流回路を設けると回路は少し複雑になるが， R_L に並列なインピーダンスが少なくなるので前述の Z_L と R_L との差が少なくなりひずみが減少する．

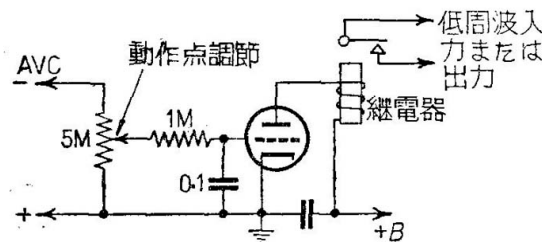
〔4〕その他の設計上の注意 AVC は入力電圧のどれだけの变化範囲に対し出力変化を何 dB まで許すかによって，AVC 電圧のとり出し方，AVC 電圧を何本の増幅管に加えねばならないかなどがきまる．これはある程度計算で予測できることは前に述べたが，細かい調整が必要なら実験的に行なう．

AVC をかける真空管数は多いほど AVC 特性は平坦になるが，周波数変換管にかけると発振周波数が変わるから，特に短波受信の場合にはさけた方がよい．また，一般にグリッドバイアス電圧を変化すると，真空管の実効入力容量値が変わるので，IF 増幅部にのみ AVC をかけるのがよいが，強い信号を受信する場合のレベルダイアグラムから判断すると，たとえ同調が多少ずれても高周波増幅管に AVC をかける必要があることが多い．IF 増幅管でも IFT のインピーダンスが高く，1 段あたりの増幅度が高いものほどバイアスの変化による IFT の中心周波数の変動が大きく無視できないことがある．



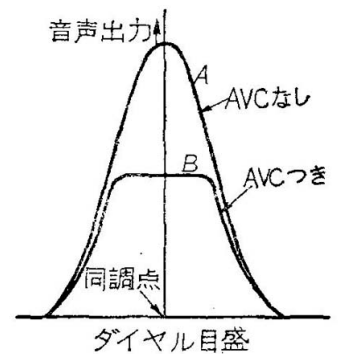
第 7.13 図 遅延 AVC 回路

たとえば高選択度の 455kc IFT では，10V 程度のバイアス変化により 1~2kc 中心周波数の移動するものがあり，比較的広帯域のものでも選択特性がひずむことがある．



AVC 電圧がある値を越えるまではリレーが働き，低周波入力または出力を短絡し，スピーカに音を出さない

第 7.14 図 最も簡単なリレー式コーダン回路



第 7.15 図 受信機のダイヤル目盛と音声出力との関係

つぎに AVC 付の受信機では，強力局に同調すると雑音が全く抑圧される代わりに，その局からはずれると受信機の感度が急に上がり雑音が増えて聞きにくい．これをさけるには，AVC 回路の時

定数を 1s 程度にする（強い二つの局の間にある弱い局が受信しにくい欠点はあるが）か，ある強さ以上の信号がくるまでは低周波出力を全く出さない消音 AVC (略字は Q-AVC) とか CODAN などを用いればよい．しかし，これらは特殊の要求がなければ実際にはほとんど使われることはないようである．第 7.14 図にその一例を示す．

7.4 同調指示回路³

スーパー受信機で相当強い局を受信する場合，ダイヤルを動かすと AVC がかけてなければ第 7.15 図 A 曲線のような音量変化があり同調点はほぼわかる．しかし，AVC が動作していると B 曲線のように出力が変わり，同調点は求めにくい．中間周波の帯域幅が狭い場合には，正しい同調をとることは第 1 発振器の周波数安定度を考えるとぜひ必要である．

同調点を正しく指示するための方法は種々あるが，大別するとマジック・アイを用いるものと，メータ式同調指示 (Sメータ) を用いるものがある．まず，後者の Sメータ方式から説明する．

³ これらの回路は音声出力には関係なく，搬送波の強さに比例した指示をするのであるから，むしろ AVC 動作の完全な部分からは導かず右図の A 曲線よりも鋭い選択性をもつ回路を別に設けてそれから取り出すことが望ましいが，一般には行なわれない．

7.4.1 Sメータ

Sとは信号強度(了解度とは直接関係はない)を示す記号で、第7.4表のような意味がある。しかし、これでは経験を重ねた者以外には了解できない。一般には、ただメータの振れの大小で同調点を求めたり、電界強度の大小を知るに用いられている。なお、最近の米国の通信用受信機では、アンテナ入力端子の入力電圧が $50\mu\text{V}$ 、($50\mu\text{V}$ は、 $1\mu\text{V}$ を0dBとした場合34dBにあたる)の場合をS9とし、それ以下を3dBおきにS9~S0まで目盛り、S9より強いシグナルに対しては+10、+20、……と目盛ったものがある(第7.5表参照)。

さて、入力信号の強さを示すには、信号強度に対応して変化する受信機の適当な場所における電圧、または電流を読めばよく、その方法としてつぎのようなものがある。

第7.5表 S単位とアンテナ端子入力電圧

S 単位	入力電圧 [μV]	[dB]
0	2.21	7
1	3.15	10
2	4.43	13
3	6.3	16
4	8.85	19
5	12.50	22
6	17.75	25
7	25.0	28
8	35.4	31
9	50.0	34
-10db	160	44
+20	500	54
+30	1500	64
+40	5000	74

注 このような表わし方が成立するためには、どの周波数に対しても検波器までの増幅度がほぼ同じことが必要で、そのように調整された受信機にのみ使用できる方法である。

第7.4表 RST方式による信号強度(S)の表示

S1	かろうじて感受できる	(faint, barely perceptible)
S2	きわめて弱い	(very weak)
S3	弱い	(weak)
S4	弱いが受信しやすい	(fair)
S5	かなり適当な強さ	(fairly good)
S6	適当な強さ	(good)
S7	かなり強い	(moderately strong)
S8	強い	(strong)
S9	きわめて強い	(very strong)

[1] 検波管整流電流を読む方法 第7.16図(a)に示すように直流マイクロ電流計を検波回路にそう入し、その指示が最大となるよう調整し正しい同調を求めるものである。この方法はAVCがあってもなくても使えて、回路が簡単なこととともににはなはだ便利であるから高級な受信機によく用いられる。しかし、この電流計は100-200 μA の高感度のものである。

[2] AVC電圧または検波電圧を測る方法 たとえば第7.16図(b)のような真空管電圧計回路を別に設けるもので、メータは無信号のとき一杯に振れるように可変抵抗で調整しておく、AVCが強くなるほどグリッドに負電圧が加えられ、プレート電流が減りメータの振れが減るようないわゆる逆振れ型もあるが、この回路例はブリッジ型で無信号時にメータの振れがゼロとなるように調整しておき、AVC電圧によってグリッドが負電位となるほどメータの振れは増し、信号の強さに比例した指示を与える。この回路でメータMは1~2mA直流電流計でよいが、真空管が1個別に必要となることは欠点で、高級受信機用であろう。Mと直列の抵抗は、Mの感度調整用で、無信号時にMの振れを0とするにはその他の抵抗を加減して行なう。

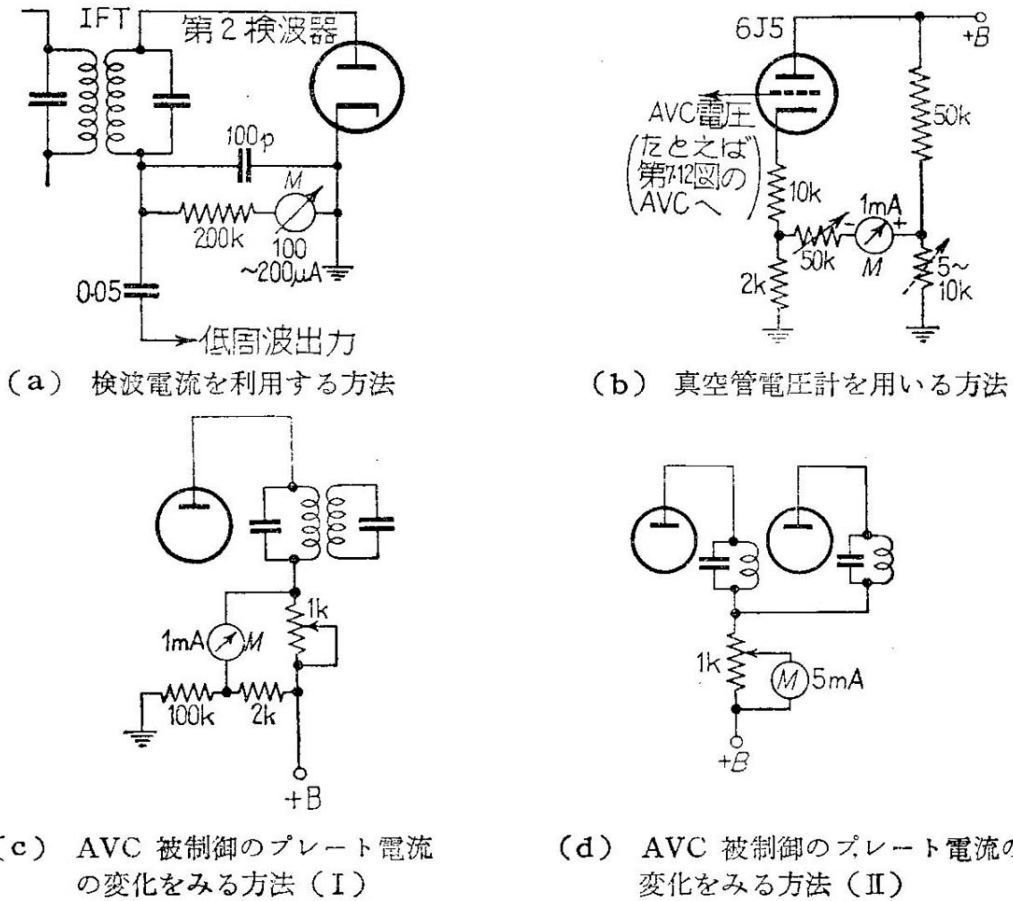
[3] AVC電圧がかかっている真空管のプレート電流 I_p の変化を読む方法 第7.16図(c)の例では、メータMはAVC電圧が増すほどその振れが増すように調整するが、スイッチを入れた瞬間にメータが振り切れるおそれがあり、第7.16図(d)のようにAVCが加わるとMの振れが減る逆振れ型が用いられる。

第7.6表マジック・アイの種類(現在ほとんど保守品種)と規格(ヒータ電圧はすべて6.3V)

(わが国には20種以上ある)

名 称	ソケット	I_f [A]	E_p [V]	I_p [mA]	ターゲット 電流 [mA]	E_g [V]		備 考
						0°	90°	
6E5	ST管 UZ	0.3	250	0.2	2	-7.5	0	三極管付
6Z-E1	" "	"	"	"	"	-7.5	0	
6DA5	MT管9ピン	"	"	0.37/0.02	2.0/2.3	-5.5	(65°) -1	三極管付
6M-E5	" 7ピン	0.15	180	0.17	2.5	-6	0	"
6M-E10	" "	"	100			-6.5	0	"
6R-E13	" 9ピン	0.2	250	1.0	1.5	-6	0 ⁽¹⁾	テープレコーダ用 三極管付

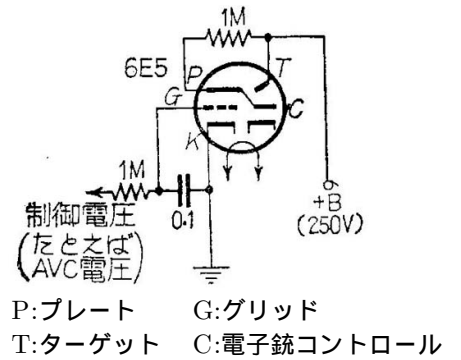
[注](1) 陰影長18mm以上/0mmに対するもの



第 7.16 図 Sメータ回路例

7.4.2 マジック・アイ

Sメータのように高価な電流計を使わないで、しかも美しい緑色のけい光を発するので、この方が便利なこともある¹。第 7.6 表にその種類を示した。このうち 6E5 は古くから使われているので、その基本回路を第 7.17 図に示したが、グリッドにかか直流電圧が $-8V$ に達すればけい光スクリーン上の暗い部分がなくなる。6R-E13 はテープレコーダ用の小型管で、管の側壁にある矩形のけい光ターゲット面で指示するようになっている。6DA5 は 6E5 のように指示部が頭部にあるのとは異なり、バルブの側面から同調指示が見られる方式である。



第 7.17 図 マジック・アイ基本回路

¹ 最近では同調指示計、出力レベル計として用いられる比較的安価でしかもていざいのよいメータが容易に入手できるようになった (商品名:ラジケータその他)。これらば $100 \sim 500\mu A$ の電流計に用途別に種々の目盛を入れたものである。

第8章 低周波増幅回路¹

低周波増幅部は、検波出力電圧中の可聴周波 (AF) 成分を、十分にスピーカを働かせる出力まで増幅するのがその役目である。このために必要な増幅度は、検波出力の最低値と必要な受信機出力とによってきまる。この増幅度と出力を1つの真空管から求めることは一般に困難なので、電圧増幅専用の電圧増幅器と必要な出力を供給する電力増幅器とを組み合わせさせて AF 増幅部を形成する。本書では便宜上電力増幅器の設計法から説明を始める。

8.1 電力増幅器

電力増幅管は A 級動作で働かせる場合が多いので本節ではまず単球 A₁ 級増幅の場合にかぎり、また出力も 2W までとする。

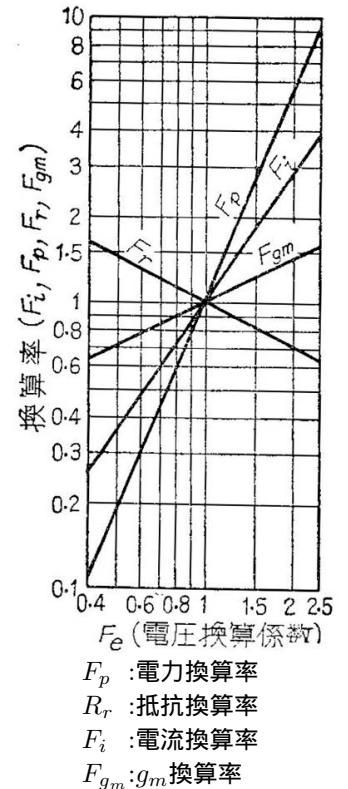
8.1.1 電力増幅管の選定

電力増幅管 (以下出力管と書く) は、必要な出力と与えられた B 電圧によって選定される²。ここでは出力は 2W 以下としたので、第 8.1 表から適当な出力管を選定すればよい。選ばれた B 電圧が規格とちがうと、出力そのほかかがどう変わるかは第 8.1 図を用いると簡単に見当つけられる。たとえば B 電圧が 250V から 200V 到下ったときは、 $F_e = 200/250 = 0.8$ になるから、横軸の 0.8 から上にたどれば F_p 線との交点から出力は 0.59 倍に減り、このときの最適負荷抵抗とプレート抵抗は F_r 線から 1.2 倍に増え、 g_m は F_{gm} 線から 0.9 倍に減り、プレート電流およびスクリーン電流は F_i 線との交点から 0.73 倍に減ることがわかる。このうち、プレート電圧の変化によって出力が最も大きく増減することに注意してほしい。

8.1.2 最大無ひずみ出力と最適負荷抵抗

出力管は実際には常時その最大出力で動作させることは少ないが、最大出力をうるには A₁ 級増幅であるから入力信号電圧の最大値はバイアス電圧に等しくなるまでは必要である。十分な入力励振電圧が得られるように前段の電圧増幅器を設計してあれば、つぎには電力を最も有効に供給するためには電源の内部抵抗と負荷インピーダンスとを等しくする必要はあることは、マッチングの理論としてすでに述べた。

電源の内部抵抗とは、この場合には出力管のプレート内部抵抗であるが、マッチング状態にするとひずみが大きくなってよくない。そこで、ひずみが少なくてしかも出力が最大となるような負荷抵抗を選ばねばならない。このようにして得られる最大出力を最大無ひずみ出力¹、そのときの負荷抵抗を最適負荷抵抗と呼ぶ。三極管の場合には最適負荷抵抗は内部抵抗の 2~3 倍がよく、負荷抵抗を増すほどひずみは急激に減るが、出力はゆるやかに減少する。これに反して負荷抵抗をプレート内部抵抗 r_p より小さくすると出力は急に激減し、ひずみは急速に増すことは第 8.2 図の例にも示されている。多極管の場合には最適負荷抵抗は、三極管の場合ほど簡単な関係とはならず一般に r_p の 1/7~1/10 程度に



第 8.1 図 電力増幅用三極管および五極管用換算係数曲線

¹ 低周波 [以下 AF と略記する。低周波は audio(または low)-frequency であるから LF と書く] 増幅については、受信機の一部としての設計法を示すことにする。アンプ用としての大出力または高性能の特殊増幅回路については触れない。

² 受信機用と限定しなければ、電力増幅器の設計にあたっては (1) 必要な出力、(2) 許しうる高調波ひずみの限度、(3) 費用、などがまずきられ、それに適する真空管と B 電圧が決定されるのであるが、受信機では B 電圧は 250V 以上とすることはあまりなく、また出力も家庭用ラジオでは 2W 以下にかぎってもよいであろうから、そのことを頭に入れて設計する。

¹ アメリカ IRE(現在 IEEE, 電子・電気学会) の定義によれば、最大無ひずみ出力とは全高調波ひずみが 10% まで許すときの最大出力である。しかし、三極管の場合には 5% とすることが多い。人によって異なるが、高調波ひずみが 10% までは良好な音質、5% 以下なら優秀といわれているためである。

第 8.1 表 電力増幅管 (単球 A₁ 級増幅) (ヒータ電圧 6.3V のもののみ)

名 称	6ZP1	6AR5	42 6F6-GT	6V6-GT 6AQ5	6AQ5 ¹	6CA7	6L6 ¹ 807	6BM8 ³
ヒータ電流 [A]	0.35	0.4	0.7	0.45	0.76	1.5	0.9	0.78
プレート電圧 [V]	180	200	250	250	250	250	250	200
スクリーン電圧 [V]	180	200	250	250	250	250	250	200
コントロールグ リッド電圧 [V]	(-10)	(-18)	(-16.5)	(-12.5)	(-7.3)	(-13.5)	(-14.5)	(-16)
プレート電流 [mA]	14	27	34	45	48	100	72	35
スクリーン電流 [mA]	2.0	5	6.5	4.5	5.5	14.9	5	7
最大信号出力 [W]	0.9	1.7	3.1	4.5 (P _p = 10) ²	6.0 (P _p = 17) ²	11	6.5 (P _p = 14.5) ²	3.5
オートバイアス用 抵抗 [Ω]	570	350	420	250	135			170
負荷抵抗 [kΩ]	12	5.5	7	5	5.2	2	2.5	5.6
ひずみ率 [%]	8	7	8.5	8	12	10		10

¹ ビーム管

² P_p は AB₁ 級動作プッシュプル出力

³ 三極五極管の五極管部特性

なり、真空管メーカーが実験的にも決定し推奨する最適負荷を真空管規格表から求めて使えばよい。

つぎに、負荷抵抗はそのままでは最適負荷抵抗と一致しないことが多い。そのような場合には、たとえば第 8.4 図 (この場合は負荷はスピーカで、インピーダンス数 Ω である) のように整合用変成器を負荷抵抗とプレートとの間にそう入して、一次側からみた見かけの抵抗が最適負荷抵抗に等しくなるようにする。

【計算例】 ビーム出力管 6V6(6AQ5 も同じ) の出力回路を設計しよう。具体的な回路は第 8.4 図に示した。さて出力変成器の二次側インピーダンス R_s を接続したときの 1 次側から見たインピーダンス R_L は、変成器の一次側および二次側の巻数をそれぞれ N₁、および N₂ とすれば

$$R_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_s$$

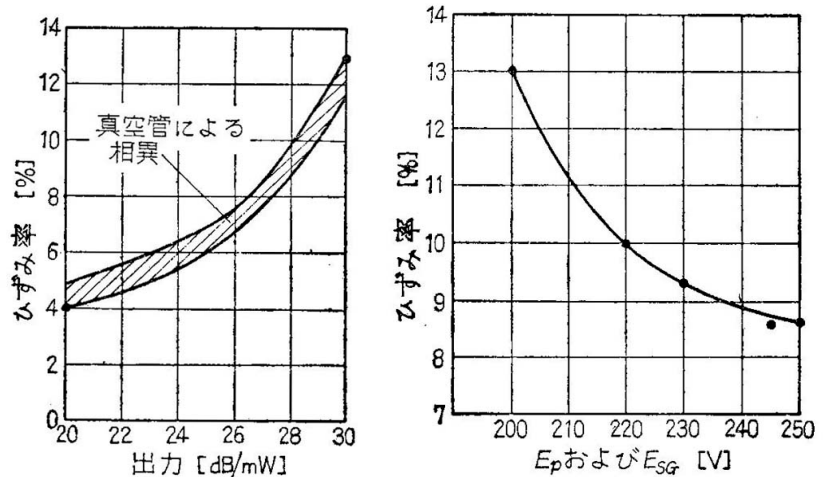
で計算される。

6V6 の最適負荷は E_p = 250V の場合、5kΩ であることが第 8.1 表からわかる。スピーカのインピーダンス¹は 10Ω とすれば

$$\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = \frac{5000}{10}$$

$$\therefore N_1 : N_2 = 22.4 : 1$$

となるから、巻回比 22~23:1 のものを選ばよい。この比はあまり厳密に考える必要はないこと、R_s に多少の変動があっても差支えないことは上式を図で表わした第 8.5 図から理解されることと思う。このように巻数比はきましたが、一

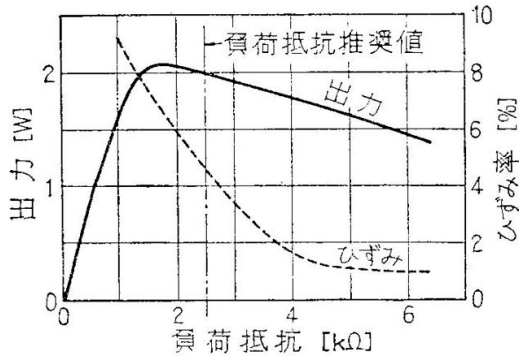


20dB:0.1W 30dB:1W
E_p = E_{SG} = 200V 一定

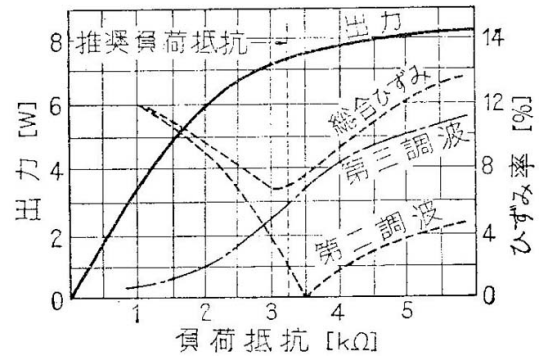
第 8.3 図 五極管 42 の出力とひずみ率との関係例

¹ スピーカ関係のくわしいことは、中小企業庁編:「スピーカ」オーム社発行の書を見ればよい。

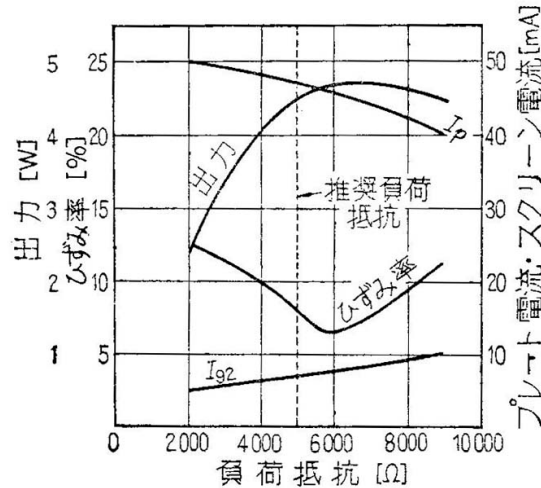
スピーカのボイスコイルの直流抵抗は数 Ω のものが多いが、なお数 mH のインダクタンス分をもつため、800c/s 以上では増加するが純抵抗と仮定して設計する



(a) 三極管の負荷抵抗対出力およびひずみ特性



(b) 五極管の負荷抵抗対出力ひずみ特性



(c) ビーム管の実際特性例

第 8.2 図 出力管特性の一例

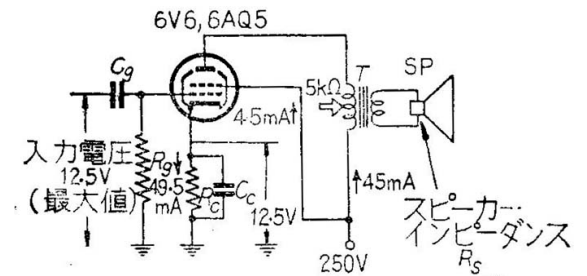
次インダクタンスはどうして求めるかといえば、簡単に次式から求められる。

$$L_1 = \frac{R'}{2\pi f_l}$$

R' は r_p と R_L との並列合成抵抗, f_l は電圧増幅器のところでも説明するが, 中域周波数 (たとえば 1000c/s) の増幅度よりも 3dB だけ増幅度が下がってもよい周波数である. たとえば 6V6-GT では $R_L = 5k\Omega$, $r_p = 52k\Omega$ であるから $R' = 4.56k\Omega$, $f_l = 50c/s$ とすれば

$$L_1 = \frac{4560}{2 \times 3.14 \times 50} \approx 14.5H$$

が必要な最小値である. これから先は出力変成器の設計法になるので本書ではこれ以上ふれないが, とにかく一次インダクタンスがあまり小さなものは低い周波数での特性が悪くなるから 20H 以上のものが望ましい. また一次側にはプレート直流電流が流れることが多いから, この直流によるインダクタンスの低下が僅少なものを選ぶ.



$$R_c = 12.5/49.5k\Omega \approx 250\Omega$$

$$T \text{ の巻回比 } N_1 : N_2$$

第 8.4 図 代表例

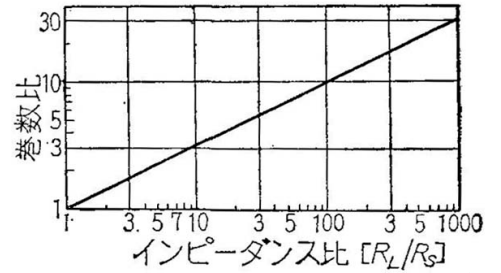
8.1.3 三極管と五極管, またはビーム管の出力管としての得失

これはよく議論されるが, ここでは簡単に説明しておく. まず, 五極管は増幅度が大きく, したがって一定出力に必要なグリッド励振入力電圧は三極管よりはるかに小さい. 三極管はこの点が最も不利で, 簡単なスーパーではこれだけの理由で五極管またはビーム管がもっぱら使われる. 単球の A₁ 級三極出力管では最大出力は第 2 調波が 5% のときで, このとき第 3 調波以上ははるかに小さい. さらにプッシュプル接続にすれば, 第 2 調波は打ち消されるので, ひずみの少な

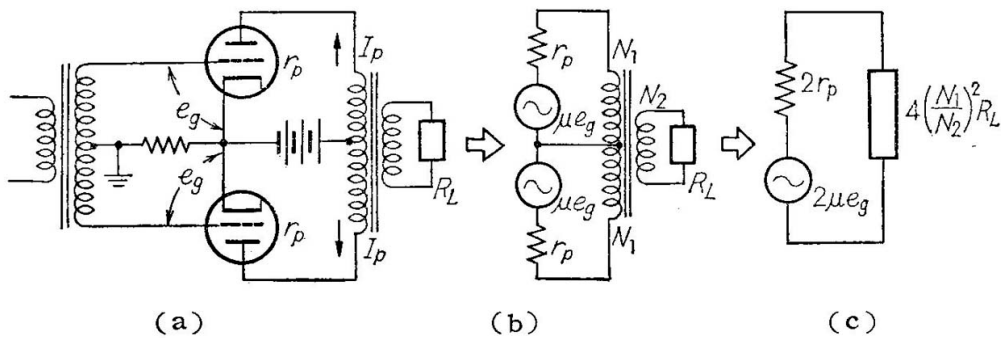
い高忠実度の出力が得られる．また，スピーカは共振周波数があるとそのダンピングが悪いと歯切れが悪く，にごった音となり聞き苦しい．この過渡現象を防ぐには，出力管の出力インピーダンスはできるだけ低い方がよく，内部抵抗の小さい三極管はこの点でも有利である．

五極管は第3調波ひずみが大きいので，スピーカのようなインピーダンスが周波数によって変化する負荷に対しては，プッシュプルに接続してもひずみはあまり減らないから負帰還（以下ネガティブ・フィードバックまたはNFBと書く．その説明は8.3.1参照）をかけて実効内部インピーダンスを下げるのがよい．

ビームパワー管のA₁級増幅では，第2調波ひずみはかなりあるが第3調波以上のものは小さい．したがって，プッシュプル接続にすると第2調波が打ち消される．しかし，スピーカ負荷に対しては同様にNFBをかけないと高忠実度の特性は得られない．



第8.5図 変成器の一次，二次インピーダンス比と巻線比との関係



第8.6図 プッシュプル接続回路とその等価回路

プッシュプル増幅器について少し補足しておく，プッシュプル接続の利点は第8.6図(a)に示すように出力変成器に流れる直流電流は両真空管によって打ち消し合い，変成器の一次側インダクタンスの低下がないから低音部の特性が良い．(b) プレート電源にハムが含まれていても1次側で打ち消し合って外部に現われない．(c) 高調波ひずみも互いに打ち消し合うので偶数高調波出力に現われない，ということである．第8.6図はA₁級プッシュプル増幅器の場合であるが上の利点のため真空管1個当たりの出力はひずみが同じなら単独接続のものより大きく，逆に出力を同じとすればひずみは遥かに小さい．A₁級動作よりもAB₁級動作とした方が大きな出力が得られ，能率も良くなるがこのためには入力も大きくしてやる必要がある，電圧増幅管からの入力に十分余裕がなければならない．そこで設計では低周波部の前段の増幅度を十分見込んでおく．

8.2 電圧増幅器

8.2.1 必要な増幅度

前章で述べたように検波器入力電圧を少なくとも1V以上にする設計を採用し，かりにこれを1Vとすれば，検波器出力の低周波電圧は“1V×検波効率×変調度”となる．検波効率を90%，平均変調度30%とすれば出力電圧は0.27Vとなるが，この出力は濾波回路その他の抵抗によって分割されるから，低周波増幅管のグリッドに直接与えられる電圧は0.1Vとしよう．

つぎに，出力管がその最大無ひずみ出力を出すために必要な入力励振電圧の最大値は図式的に求めるのが正しいが，概略値としては規格表に示してあるグリッドバイアス電圧に等しい．たとえば，6V6では12.5Vとなる．出力が1W程度の多極出力管では，実効値として必要な入力電圧は10Vとみればよい．そこで0.1Vから10Vまでの増幅度＝100＝40dBが電圧増幅器に要求される．もちろん，検波器入力1V以上ある場合には増幅度はその割合で少なくてもよく，また入力が1V程度では最大出力を望まなければ40dB以下でもよいわけである．

第 8.2 表 電圧増幅管 (A 級増幅) $E_f = 6.3V$

用途	型名	種別	E_p [V]	E_{sg} [V]	E_{g1} [V]	I_p [mA]	I_{sg} [mA]	R_p [k Ω]	g_m [μS]	μ	出力 [W]
検波 増幅 兼用	6Z-DH3A	二極, 三極管	250		-2	1.1		91	1175	100	
	6AV6	双二極, 三極管	250		-2	1.2		62.5	1600	100	
	6BN8	"	250		-3	1.6		28	2500	70	
	6SQ7-GT	"	250		-2	1.1		85	1175	100	
増 幅 用	12AT7 ¹	双三極管	250		$R_k = 200\Omega$	10		10.9	5500	60	
	12AX7 ¹	"	250		-2	1.2		62.5	1600	100	
	12AU7 ¹	"	250		-8.5	10.5		7.7	2200	17	
	6AU6	五極管	250	150	0	10.6	4.3	1000	5200		
	6GW8	三極, 五極管	250		-1.9	1.2			1600	100	
			250	250	-7	36	6.0	$R_L = 7.0$	10000		4
6AB8	三極, 五極管	100		0	8			1900	20		
		200	200	-8	17.5	3.3	$R_L = 11$	3300		1.4	
6AQ8	双三極管	250		-2.3	10			5900	57		

¹ E_f は 12.6V または 6.3V 両用

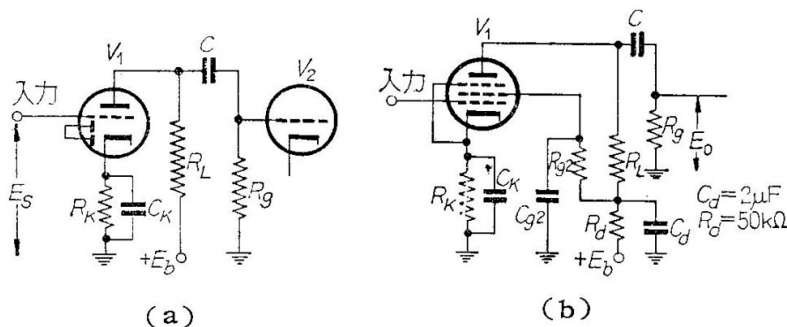
8.2.2 増幅回路

第 8.7 図 (a) および (b) に示すように, 三極管および五極管の抵抗結合回路が最も多く用いられる. これは周波数特性がよく, 場所をとらず, 経済的でもあるためである. しかし出力管がプッシュプル接続の場合には, 高価な変圧器結合回路も使われる. 受信機では大出力は必要がないので, 抵抗結合回路がもっぱら使われるからこの設計法のみ考えよう. 実際には幸いにも各真空管製造会社から発表された抵抗結合増幅設計表があって, それを用いれば機械的に容易に設計ができる. まず, その使用法と設計上の注意を述べる (これらの理論的説明は多くの教科書にのっているからここでは省略する).

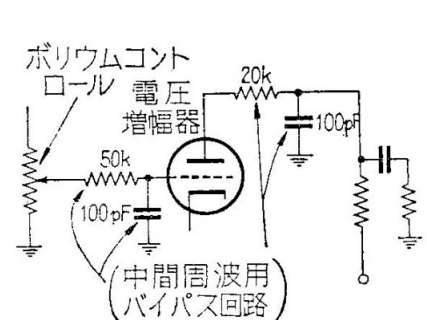
なお注意しなければならないことは, 中間周波成分が検波回路で完全に取り去られず, 低周波増幅管のグリッドにわずかの電圧でも加わると抵抗結合増幅回路ではこれが増幅され, 出力管に過大な入力を与えて波形をひずませたり発振現象を起こすので, 電圧増幅管のグリッド側に第 8.8 図に示すようなバイパス回路を設けたり, プレートと接地間に 100pF 程度のバイパスコンデンサを入れることがある.

〔1〕三極管を使用する場合 第 8.2 表に示したような三極管を第 8.7 図 (a) の接続として用いるときのプレート負荷抵抗 R_L , 次段のグリッドリーク R_g , 結合コンデンサ C , カソードバイアス抵抗 R_k , バイパスコンデンサ C_k などは, たとえば第 8.3 表, 8.4 表などから決定され, 増幅度も見当づけられる. ただし, この設計法はつぎのような条件によったものである.

(1) 第 8.9 図に示す周波数対増幅特性曲線において, 中間部分 (中域と呼ぶ) の周波数 (この例では 420c/s を標準にとった) におけるプレート側出力電圧を E_0 とすれば, C と C_k とは周波数 f_1 で出力電圧が $0.8E_0$ になるように選んだ. この表では $f_1 = 100c/s$ と定めたから f_1 を別な周波数に選べば, この C, C_k の値に $100/f_1$ を掛ければよい. C_k はハ



第 8.7 図



第 8.8 図

第 8.3 表 6Z-DH3A, 6SQ7-GT(第 8.7 図 (a) 参照)

E_b [V]	R_L [MΩ]	R_g [MΩ]	R_k [Ω]	I_p [mA]	C_k [μF]	C [μF]	E_0 [V]	A_v
180	0.1	0.1	2600	0.44	3.3	0.025	14	29
		0.25	2900	0.41	2.9	0.015	21	36
		0.5	3000	0.40	2.7	0.007	24	39
	0.25	0.25	4300	0.27	2.1	0.015	21	44
		0.5	4800	0.25	1.8	0.007	29	49
		1	5300	0.24	1.5	0.004	34	25
	0.5	0.5	7000	0.17	1.3	0.007	26	52
		1	8000	0.16	1.1	0.004	34	56
		2	8800	0.15	0.9	0.002	38	58
300	0.1	0.1	1900	0.81	4	0.03	29	33
		0.25	2200	0.75	3.5	0.015	42	39
		0.5	2300	0.73	3	0.007	47	43
	0.25	0.25	3300	0.47	2.7	0.015	46	47
		0.5	3900	0.44	2	0.007	60	52
		1	4200	0.43	1.8	0.004	66	57
	0.5	0.5	5300	0.30	1.6	0.007	48	57
		1	6100	0.27	1.3	0.004	59	61
		2	7000	0.26	1.2	0.002	74	62

ただし, E_b : プレート供給電圧, R_L : プレート負荷抵抗
 R_g : グリッドリーク(次段の), R_k : カソード抵抗
 I_p : プレート電流, C_k : カソード用バイパスコンデンサ
 C : 結合用コンデンサ, E_0 : 最大出力電圧(尖頭値)
 A_p : 電圧増幅度

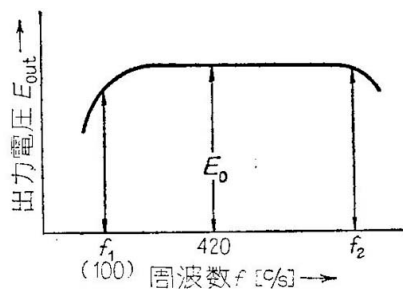
Δなどを少なくするため, これより大きい値とすることが一般に望ましい。

(2) f_2 は高い周波数側で増幅度が低下し始める周波数である。三極管では f_2 は R_L の値にかかわらず音声周波数以上となるから, 一般には問題とならない。

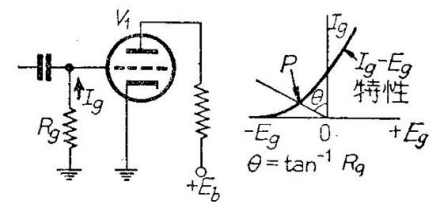
これらの表からわかるように, 高μ三極管でも必要な増幅度 100 はむりであるが 40(=32dB) は容易であるから, 検波回路よりの入力を 0.25V 程度に増せば十分なので, 五極管はほとんど使われない。不用意に使えば発振することもあり, 使いにくいためである(これらの表は各メーカーのハンドブックなどに多数発表されている)。

つぎに一般的な設計上の注意として

(i) R_g は次段の真空管 V_2 にとって許せる最大値に選ぶ。 V_2 が電圧増幅管なら三極管の場合 100~500kΩ にとる。 V_2 が出力管で三極管のときは 50~250kΩ, 五極管では 250kΩ~1MΩ, ビーム管なら 100~250kΩ にとるのが普通で, このうち低い方の値は V_2 に固定バイアスを用いた場合, 高い方は V_2 にオートバイアス抵抗を用いた場合にあたる。



第 8.9 図 低周波増幅周波数特性



$R_g = 5M\Omega$ P 点の(横軸/縦軸)はたとえば $-5V$ 対 $1\mu A$ となる

第 8.10 図

(ii) R_L は V_1 の r_p の 2 倍以下にはしてはならない。ひずみが急に増すからであって, 高μ管なら 200kΩ 前後がよい。また最大の増幅度を目的とするときは $R_L \cong R_g$ とし, 増幅度よりも出力電圧を最大としたければ $R_L \cong R_g \times (1/4 \sim 1/5)$ に選ばばよいといわれている。

(iii) C は低音部の周波数特性から決定する。この決定は相当くわしい説明が必要であるが, 高忠実度を望むなら時定数 $C \times R_g$ は 0.025s 以上に選ばばよい。たとえば $R_g = 500k\Omega$ なら $C = 0.05\mu F$ となる。しかしこれよりあまり大きくとると, いわゆる音の明瞭度が悪くなる。

第 8.4 表 6AV6, 12AV6, 12AX7*

E_b [V]	R_L [MΩ]	R_g [MΩ]	R_k [kΩ]	C_k [μF]	C [μF]	E_0 [V]	A_v
180	0.1	0.1	1.8	4.0	0.025	18	40
		0.22	2.0	3.5	0.013	25	47
		0.47	2.2	3.1	0.006	32	52
	0.22	0.22	3.0	2.4	0.012	24	53
		0.47	3.5	2.1	0.006	34	59
		1.0	3.9	1.8	0.003	39	63
300	0.22	0.47	2.8	2.3	0.006	69	95
		1.0	3.1	2.1	0.003	79	68
	0.47	1.0	5.2	1.3	0.003	77	92
		2.2	5.9	1.1	0.002	73	75

*一つの三極管部について

[注] 記号は第??表に順ずる.

(iv) 使用する抵抗やコンデンサの値に $\pm 10\%$ 程度の相異があっても、表中のその他の値はそのまま使用できる。

なお、最近もよく使われている回路に第 8.10 図のようなものがある。これは R_k, C_k を用いず、 R_g に流れる微少のグリッド電流によって得られるバイアス電圧を利用するもので、経済的である。同図右側のグリッド電圧 - 電流特性曲線に原点から $\theta = \tan^{-1} R_g$ という傾斜をもつ直線を引けば、この交点 P が信号が到来しないときのバイアスを決定する。 R_g は 5~10MΩ が適当であることが多い、しかしながら、この回路は入力が大きいと (6Z-DH3A では 0.1V 以上) ひずみが急に増すこと、過渡現象が生じやすいことなどの欠点があり、音質が重要な一般の全波受信機には適当でなく、低周波で大きな増幅度をもたせた簡単な受信機には使われる。 R_g の前にある結合用コンデンサは、0.05~0.01μF が適当である。

なお、増幅度 A_v を表で求めず、計算から求めるための式は

$$A_v = \frac{\mu}{1 + \frac{r_p}{R_0}} \quad (8.1)$$

R_0 は R_L と R_g との合成プレート負荷抵抗で、 $R_L R_g / (R_L + R_g)$ に等しい。しかしこの式では、その使用する各電極電圧に対応する真空管の定数 μ, r_p などがわからない場合には正確な値は求められないことはやむを得ない。

〔2〕五極管を使用する場合 簡単なスーパーでは電圧増幅に五極管はあまり使われなくなったが、三極管を使ったものに比べて増幅度が大きく、最大出力電圧も大きいことは第 8.5 表の例からも明らかで、ひずみも出力電圧が同じなら少ないことは特長であるが、スクリーングリッドが一つ増しただけに最良動作のための定数決定は複雑となるから設計表を活用するのがよい。

一般に R_L を大きくすれば増幅度は増すが、高音部の減衰は大きくなる。出力電圧を大きくしたければ、 R_L は R_g の 1/2 以下に選ぶ。また C_{g2} は 0.5μF で十分である。減結合用濾波器 C_d および R_d (これは電源からのハムの混入を防いだり、低周波部の電源インピーダンスが共通であるための発振を防ぐ。その減衰度はだいたい $1/\omega C_d R_d$ で計算される)

第 8.5 表 6AU6, 6SH7, 12AU6(第 8.7 図 (b) 参照)

E_b [V]	R_L [MΩ]	R_g [MΩ]	R_{g2} [kΩ]	R_k [kΩ]	C_{g2} [μF]	C_k [μF]	C [μF]	E_0 [V]	A_v
180	0.22	0.22	0.38	1.5	0.09	9.6	0.009	59	130
		0.47	0.43	1.7	0.08	8.7	0.005	67	171
		1	0.6	1.9	0.066	8.1	0.003	71	200
	0.47	0.47	0.9	3.1	0.06	5.7	0.0045	54	172
		1	1	3.4	0.05	5.4	0.0028	65	232

[注] 記号は 8.3 に準ずる。

の選定は五極管では特に重要である。

〔3〕共通な設計事項 三極管、五極管の区別なく重要なものは C の選定で、 C は特に絶縁のよいものが望ましい。たとえば $R_L + R_g = 0.7\text{M}\Omega$ の場合、かりに C の絶縁抵抗が $5\text{M}\Omega$ に下がっておれば $E_b = 250\text{V}$ として R_g には約 $40\mu\text{A}$ が流れ、 $R_g = 500\text{k}\Omega$ の両端の電圧 $= 20\text{V}$ は正バイアスとなり出力管の寿命を短くし、また出力音をひずませることになる。

つぎにカソードバイパスコンデンサ C_k の値は、 f_L を増幅したい最低周波数 [c/s] とし、 R_k は $[\Omega]$ で表わすとき次式から求められる。

$$C_k \geq \frac{1.6 \times 10^6}{f_L R_k} \quad [\mu\text{F}]^1 \quad (8.2)$$

たとえば $f_L = 100\text{c/s}$ 、 $R_k = 2\text{k}\Omega$ なら $C_k = 8\mu\text{F}$ でよい。しかし、 C_k は一般に耐压 $30 \sim 50\text{V}$ の電解コンデンサでよいので $10\mu\text{F}$ が使われることが多く、さらに高音質を望むなら $50\mu\text{F}$ まで使うこともある。

【設計例】検波器出力電圧は 0.25V 、最大電力を引き出すに必要な出力管の励振入力電圧を 10V とする。この場合に適当な電圧増幅回路を設計せよ。

必要な増幅度 A_v は $10/0.25=40$ 倍になる。第 8.4~8.6 表から、三極管でも最大出力電圧の点では問題はないことがわかるが、増幅度は R_L が低いと (R_L は小さいほど高音部特性はよい) 不足となる。五極管ではこのいずれも全く問題なく十分余裕がある。

さて経済上の理由から二極三極管が多く用いられるので、その一つ、たとえば 6AV6 を使うものとすれば、第 8.4 表から $E_b = 200\text{V}$ の場合 ($E_b = 180\text{V}$ の定数がそのまま使える) R_L を $200\text{k}\Omega$ とすれば A_v は 40 以上必要であるから、 R_g は $0.47\text{M}\Omega \approx 500\text{k}\Omega$ が適当で R_L 、 R_g が決まれば表から最大出力電圧 (グリッドに十分入力電圧を供給してやる場合) は 34V にもなるから十分すぎる。 C_k は $2\mu\text{F}$ あればよく、 C は $0.01\mu\text{F}$ でよいことなどがわかる。

8.3 総合設計上の諸問題

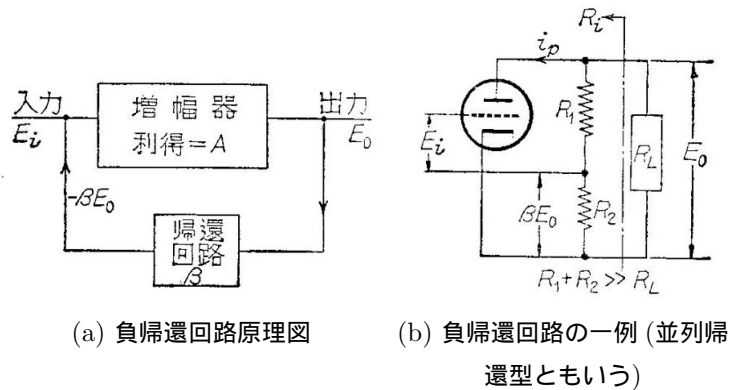
これまでの説明で受信機の低周波増幅器の設計は一応できるわけであるが、総合特性の改善に有効な負帰還回路の設計法、トーンコントロール回路の設計、その他について簡単に説明する。

8.3.1 負帰還回路²

第 8.11 図のように、増幅器の出力の一部を入力回路に入力電圧と逆の位相で加えてやるとその増幅器の特性を種々改善できる。このような回路を負帰還回路という¹。負帰還回路には電圧帰還と電流帰還の二つの方式があるが、受信機では電圧帰還が主に用いられ、電流帰還は特殊な場合以外には用いられない。

〔1〕負帰還回路の簡単な理論 負帰還回路の理論はむずかしいものであるが、設計

に必要な点だけ簡単に述べておく。利得 A の増幅器の入力電圧を E_i 、出力電圧を E_o とし、帰還回路によって E_o の β 倍で、 E_i と逆位相の電圧 $-\beta E_o$ を入力に戻す (電圧帰還方式) と出力電圧 E_o 中には E_i による出力 $= AE_i$ 、増幅器中で生じた高調波ひずみ電圧 e_p 、ハムその他の雑音電圧 e_N 、 $-\beta E_o$ を再び増幅した電圧 $-A\beta E_o$ などが含まれるから、つぎのように書かれる。

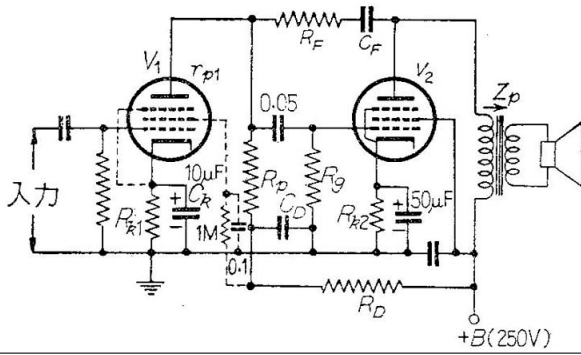


第 8.11 図

¹ 8.2 式は、 f_L において C_k のインピーダンスが R_k に等しくなるものとおいた結果である。

² negative feed back circuit のことで NFB 回路と略して書くこともある。

¹ これに対して、出力電圧の一部を入力電圧と同相に加えてやる回路は正帰還回路 (PFB 回路, positive feed back circuit) で、それよりも再生回路という名で知られている。再生検波はその応用例である。



$$R = \frac{r_p R_L}{R_p + R_L}$$

R_L は R_p, R_g の並列抵抗

$$\beta = \frac{R}{R + R_F}$$

$$\text{増幅度 } A' = \frac{A}{1 + A\beta}$$

No.	V ₁ -V ₂	R _{k1} [kΩ]	R _p [kΩ]	R _{k2} [Ω]	Z _p [kΩ]	R _F [kΩ]	増幅度 [dB]	F [dB]
1	{ 76 - 42 6J5 - 6F6	3	50	420	7	{ 100 250 500	{ 17 20 22	{ 7 4 2
2	{ DH3A - 42 6SQ7 - 6F6	3	250	420	7	{ 500 1M 2M	{ 16 19 21	{ 8 5 3
3	{ 6C6 - 42 6J7 - 6F6	1 C _k = 50μ	250	420	7	{ 500 1M 2M	{ 11 14 18	{ 13 10 6
4	{ 76 - 6V6 6J5 - 6V6	3	50	250	5	{ 100 250 500	{ 17 20 22	{ 9 6 4
5	{ DH3A - 6V6 6SQ7 - 6V6	3	250	2520	5	{ 500 1M 2M	{ 16 19 21	{ 10 7 5
6	{ 6SJ7 - 6V6 6C6 - 6V6	1 C _k = 50μ	250	250	5	{ 500 1M 2M	{ 11 15 18	{ 15 11 8
7	{ 76 - 6L6 6J5 - 6L6	3	250	175	2.5	{ 100 250 500	{ 17 20 23	{ 8 5 3
8	{ 6SQ7 - 6L6 DH3A - 807	3	250	175	2.5	{ 500 1M 2M	{ 16 19 21	{ 9 6 4
9	{ 6SJ7 - 6L6 6J7 - 807	1 C _k なし	250	175	2.5	{ 500 1M 2M	{ 11 14 18	{ 14 11 7

第 8.12 図 最も多く用いられる負帰還回路 [1 段帰還 (V₂ のプレートから V₁ のプレートへ)

$$E_0 = AE_i + e_D + e_N - A\beta E_0$$

これを变形すると

$$E_0 = \frac{AE_i + e_D + e_N}{1 + A\beta} \tag{8.3}$$

となる。この式から負帰還によって出力電圧は AE_i から $AE_i/(1 + A\beta)$ に低下するが、ひずみや雑音の出力も同じ割合で減少する。また、 $A\beta \gg 1$ とすると $E_0 \approx E_i/\beta$ となって利得が A に無関係になる。いいかえると周波数特性が平坦になる。このほか電圧帰還の利点は

(i) 増幅器の出力インピーダンス R_i [第 8.11 図 (b) 参照, 負荷 R_L から増幅管の方をみたインピーダンスである] が真空管の内部抵抗 r_p の $1/(1 + \mu\beta)$ に下がり, 五極管を用いても R_i を三極管と同程度に低下できるからスピーカの低音共振点の過渡現象が早く抑圧される。ただし, 真空管の最適負荷の値は NFB によってほとんど変わらないことに注意すること。

(ii) 位相ひずみが減少する。

(iii) B 電圧や真空管性能が変わったための利得の変化を減少させ、安定度を高める。

なお (8.3) 式の $E_0, E_i, e_D, e_N, A, \beta$ などすべてベクトル量であるが、複雑となるので記号は省いてある。

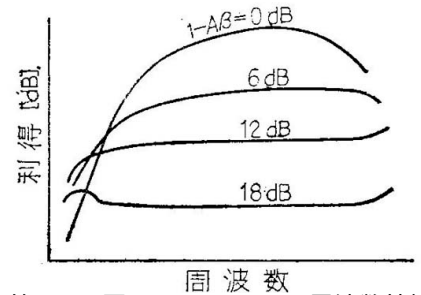
さて前述のように負帰還を加えると、増幅器の増幅度 (利得) は $1/(1 + \beta A)$ 倍に減少する。 $1 + \beta A = a$ は帰還量と呼ばれ dB で表わせば (利得減少度ともいえる) 負帰還度 NFB は

$$F = 20 \log_{10}(1 + \beta A) \quad [\text{dB}] \tag{8.4}$$

たとえば第 8.11 図 (b) においては、 R_1, R_2 も R_L よりはるかに大きくとれば $\beta = R_2/(R_1 + R_2)$ となる。また、 A は $R_1 + R_2$ と R_L との合成並列抵抗を R'_L とすれば $A = \mu R'_L (r_p + R'_L)$ となるが、五極管では周知のように $A \approx g_m R'_L \approx g_m R_L$ とおける。 $R_1 + R_2$ は R_L の 10 倍以上にとればよい。

[2] 負帰還回路の実際例 簡単なスーパーに使われる回路例を第 8.12 図に示した、これは最もよく用いられる型で、簡単ではあるが負帰還のかかり方は少ない。この回路では R_p, R_g に V_1 から流れる電流と、 R_F を通って V_2 から流れる電流とは互いに逆方向で打ち消し合い、 V_1 の出力電圧は減少するが V_2 の利得は変化しない。しかし、見かけ上 V_1 の利得は変わらず V_2 の利得は減少したと考える方が便利である。さて図において C_F は用いないこともあるが、 R_F に比べて使用する最低の周波数におけるそのリアクタンスがはるかに低いものを用いた方がよい (最低周波数を 100c/s とすれば、 $0.01\mu\text{F}$ のコンデンサのリアクタンスは約 $150\text{k}\Omega$ となる)。

図中の表はこの負帰還回路の設計に便利のように発表されているもので、表中の F は (8.4) 式から求めた利得減少度で、一般にはこれを何 dB の負帰還を与えるというふうにする。この値だけ利得は減るので、出力電圧を帰還を行なわないときと同じに保つには、入力電圧をそれだけ増してやらなければならない。しかし雑音とひずみはこの値だけ減るので、同じ出力でもひずみ率はよくなる。ただし、前段 V_1 が大きな出力電圧を出すために V_1 のひずみ率が悪化するれば、もちろん一方でマイナスの効果を生じる。なお負帰還はいくらかけても出力を増す作用はないのであって、 100c/s で 2W しか出ない出力トランスを用いれば負帰還を用いても 2W しか出ない。負帰還で改善されるのは周波数特性であって、それも出力トランスが飽和するような出力でのことではない。



第 8.13 図 NFB によって周波数特性が改善されるが、利得は低下することを示す一般特性

【計算例】 V_1 に 6SJ7-GT, V_2 に 6V6-GT を用いた場合 B 電圧を 250V とすれば、第 8.1 表からも明らかなように 6V6 はこのとき全ひずみ率 8% である。これを 4% 以下におさえるように負帰還回路を設計せよ。6V6 の動作例を参考までに第 8.6 表に示した。

前に示したように、ひずみ電圧 e_p は負帰還により

$$e_{DF} = \frac{e_D}{1 + A\beta}$$

$$\therefore 1 + A\beta = \frac{e_D}{e_{DF}}$$

しかるに

$$\frac{e_D}{e_{DF}} = \frac{8\%}{4\%} = 2$$

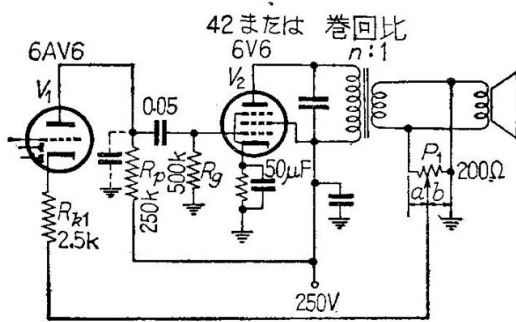
$$\therefore \beta = \frac{1}{A}$$

ここで A は NFB をかけないときの 6V6 の増幅度である。第 8.6 表から 6V6 は負荷抵抗 $5\text{k}\Omega$ に対して最大出力 4.5W であるから、プレート側に生ずる出力電圧 E_0 は、電力 $P = E_0^2/(\text{負荷抵抗})$ から

$$E_0 = \sqrt{4.5 \times 5000} = 150\text{V}$$

第 8.6 表 6V6 動作例 (シングル A_1 級増幅)

プレート電圧	[V]	180	250	315
スクリーン電圧	[V]	180	250	225
グリッド電圧	[V]	-8.5	-12.5	-13
入力信号 (尖頭値) 電圧	[V]	8.5	12.5	13
ゼロ信号プレート電流	[mA]	29	45	34
最大信号プレート電流	[mA]	30	17	35
ゼロ信号スクリーン電流	[mA]	3	4.5	約 2.2
最大信号スクリーン電流	[mA]	4	7	約 6
内部抵抗	[kΩ]	58	52	77
相互コンダクタンス	[mΩ]	3.7	4.1	3.75
負荷抵抗	[kΩ]	5.5	5	8.5
ひずみ率 (全高調波ひずみ)	[%]	8	8	12
出力	[W]	2	4.5	5.5



P_1 は NFB 加減用ポテンシオメータ．ボイスコイルのインピーダンスが 4Ω なら中央にきたとき約 -20dB の NFB がかかる
全増幅度 (V_1-G より V_2-P まで) : $A = \frac{A_1 A_2}{1 + \beta A_1 A_2}$

$$A'_1 = \frac{A_1}{1 + A_1 \beta_1}, \quad \beta \doteq \frac{1}{n} \frac{b}{a + b}$$

$$\beta_1 \doteq \frac{R_{k1}}{R_L}$$

全帰還量 = A の分母

A_2 は V_2 のグリッド，プレート間の増幅度

第 8.14 図

一方，これに必要なグリッド入力電圧は最大値で 12.5V ，実効値で 8.85V であることがわかっているから

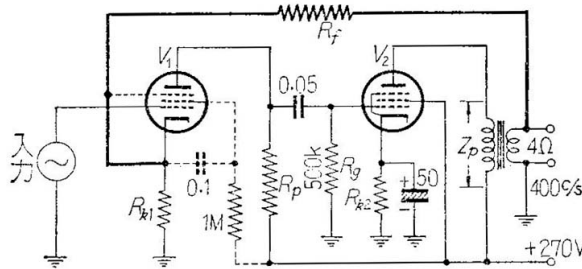
$$A = \frac{150}{8.85} \doteq 17 \quad (\text{NFB しないときの増幅度})$$

$$\therefore \beta = \frac{1}{17} = 0.0589 \doteq 5.9\%$$

また，NFB を用いたときの増幅度は

$$A' = \frac{A}{(1 + \beta A)} = \frac{17}{2} = 8.5 = 18.6\text{dB}$$

となり，別の表現法では $6\text{dB}(= 2 = 1 + A\beta)$ の NFB により増幅度も 6dB 減少 ($1/2$ になったこと) して 18.6dB となったとも書ける．



No.	V_1-V_2	R_{k1} [kΩ]	R_p [kΩ]	R_{k2} [Ω]	Z_p [kΩ]	R_F [kΩ]	全増幅度 [dB]	F [dB]
1	$\left\{ \begin{array}{l} 6J5 - 6V6 \\ 76 - 6V6 \end{array} \right.$	5	50	250	5	$\left\{ \begin{array}{l} 5 \\ 10 \\ 20 \end{array} \right.$	23	18
		4					30	11
		3					35	6
2	$\left\{ \begin{array}{l} 6SQ6 - 7V6 \\ DH3A - 6V6 \end{array} \right.$	5	250	250	5	$\left\{ \begin{array}{l} 5 \\ 10 \\ 20 \end{array} \right.$	30	23
		4					38	15
		3					45	8
3	$\left\{ \begin{array}{l} 6SJ6 - 7V6 \\ 6C6 - 6V6 \end{array} \right.$	2	250	250	5	$\left\{ \begin{array}{l} 2 \\ 5 \\ 10 \end{array} \right.$	36	26
		1.5					45	17
		1					51	11

[注] ラジオ技術日記より抜粋

第 8.15 図 特殊な負帰還回路 [2 段帰還 (ボイスコイルから V_1 のカソードへ)]

さて，必要な β は 0.059 であることがわかったので第 8.12 図から $R/(R + R_F) = 0.059$ ， V_1 は $6SJ7$ であるから真空管の規格から E_p が 250V のとき $r_p = 1\text{M}\Omega$ ， R_p, R_g は抵抗結合電圧増幅器の設計で $R_p = 200\text{k}\Omega$ ， $R_g = 500\text{k}\Omega$ と決定されてあれば $R_L = 143\text{k}\Omega$ で $R \doteq 125\text{k}\Omega$ ，したがって上の式から

$$\frac{125}{125 + R_F} = 0.059$$

$$\therefore R_F \doteq 2\text{M}\Omega$$

となる．これは第 8.12 図の表の No.6 にほぼ近い．

なお第 8.12 図の回路に対する批判として、この回路は十分な NFB がかけられず、ハムを出すことがあるので実際には第 8.14 図の回路の方がよい。

その理由は V_1 は 6ZDH3 とか 6SQ7 などである場合が多いが、いま B 電圧を 250V として取り出すことのできる最大電圧は 50V 程度であるから、20dB の NFB をかけるとこの出力電圧は 5V となり、 V_1 の入力電圧をいくら増加してもこれ以上にはならないばかりかひずみが増す。ところが 6V6 から最大出力をうるにはその入力電圧は 8.8V なければならないので、NFB をかけたため最大出力は減ったことになる。もっとも、最大出力は最初から望まない場合は別である。第 8.14 図では帰還回路を出力トランスの二次側からとってあるため、出力トランスの非直線ひずみ、一次および漏洩インダクタンスによる低音部ならびに高音部の損失を補正できる利点がある。

同様に第 8.15 図の回路もよく使われる。これらの回路の計算は複雑であり、本書の範囲外でもあるので専門書を参照していただきたい。

通信用受信機では、アンプの場合と異なり低周波増幅部で起こるひずみも重要であるが、最小の真空管数で所要の増幅度を満足させることも重要であるから、NFB をかけないことが多く、かけても第 8.12 図の回路が使用される程度である。

8.3.2 トーンコントロール (音質調整) 回路¹

トーンコントロール回路は、低周波増幅回路の周波数特性を変えてスピーカから出る音の音色を調節するもので、種々の回路が発表されているが、最も多く使われるのは高音部減衰回路である。つぎにそれらのうち、実用される簡単な回路について説明する。

〔1〕高音部調節回路 まず出力管が多極管の場合には、出力トランスの一次端子に並列に $0.002 \sim 0.005 \mu\text{F}$ 程度のコンデンサを接続し高音部を適当に減衰させる。これはまた衝撃電圧が加えられた場合、高い電圧がスピーカに発生するのを防ぐ役目もあって必要である。しかしトーンコントロール回路として使われる場合には、このコンデンサの容量値を切り換えるか、第 8.16 図のように C と R との直列回路を用い、 R を変化して第 8.17 図のような高音部減衰動作を行なわせる。

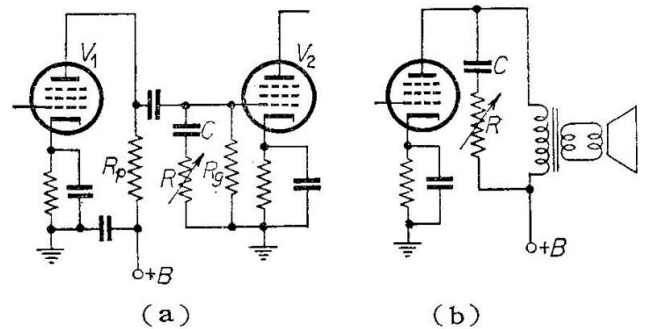
いま、 $R = \infty$ であるときの出力電圧を基準とし R を 0 まで変化すると、第 8.17 図の $R = \infty$ の水平線から $R = 0$ の曲線間の高音部減衰動作を行なわせることができるわけである。つぎは $R = 0$ 、すなわち C のみを負荷抵抗 R_L に並列に入れた場合の特性が、 $R = \infty$ の場合の特性より 3dB 下がったところの周波数を f_1 とすれば、 C の値が計算できる。いま

$$R' = \frac{r_p R_L}{r_p + R_L}$$

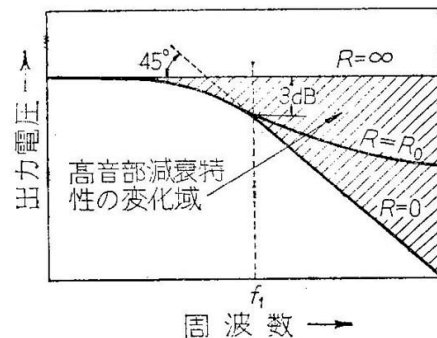
とおけば

$$C = \frac{1}{2\pi f_1 R'} \tag{8.5}$$

R_L は第 8.16 図 (a) の場合には、 R_p と R_g との並列合成値に等しい。 R の値は 0 から無限大まで変えられるものが理想であるが、 R が R_L より大きい範囲では特性の変化はゆるやかであるから、 R_L の数倍の可変抵抗器を使えば十分であ



第 8.16 図 高音減衰型トーンコントロール回路例



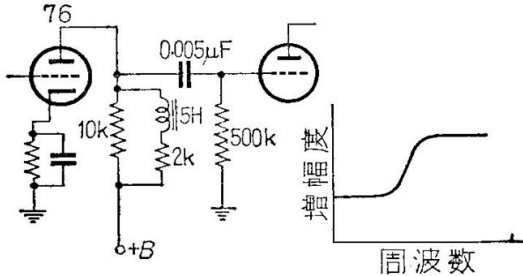
第 8.17 図 8.16 図の回路の減衰特性

¹ 高音部減衰回路は、多極管を出力管に用いた場合になぜ使われるか、その理由を簡単に述べておく。負荷がスピーカの場合には R_L は実は抵抗だけでなくリアクタンス負荷を含む。したがって、かりに 1000c/s で $5\text{k}\Omega$ となるように負荷を調整して、 1000c/s 以上の周波数では負荷のインピーダンスは高くなって出力も増し、ひずみもふえる。 1000c/s 以下の周波数では逆に出力は低下し、こんどは第 2 調波が現われるのでひずみは同じくふえる。つまり、音声の増幅にあたって低音部に比較して高音部の出力が過大で両方ともひずみを生ずる。特に高音部の出力が過大となることは実用上不都合で、高インピーダンスによる発振をまねくこともあるので、少なくとも適当な C を使用することが必要である。

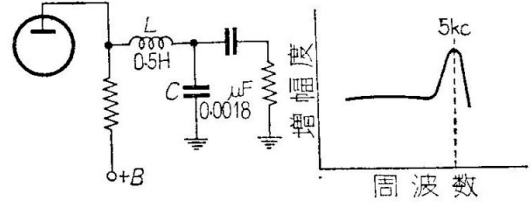
る。なお C の値を切り換えるとどうなるかといえば、 f_1 の値が変わるだけで特性の変化曲線は全く同じであることは (8.5) 式からも推察できる。

【計算例】第 8.16 図 (b) の回路で出力管が 6V6-GT である場合 2000c/s 以上を減衰させたい。 C, R の値を選定せよ。

6V6 のプレート内部抵抗 $r_p = 52k\Omega$ 、その最適負荷抵抗 $R_L = 5k\Omega$ であるから、 $R' = 52 \times 5/57 = 4.56k\Omega$ となる。また f_1 は 2000c/s とおけばよく、(8.5) 式から $C \approx 0.017\mu F$ となる。実際は C は $0.02\mu F$ でよく、 R は R_L の 10 倍の 50~20k Ω のポリウムコントロールを使えばよい。



第 8.18 図 高音部補償回路 (1)



第 8.19 図 高音部補償回路 (2)

高音部補強 (補償) 回路としては、第 8.18 図のように負荷に低周波チョークコイルを並列に接続したもので、また第 8.19 図のように共振回路を用いたものなどである。前者では負荷の合成インピーダンスは低音部で低く、高音部で高くなるので高音の補強ができる。後者では L と C とで共振させ、その共振周波数付近で増幅度を高める。これらの回路は、高周波および中間周波の同調回路でその通過帯域幅が選択度を高めるため狭くて高音部がかなり減衰された場合、これを低音部で補って受信機の総合忠実度をよくするために使われることがある。しかし、高音部減衰回路ほどには一般的でない。

〔2〕低音部調節回路 まず低音部減衰回路としては第 8.20 図のように抵抗結合増幅器の結合コンデンサの値が小さいと低い周波数の増幅度特性が悪くなることを利用したものであり、その動作は第 8.17 図を逆にしたものと全く同じ ($R = \infty$ の水平線は $R = 0$ になり、 $R = 0$ の曲線はこの場合には $R = \infty$ の曲線となる。 $R = 0$ のときは C はないと同様で、 $R = \infty$ では C の影響が最も大きく現われる) である。また $R = 0$ の場合より 3dB 増幅度が下がる点の周波数 f_1 は

$$f_1 = \frac{1}{2\pi CR'}$$

から求められる。これを变形して

$$C = \frac{1}{2\pi f_1 R'} \tag{8.6}$$

ただし

$$R' = R_g + \frac{r_p R_p}{r_p + R_p}$$

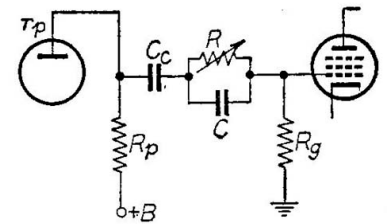
である。

なおこの回路は、 R_g を一般の場合より低めにとっておくことが必要である。

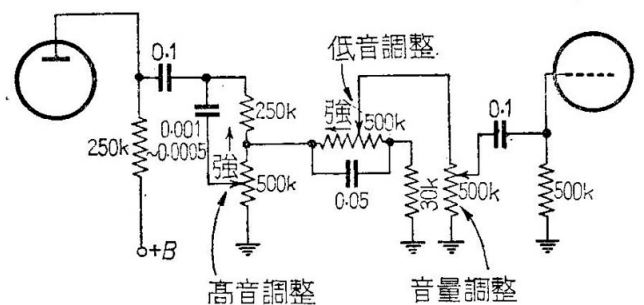
低音部補強回路としては、たとえば抵抗増幅管のプレート負荷抵抗が 100k Ω なら、これを 30k Ω と 70k Ω とに分け、70k Ω に並列に 0.05 μF のコンデンサを接続すれば、低い周波数ではコンデンサの影響は少ないが周波数の高い方では増幅度が下がり、見かけ上低音部が補強された特性となる。つまり高音部減衰回路の f_1 のとり方によって、低音部補強回路ともなるわけである。

〔3〕総合音質調整回路 最近は高音部、低音部の調節が自由にできる回路が多数発表されている。第 8.21 図はその

うち最も簡単なものであるが、この種の回路は電気蓄音器関係の図書雑誌に多く見られ、また受信機としてはこの種の回路の使用は増幅度を犠牲とするのであまり使われないから、くわしくは立ち入らないことにする。



第 8.20 図 低音部減衰回路



第 8.21 図 高音部および低音部調整回路

なお最後に、説明ははぶくが設計資料として、スピーカ、マイクロホン、ピックアップのデータの一部を第 8.7 表に示した。

第 8.7 表 スピーカ、マイクロホンおよびピックアップの特性

(a) スピーカの特性例

外 径 [mm]	丸				形			だ 円 100 × 65
	40	50	60	70	80	90	100	
公称入力 [W]	0.1	0.1	0.2	0.3	0.3	0.4	1.5	0.3
ボイスコイル インピーダンス	8	8	8	8	8	8	8	8
低域共振周波数 [c/s]	500 ± 70	450 ± 60	400 ± 80	300 ± 90	270 ± 30	230 ± 30	200 ± 30	240 ± 30
空隙磁束密度 [ガウス]	5000	6000	6000	6500	8500	8500	6300	6500
重 量 [kg]	0.035	0.038	0.043	0.053	0.11	0.12	0.27	0.075

- [注] 1) 再生音域は製品によりかなりの相違があり、一般に外径の大きいものほど広いがだいたい 200c/s ~ 6000c/s 位のものが多い。詳しくは各メーカーのカタログ等により調べる必要がある。
- 2) スピーカの効率 (= 音響出力/電気入力) は小型のコーン型スピーカでは 1~5% にすぎない。
- 3) 日本の家屋では一般に音響出力は 30mW 以下で十分といわれ、電気的入力 0.5W あれば十分である。この表はラジオに実用される程度に限った。
- 4) スピーカをバッフル板または音響箱の前面に取り付ける方法が悪く、隙間があったり、スピーカの近くに大きな穴があいていると、音量、音質を悪化させピリツキ音になることがある。バッフル板や音響箱の効果については音響工学の専門書に詳しい説明がある。

(b) マイクロホンの特性例

型 名	構造	特性			
		周波数特性	出力インピーダンス	感度 * [dB]	出力電圧
カーボン	割合に丈夫で安価	雑音が多い 周波数特性および波形が悪い	10 ~ 60Ω ~ 2kΩ	-30 ~ -50	0.05 ~ 0.006V
コンデンサ (セラミック)	比較的丈夫	過渡特性が良い。使用法はやっかいな方である	高インピーダンス (600pF)	-52 ~ -60	2 ~ 1mV
ダイナミック	割合に丈夫、軽量小型、中継放送用に使われる	やや良好、感度も安定	30 ~ 50Ω 10kΩ ~ 300Ω 50kΩ	-80 ~ -70 -60 ~ -72 -54 ~ -57	0.8 ~ 0.05mV
ベロシティ	単一指向性にもできる。機械的には弱い。室内用高級品	良好	200 ~ 600Ω	-75 ~ -85	0.2 ~ 0.03mV
クリスタル	安価だが安定性は比較的低い	やや良好	500kΩ ~ 1MΩ	-5 ~ -60	3 ~ 1mV

* 1V/μbar を 0dB としたもの。通常の会話の平均音圧は約 1μbar (=1 ダイン/平方糎) と考えてよい。

なお感度第 1 のマイクロフォンは通常のスピーカで、600Ω のインピーダンスに対し出力 1V 程度のものである。インターホン等に使われる。

第 8.8 表 スピーカ，マイクロホンおよびピックアップの特性 (続き)

(c) ピックアップ特性例

種別	インピーダンス	出力電圧	周波数特性
セラミック型	1M Ω 負荷 1000c/s で測定	0.2 ~ 1V	負荷抵抗により異なるが, 30 ~ 10000c/s まで
クリスタル型	500k Ω ~ 1M Ω	0.5 ~ 2V	出力電圧は低音部で大きい傾向があるが並列抵抗で補正できる．寿命は他の型のものより短い
ムービングマグネット型	4000 Ω (直流抵抗 500 Ω)	1 ~ 30mV	20 ~ 10000 までほとんど平坦．HiFi 用
バランスドアマチュア型	高インピーダンス 20k Ω 程度 低インピーダンス 30 Ω 程度	0.5 ~ 1V 50mV	80 ~ 6000c/s 程度 最近はほとんど新しくは使われてない

第9章 電源回路

受信機には、電源として電池を使用するものと、一般交流配電線を利用するものがある。電池を使用する場合は本書の主目的ではないので、交流電源を使用する場合を主として説明する。

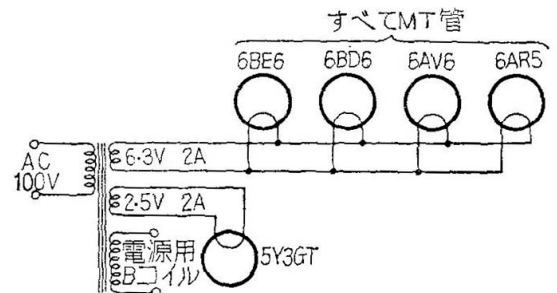
9.1 交流ヒータ電源

9.1.1 低圧ヒータ並列接続法

これは第 9.1 図に示すように電源変成器を用い、100V(または 200V) の電灯配電線電圧から真空管のヒータ電圧に下げて供給するもので、この回路ではヒータ電圧が等しい各真空管のヒータが並列に接続されるから電流は大きくなる。したがってヒータ用変成器巻線および各ヒータ配線は十分太い線を用い、配線中の電圧降下ができるだけ少ないように注意し、また電源変成器(一般にパワートランスと呼ぶので、以下これを用いる)の購入選定には電流容量に余裕のあるものを採用する。

例として 6BE6(周波数変換), 6BD6(中間周波増幅), 6AV6(検波および低周波増幅), 6AR5(電力増幅), 5Y3-GT(整流) という構成の受信機のパワートランスのヒータ端子の電圧, 電流を決定しよう。

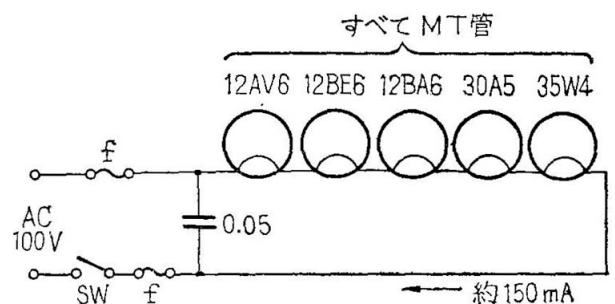
これらの真空管は、真空管表から明らかなように 5Y3-GT のみは 5V, 2A で、これは 9.2 で説明するように高圧がかかるので、鉄心や他の巻線との間の絶縁が十分高い独立巻線を用いる。つぎに他の 4 本はすべて 6.3V の傍熱管であるから同一巻線から供給できる。その電流は 6AR5 が 0.4A, 他の 3 本は 0.3A ずつであるから合計で 1.3A となる。なお、受信機ではダイヤルランプやバンド表示などにパイロットランプを用いる。6.3V 用のランプは電流が 150mA のものと 250mA のものがあるので、設計では 250mA のものを 2 個使うものとすれば総計 1.8A となる。



第 9.1 図 例題に対する並列接続

9.1.2 ヒータ直列接続法

ヒータ電圧が一般に等しくないトランスレス方式(パワートランスを使わないもので後述する)では第 9.2 図のようなヒータの直列接続法が用いられる。この例では各真空管 12AV6(検波および低周波増幅), 12BE6(周波数変換), 12BA6(中間周波増幅), 30A5(電力増幅), 35W4(整流)の電流が等しい場合でヒータ電圧の総和が 100V になるように真空管を選ぶ。しかしもしその和が 100V に足りない場合にはその不足分だけ抵抗またはバラスタンプ(安定抵抗管)で負担させる。ヒータの接続順序は配電線の接地側から検波, 低周波増幅(第 1 段から出力管への順), 周波数変換, 高周波増幅, 中間周波増幅, 整流, バラスタンプの順である。配電線はその 1 線が接地側



第 9.2 図 トランスレス方式スーパーのヒータ接続例

になっているのが普通であるから、トランスレス方式では上の順に接続しておいて、電灯線プラグの極性を交互に切り換えてみてハム雑音が少ない方を使えばよい。また第 9.2 図の例において、かりに整流管をセレン整流器に置き換える場合にはそのヒータは不要であるから、100V と $(3 \times 12 + 30) = 66V$ との差 34V は抵抗器またはバラスタンプをそう入して補う必要がある。抵抗器を用いるならば抵抗値 $= 34 / 0.15 \approx 227\Omega$, そのうちで失われる電力は $(0.15)^2 \times 227 \approx 5.1W$ であるから、これに耐えるような規格のものを用いなければならない(実用上は 200Ω と 30Ω , おおの 5W および 1W 型抵抗器を用いる)。

バラスタンプは、電源電圧が多少変動してもその中を流れる電流をほぼ一定にする性能をもっているから、電圧変動

第 9.1 表 整流用真空管

規格	5				6.3				12~35					
	E_f [V]	I_f	E_m	I_m	E_f [V]	I_f	E_m	I_m	E_f [V]	I_f	E_m	I_m		
別 路 回	半波	12F	0.5	300	40	6W-4GT*	1.2	350	125	35W4(mT)* 35Z5 25M-K15(mT)* 19A3(mT)*	35	0.15	130	110
		80Bk*	0.7	350	70									
		5M-K9(mT)*	0.6	350	65									
	全波	80K*	1.9	400	140	6X4(mT)* 6X5-GT* 6CA4(mT)*	0.6	400	75					
		80	2.0	400	110									
		5R-K16(mT)*	1.2	350	165									
		5Y3-GT	2.0	400	140									
		5U4-G*	3.0	500	250									
		5V4-G*	2.0	425	190									
		5Z3	3.0	500	250									
	5AR5*	1.9	550	160										
	倍電圧									24Z-K2*	24	0.15	125	30
										25Z5*	25	0.3	260	85
									25Z6-GY*	25	0.3	260	85	

[注] * 傍熱型, I_f : ヒータ電流 [A], E_f : ヒータ電圧 [V], E_m : 最大実効交流電圧 [V], I_m : 最大出力電流 [mA], (mT) は mT 管. 規格中の E_m, I_m はコンデンサ入力回路の場合である.

が著しい場所では好都合である. しかし, 電圧変動が急激なものには効果はなく, また断線しやすいものが多かったので最近はあまり使われない.

9.2 交流電源による高圧整流電源

受信機の設計が終わると, 各真空管に与える高圧 (以下, B 電圧と書く) と必要な電流の値とがまずわかるはずである. B 電圧の最高値は普通出力管のプレート電圧 (これは必要な出力を出すために要求される値からきまる) であるが, 特別な設計でなければ B 電圧は一般に 200~250V の範囲内にあればよい. また電源部から取り出す電流の大きさは使用する各真空管についてその特性または規格表などからおのおの求めてその和をとらねばならない.

9.2.1 高圧整流回路の種類と得失

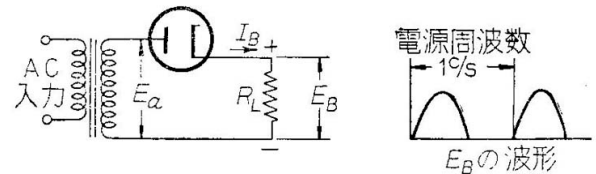
B 電圧は, 電灯線電圧 100V をパワートランスを用いて昇圧した 250V (交流) 前後の電圧を, 二極真空管を用いて整流したものを平滑回路を経て取り出すのが普通である. この整流の方法による分類として, 第 9.3 図に示すように半波整流回路と全波整流回路とがある. また, 昇圧用のパワートランスをはぶいて経済上の利点と占有面積の縮小とを計ったトランスレス整流方式がある.

電源 (整流回路を含む) に対して一般に要求されることは

- (1) 電圧変動率が少ないこと, つまり出力電流が変化しても出力電圧があまり変化しないこと.
- (2) B 電圧中には低周波および高周波各成分が存在しないこと.
- (3) 出力インピーダンスが低いこと, すなわち電源インピーダンスによる結合で不要な帰還が起こることを防ぐためである.

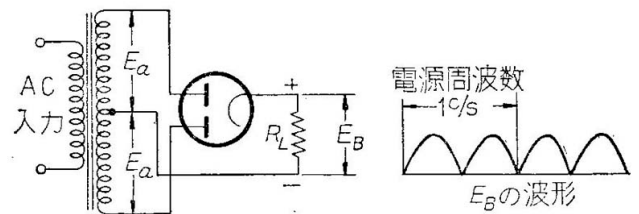
これらの点から, どのような整流回路とするかをきめることになる.

さて, 半波整流回路は簡単で, したがってパワートランスが小型で安価であることが利点である. しかし, 一般には 70mA 以上の電流を得るには適当でなく, また電圧変動率も大きく, 整流後のリップル周波数は電灯線と同じで平滑回路の効果も悪くなるので, 高級受信機や大きな出力が必要な受信機では全波整流回路が使われる.



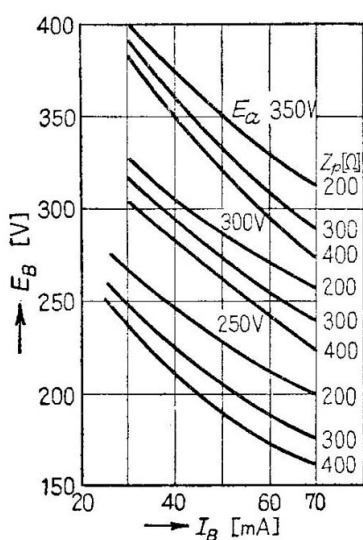
R_L : 負荷抵抗, E_B : 直流出力電圧, E_a : パワートランスの B 巻線端子電圧の交流実効値

(a) 半波整流基本回路



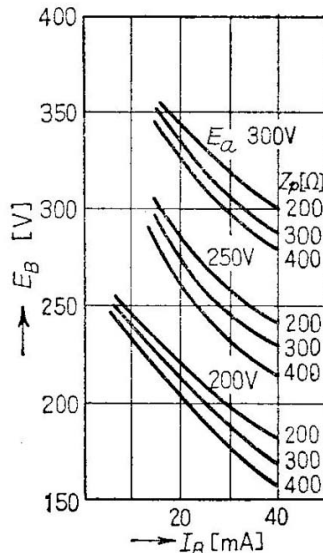
(b) 全波整流基本回路 (中央タップ型)

第 9.3 図



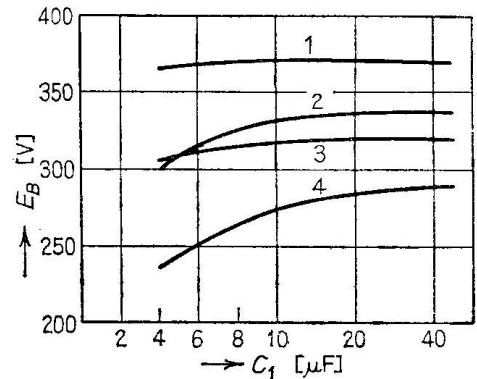
$C = 8\mu F, E_f = 5.0V$

第 9.4 図 KX-80BK



$C = 7\mu F, E_f = 5.0V$

第 9.5 図 KX-12F



1: 5Y3-GT, E_a 350V 負荷電流 70mA
 2: 80Bk, E_a 310V 負荷電流 50mA
 3: 5Y3-GT, E_a 350V 負荷電流 125mA
 4: 80BK, E_a 310V 負荷電流 70mA
 E_a は AC 入力電圧 (e_a の実効値)

第 9.6 図

全波整流回路では、リップル周波数は電源周波数の 2 倍になるので平滑回路の効果ははるかによくなる。整流回路では整流管の特性、パワートランスのインピーダンス、平滑回路の構成、出力負荷抵抗などを知りつくしておれば、必要な出力電圧 E_B 、出力電流 I_B が得られるように設計することは不可能ではないが、そのようなことは一般には複雑すぎて行なわれない。そして実際の真空管について測定し、真空管製造会社が発表している第 9.4~9.6 図などの特性を用いて必要な E_B, I_B を与えるためのパワートランスの B 巻線端子電圧 E_a 、電流 I_a を求め、また許されるリップル電圧の最高値に対する平滑回路を計算から求めるのが普通である。

9.2.2 半波整流回路

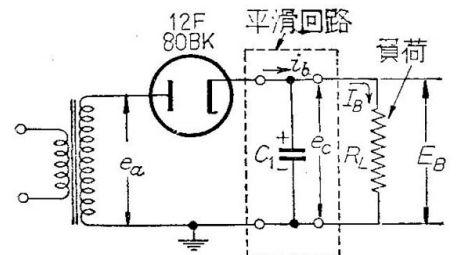
設計例によって説明しよう。

【設計例】周波数変換 (6BE6) 中間周波増幅 (6BA6) 検波および低周波増幅 (6AV6) 電力増幅 (6AQ5) という構成のスーパーの B 電源回路を設計せよ。ただしすべて A_1 級動作とする。

まず、6AQ5 を出力管として用いる回路では、 E_B を 250V とすれば 6AQ5 のみで $I_p + I_{SG} \approx 50mA$ も流れるから全波整流とすべきである。しかし、ここでは例として $E_B = 180V$ で使用する場合を考えよう。このときは真空管規格表から 6AQ5 は $I_p + I_{SG} \approx 34mA$ 、6BE6 は 10.2mA、6BA6 は 15.2mA、6AV6 は 1mA であるから合計 60mA となり、第 9.4 図から KX-80BK がこれに十分使えることがわかる。ここでこの特性について 2, 3 説明しておくことがある。

第 9.4 図の特性は、整流管と R_L との間にそう入される平滑回路 (後述) が第 9.7 図に示すようにコンデンサ入力型の場合で、また図中の Z_p はプレート・サプライ・インピーダンスと呼ばれ¹、整流管のプレートから電源変成器側をみたときの抵抗で、大略次式で決定できる。ここで R_1 は一次巻線直流抵抗 [Ω]、 R_2 は二次 B 巻線の直流抵抗 [Ω]、 n は一次側電圧で B 巻線電圧を割った値である (全波整流回路の中央タップ型では、 R_2 は B 巻線の midpoint から片方の抵抗を、 n は同じく B 巻線の片側の電圧と一次電圧との比をとる)。 R_1, R_2 はテスターで測っても近似値が得られる。

$$Z_p = n^2 R_1 + R_2 \tag{9.1}$$



第 9.7 図 もっとも簡単な平滑回路の場合

¹ このサプライ・インピーダンスは、整流管に流れるプレート電流の最大値 (一般には尖頭値という。流れる時間は短くても重要である) を制限する作用をする。整流管には最小の Z_p の値が規定されており、たとえば 80BK は 200Ω、80 は各プレートごと 50Ω、5Z3 は各プレートごと 75Ω である。トランスレス回路のように Z_p が小さく、しかも出力に大容量のコンデンサを使用するものでは、整流管のプレートに直列に数十 Ω の抵抗をそう入することもある。整流管特性中 $Z_{p/p}$ と書いてあるのは全波整流管で、各プレートごとの Z_p の意味である。

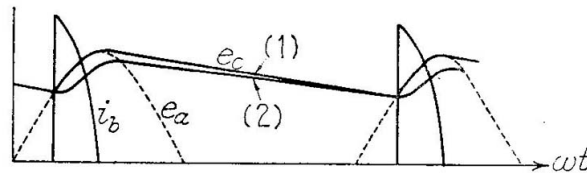
この回路で C_1 の値を増すと、第 9.6 図に示すようにある値までは E_B が増すがそれ以上は C_1 を増しても E_B は変わらない。

再び前の問題にかえて、いまパワートランスの巻線の抵抗値が $R_1 = 10\Omega$, $R_2 = 250\Omega$ で、一次電圧は 100V, B 巻線電圧は 280V と仮定すれば

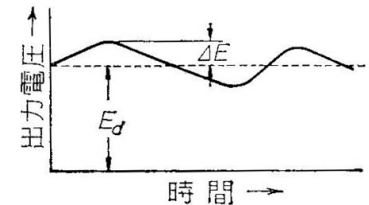
$$Z_p = \left(\frac{280}{100}\right)^2 \times 10 + 250 = 328.4\Omega$$

となる。ゆえに第 9.4 図の 80BK 特性曲線から、直流出力電圧が 250V (E_B は 180V でよいが、平滑回路に用いるチョークコイル、または抵抗中の電圧降下が 70V と仮定する) 直流出力電流が 60mA, $Z_p \cong 330\Omega$ の場合に必要なパワートランスの B 巻線端子電圧 E_a は 300V であることがわかる。

ここで、第 9.7 図のままのリプル電圧を求めておく。まず、リプルとは整流して得られた直流中に含まれる交流のことで、第 9.9 図に示すように出力電圧中の直流分を E_d , 交流分の最大値を ΔE とすれば



- (1) は整流管の内部抵抗ゼロの場合
 (2) は内部抵抗のため e_c が e_a の最大値まで充電されないことを示す



第 9.9 図 リプル電圧

りリプル含有率は

第 9.8 図 第 9.7 図の電圧-電流波形

$$\text{リプル含有率} = \left(\frac{\Delta E}{E_d}\right) \times 100 [\%]$$

である。最近では、測定上の便宜から ΔE は交流分の最大値の代わりに実効値をとることが多い。第 9.7 図のような簡単な回路ではリプルは大きいですが、その大きさはほぼ次式で計算できる。

$$\text{リプル含有率} = \frac{22300}{fC_1R_L} [\%] \quad (9.2)$$

ここで C_1 は μF , R_L は $\text{k}\Omega$ で表わし、 f はリプル周波数で半波整流では電源周波数に等しく、全波整流ではその 2 倍になる。この式からわかるように、リプルは $C_1 \times R_L$ の大きいほど小さく、全波整流では半波整流の 1/2 になる。ただしこれは、 fC_1R_L が 10 以下の場合であって、 fC_1R_L が大きくなると全波と半波との差は僅少となり、またリプル式も (9.2) 式はごく概略のものにすぎない。

【計算例】半波整流でリプル含有率 5% にするには、 C_1 は何 μF が必要か、ただしこの電源周波数は 50c/s, $E_B = 250\text{V}$, $I_B = 60\text{mA}$ とする。

これは前に考えた問題の続きであるが、このとき負荷抵抗 R_L は

$$R_L = \frac{250\text{V}}{60 \times 10^{-3}\text{A}} \cong 4.17\text{k}\Omega$$

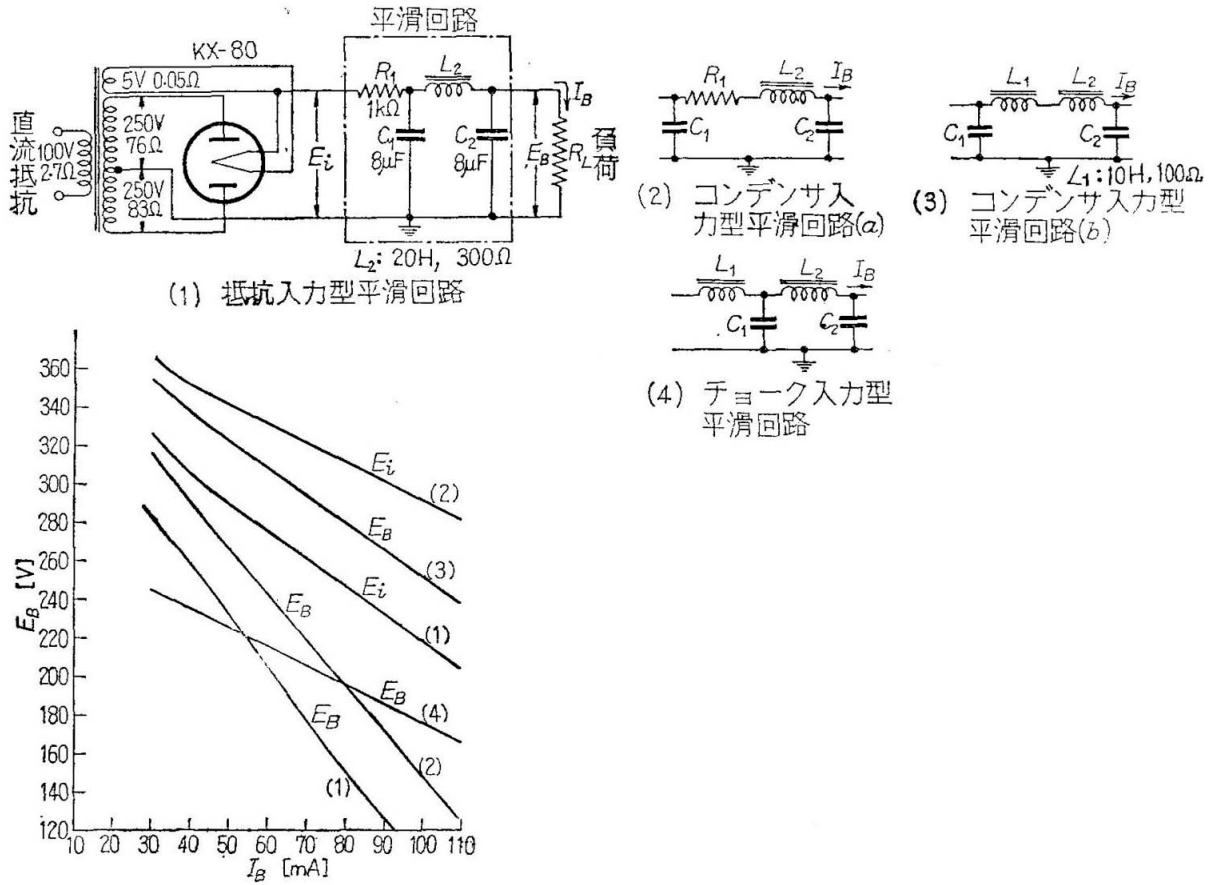
リプル含有率は

$$\text{リプル含有率} \cong 5 = \frac{22300}{50 \times 4.17 \times C_1}$$

と書けるから $C_1 = 21.4\mu\text{F}$ となる。

このように C_1 のみでリプルを小さくしようとすると整流管を流れる尖頭電流は非常に大きくなって、たとえば上記の場合は理論上直流電流値 60mA の約 20 倍 (Z_p は無視して) の 1A が流れるから整流管がすぐだめになるので、実際はつぎに述べるような平滑回路を用いてリプルを減少させ、 C_1 はあまり大きくしない。

ここで逆耐電圧について説明しておく。半波整流では、整流管に電流が流れるような正の半波において入力コンデンサ C_1 は e_a の最大電圧まで充電される (第 9.8 図) が、つぎの負の半波では整流管のプレートは接地より e_a だけ負電圧になるので整流管のカソードはプレートより C_1 の両端の電圧 $+e_a$ だけ正方向に高い電位になり、その最高値は e_a の最大値の 2 倍になる。したがって、たとえば e_a が 300V (実効値) なら整流管は $2 \times \sqrt{2} \times 300 \cong 850\text{V}$ の電圧がカソードからプレート方向に逆に印加されても少しも心配がないことが要求される。これが逆耐電圧で 80BK は 1000V まで保証されているので、いまの場合問題はない。



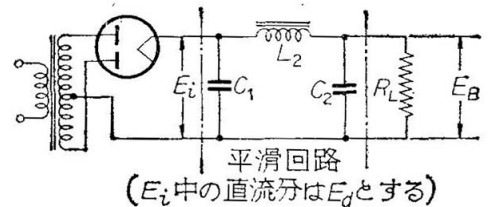
第 9.10 図 KX-80 と平滑回路の型別による出力電圧-電流特性例

9.2.3 全波整流回路

全波整流回路では電圧変動率¹は半波整流の 1/2 になり (同じコンデンサ入力型の場合), したがって出力電圧も少し高くなる. また C_1 両端のリプル電圧も 1/2 に近く減る. これは C_1 の放電時間が 1/2 になるためである. このときのリプルの周波数は電源周波数の 2 倍になり, 平滑回路の有効度は数倍にも増す¹. ここで平滑回路の設計法について説明しよう.

平滑回路とは整流管と負荷 R_L との間に入れて直流出力中の交流成分を除去する役目をもっている濾波器である. これには第 9.10 図に示すようにチョークコイル入力型とコンデンサ入力型とがあり, これらの優劣は第 9.2 表の例からも推察される.

〔1〕コンデンサ入力型平滑回路 最も簡単なものは C_1 のみの場合であるが, 実用されているものはこれに L_2 と C_2 とを付加し, $C_1 L_2 C_2$ の π 型回路としたものである. コンデンサ入力整流回路ではパワートランスの規格が同一ならチョーク入力型のものより一定負荷電流に対して出力電圧が一般にはかなり高くなるが, 最大プレート電流は直流電流値に比し数倍以上となり, 電圧変動率もかなり大きくなる欠点がある. しかし, パワートランスの B 巻線電圧が低くできること, 高価なチョークコイルが 1 個少なくすむ, などの経済的な魅力は大きく, 一般の受信機ではこの型が最も多く使われる.



第 9.11 図 コンデンサ入力 π 型平滑回路

さて (9.2) 式と同様, 全波整流の場合の最初のコンデンサ C_1 両端のリプル含有率はリプル周波数が電源周波数 f [c/s]

¹ 電圧変動率はつぎのように定義する.

$$\text{電圧変動率} = \frac{(\text{無負荷時の出力電圧}) - (\text{全負荷時の出力電圧})}{(\text{全負荷時の出力電圧})} \times 100 [\%]$$

¹ 第 9.10 図のコンデンサ入力型平滑回路 (b) の C_2 両端のリプルは, 全波整流では半波整流のとき約 1/8 になる.

第 9.2 表 5Y3-GT の平滑回路使用の場合の特性例

コンデンサ入力型 第 9.11 図	$E_a \times 2$ (プレートの電圧) [V]	700	1000
	C_1 [μ F]	10	10
	Z_p (プレートあたり) [Ω]	50	140
	E_i [V] † $\left\{ \begin{array}{l} I_B=62.5\text{mA のとき} \\ =42\text{mA のとき} \end{array} \right.$	390	610
	‡ $\left\{ \begin{array}{l} I_B=125\text{mA のとき} \\ =84\text{mA のとき} \end{array} \right.$	350	550
	電圧変動率 [V] (全負荷 ‡ より 1/2 負荷 † までの間)	40	50
チョークコイル 入力型 (第 9.10 図の 4)	$E_a \times 2$ [V]	700	1000
	L_1 [H]	10	10
	E_I [V] † $\left\{ \begin{array}{l} I_B=62.5\text{mA のとき} \\ =42\text{mA のとき} \end{array} \right.$	270	405
	‡ $\left\{ \begin{array}{l} I_B=125\text{mA のとき} \\ =84\text{mA のとき} \end{array} \right.$	245	390
	電圧変動率 [V] (全負荷 ‡ より 1/2 負荷 † までの間)	25	15

第 9.3 表 チョークコイルの直流抵抗
(ラジオ用市販品の一例)

公 称 インダクタンス [H]	使用電流 [mA]	直流抵抗 [Ω]
30	30	800 ~ 850
	50	440
	100	350 ~ 300
20	50	680
	100	210 ~ 250
	200	145
15	50	730
	100	165 ~ 260
	200	150
10	100	160 ~ 230
	200	130
5	200	75 ~ 100

[注] 高級，大型品ほど抵抗は小さい

の 2 倍であるから (第 2 調波によるものは 1/10 程度で無視できる)，負荷抵抗 R_L と L_2 の抵抗分 R_2 との和を R'_L [k Ω]， C_1 を μ F で表わし，また ΔE を実効値に書きなおして ΔE_r とすれば，概略値として

$$\frac{\Delta E_r}{E_d} = \frac{150}{2fC_1R'_L} \times 100 [\%] \tag{9.3}$$

つぎに，このリップルは第 9.11 図のように L_2 と C_2 との L 型回路を付加した π 型平滑回路の出力側の C_2 両端においては， R_2 の効果を無視しても

$$\Delta E_{rL} = \frac{\Delta E_r \times \frac{1}{\omega C_2}}{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}} = \frac{\Delta E_r}{\omega^2 L_2 C_2 - 1} \tag{9.4}$$

に低下する．ただし，このときの ω は $2\pi \times 2f$ に等しく， L_2 は [H]， C_2 は [F] で表わす．

【計算例】第 9.11 図の回路を用い $E_B = 250\text{V}$ ， R_L 両端のリップル電圧 $\Delta E_{rL} = 0.2\text{V}$ となるように平滑回路を設計せよ．ただしこのときの電源周波数は 50c/s ，負荷電流 I_B は 100mA とする．また L_2 には 20H で直流抵抗 300Ω のものを用いる．

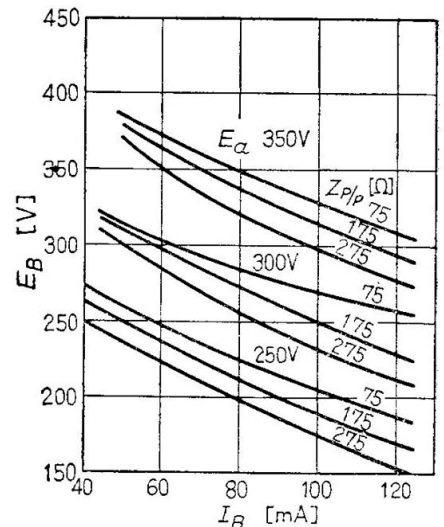
L_2 両端の直流電圧降下は $100[\text{mA}] \times 300[\Omega] = 30[\text{V}]$ であるから， C_1 両端の電圧は 280V である [整流管に 5Y3-GT を用いるとすれば，第 9.12 図から $Z_p = 85\Omega$ の場合パワートランスの B 巻線電圧は $325\text{V} \times 2$ (実効値)， C_1 は $4\mu\text{F}$ 以上とすることが必要である]． C_1 両端のリップル電圧は， $C_1 = 4\mu\text{F}$ の場合 (9.3) 式から

$$\frac{\Delta E_r}{E_d} = \frac{150}{2 \times 50 \times 4 \times \left(0.3 + \frac{250}{100}\right)} \times 100 \approx 13.4\%$$

$$\therefore \Delta E_r = 13.4 \times 280 \times \frac{1}{100} = 37.5\text{V (実効値)}$$

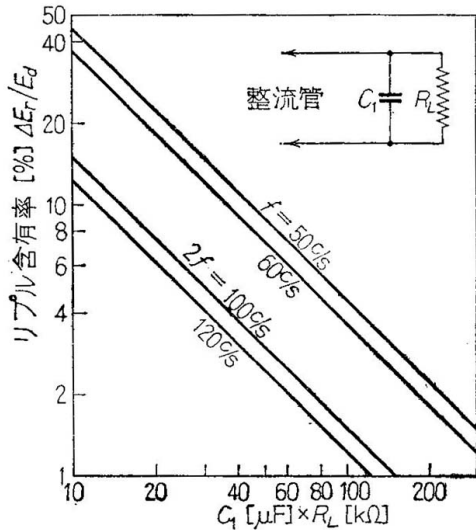
となる．これは C_2 の両端では (9.4) 式から $1/(\omega^2 L_2 C_2 - 1)$ となるから

$$0.2 = \frac{37.5}{\omega^2 L_2 C_2 - 1}$$

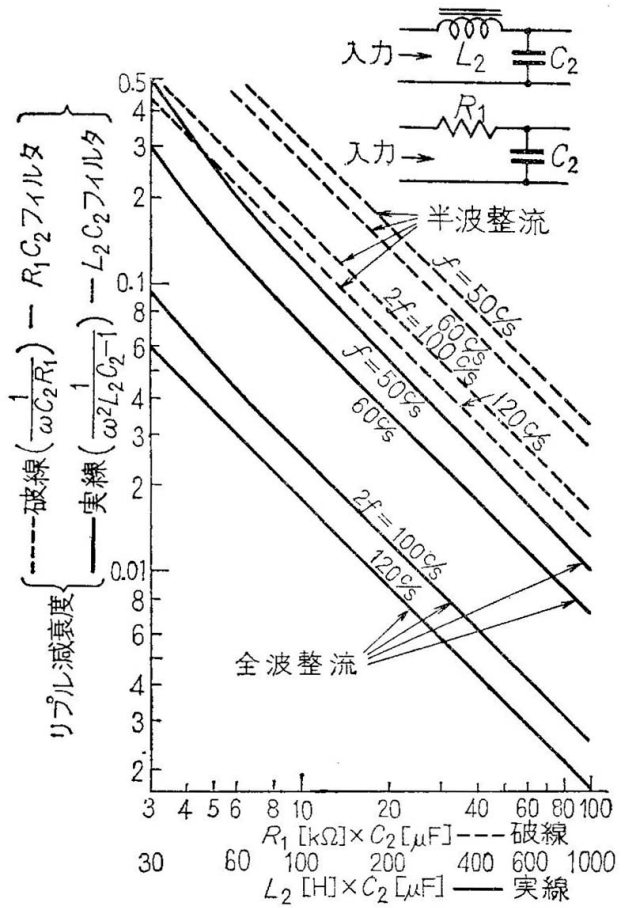


$C_1 = 4\mu$ ， $E_f = 5.0\text{V}$

第 9.12 図 コンデンサ入力型
5Y3-GT 整流特性例



第 9.13 図 平滑回路の効果 (I)



第 9.14 図 平滑回路の効果 (II)

とおける．ここで $\omega = 4\pi f = 4 \times 3.1416 \times 50 \approx 628$, $L_2 = 20H$ であるから $C_2 \approx 24\mu F$ が得られる．しかし実際問題としては $C_1 = C_2$ に選ぶのが理論上も経済であって $C_1 = C_2 = 10\mu F$ とすればよい．このときは同様な計算から $\Delta E_r = 15V$, $\Delta_r/E_d = 5.36\%$, $\Delta E_{rL} = 0.195V$ が得られる (ただしこのとき $E_p = 280V$ と仮定したが, 実際は C_1 を $10\mu F$ としたため E_d はこれより少し高くなる) ．

ここで注意すべきことは (9.3) 式の ΔE_r も実効値であるから最大値でリップルを定義すればこの 1.4 倍となる．また, この例のように比較的大きな電流を流すときは L_2 のインダクタンスが急減するものがあるので, L_2 には 100mA 直流が流れても 20H が確保できるような大型のものを使わなければ ΔE_{rL} はこの数倍になることもある．

なおこれらの計算はめんどうであるということであれば第 9.13 図, 第 9.14 図を用いればよく, また多数の図表が発表されている．

整流回路の解析は非常にむずかしいが¹, ここでは比較的簡単な方法を示した．計算は仮定があるので, 設計では多少の余裕を見込む必要がある．

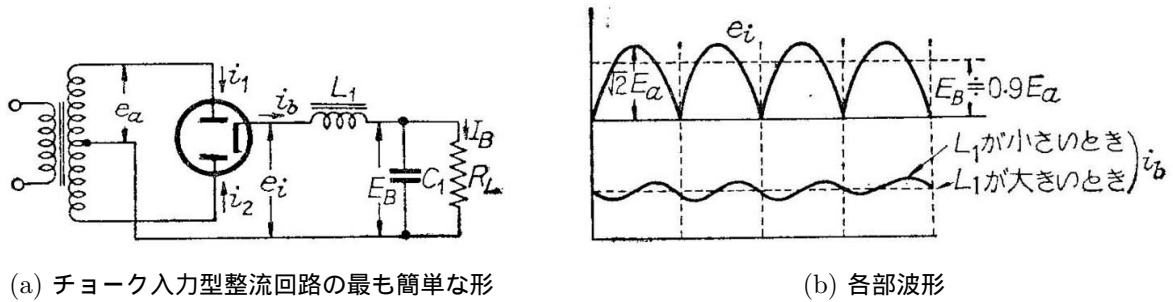
受信機の B 電圧中のリップルはどの程度まで許されるか これはその受信機の構成によって相異なるが, 低周波増幅部の増幅度が高いものほどリップルは小さくしなければならない．しかし, 一般の受信機の B 電圧のリップルは 0.1% が理想値で, これ以下のリップルが要求されるにはその真空管専用の減結合濾波器を入れてやる方が経済的である．電力増幅管では, 簡単な減結合濾波器 (一般には抵抗とコンデンサとの組合せ) は入れられないので B 電圧中のリップル電圧 ΔE の大小は重要である．リップル周波数が 100c/s の場合, 出力管のプレートでは ΔE は 1~0.1% とする．ところで出力管が三極管の場合と五極管またはビーム管の場合とでは電源の ΔE が出力管のプレート側に現われるようすは大分異なる．いま出力トランスの一次側からみた負荷抵抗を R_L , 真空管のプレート内部抵抗を r_p とすれば, 電源の ΔE が出力トランスの一次側に表われる大きさは三極管の場合

¹ 精密なものは, たとえば島山鶴雄著:「音声増幅器」398~414 ページを参照．

$$\Delta E \times \frac{R_L}{R_L + r_p} \approx (0.5 \sim 0.9) \Delta E$$

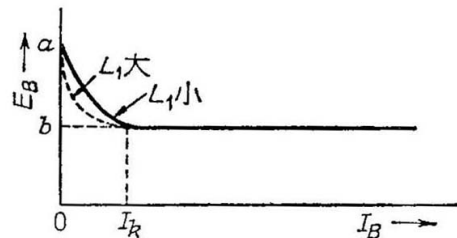
五極管またはビーム管の場合

$$\frac{\Delta E \times R_L}{R_L + r_p} \approx \Delta E \cdot \frac{R_L}{r_p}$$



(a) チョーク入力型整流回路の最も簡単な形

(b) 各部波形



a 点では $E_B = \sqrt{2}E_a \approx 1.4E_a$

b 点では $E_B = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}E_a \approx 0.9E_a$

(c) 負荷電流による出力電圧の変化を示す
(L_1 中の抵抗分を 0 と仮定した場合)

第 9.15 図

五極管またはビーム管の場合は、スクリーングリッドのリプル電圧は非常に小さくした場合の式であるが、これさえ満足されれば三極管に比べてリプルのきき方ははるかに少ないことがわかる。たとえば 6V6 では $r_p = 52\text{k}\Omega$, $R_L = 5\text{k}\Omega$ であるから ΔE は 1/10 以下となり、電源の B 電圧中のハムは三極管の場合 0.2V が許される最大値と仮定すれば、五極管では 2V まで許されることになる。このため簡単なスーパーでは高価で、場所をとる L_2 の代わりにつぎに述べるような抵抗を用いた平滑回路を用い、しかも電流が多く流れる出力管のプレートのみは入力側コンデンサ C_1 の端子電圧をそのまま用いる例も少なくない。この場合 C_1 は整流管が許せる範囲で大きくする。

傍熱型整流管については、第 9.1 表に示したように新しい整流管は傍熱型が多いが、これはコンデンサ入力型平滑回路を使う場合に特に好都合なためである。直熱型のもは電源のスイッチを入れるとプレート電流がただちに流れるが、整流管以外の真空管が傍熱管である一般の受信機ではスイッチを入れてから 10s 程度までは各真空管のプレート電流は流れないから整流管は無負荷状態となり、 C_1 の両端の電圧は交流電圧の最大値まで達する。ところがコンデンサ入力型の場合の整流電流は第 9.8 図の i_b のような波形で、その最大値は I_B の数倍から 10 倍 ($\omega R_L C_1$ に比例して大きくなる) にも達し、リプルを少なくするため大容量の電解コンデンサを C_1 に使う場合には過電圧と過電流のためコンデンサをパンクさせ、整流管の寿命を短くするなどの欠点がある。傍熱型の整流管を使えば、整流電流がその最終値に達するまでには 12~15s 程度かかるので、 C_1 に無負荷電圧がいきなりかかることはなく、 C_1 に電解コンデンサが使えることは経済的にも、小型化にも有利である。これらのことは半波整流でも全波整流でも同じくいえることである。

〔2〕チョークコイル入力型平滑回路 (簡単にチョーク入力型回路と呼ぶ) 第 9.15 図に示す回路ではチョークコイル L_1 中の負荷電流が非常に少ないときは (つまり R_L が ∞ に近い場合)、 C_1 は脈流電圧の最大値まで充電されるので整流管に流れる電流には切れ目ができ、コンデンサ入力型回路と同じ特性となり L_1 の効果はほとんどない¹。しかし、電流

¹ 一般に容量は電圧の変化を小さくし、インダクタンスは電流の変化を小さくする作用がある。したがって、小電流の変化には C は効果があるが L はほとんどなく、電流の大変化には L が有効である。

がある値以上になれば C_1 の放電が増えて電圧が下がり, L_1 の値がある値 (臨界インダクタンスと呼ぶ) L_{1c} より大きければ直流出力電圧は (第 9.15 図参照),

$$E_B = 0.9E_a - I_B(r_{L1} + r_t) \tag{9.5}$$

となる. E_a は e_a の実効値, r_{L1} は L_1 の直流抵抗で, r_t は整流管の内部抵抗, $I_B r_t$ は整流管の管内電圧降下にあたる. 第 9.16 図はその一例である. たとえば KX80 を用いて $I_B = 80\text{mA}$ を流す場合, E_a を 400V とすれば L_1 の入口における直流電圧は $I_B r_t$ が第 9.16 図から 45V であることがわかれば $360 - 45 = 315\text{V}$ となる. なお, これは真空管製造会社が発表している第 9.17 図のような特性を用いれば計算するまでもなくただちに求められる. なお, E_B はこれからチョーク中の直流電圧降下 $I_B r_{L1}$ を差し引いたものに等しい, C_1 のリアクタンス $1/\omega C_1 \ll R_L$ が成立すれば, 第 9.15 図のリプル ΔE_r は次式から計算される.

$$\frac{\Delta E_r}{E_B} \approx \frac{0.47}{\omega^2 L_1 C_1 - 1} \tag{9.6}$$

ただし, $\omega = 2\pi \times 2f$, f は電源の周波数で, 上式は全波整流の場合である. なお f が 60c/s で全波整流なら, 上式は大よそ

$$\frac{\Delta E_r}{E_B} \approx \frac{100}{L_1(\text{H})C_1(\mu\text{F})} \tag{9.7}$$

と簡単な形になる. (9.6) 式を第 9.14 図同様の図表としておけば便利である (読者が自作されることを希望します).

(9.6) 式から明らかなように $\omega^2 L_1 C_1 = 1$ となるときは直列共振を生じ, リプルがかえって増すから, このような条件とならないように L_1 および C_1 を選ぶ. この条件は $L_1 = 5\text{H}$, $f = 50\text{c/s}$ のとき $C_1 \approx 0.5\mu\text{F}$ であって, 一般にはまず起こらない.

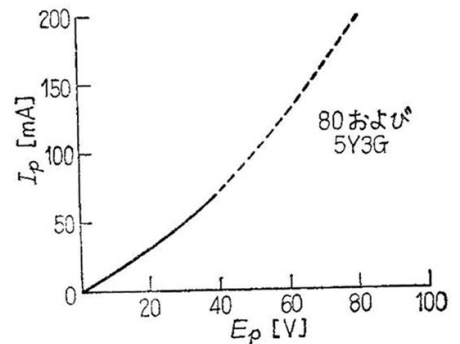
つぎに第 9.18 図のようにさらに L_2, C_2 より成り立つ平滑回路を加えると, これは高級受信機に用いられる型のものとなる. この場合のリプル ΔE_{rL} は (9.6) 式に (9.4) 式同様の減少率を乗ずればよく, 第 9.14 図が利用できる.

$$\Delta E_{rL} = \Delta E_r \times \frac{1}{\omega^2 L_2 C_2 - 1} \tag{9.8}$$

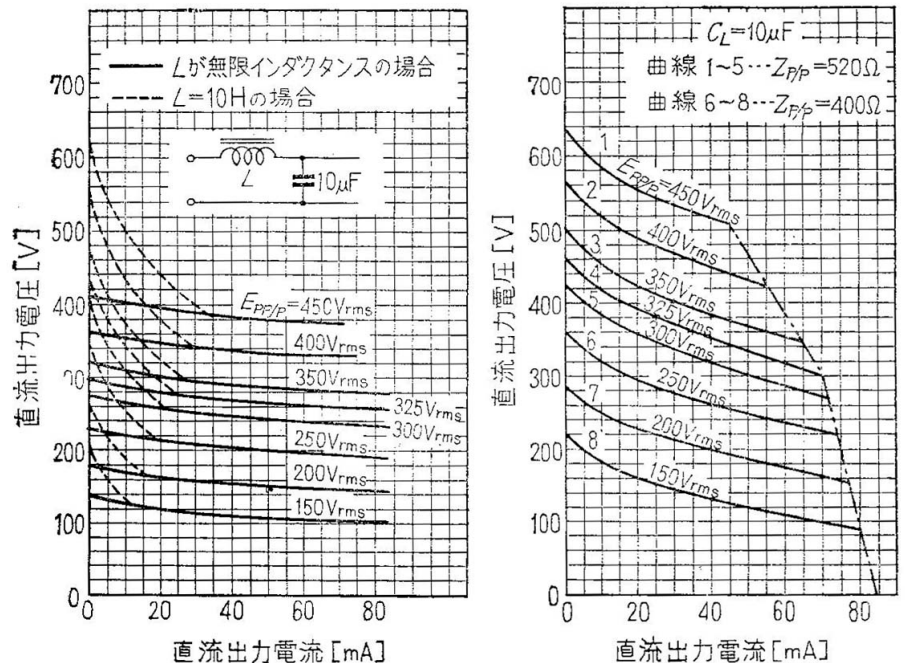
臨界インダクタンス L_{1c} について説明しよう. 第 9.15 図中の I_k は L_1 中の電流がちょうど切れ目がなくなり, 変化はあっても連続となる限界の値で, これ以上の負荷電流が流れて初めて上記の式が成立する. 電圧変動率をよくするためには, 受信回路の最小の高圧電流は I_k 以上でなければならない.

そこで I_k は小さいことが望ましく, また I_k は L_1 が大きいほど小さい. L_1 中の電流に切れ目がなくなるのは, 直流出力電圧が整流された交流電圧の振幅に等しい場合で, その条件から L_{1c} を求めてみると

$$L_{1c} = \frac{R_L}{3\omega} \tag{9.9}$$



第 9.16 図 整流管平均プレート特性例



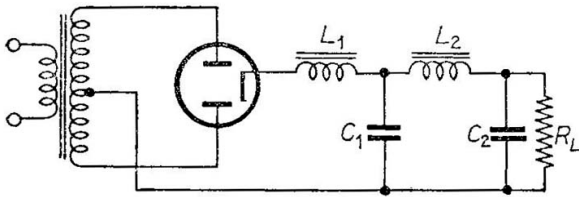
(a) チョーク入力 (b) コンデンサ入力

第 9.17 図 6X4 整流特性 (全波整流回路)

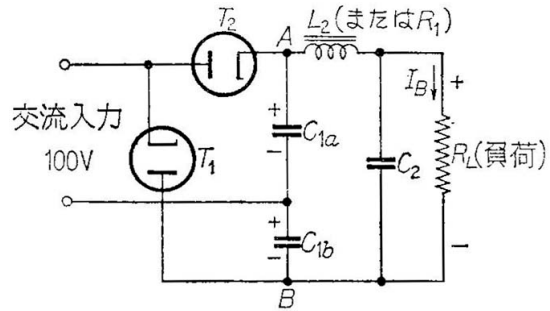
となる。 $L_1 = L_{1C}$ とすれば、第 9.15 図の $i_1 = i_2$ は I_B とほぼ等しい。

たとえば 50c/s の電源による全波整流回路で、 $E_B = 250V$ 、 $I_B = 100mA$ の場合には、 $R_L = 2500\Omega$ となり、 $\omega = 2\pi \times 50 \doteq 314$ したがって $L_{1C} = 2500/314 \times 3 \doteq 2.7H$ となる。アメリカでは L_{1C} の 2 倍を最適インダクタンスと呼び、この場合には整流管電流の最大値と平均値との比はさらに低くなる。しかし、これ以上に L_1 を増しても整流特性は改善されないという限界点でもある。

(9.9) 式から明らかなように、 L_{1C} は R_L に比例するから L_1 は電流が少ないときは大きく、電流が大きいときは小さくてよい⁰。一般に鉄心入りのチョークコイルはこのようなインダクタンスの変化特性をもつが、 L_{1C} の電流による変化とほぼ同一の特性のものが得られれば好都合である。 L_1 の値は少なくとも電流最大のときに L_{1C} を満足するものを選ぶべきである。



第 9.18 図



T_1, T_2 は実際には 1 個の双二極傍熱管型真空管を使うことが多い

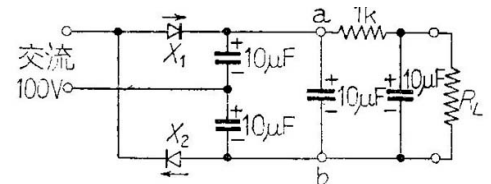
第 9.19 図 倍電圧整流回路

9.2.4 実際設計上の注意

最も多く使われる平滑回路は第 9.11 図のコンデンサ入力 π 型回路であるから、これについての実際の設計にあたっての注意を述べよう。

まず、ポータブル受信機などでは安価で小型であることが第 1 の必要条件であるから、 L_2 の代わりに抵抗品を用いることが多い。この場合のリプルの減少率は $1/\omega R_1 C_2$ で、第 9.14 図にも示してあるように R_1 を L_2 で置換えた場合と全く同じように計算できる。しかし L_2 の場合と同様のリプルとするには、 C_1 および C_2 に大きなコンデンサを使わねばならず、また R_1 中の電圧降下だけ出力電圧は降下する。 R_1 中の電圧降下を小さくする目的で、出力管のプレート用電圧を C_1 端子から取り出すことが相当行なわれていることはすでに述べた。出力管が単一球なら C_1 両端のリプル電圧はできるだけ数 V 以下にしなければならないが、プッシュプル接続のものなら 2 個の出力管がかなり近似しておれば相当大きなリプル電圧があってもバランスさせて影響を少なくできる。

さて実際の整流回路におけるデータの一例を第 9.4 表に参考に示した。一般に C_2 両端のリプル電圧は C_1 と C_2 双方の値に反比例する。しかし、 C_1 両端のリプル電圧は C_1 の値のみに反比例し、 L_2 または R_1, C_2 には関係しない。 C_2 両端のリプル電圧を小さくするには C_1, C_2 ともにできるだけ大きくする必要がある。0.1% 以上の平滑が必要なら、低周波増幅器のところでも説明した減結合回路を低周波増幅の特に第 1 段目に使えばよい。第 9.2 表は傍熱型の例を示したが直熱型整流管、たとえば 80 でも C_2 両端リプル電圧はほぼ同様な値である。しかし C_1 両端では、整流管のヒータに対するパワートランスの巻線に中点タップをつけてそれに平滑回路を接続するような考慮を払わないと、これより多少大



X_1, X_2 はセレン整流器

第 9.20 図 セレン整流器を用いた倍電圧整流回路の一例

⁰ 電圧変動率を改善し、またチョーク入力型の場合には L_{1C} を小さくする目的もかねて負荷 R_L がどうなっていくと関係なく (R_L は実際には真空管であって抵抗 R_L が接続してあるわけではないから、真空管の動作状態で無限大にもなるときがある)、 I_B の最小電流をある値に保つために C_2 の両端に抵抗をいつも接続しておくことがある。これはブリーダ (抵抗) と呼ばれ、 C_1 の保護にも役立つ。この中には相当大きな電流が流れ、その発熱量も大きいからワット数の大きな大形のものを使わなければならない。

第 9.4 表 傍熱型整流管で、コンデンサ入力型平滑回路と組み合わせた場合の一例 (第 9.11 図参照)

C_1	C_2	L_2	R_1	リップル電圧 (実効値)		直 流 電 圧	
				C_1 両端	C_2 両端	E_d	E_B
[μ F]	[μ F]	[H]	[Ω]	[V]	[mV]	[V]	[V]
(1) E_a (実効値) = 250V, $I_B = 90$ mA							
8	8	10	100	21	450	260	251
8	16	10	100	21	210	260	251
16	16	10	100	10.5	263	263	254
50*	50	0	500	3.5	265	265	220
50*	50	0	1000	3.5	265	265	175
(2) E_a (実効値) = 250V, $I_B = 60$ mA							
8	8	10	100	15	315	283	277
8	16	10	100	15	145	283	277
16	16	10	100	7.5	75	285	279
50*	50	0	500	2.5	160	287	257
50*	50	0	1000	2.5	80	287	227

* このような大きな C_1 の値は傍熱型整流管でのみ許される。 R_1 は L_2 中の抵抗分も含む。

きいようである。また、表からリップル電圧は I_B が大きいほど大きいことがわかる。

たとえば、 $C_1 = 8\mu\text{F}$, $L_2 = 10\text{H}$, $C_2 = 16\mu\text{F}$ の構成を $C_1 = 50\mu\text{F} = C_2$, $R_1 = 500\Omega$ の構成に置き換えると C_2 両端のリップルはわずか増すが、 C_1 両端のリップル電圧は 21V から 3.5V(実用になる値)に減じ、 E_B は 251V から 220V に低下することもわかる。しかし、出力管プレート電流を C_1 からとればその電圧は 265V であり、 E_B もさらに高くなる。

最後に電源部をシャーシに組み込む場合の注意について一言すれば、パワートランスとともに整流管はその

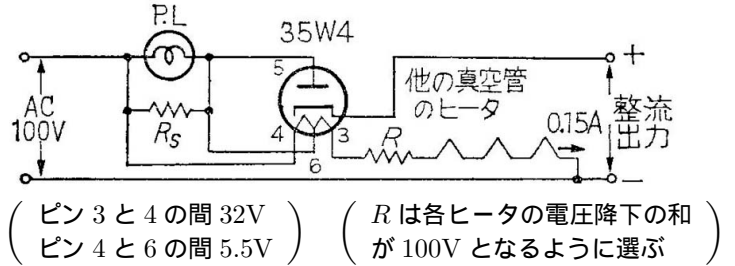
の放出する熱が他の部品、特に電解コンデンサにおよぼす影響を特に注意しなければならない。パワートランス、整流管、出力管は相互に許されるだけ離して取り付け、これらの近くにコンデンサ類をやむを得ず取り付ける場合には、ついたてのような熱しゃへい板をその間に立てるのも一法である。

9.2.5 倍電圧整流回路

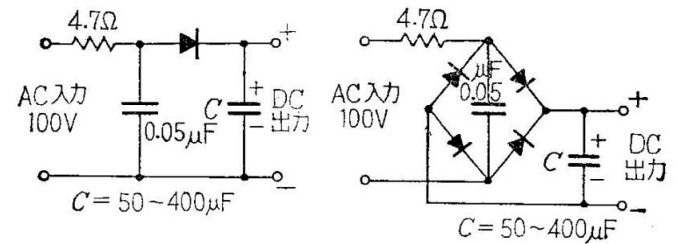
トランスレス受信機に主として使われる回路で、100V の交流をそのまま整流して、なるべく高い電圧を得ようとするものである。したがってその平滑回路はチョークコイルなどは使わず、抵抗と大容量のコンデンサでしんぼうし、占有容積と重量との軽減を第 1 の目的とすることが多い。 I_B が増すと出力電圧が急速に下がることが欠点で、 I_B の変動が大きい受信機などには適しない。 C_{1a} , C_{1b} などを大きくし 20 μF 以上にもすれば電圧の降下は大分少なくなる。

なお倍電圧回路ではないが、トランスレス受信機の

電源として第 9.21 図のような半波整流回路が使われることがある。この場合には必ずコンデンサ入力型平滑回路が使われ、パイロットランプと並列な抵抗 R_s は直流出力電流により異なる(メーカーの指定値がある)ことに注意する。



第 9.21 図 パイロットランプを使用した半波整流回路



C が大きいほど出力電圧は大きく、リップル電圧も低い
一般には 200 μF ~ 400 μF が適当である

第 9.22 図 シリコン整流回路の例

第 9.5 表 シリコン整流器の一例

出力電流は 0.2A ~ 300A のものがある．ここには 0.5A 以下の一例を示した

型名	項 目			
	尖頭逆耐電圧 [V]	平均整流電流 [mA]	最大交流入力電圧 (実効値)[V]	
			半波整流回路	全波ブリッジ整流回路 [V]
1S1230㊦	400	500	140	280
1S1231㊦	500	"	175	350
1S1232㊦	600	"	210	420
1S1233㊦	800	"	280	560
1S1234㊦	1000	"	350	700
1S93	400	"	140	280
1S94	500	"	175	350

- [注] (1) 順方向電圧降下は 1.1 ~ 1.2V
 (2) コンデンサ入力型整流回路では出力電圧の 3 倍近くの逆電圧が加わるので注意が必要
 (3) 容量負荷の場合，半波整流回路では電流値を 80% くらい，電圧値は 50% くらいで使うのがよい

9.2.6 シリコン整流器

最近シリコン整流器が容易に，安価で入手できるので，整流管は次第にこれに置き換えられるであろう．シリコン整流器の一例を第 9.5 表に示した．この整流回路の設計法の詳細は省くが，整流器に加わる尖頭逆方向電圧が規格値を越えないように特に注意が大切である (第 9.22 図参照) ．

9.3 電源変圧器の設計

現在受信機の製作にあたって，電源変圧器を設計製作することはほとんど必要がなく，種々な規格の市販品が容易に入手できるが，つぎに常識として設計の要領を簡単に示しておく．

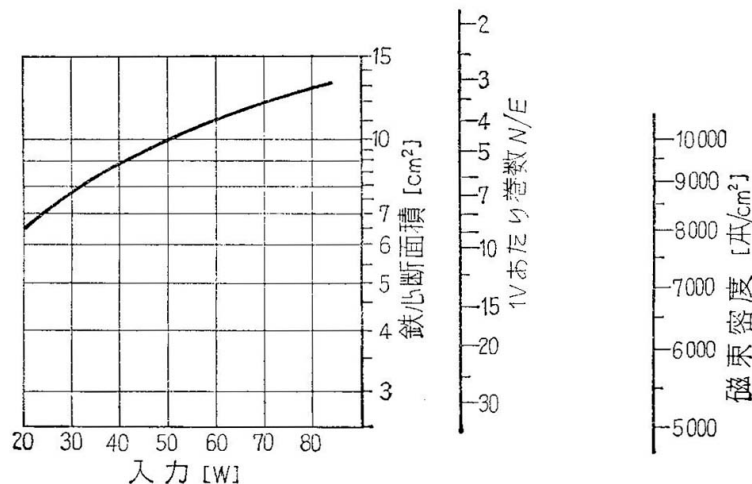
設計は大略下記の順序で行なう．

(1) 二次全所要電力 $W_S = W_1 + W_2 + \dots$ [VA]

W_1, W_2, \dots は二次側各巻線の所要電力 (VA=ボルトアンペア)

(2) 一次電力 = 入力 = $W_p = W_S / (\text{効率} \times \text{力率})$ [VA]

効率は小型で 0.8，大型で 0.9 程度，力率は半波整流で 0.7，全波整流で 0.85 ~ 0.95 程度．



第 9.23 図 電源変圧器設計図表

(3) 一次電流 $I_p = W_p/E_p$ [A]

E_p は一次電圧 [V] . さらに , I_p から一次巻線の太さがきまる .

銅線の太さ $d = 1.125\sqrt{i/S}$ [mm]

i は電流 [A] , S は電流密度 [A/mm²] で普通 2.3 とみればよく , このときは

$$d = 0.74\sqrt{i} \quad [\text{mm}]$$

(4) 二次側高圧巻線中の交流電流の実効値は , 直流高圧電流に対して半波整流では 2.2 倍 , 全波整流では 1.1 倍になる .

(5) 鉄心の実効断面積 [cm²] と 1V あたりの巻数 N/E これは第 9.23 図の左端から入力に対する鉄心断面積を求め , つぎにその点と磁束密度との点を直線で結べば , 中央の N/E 尺から 1V あたりの巻数がわかる .

磁束密度は普通 8000 ~ 10000 本/cm² である .

第10章 総合設計

10.1 設計の出発点

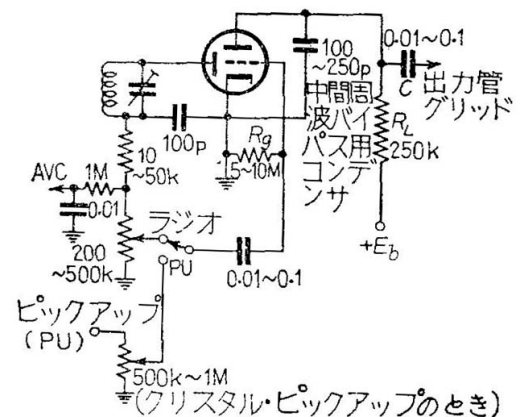
電源回路や付属回路は別として、受信された信号が通る主要回路の設計法が明らかとなれば、受信機の総合設計に進む順序となる。

まず、第2章で説明したように受信電波の電界強度とアンテナの実効高がわかれば、受信機入力端子電圧が予想できるので2.5で述べたようなレベルダイヤグラムを作り、各部の入力、出力電圧が妥当かどうか調べながら各部分回路の設計を行ない、レベルダイヤグラムによって増幅度を制御する部分、およびその方法などを決定するのが正統的な方法である。しかし、受信機設計の出発点となるものはこの前に使用電源の別（交流か直流か）、真空管の別（直熱か傍熱か、ST管、GT管、MT管の別、ヒータ電圧およびB電圧による区別）、電信用か電話用か、または両用であるか、などの決定がある。これらはその決定方法が明白なので省略し、ここではこれまでの方針どおり交流で働かせる全波放送受信機を考えよう。

さて各増幅部の入力電圧のうち、これまでの説明で明らかにしたこと、つまり二極管検波器を直線検波特性とするためには、入力電圧が約1V以上なければならないことを簡単な設計法では基点にとるのがよい。このようにきめると、低周波増幅部はスピーカに与えるに必要な出力が判明すれば、出力管の選定と電圧増幅器の設計に着手できる。

なお、ピックアップを使うような場合には、その種類によっては第8.7表より判断できるように、受信機として使う場合よりはるかに大きな低周波部の増幅度が必要で、1~2段の増幅器を付加することもある。第10.1図はクリスタル・ピックアップ（出力インピーダンスは1MΩ程度）に接続する場合の回路例でクリスタル型では出力電圧が0.5~2Vであるから、別に増幅は必要がなく、上記の設計方針がそのまま使える。

つぎに検波器から前の部分は必要な増幅度と、選択度および信号雑音比（S/N）の所要値によって大体きまる。このうちで選択度には二つの要求があり、その一つ映像信号に対して必要な減衰度は、中間周波数を455kcとする標準設計では（中間周波数を高くすることはできないから）高周波の同調回路数、したがって高周波の増幅段数を決定し、もう一つの近接した妨害電波に対する選択度によって、中間周波濾波器特性の必要な値が決まることは第4章および第6章で説明したとおりである。それから、まず必要な増幅度を求めるための設計を考察する。



R_g はカソードバイアス使用時には1~2MΩでよい

第10.1図 6ZDH3A, 6AV6などの検波および低周波増幅回路

10.2 レベルダイヤグラム

まず検波器に最低1Vの入力を与えるようにすることが条件であるから、高周波（HF）部と中間周波（IF）部との総合増幅度の最低値 A_v は

$$A_v = \frac{1V}{\text{受信機入力電圧}}$$

から計算できる。たとえば入力電圧が $10\mu\text{V}=20\text{dB}$ であれば

$$A_v = \frac{1V}{10\mu\text{V}} = 10^5 = 100\text{dB}$$

となる。ところがこれからが問題であって、 A_v を HF と IF とにどのように配分するか。これには選択度からの要求のほかに (1) 受信電波の最強値、(2) 希望する AVC の特性、(3) S/N の向上、(4) 経済上の比較、などを考慮する必要がある。

第 10.1 表 各段の標準利得

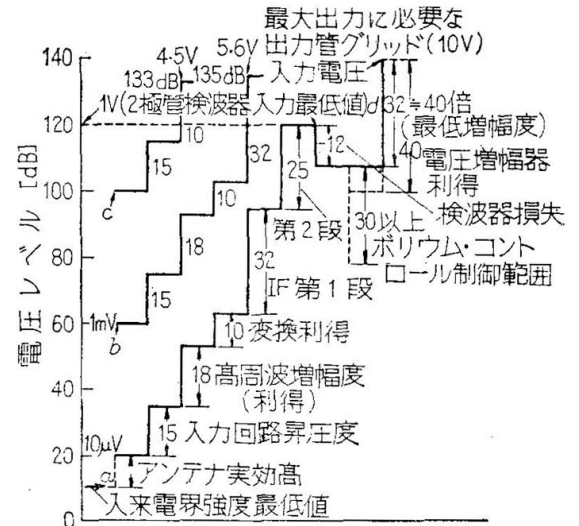
場 所	利 得 [dB]	設計の標準値 [dB]	
		中 波	短 波
入力回路昇圧比	10~25	15~20	10~15
高周波増幅	20~40	30	20
変換利得	10~30	20	10
中間周波増幅 (段間)	25~40	30	30
" (二極管間検波器の前段)	15~25	20	20
二極管検波	-10~-17	-15	-15
再生グリッド検波	20~30	20~30	
プレート検波	15~20	15	
低周波増幅 (五極管抵抗結合)	30~40	20	30
電力増幅	20~25	20	20

[注] 使用真空管の型および動作電極電圧により相違するから、総合設計の目安にのみ用いること。

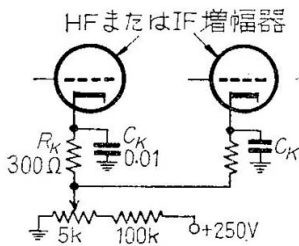
ある。

ここで再びレベルダイヤグラムの一例として第 10.2 図を示す。受信電波の最低値に対する受信機入力端子電圧 $10\mu\text{V}$ から検波管入力電圧 1V までの増幅度 100dB をうる一案を a 折線 (最下段のもの) で示した。これは高周波増幅 1 段、中間周波増幅 2 段の構成のもので、各段の利得をどのようにとるかは任意であるとしても、少なくとも実現できる値でなければ設計の原案として無意味である。この図の例は、これまでの各部設計でも示したように容易に実現できる値であるが、受信機内部雑音を少なくして S/N を高くする目的で HF 部の利得はできるだけ大きくとった。また IF 部の利得は最低値を示したもので、AVC を用いてあればこれより大きくとることは差支えなくかえて好都合である。第 10.1 表は一般に得られる標準利得である。

つぎに、強い電波を受信する場合のレベル図はどうなるかを調べると、入力レベルが b, c のように増加すると、b の場合には IF の 2 段目のグリッド入力電圧が 5.6V になり、c の場合には周波数変換管グリッドに 4.5V の入力電圧が加わることになる。このような入力電圧はどちらの真空管でも通常のバイアス電圧では過大入力であるから、大きなひずみを発生し実用にならない。そこでこの対策として AVC を用いたり、HF および IF の感度調整 (カソードに B 電源から + 電圧を加えて手動のバイアス電圧調節を行なうことが多い。第 10.3 図はその一例である。商用大型受信機などでは抵抗減衰器を用いる) を設けたりする。



第 10.2 図



第 10.3 図 感度調整の一例

しかし、たとえば AVC をかけるにしても第 10.2 図の最上段 c 曲線のように $100\text{dB} = 0.1\text{V}$ も入力があると この程度の入力の中波放送の場合、大電力局に近い都会地では普通のこと、一般にはアンテナを小さくして無意識的にこのような過大入力加わることを避けている。しかし全波受信機で弱い短波放送も聞きたい場合には、アンテナをいちいち切り換えないことも多いからこの問題は重要である。高周波増幅 1 段のものでは、周波数変換管ですでに過負荷となる。なぜなら、電圧増幅用多極管ではひずみを与えないためにはグリッド入力電圧の最大値がそのバイアス電圧以下で、なるべく 1V 以下としなければならないからである。これをさけるには、HF 部で $5 + 18 + 10 - 20 = 23\text{dB}$ 以上の減衰を与えるような AVC をかけるか、利得の手動調整を行なうことが必要となることもレベル図から指摘できる。

なお上記の計算では変換管には AVC がかけられないこと、変換管の出力までを 1V におさえるように考えた。1 段で 23dB も利得を低下させるような AVC がかけられるかどうかは、AVC 回路のところをもう 1 度みて検討する。これが因

難であることになれば、入力電圧を加減できるように入力コイル一次側にタップをつけたり、手動の利得調整で受信機の HF および IF の総合利得がたとえば 70dB 以上加減できるものを付加したりすることが要求される。このようにして、つぎつぎと各段の入力電圧が受信機の最低および最高入力電圧に対して適当であるかどうかを調べ、また選択度の方から決められた選択回路(同調回路)の最低数を満足するように HF および IF の段数を定め、さらに必要な増幅度が得られるように修正する。AVC についても、以上の構成による検波器の入力電圧を整流して得られた直流電圧では、AVC 用に不足であれば手動の感度調整器をつけるか、AVC の専用の増幅器を持つ増幅型 AVC を用いることになる。

10.3 信号対雑音比からの検討

受信機には内部から出る雑音(1.7 参照)があるため、外部からはいつてくる雑音がかりに零としても、受信機の増幅度を大きくすれば雑音も同時に大きく増幅されるから、ある限度以下の微弱信号はどんなにすぐれた設計の受信機でも、雑音に覆いかくされて全く聞かれないことはよく知られている。ただ設計上の問題は、これらの内部から出る雑音を受信機の入力端子、または第 1 段真空管グリッドに換算した値を最小とすることにある。

いま第 n 段目から発生する雑音電圧を E_{nn} とし、第 1 段目グリッドから第 n 段目入力までの増幅度を A_n とすれば、第 1 段グリッド側に換算した電圧は E_{nn}/A_n となるから、 A_n が大きいほど E_{nn} の受信機全雑音におよぼす影響は小さくなる。これらは 4.1 で述べたことであるが、総合設計の立場から補足しておく。

さて、同調回路の同調周波数を 20Mc、コイルのインダクタンスを $1\mu\text{H}$ 、 Q を 100 とすれば、その共振インピーダンスは $Q\omega L \approx 12.5\text{k}\Omega$ となる。この同調回路を用いた高周波増幅 1 段のスーパーヘテロダイン受信機の場合を考えよう。高周波増幅管を 6BA6 とすれば R_t は $I_p = 11\text{mA}$ 、 $I_{SG} = 4.2\text{mA}$ 、 $g_m = 4.4\text{m}\Omega$ の標準値として(1.19)式から $R_t = 3.54\text{k}\Omega$ となる。したがって、この 6BA6 のグリッド側に換算した等価雑音抵抗値は合計 $12.5 + 3.54 \approx 16\text{k}\Omega$ となり、さらに受信機の総合通帯域幅 β を 10kc と仮定すれば、第 1.18 図からこのときの 6BA6 のグリッド側に換算した雑音電圧は $1.6\mu\text{V}$ となる、そこで受信機の出力で $S/N = 30\text{dB}$ を要求する場合には、6BA6 のグリッド側での信号の大きさは少なくとも $1.6\mu\text{V} \times 31.62 \approx 50.6\mu\text{V}$ 以上であることが必要で、入力回路の昇圧比を 20dB とすれば入力端子で $5.06\mu\text{V} \approx 14\text{dB}$ 以上あることが条件となる。

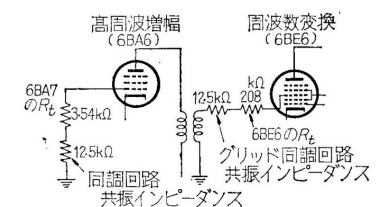
つぎに周波数変換管を 6BE6 とすれば、最適ヘテロダイン電圧の状態では g_c を $0.45\text{m}\Omega$ として(1.22)式から $I_p = 3\text{mA}$ 、 $I_k = 10\text{mA}$ として $R_t \approx 208\text{k}\Omega$ となる。6BE6 のグリッド側全雑音は $208 + 12.5 = 220.5\text{k}\Omega$ (同調回路はすべて同一のものとして仮定した)となるから、これを前段の 6BA6 のグリッド側に換算すれば、高周波増幅の 20Mc における利得を 20dB と仮定して $22\text{k}\Omega$ となる。これは前に求めた 6BA6 のみの $16\text{k}\Omega$ より大きい。したがって、20Mc で高周波増幅の利得が 20dB 程度(実際もこの値に近い)のものでは十分でないことがわかる。

またもし高周波増幅がなく、第 1 段目が 6BE6 変周管である場合には、 β が 10kc ならば雑音抵抗 $220\text{k}\Omega$ は雑音電圧 $5.9\mu\text{V}$ に相当し、出力での $S/N = 30\text{dB}$ のためにはこのグリッドでの信号電圧は $5.9 \times 31.62 \approx 186.5\mu\text{V}$ 以上なければならない⁰。

このように、変周管の前に高周波増幅をおくことは S/N 向上のため著しく有効であるが、増幅度が十分でないような場合には高周波増幅段数をさらに増すことも効果がある。

さて、以上のようなことは入力電圧が小さい場合に成り立つことで、入力電圧と S/N の関係について少し考えてみよう。理想的な受信機では、信号入力が増 10 倍になれば S/N は 10 倍に改善されるはずである。しかし実際にはこのとき受信機出力は一定に保つ条件が必要であるから、受信機の利得は $1/100 = -20\text{dB}$ となるが受信機雑音も $1/10$ にならねばならない。これは低周波の利得を 20dB 下げても(入力をしばってもよい)達成できるが、一般には自動的に AVC をかけ、受信機入力回路に置き換えた全内部雑音電圧にはほとんど影響を与えない任意の増幅段の利得を $1/10$ となるようにすればよい。

しかし入力段まで AVC で下げると、この関係は成立せず S/N は悪化する。したがってレベルダイヤグラムから判断



R_t : 真空管の等価グリッド雑音抵抗

第 10.4 図

⁰ 高周波増幅の付加による S/N の改善は、 $186.5/50.6 \approx 3.7 \approx 11\text{dB}$ となる。

し、過負荷をさける目的で入力段にやむを得ず AVC をかけるときは、ある入力に達するまでは S/N はかえって悪化する。これらのことは AVC をどのようにかけるのがよいかという問題に重要なことで、 S/N の点からは IF には AVC 用整流電圧を直接加え、入力段にはある入力電圧に達するまで AVC がかからない遅延 AVC 電圧を加えるのが理想である。

なお、この理由を簡単に説明しよう。真空管雑音のうち、ショット雑音をプレート電流中の雑音電流分 I_n で表わせば

$$I_n = A\sqrt{I_d\beta} \quad (10.1)$$

I_d はプレート電流直流分、 β は受信機の実効通過帯域幅、 A は真空管の種類によって異なる係数で、三極管は最小値、変周管（混合管を含む）は最大値をとる。相互コンダクタンス g_m の真空管では、グリッドに e_g という信号が加わると、プレート電流中には $e_g \times g_m$ に等しい信号電流分が得られるから、グリッド側に置き換えたショット雑音電圧 e_{ng} は次式で表わされる。

$$e_{ng} = \frac{A\sqrt{I_d\beta}}{g_m} \quad (10.2)$$

この式から、 $\sqrt{I_d}/g_m$ が小さくなれば e_{ng} は小さくなることがわかる。いま、バイアスを減らしていくと I_d と g_m とは同じような傾向で減少する。たとえば 6SK7-GT ではバイアス $-5V$ のとき $\sqrt{I_d}/g_m \doteq 1.6$ であるが、 $-10V$ に増すと $\sqrt{I_d}/g_m \doteq 3.5$ になり（このとき g_m は $1500\mu\text{V}$ から $400\mu\text{V}$ になり、増幅度は $1/3.75$ に下がる）かえって雑音が 2 倍以上に（受信機的全増幅度は同一として）増すことになる。この真空管が第 1 段目のものであればもちろんのことであるが、第 2 段目であってもこれを第 1 段目グリッド側に換算すると、1 段目の増幅度 G_1 で割った e_{ng}/G_1 になるから、AVC で G_1 が減少するとき e_{ng} はかえって 2 倍になり、2 段目から雑音の影響は強化され、受信機の S/N は悪化することになる。

つぎに第 1 段目に換算できない雑音があることに注意したい。これは検波管以後から出る雑音、リップル雑音、ハム雑音、フリッカ雑音などで、低周波に AVC をかけないかぎり AVC によってこれらは全く減少することはないので、AVC をかけたためかえって受信機の S/N を悪化する。したがって、これらをできるだけ小さくする手段をとるとともに、低周波部の増幅度は必要な最小限にとどめるのがよく、増幅が容易であるからといって低周波の増幅度を大きくするのは誤りである。特別な場合は別として一般のスーパーでは二極三極管 6ZDH3A, 6SQ7, 6AV6 などを用いた電圧増幅 1 段で十分である。

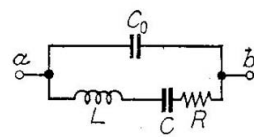
第11章 特殊回路

本書は高級な受信機に使用されるような特殊回路については、これまで全く触れてないが、本章ではその二、三について述べる。

11.1 メカニカルフィルタおよび水晶フィルタ

高級受信機の間周波増幅部にはメカニカルフィルタ (MF) あるいは水晶フィルタ (CF と以下書く) が使われることがほとんど常識のようになってきた。これらはたとえば第 11.1 表のような特性を持ち、通常の IFT では実現できない鋭い選択特性を持っている。MF も CF もその同調素子数の多少により特性にはかなりの相違があり、必要に応じて選べばよい。最近セラミックフィルタという新型も使われてきた。

まず実用される最も簡単な水晶フィルタから説明しよう。これは第 11.5 図のように水晶共振子 1 個のみを使用するものである。この水晶共振子は発振子と異なり、共振周波数の近くに副共振が存在しないものが望まれる。水晶共振子の等価回路は第 11.1 図で表わされるが、この回路で $R = 0$ と仮定すれば端子 ab 間のリアクタンスは次式で表わされる。



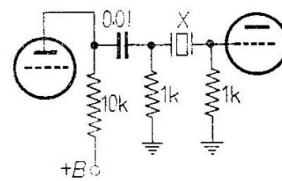
455kc 用共振子の例
 $L \cong 44\text{H}$, $C_0 \cong 10\text{pF}$
 $C = 0.028\text{pF}$,
 $R = 1000\Omega$

第 11.1 図 水晶振動子の等価回路

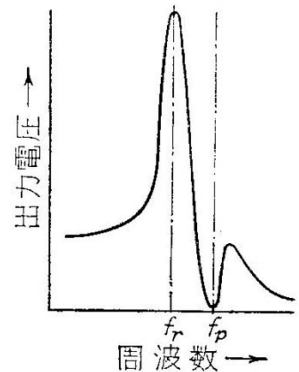
$$X = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{\omega C_0 \left\{ \omega L - \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_0} \right) \right\}} \tag{11.1}$$

$\omega L = 1/\omega C$ のとき $X = 0$ で、回路は直列共振となる。また $\omega L = (1/\omega)(1/C) + (1/C_0)$ のときは $X = \infty$ となり、回路は並列共振となる。直列共振周波数 f_r と並列共振周波数 f_p との差 Δf は、近似的に $C/C_0 \ll 1$ であるから

$$\Delta f = f_r \cdot \frac{C}{2C_0} \tag{11.2}$$



第 11.2 図

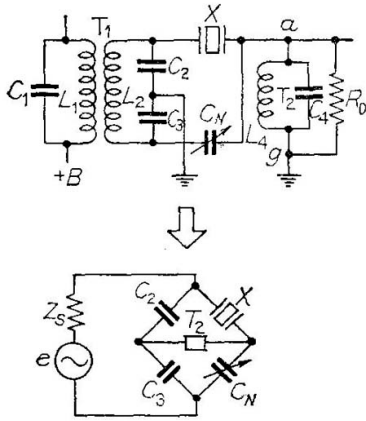


第 11.3 図

第 11.1 表 MF および CF の特性例

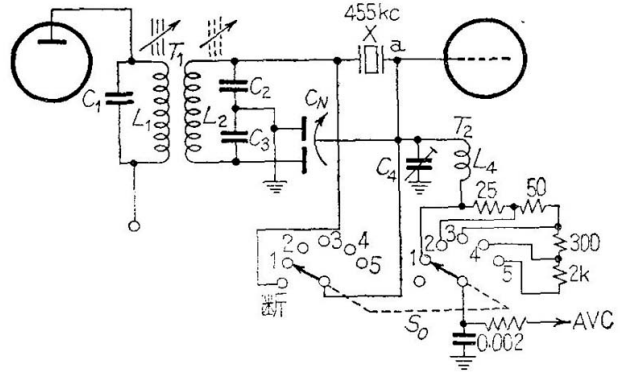
	中心周波数	6dB バンド幅 最小値 [kc]	60dB バンド幅 最大値 [kc]	バンド内の 利得変動	挿入損失 [dB]	終端インピーダンス [kΩ]
MF	250 k c	2	5	3dB 以下	8	3~6
		8.5	15	"	6	"
	455kc	1	4	"	15	2~4
		8	16	"	10	"
		30 40	48 80	" "	6 6	" "
CF	455kc	1	2.8~3.8	"	3~10	入力インピーダンス
		5	18	"	"	10
		8	16	"	12	5
		10	20	"	"	"
		20	40	"	"	"

[注] この表の数値は市販品の一例を示すもので、MF も CF も共振エレメントの数を増せば選択度は優劣なく改善されるので、この表は特性の比較を示すものではない。



Z_s : 電源のインピーダンス
 T_2 : 負荷インピーダンス

第 11.4 図 水晶フィルタの主要部



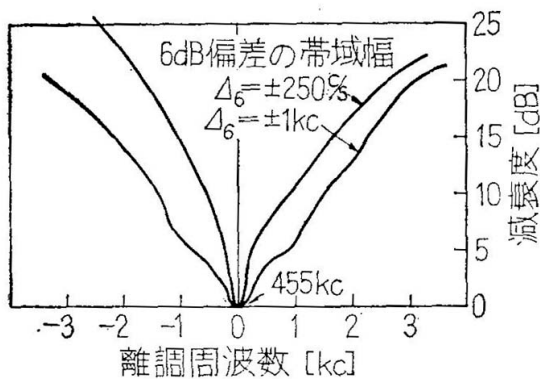
$L_4 = 1\text{mH}$, $C_2 = C_3 = 0.0002\mu\text{F}$

第 11.5 図 アメリカハマーランド会社製受信機に使用されている回路

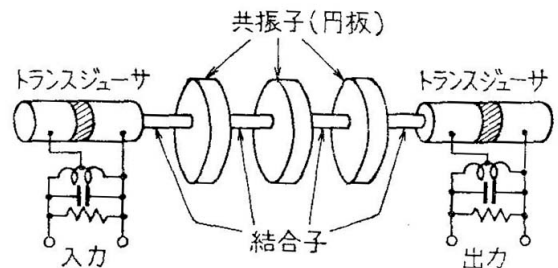
となる。455kc 用の共振子の定数を代入すれば Δf はたとえば 250c/s となる。明らかに f_p は f_r より高い。

いま水晶共振子 X を第 11.2 図のように抵抗結合増幅器の結合に用いると第 11.3 図のような出力特性が得られるが、この特性は第 11.5 図に示す受信機の回路でも同じである。 f_r で出力は最大になり、 f_p で出力は急減する。 C_0 の値が任意に変えられれば、 f_p の位置も変えられるが、それには C_0 に並列にもし負の容量 C_N を接続できれば C_0 は C' に変わり、 $C' = C_0 - C_N$ は C_0 から零まで変えられる。 $C' = 0$ では特性曲線は直列回路だけのものに等しくなる。 C_N をさらに増すと C' は負となり (C' がインダクタンスになることと同じ) f_p は f_r より低くなる。このように X を f_r の上、下の任意の周波数に対して並列共振とし、その周波数を減衰させることができる。実際には負の容量は実現できないから、 C' を変えるには第 11.4 図のようなブリッジ回路を用い、 X を通じて出力に表われる電圧と逆相の電圧を C_N を通じて T_2 に加えてやればよい。一般に $C_2 = C_3$ とし T_1 は二次側が低インピーダンスになるので、 L_1 とか L_2 の結合は出力が f_r で最大となるように実験的に調整する、回路の選択度は $C' = 0$ 、すなわち $C_N = C_0$ のとき最良となり、配線の長さをできるだけ短くなるように X や C_N の配置を考慮すれば、ほぼ対称形の周波数対出力曲線が得られる。 C_N を加減して f_p を f_r より上、または下にもってくると、 f_p にある妨害電圧を抑圧する能力に増すが、特性曲線の対称性は失われ f_p と反対側の選択度は劣化する。 C_N は第 11.5 図のような差動型を使えば調整が容易で、一般には最大 15~30pF のものが適当である。さて第 11.5 図のような水晶共振子 1 個を用いたフィルタは簡単で、狭帯域の電信 (A_1 波) には使えるが、その特性例は第 11.6 図のようで商用通信や電話通信などには全く使えない。電波の型式を問わず十分な通過帯域幅を持ち、しかも鋭い選択特性を示すことが必要な場合には、高価になるが MF, CF, セラミックフィルタなど⁰を使うことが高級受信機設計の常識になっている。

メカニカルフィルタ (MF) は恒弾性係数を持つエリンパーのような特殊合金の円板あるいは丸棒が、その寸法で決ま



第 11.6 図 水晶フィルタ器特性例

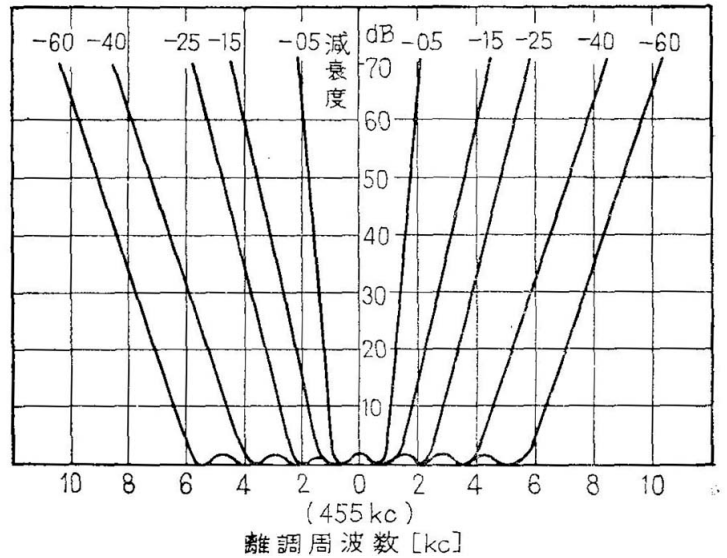


第 11.7 図 MF の構成例

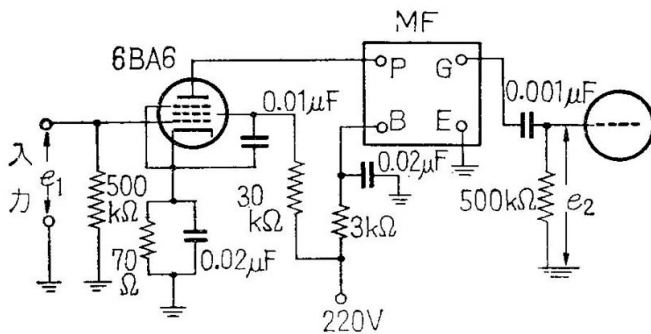
⁰ *MF および CF に関する詳細は田川, 畑野共著: 『メカニカルフィルタ, クリスタルフィルタ回路の設計』(オーム社) を, セラミックフィルタについては雑誌「エレクトロニクス」増刊「電子部品ガイドブック」を参照されたい。

る周波数で共振体 (その Q は数千以上) となることを利用し, それを適当な長さの細い棒 (結合子という) で直結したものの, 両端に第 11.7 図に示すようなトランスジューサ (電気 \rightleftharpoons 機械変換器) を接続した構成を持っている.

トランスジューサは圧電磁器を中心にその両側に金属棒を接着した型のものが多く, 圧電磁器の両側に電圧を加えると機械的な屈曲運動をして共振子に振動を伝え, 逆に共振子からの振動が結合子を通して伝えられると, 圧電磁器の両側間に電圧が発生する特徴を持っている. したがって MF 全体としては特定の周波数を中心とするごく一部の周波数バンドは損失なく通すがその他の周波数は通さない理想的なフィルタとなる. この特性例は第 11.8 図のようで選択特性は共振子の多いほど良くなるが高価にもなるので (このことは CF でもセラミックフィルタでも同じ) 目的によって適当なものを選ぶ. MF を真空管回路に使用するには第 11.9 図のように接続すればよいが, その入場所は受信機の変周管のつぎが効果をあげるために望ましい. MF は現在最高 600kc くらいまでが実用され, 帯域幅は 35kc くらいまで製作できる.



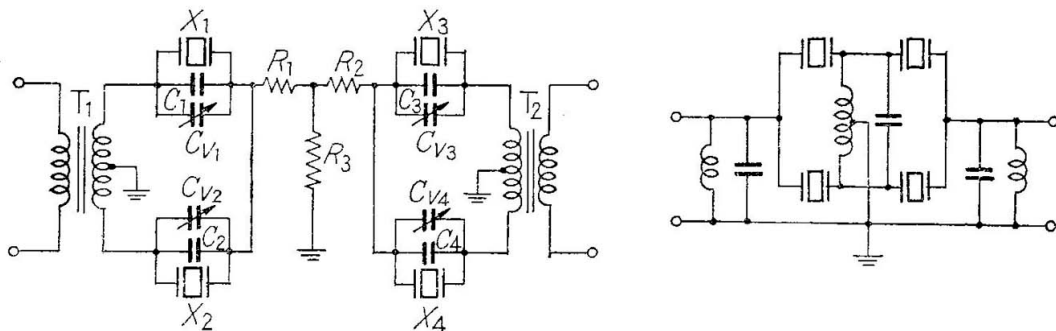
第 11.8 図 MF の特性例 (455kc 用)(曲線上の数字は帯域幅の半分を 100c/s 単位で表したもので 40 とはバンド幅 8kc のものになる)



第 11.9 図 MF の使用例

水晶フィルタ (CF または Xtal Filter) は MF と同じく IF にも使われるが MF では製作できない 1Mc 以上の高周波用フィルタとして特長がある. 高級受信機に使われる CF の構成はたとえば第 11.10 図のようでこれは水晶の加工技術と回路設計が共に進歩したため, 最近の業務用受信機には欠かせぬ回路要素になりつつある (短波受信機では中間周波部を二つ持つ 2 重検波スーパーヘテロダイン方式がよく使われるが, 第 1 中間周波を 1~3Mc に選ぶので CF はこれに最適である). CF もその入位置は受信機のできるだけ前の段に選ぶこと, 入出力間

のじゃべいに注意することが大切である. 最後にセラミックフィルタは CF および MF と全く同様に使われるが, 比較的安価であることが特長である. 市販品は現在 455kc 用に限られている. これらの選択にあたっては用途によって最も有効なものをとればよい.



第 11.10 図 狭帯域用水晶フィルタの構成

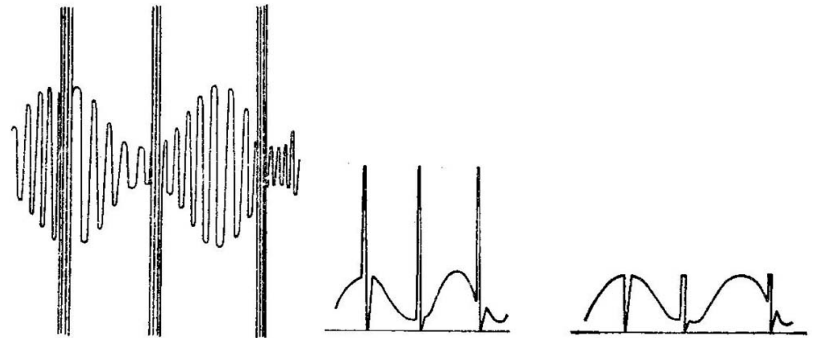
11.2 ノイズリミタ (雑音制限回路)

一般の強力な局のみ受信する受信機ではほとんど必要はないが、弱い電波を受信する場合、空電や近くの電気機器が発生する雑音が非常に耳ざわりとなることがあり、これを軽減する目的で種々の型のノイズリミタが高級な受信機では使われている。これらの回路は簡単な受信機にもつけられるが、問題はその有効度と経済上の負担とのバランスがとれるかどうかにある。

さて、これらのリミタ回路は一般に第 11.11 図のようなパルス波形の雑音には有効であるが、入力信号と幅が等しいか、それ以下の雑音に対してはほとんど効果がない。また、連続型の雑音に対しては波形ひずみがひどくなってあまり有効ではない。

雑音制限を大別すると、一定の入力キャリア電圧以上の雑音が到来すると瞬間的に動作する瞬時雑音尖頭値制限回路と、瞬間的には動作しないが、最高尖頭出力電圧を一定値以下におさえる出力制限回路とになる。後者は電信用で、低周波出力回路に多く用いられるので、本節では前者の回路のうち実用されており有効と思われる回路について説明する。

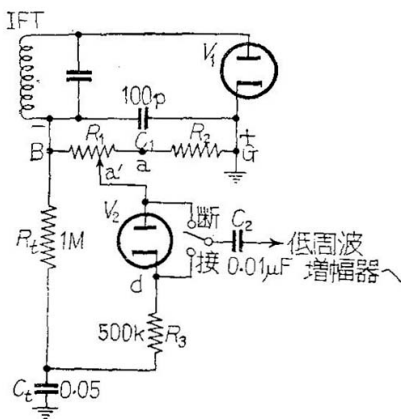
なお、パルス性の雑音はその継続時間が短く、その周期は比較的に長い(第 11.11 図のように)ものほど有効に抑圧できる。しかし、パルスの継続時間は中間周波部を通るとき長くなり、その長くなる度合いは帯域幅が狭いほど大きい。したがって、雑音制限は中間周波の入口に近いところで行なうのが理想である。しかし、このような回路は複雑で一般の受信機には採用できない。



(a) 中間周波出力で検波器の入力になる
 (b) 検波器の低周波出力でリミタの入力になる
 (c) リミタ出力

第 11.11 図

11.2.1 直列型ノイズリミタ



第 11.12 図 直列型ノイズリミタ
(動作点調整可能)

この一般的な回路は第 11.12 図のようで、右側のスイッチは使用時に倒しておく。V₁ は二極管検波器 (6H6, 6AL5 など)、V₂ は雑音リミタ管 (6H6, 6AL5 など) である。V₂ は通常の話信号レベルでは導通状態になるが、変調が深い場合や雑音の尖頭値に対しては開放状態になる。V₂ は低周波出力と直列に入っているため、以上の動作によって雑音の先端をつみとる役目を果たす。まずパルス型の雑音が混入した中間周波信号が検波器に入ると、検波後の低周波出力ではパルスの下半分が除かれる (V₂ にゲルマニウムダイオードを用いると、逆方向の抵抗が不足で真空管のように動作しない)。図中の R_tC_t は時定数を与える回路でその時定数は

$$R_t[\Omega] \times C_t[F] = 10^6 \times 0.05 \times 10^{-6} = 0.05[s]$$

である。

一定のキャリアが受信されているときには、V₂ のプレートとカソード間にほぼ a'B 間の整流された直流電圧が加わり、V₂ は導通状態になる。V₁ の負荷 R₁ + R₂、C₁ 回路の時定数は、たとえば R₁ = 400kΩ、R₂ = 200kΩ、C₁ = 100pF の場合でも 60μs にすぎないので、いまパルス性の雑音があると V₂ のプレートの電位は 60μs 以内に変わるのに対して、カソードの電位は 0.05s 後に最終値の 70% 程度に達することになる。もっと具体的にいうと、GB 間に最初 5V の整流電圧があったとすれば、a'd 間にもその一部の電圧が加わり V₂ の内部抵抗は低い。ところがパルス性の雑音到来すると、a' 点は G よりたとえば 60μs

第 11.2 表 第 11.12 図の設計値

制限する %	$\frac{(R_3 + R_t) \parallel R_2}{R_1}$	R_1 [kΩ]	R_2 [kΩ]
100	3/1	800	125
50	3/2	475	200
30	1/1	300	250
0~100	3/1	500*	125

[注] 1) $C_t = 0.05\mu\text{F}$, $R_3 = 500\text{k}\Omega$, $R_t = 1\text{M}\Omega$ の場合
 2) *印はポテンショメータで、その他は R_1 を固定抵抗とし a' と a とは同一点とした場合である。

後に 50V 低い値になるが、このとき d 点は最初の B 点の電圧、つまり G 点より 5V だけ低い値にまだとどまっている ($0.05\text{s}/60\mu\text{s} \approx 830$) ので、 V_2 はカソードの方がプレートよりはるかに高電位にあり、 V_2 は開放状態となって雑音の尖頭値が抑圧される、このように V_2 はカソードがプレートより少しでも高電位になると、電流を流さないことが重要である。

パルス型の雑音も信号の過変調の一つと考えられるが、ポテンショメータ R_1 の a' 点の調整によって、または R_1 と R_2 との値の選択によって一定値以上の変調度の波は制限することができる。その設計値は第 11.2 表に示してある。この制限値は R_1, R_2, R_3, R_t によってきまる。 $r_3 = R_t$ とした場合には $(R_3 + R_t)$ と R_2 との並列抵抗が R_1 に等しいときは、変調度は 30% で制限される。また V_2 を通じて取出される低周波電圧は、 $R_1 + R_2$ の両端に表われるものの一部で、たとえば $R_1 = 2R_2$ ならば、リミタを用いない場合の 1/3 になるから、10dB 程度の損失が増えることに注意しなければならない。

V_2 のフィラメントを交流で熱する一般の場合には、S を“接”に接続するとき V_2 のカソードとヒータ間の絶縁は無敵大ではないので、交流のハムが低周波増幅器の入力に入って聞きにくいことがある。これを軽減する方法も考案されているが⁰、リミタは雑音がわずかなら使わない方がよく、これらのリミタが有効な場合はハムなどは問題とならないことが多いので、 V_2 にはカソードとヒータの間の絶縁のよいものを使用すれば十分であろう。しかし、逆方向の抵抗が非常に大きな半導体ダイオードが使えれば理想的である。

11.2.2 並列型ノイズリミタ

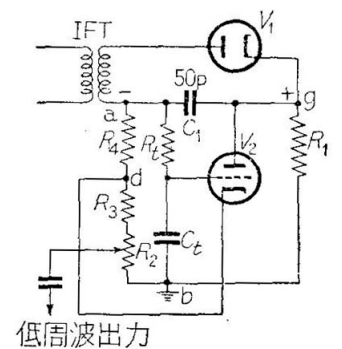
第 11.13 図に示したのは並列型で、B 級増幅用の三極管を用いる例である。リミタ管 V_2 は検波管 V_1 の負荷抵抗の一部に並列に入れ、これを短絡させて雑音の制限を行なうのであるから V_2 に用いる真空管はプレート電圧が低くてもプレート電流が流れやすい 6SN7, 12AU7, 6CG7 などが適当である。この場合も時定数回路 C_t, R_t を利用する。その時定数は 0.05s で、これは V_2 のグリッド電圧変化の時定数になる。これに対してプレート回路、つまり $R_1 \sim R_4$ と C_1 による時定数は $25\mu\text{s}$ にすぎない。

さて、三極管のプレート電流 I_p が流れないための条件は

$$\frac{E_p}{\mu} + E_{g0} < |E_g| \tag{11.3}$$

ここで、 E_{g0} はプレート電圧 E_p が零の場合 I_p を零にするに必要なグリッドバイアス電圧、 E_g はグリッドバイアス負電圧、 μ は増幅定数である。 E_{g0} は -1V 程度、 μ を 35(6SN7-GT) とすれば、 V_2 のプレートとカソードとの間に 10V の電圧が加えられたときには、 E_g が -1.5V 以下ならば $I_p \approx 0$ となる。

以上の予備知識をもとにしてその動作を説明する。まず、通常の状態では搬送波が V_1 で整流され、ga 間に 10V の電圧が現われるとすれば gd 間の電圧は 7.9V、da 間は 2.1V となり、上式から $I_p = 0$ にすることができる。つぎに ga 間に 100V のインパルス雑音が発生したと仮定すれば、



[例]

- $R_t = 1\text{M}\Omega$ $R_1 = 250\text{k}\Omega$
- $R_2 = 50\text{k}\Omega$ $R_3 = 75\text{k}\Omega$
- $R_4 = 100\text{k}\Omega$ $C_t = 0.05\mu\text{F}$
- V_1 : 6AL5 または 6J6
- V_2 : 6CG7 または 12AU7

第 11.13 図 並列型ノイズリミタ

⁰ たとえば、日本放送協会編：『受信機』(下)107 ページ参照。

プレートとカソードとの間の電圧はただちに 79V に達するが、グリッド電圧は時定数が大きいので、すぐにはカソードに対して $-21V$ にはなれず、 V_2 の I_p が急に増大して $R_1 \sim R_3$ 間を短絡し、出力は急減する。インパルス性雑音は継続時間が短いから、グリッドが十分に負電位に達する前に電圧が消失し、雑音抑圧動作がうまく行なわれる。

11.3 ビート発振器 (BFO)

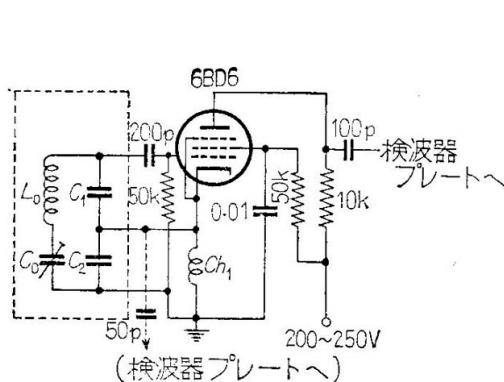
これは特に無変調電波 (A_1 波) 電信符号を受信するとき必要である。中間周波数に変換されて検波管に加えられる電信符号を $1000c/s$ 程度の可聴周波数にするため、中間周波数 f_i より $1000c/s$ くらい高いか、または低い周波数の電圧を中間周波信号とともに検波器に加える。この $f_i \pm 1000c/s$ の周波数の発振器をビート用発振器 (BFO) とか、第 2 局部発振器という。

この発振器は簡単な回路で安定に発振するものが望ましく、発振電圧はあまり強いと高調波が相当の強さで周波数変換回路に漏洩し、妨害ビート音を発生する。高調波でなくとも発振周波数のまま周波数変換回路に強くもれても妨害音が発生する。たとえば f_i が $456kc$ で、BFO の周波数を $456kc$ とすれば、その高調波の $912kc$ 、 $1368kc$ などが変周回路にもれるか、または変周管入力に $456kc$ が強く入ってそのプレート回路に高調波が現われると、ダイヤル目盛の $912kc$ および $1368kc$ で入来波がないときも、これらの高調波と第 1 局発とのビートで f_i が発生し妨害になる。したがって、BFO の出力はその発振管のヒータおよびプレート配線を通じて高周波や変周部に漏洩しないように、ヒータにはチョークコイル (空心、直径 $1cm$ 、 $456kc$ では $10 \sim 20$ 回) とバイパスコンデンサ、プレート回線には減結合用フィルタ (抵抗とコンデンサを用いればよくその効果は第 9.14 図に示してある) をそう入する。発振コイルなどをしゃべいすることはいうまでもない。

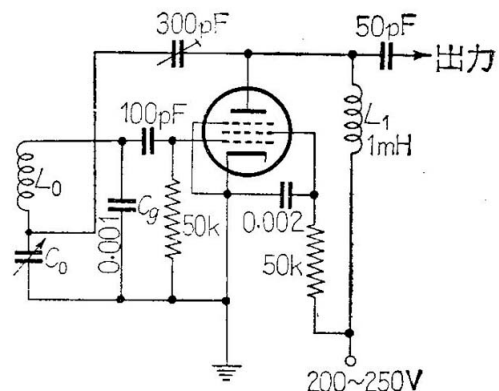
つぎにこの発振電圧を検波管に加えるには、その発振器のどの部分からとり出すのか、そのインピーダンスはどうかによって異なるが、一般の場合のように発振回路がグリッド側にあり (グリッドリークなどのため、インピーダンスは $20k\Omega$ 以下とみなされる)、これから数 pF のコンデンサを通じて出力をとり出す場合には検波管のプレートに直接接続すればよく、発振管が五極管で電子結合発振回路ならそのプレート回路の負荷 (数 $10k\Omega$ 以上) から数 pF のコンデンサを通して検波管前段の中間周波増幅最終段のプレートに接続してもよい。つまり小容量のコンデンサで電圧を分割してもインピーダンスの低いものは、インピーダンスの高いところには接続しないように注意し (中間周波濾波器の共振インピーダンスが下がり、増幅度も特性も変わる)、発振管が三極管の場合にはその出力が低インピーダンスにどうしてもなるので検波管の入力側に接続すること、信号入力が大きいと負荷の変化による発振周波数のふらつきがあることに注意しなければならない。

この発振回路は周波数がほぼ一定であるから、回路が多少複雑でもクラップ回路のような発振の安定なものが適当である。

【設計例】クラップ回路は第 11.14 図に示すような回路で、破線の枠で囲まれた部分が発振要素である。 C_1, C_2 は次式で与えられるように大きな値にできるので、発振管の定数の変化による発振周波数の変化は非常に小さいことが特長である。 Ch_1 はそのリアクタンスが C_2 のリアクタンスより十分大きい値とすればよい。この回路はカソードとヒータ間の絶縁が悪いとハムが入り、また Ch_1 の選定が悪いと寄生振動が起こることがあるので注意が必要である。第 11.15 図の回路はこの改良回路である。



第 11.14 図 クラップ回路の一例



第 11.15 図 クラップ変形回路

例として、第 11.14 図で 456kc の BFO を設計してみよう、 $C_1 = C_2 = 2C_g$ とすれば、 C_g の値にはつぎの式で与えられる制限がある。

$$C_g \leq \frac{1}{2\omega} \sqrt{\frac{g'_m}{r_0}} \quad (11.4)$$

なお、発振周波数はほぼ次式で与えられる。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \quad (11.5)$$

r_0 は L_0, C_0 回路の損失抵抗で、 g'_m は発振管の動作時の g_m の値である。いま、使用真空管を 6BD6 ($g_m = 2\text{m}\Omega$) とし、 g'_m を $1.4\text{m}\Omega$ と仮定する。つぎに C_0 を 100pF (以上) とすれば所要の L_0 は

$$\begin{aligned} L_0(\mu\text{H}) &= \frac{25330}{f_{(\text{MC})}^2 C_{(\text{pF})}} = \frac{25330}{0.455^2 \times 100} \\ &\approx 1.22\text{mH} \\ \therefore \omega L_0 &= \frac{1}{\omega C_0} \approx 3490\Omega \end{aligned}$$

L_0, C_0 回路の Q を 100 と仮定すれば、 $r_0 = \omega L_0 / Q \approx 35\Omega$ これらを (11.4) 式に代入すれば

$$C_g \leq \frac{1}{910 \times 10^3 \times \pi} \sqrt{\frac{1.4 \times 10^{-3}}{35}} = 0.00175\mu\text{F}$$

したがって、 $C_1 = C_2$ は $2 \times 0.00175 = 0.0035\mu\text{F}$ より小さければよく、 $0.002\mu\text{F}$ 程度にすればよい。また、このとき C_2 のリアクタンスは

$$\frac{1}{\omega C_2} = \frac{1}{2\pi \times 455 \times 10^3 \times 0.02 \times 10^{-6}} \approx 175\Omega$$

であるから Ch_1 のリアクタンスは少なくともこの 10 倍あればよく、そのインダクタンスは

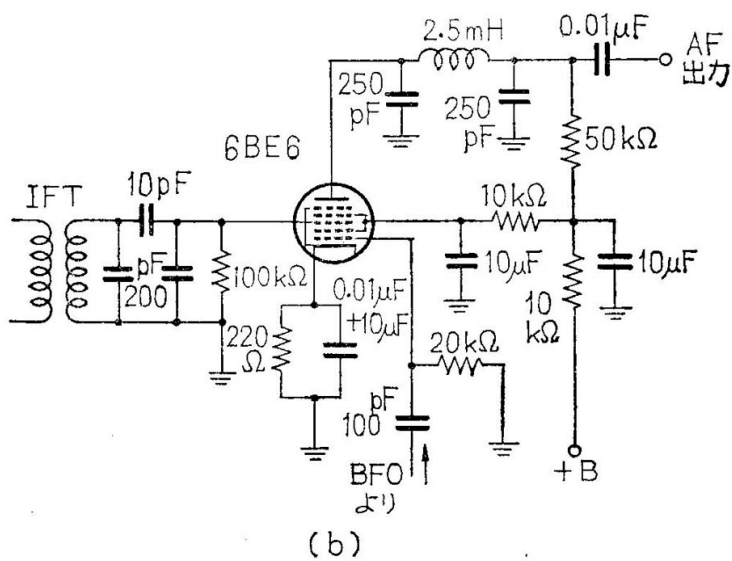
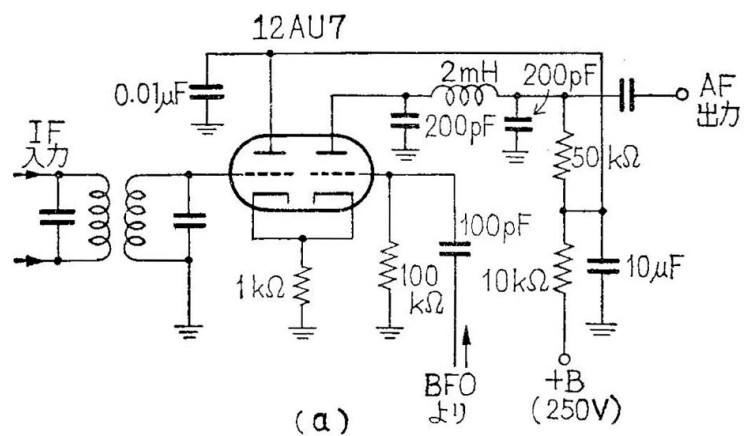
$$L = \frac{1750}{2\pi \times 455 \times 10^3} \approx 0.64\text{mH}$$

となるが、実際には $1 \sim 4\text{mH}$ のものを使うことが多い。

11.4 プロダクト検波器 (product detector)

プロダクト検波器は二つの入力信号電圧の数学的積に比例する出力電圧が得られるように動作点を選んだ 2 乗検波器である。その機能からは周波数変換器というべきかもしれない。この検波器はもともとシングルサイドバンド (SSB) 波の受信に考えられたものであるが、電信 (A_1) 波のビート受信検波器としても、ひずみが少なく、ダイナミックレンジの広い利点があって使われることが多くなった。しかし電話 (A_3 波) の検波器としては不適當で、電信電話両用受信機などには適當でない。

二極管検波器を用いて電信波の受信を行なう従来の回路では、入力信号が強くなると検波器出力は過変調によるひずみが著しくなる。これを避けるには検波器に加える BFO の入力を大きくすることが有効であるが、このためには検波器と BFO との結合を密にする必要があり、BFO の安定度が下がること、その出力電圧を大きくすれば高調波による妨害も増大するなどの欠点がある。プロダクト検波器は 2 乗特性検波器と BFO の間にカソードフォロアをそう入して、検波器からの干渉が BFO に及ばないようにしてある。検波器の入力電圧と出力電圧とが直線的に比例する範囲をダイナミックレンジと呼ぶが、プロダクト検波器は IF 入力が約 1V 以下で、BFO 入力が $2 \sim 8\text{V}$ (最適値は BFO の入力を変化できるようにして探するのがよい) であれば割合に広いダイナミックレンジが得られる。第 11.16 図に実際に使われている回路の一例を示した。



第 11.16 図 プロダクト検波回路の例